

ISSN 2311-0872 (Print)



KARAZIN UNIVERSITY
CLASSICS AHEAD OF TIME



Visnyk of V.N. Karazin
Kharkiv National University

Series Radio Physics and Electronics



Вісник Харківського національного
університету імені В. Н. Каразіна
серія

**РАДІОФІЗИКА
ТА ЕЛЕКТРОНІКА**

29'2018

ISSN 2311-0872

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

ВІСНИК
ХАРКІВСЬКОГО НАЦІОНАЛЬНОГО
УНІВЕРСИТЕТУ
імені В.Н. КАРАЗІНА

Серія “ РАДІОФІЗИКА ТА ЕЛЕКТРОНІКА ”

Випуск 29

Започаткована 1971 р.

Харків 2018

У збірнику представлені результати теоретичних та експериментальних досліджень, що спрямовані на розв'язання актуальних задач сучасної радіофізики. До них відносяться: розповсюдження радіохвиль в навколосемному просторі, його діагностика з використанням радіофізичних методів, розповсюдження і дифракція електромагнітних хвиль у електродинамічних структурах, взаємодія лазерного випромінювання з речовиною та біологічними об'єктами, фізичні принципи у напівпровідникових приладах та ін.

Для наукових працівників, аспірантів, студентів старших курсів радіофізичних спеціальностей.

Видання є фаховим у галузі фіз.-мат. наук (Наказ МОН України №1328 від 21.12.2015 р.).

В сборнике представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований, направленных на решение актуальных задач современной радиофизики. К ним относятся: распространение радиоволн в околоземной среде, ее диагностика с использованием радиофизических методов, распространение и дифракция электромагнитных волн в сложных электродинамических структурах, взаимодействие лазерного излучения с веществом и биологическими объектами, физические принципы в полупроводниковых приборах и др.

Для научных работников, аспирантов, студентов старших курсов радиофизических специальностей.

Издание является специализированным в области физ.-мат. наук (Приказ МОН Украины №1328 от 21.12.2015 г.).

Затверджено до друку рішенням Вченої ради Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна (протокол №1 від 21.01.2019 р.).

Редакційна колегія

Відповідальний редактор – д.ф.-м.н., проф. **Шульга С.М.**

д.ф.-м.н., проф. **Аркуша Ю.В.**, Україна
д.ф.-м.н., проф. **Горобець М.М.**, Україна
д.ф.-м.н., проф. **Катрич В.О.**, Україна
акад. НАНУ **Литвиненко Л.М.**, Україна
проф. **Фролов В.Л.**, Росія
акад. НАНУ **Шульга В.М.**, Україна

проф. **Блаунштейн Н.**, Ізраїль
д.ф.-м.н., проф. **Дюбко С.П.**, Україна
д.ф.-м.н., проф. **Колчигін М.М.**, Україна
д.ф.-м.н., проф. **Потапов О.О.**, Росія
д.ф.-м.н., проф. **Шматько О.О.**, Україна
д.ф.-м.н., проф. **Чорногор Л.Ф.**, Україна

акад. НАНУ **Яковенко В.М.**, Україна

Заступник відповідального редактора – к.ф.-м.н., доц. **Цимбал А.М.**

Адреса редакційної колегії: 61022, м. Харків, майдан Свободи, 4
Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна, факультет радіофізики,
біомедичної електроніки та комп'ютерних систем

тел. (057) – 707-51-23, e-mail: A.Tsymbal@karazin.ua

www-radiovestnik.univer.kharkov.ua

Статті пройшли внутрішнє та зовнішнє рецензування

Свідоцтво про державну реєстрацію КВ №11825-696 ПР від 04.10.2006

© Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна, 2019

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.26565/2311-0872-2018-29-01>

УДК 535.361:535.555:535.573+577.3.0

НЕЛИНЕЙНАЯ СПЕКТРАЛЬНАЯ КОРРЕКЦИЯ СИГНАЛОВ ИМПУЛЬСНЫХ ГЕОРАДАРОВ

Д.О. Батраков

Харьковский национальный университет им. В.Н. Каразина, 61022, г. Харьков, пл. Свободы, 4

E-mail: Dmitry.O.Batrkov@univer.kharkov.ua

Поступила в редакцию 18 сентября 2018 г.

Актуальность. Проблемы неразрушающего контроля промышленных конструкций и транспортных сооружений являются актуальными с точки зрения повышения эффективности систем управления ими и экономии финансовых ресурсов и материалов. Актуальность научных исследований в области дистанционного зондирования и методов решения обратных задач связана также с перспективами постановки и решения проблем биомедицины, связанных с компьютерными технологиями.

Цель работы - исследование возможностей виртуальной корректировки свойств зондирующих и отраженных сигналов для повышения надежности результатов обработки и повышении точности восстановления свойств объектов при решении задач толщинометрии.

Материалы и методы. Основу предложенного подхода составляет коррекция значений амплитуд импульсных сигналов с целью повышения точности получаемых в результате обработки значений, путем введения в алгоритм обработки нормирующего множителя, значение которого было бы функцией, полученной в результате калибровочных процедур георадара. Другим способом повышения надежности процедуры обработки данных может быть компьютерная корректировка формы сигнала для приближения его формы к форме идеализированного модельного импульса.

Результаты. В результате теоретического анализа предложены методы и алгоритмы реализации процедуры совершенствования обработки наборов первичных данных зондирования, полученных с помощью импульсных георадаров.

Выводы. Проведенный в работе анализ методов обработки и корректировки характеристик сигналов импульсных георадаров позволил с одной стороны глубже понять физические основы взаимодействия электромагнитных импульсов с плоскостойкими средами. С другой стороны, предложены практические способы повышения эффективности контроля качества различных инженерных и транспортных сооружений, а также строительных конструкций.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: неразрушающий контроль, дистанционное зондирование, импульсные сигналы.

НЕЛІНІЙНА СПЕКТРАЛЬНА КОРЕКЦІЯ СИГНАЛІВ ІМПУЛЬСНИХ ГЕОРАДАРІВ

Д.О. Батраков

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна, 61022, м. Харків, м. Свободи, 4

Актуальність. Проблеми неруйнівного контролю промислових конструкцій і транспортних споруд є актуальними з точки зору підвищення ефективності систем управління ними та економії фінансових ресурсів і матеріалів. Актуальність наукових досліджень в галузі дистанційного зондування і методів розв'язання обернених задач пов'язана також з перспективами постановки і рішення проблем біомедицини, які пов'язані з комп'ютерними технологіями.

Мета роботи - дослідження можливостей віртуальної коригування властивостей зондуєчих і відбитих сигналів для підвищення надійності результатів обробки і підвищенні точності відновлення властивостей об'єктів при вирішенні завдань товщинометрії.

Матеріали та методи. Основу запропонованого підходу становить корекція значень амплітуд імпульсних сигналів з метою підвищення точності одержуваних в результаті обробки значень шляхом введення в алгоритм обробки нормувального множника, значення якого було б функцією, що отримана в результаті калібрувальних процедур георадарів. Іншим способом підвищення надійності процедури обробки даних може бути комп'ютерне коригування форми сигналу для наближення його форми до форми ідеалізованого модельного імпульсу.

Результати. В результаті теоретичного аналізу запропоновано методи і алгоритми реалізації процедури вдосконалення обробки наборів первинних даних зондування, які отримані за допомогою імпульсних георадарів.

Висновки. Проведений в роботі аналіз методів обробки та коригування характеристик сигналів імпульсних георадарів дозволив з одного боку глибше зрозуміти фізичні основи взаємодії електромагнітних імпульсів з плоскошаруватими середовищами. З іншого боку запропоновані практичні способи підвищення ефективності контролю якості різних інженерних і транспортних споруд, а також будівельних конструкцій.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: неруйнівний контроль, дистанційне зондування, імпульсні сигнали.

NONLINEAR SPECTRAL CORRECTION OF THE PULSE GPR SIGNALS

D.O. Batrakov

V. N. Karazin Kharkiv National University, 4, Svobody Square, Kharkiv, 61022, Ukraine

Background: The problems of non-destructive testing of industrial structures and transport structures are relevant from the point of view of increasing the efficiency of their control systems and saving financial resources and materials. The relevance of scientific research in the field of remote sensing and methods for solving inverse problems is also associated with the prospects for the formulation and solution of biomedicine problems associated with computer technology.

Objectives of the work is to study the possibilities of virtual adjustment of the properties of probing and reflected signals to increase the reliability of processing results and increase the accuracy of restoration of the properties of objects when solving thickness measurement problems.

Materials and methods: The basis of the proposed approach is the correction of the amplitudes of pulse signals in order to increase the accuracy of the values obtained as a result of processing by introducing a normalizing factor into the processing algorithm, the value of which would be a function obtained as a result of GPR calibration procedures. Another way to increase the reliability of the data processing procedure may be by computer correction of the waveform to approximate its shape to the shape of an idealized model pulse.

Results: As a result of theoretical analysis, methods and algorithms for implementing the procedure for improving the processing of sets of primary sensing data obtained using pulsed georadars were proposed.

Conclusion: The analysis of the methods for processing and adjusting the characteristics of pulsed ground-penetrating radar signals made it possible on the one hand to better understand the physical basis for the interaction of electromagnetic pulses with plane-layered media. On the other hand, practical methods of improving the quality control of various engineering and transport structures, as well as building structures, are proposed.

KEYWORDS: non-destructive testing, remote sensing, pulsed signals.

ВВЕДЕНИЕ

Для решения обратных задач рассеяния были предложены различные подходы. Эти подходы базировались как на строгих аналитических методах решения с привлечением интегральных уравнений [1-3], так и различных приближенных методах [4-14]. Несмотря на актуальность этих задач, интерес к ним стал лавинообразно возрастать только после появления средств пространственной регистрации полей различной волновой природы. Это касается в первую очередь акустических и радиоволновых полей. В дополнение к ним, внимание ученых к этим задачам было обусловлено появлением и развитием математических методов и компьютерных средств решения соответствующих задач. К определению понятия обратной задачи или метода обратной задачи рассеяния существуют различные подходы. Например, сформулировать определение обратной задачи можно с точки зрения количественного определения (восстановления значений) физических величин, например, диэлектрической или магнитной проницаемости, проводимости в электродинамике [14], либо модуля упругости, плотности и вязкости в акустике [13]. С точки зрения математических алгоритмов и методов такие задачи определяют как задачи отыскания коэффициентов системы дифференциальных уравнений (уравнений Максвелла) по некоторому известному на заданной поверхности распределению электромагнитного поля. В других случаях о процедуре решения обратных задач говорят, как о восстановлении функциональных коэффициентов известного заранее дифференциального оператора. При этом подразумевается, что такой дифференциальный оператор характеризует в полной мере все основные особенности используемого для получения исходных данных волнового процесса. Также о методе обратной задачи рассеяния говорят как об аналитическом методе решения задачи Коши применительно к нелинейным эволюционным уравнениям. Метод решения в таком случае основан на известной связи нелинейного уравнения и данных рассеяния семейства вспомогательных операторов (подразумеваются линейные дифференциальные операторы). Важно, что в рамках такой постановки задачи имеется возможность по известной из экспериментальных наблюдений эволюции набора данных рассеяния восстановить функцию, описывающую процесс эволюции решения рассматриваемого нелинейного уравнения. Такой метод представляет в определенном смысле аналог известного метода Фурье, применяемого для решения линейных дифференциальных уравнений в частных производных.

Для ситуации, когда между наборами данных рассеяния и параметрами, которые подлежат определению, имеется достаточно простая связь, разработаны "точные" методы. В рамках таких методов решение обратной задачи оказалось возможным получить в аналитическом виде. В итоге, преимуществом таких методов, как отмечено в [2,3], является возможность контроля за влиянием используемых приближений. При численном решении соответствующих уравнений, теоретически может быть получена любая требуемая точность. Также, в рамках такой постановки задачи об объекте нужен набор только минимальной априорной информации. Естественно, что это обеспечивает преимущества таких методов для применения их результатов как хорошего начального приближения с последующим привлечением иных, например, вариационных методов и алгоритмов на их основе.

Проблемы распространения волн, а также и восстановления (реконструкции) распределения диэлектрической или магнитной проницаемости, а в некоторых случаях и проводимости плоскостной, среды, имеющей одно направление (ось) стратификации с точки зрения используемого математического аппарата и ключевых особенностей задачи имеют много общего с известными проблемами распространения электромагнитных волн в неоднородных линиях передачи. Основой для построения решений таких задач послужил аппарат Функции Грина (ФГ), которые бы соответствовали распространению электромагнитных волн в соответствующих длинных линиях передачи [15-17]. В итоге построены алгоритмы решения обратных задач в случае, когда источником поля является магнитный диполь, который размещен над поверхностью исследуемого неоднородного слоя. Показано, что соответствующая постановка задачи позволяет использовать методы и результаты, ранее разработанные для зондирования плоской электромагнитной волной. Однако практически все полученные решения обратных задач опираются на простейшие модели зондирующего поля – плоской волны или в некоторых случаях точечного источника – электрического либо магнитного диполя. Но, как показала практика, распределения полей реальных источников (в частности, антенных систем георадаров) могут значительно отличаться как от свойств плоской волны, так и от свойств точечного источника. Поэтому данная работа имеет цель - исследование возможностей виртуальной корректировки свойств зондирующих и отраженных сигналов для повышения надежности результатов обработки и корректировки результатов обработки при решении задач толщинометрии.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И МЕТОД РЕШЕНИЯ

Геометрия задачи показана на Рис. 1. Антенный блок (AU), состоящий из двух антенн – передающей антенны (IA) и приемной антенны (RA) передвигается вдоль поверхности плоскостной среды со скоростью v . Передающая антенна излучает сверхширокополосный (СШП) импульс, который после серии отражений от внешних и внутренних структурных границ зондируемой среды принимается приемной антенной. Модель зондируемой среды D является совокупностью нескольких слоев из однородных немагнитных ($\mu \equiv 1$) непроводящих ($\sigma \equiv 1$) материалов конечной толщины, расположенных на полубесконечной подложке. Случай непрерывного распределения диэлектрической проницаемости в рамках такой модели может быть сведен к аппроксимации непрерывного распределения кусочно- постоянно функцией, что с физической точки зрения будет означать совокупность большого числа слоев малой толщины с постоянным значением диэлектрической проницаемости внутри каждого слоя ($\epsilon_n = const$, n – номер слоя). Предполагается, что полупространство $z > 0$ заполнено однородной средой со значениями относительной диэлектрической и магнитной проницаемостей $\epsilon = 1$, $\mu = 1$. Задача состоит в определении распределения диэлектрической проницаемости в направлении оси OZ. Также возможна и альтернативная формулировка: определение значений толщины слоев и их диэлектрической проницаемости. В таком случае, если предположить, что слои достаточно малой толщины, то имеем аппроксимацию непрерывно меняющегося профиля диэлектрической проницаемости с помощью ступенчатой функции и в итоге получаем приближенное решение обратной задачи. Такая постановка задачи обладает большей степенью универсальности, поскольку позволяет реализовать алгоритмы определения толщины слоев различных технических конструкций (в первую очередь, покрытий автомобильных дорог нежесткого типа). Для решения подобных задач популярностью пользуются георадары, иначе называемые радаром подповерхностного зондирования (Ground Penetrating Radar – GPR). Постановка задачи и методы ее решения для данного случая детально описана в [18-20]. Общая идея такого подхода заключается в поэтапном определении значений диэлектрической проницаемости верхнего слоя зондируемой среды и последующего определения его толщины с помощью измеренной величины задержки во времени сигнала, пришедшего от нижней границы верхнего слоя. Затем процедура повторяется для следующего слоя и так до нижнего слоя – который является полубесконечным основанием. Разумеется, для обработки данных о внутренних структурных границах раздела необходимо привлекать виртуальные (синтезированные с помощью компьютерных технологий) сигналы. В таком случае процедура восстановления значений диэлектрической проницаемости содержит следующие этапы [21]:

1. По данным зондирования вычисляются задержки во времени сигналов (Δt_n), которые пришли от нижних границ, а также их амплитуды. Это – входная информация для предложенного алгоритма.
2. По формуле

$$\sqrt{\epsilon_{n+1}} = \sqrt{\epsilon_j} \frac{A_{n,n+1} - A_{n+1,n}}{A_{n,n+1} + A_{n+1,n}} \quad (1)$$

вычисляется значение $\sqrt{\varepsilon_1}$ и далее - ε_1 , где $n-1, n, n+1$ - номера слоев, $A_{n-1,n}, A_{n,n-1}$ - амплитуды сигналов падающих на границу между средой с ε_{n-1} и средой с ε_n и, соответственно, отраженного в $n-1$ -ю среду,

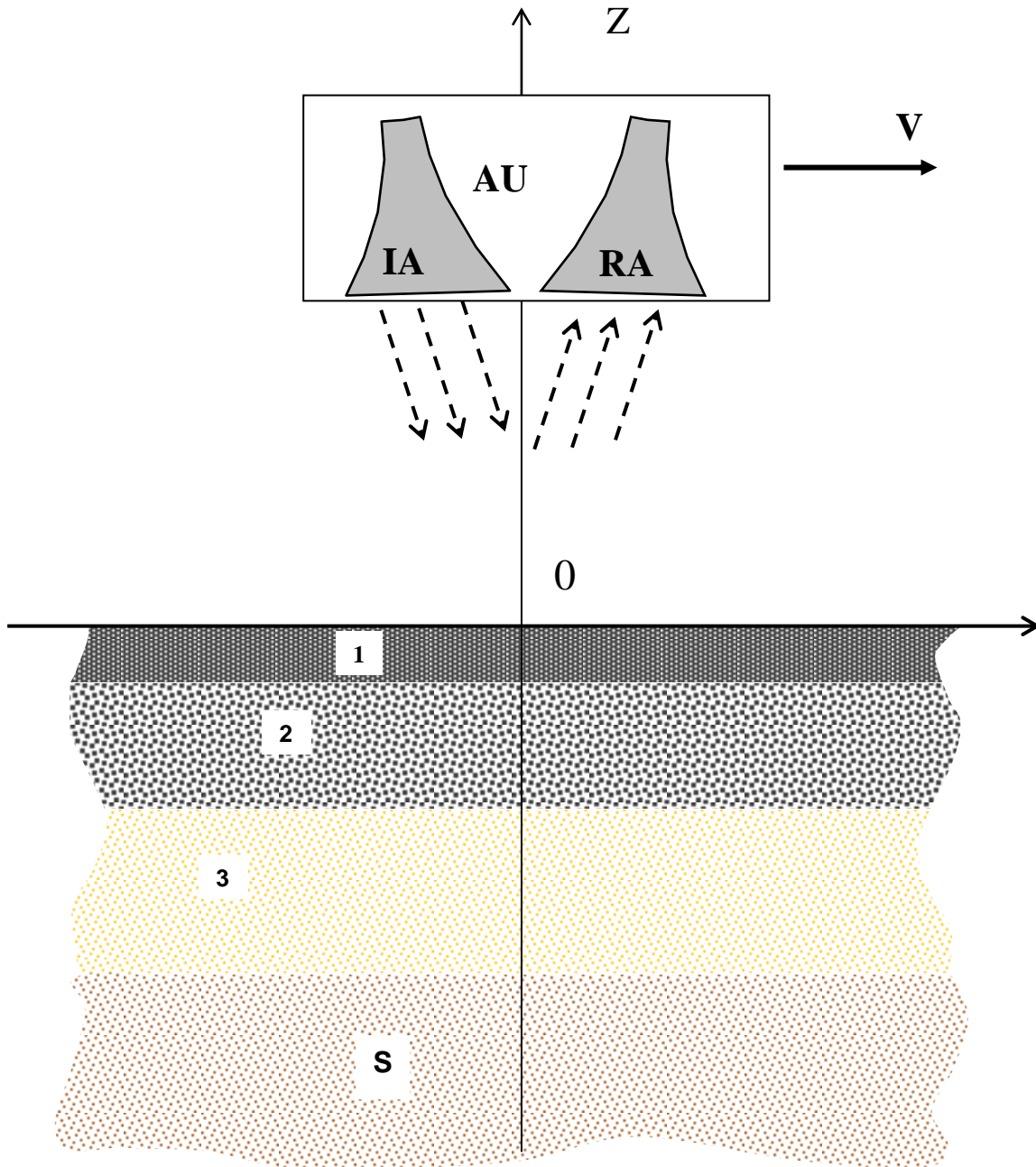


Рис. 1. Геометрия задачи зондирования. 1,2,3 – номера слоев, S – полубесконечная подложка, AU, IA, RA – антенный блок, перемещающийся со скоростью v , передающая и приемная антенны соответственно.

3. На следующем этапе по известным формулам (11-14) вычисляются $T_{0,1}, T_{1,0}, A_{0,1}$ и $A_{1,0}$:

$$P_1 = T_{0,1} \cdot T_{1,0} = \frac{2\sqrt{\varepsilon_1}}{\sqrt{\varepsilon_0} + \sqrt{\varepsilon_1}} \cdot \frac{2\sqrt{\varepsilon_0}}{\sqrt{\varepsilon_0} + \sqrt{\varepsilon_1}} = 4 \frac{\sqrt{\varepsilon_1} \cdot \sqrt{\varepsilon_0}}{(\sqrt{\varepsilon_0} + \sqrt{\varepsilon_1})^2} \quad (2)$$

$$C_1 = P_1 \cdot B_1 = (T_{0,1} \cdot T_{1,0}) \cdot A_0 \cdot R_{1,2} \quad (3)$$

C_n - амплитуды сигналов, которые пришли в приемную антенну от нижних границ.

$$R_{n,n+1} = A_0^{-1} \cdot C_n / (P_1 \cdot P_2 \cdot \dots \cdot P_n) = A_0^{-1} \cdot C_n / \prod_{n=1}^N P_n, \quad (4)$$

где: $P_n = T_{n-1,n} \cdot T_{n,n-1}$. $T_{n-1,n}$ - коэффициент прохождения сигнала из $n-1$ -го слоя в верхний n -й (верхняя строка), $T_{n+1,n}$ - коэффициент прохождения из $n+1$ -го слоя в n -й; $R_{n,n-1}$ - коэффициент отражения от границы $n-1$ -го и n -го слоев в $n-1$ -й слой; $B_{j,j+1}$ - промежуточные величины, которые введены для сокращения записи. Затем согласно (1) рассчитывается ε_2 .

4. Далее вычисления повторяются вплоть до нижней границы. Там определяется лишь диэлектрическая проницаемость подложки (грунта).
5. Координаты границ слоев вычисляются согласно:

$$Z_n = \sum_{n=1}^I \frac{(t_n - t_{n-1}) \cdot c}{2 \cdot \sqrt{\varepsilon_n}} = \sum_{n=1}^I \frac{\Delta t_n \cdot c}{2 \cdot \sqrt{\varepsilon_n}}. \quad (5)$$

где Z_n - координата n -й границы (индекс 0 имеет верхняя граница), а t_n, t_{n-1} - моменты времени прохождения сигналом n -й и $(n-1)$ -й границ. Они определены ранее на этапе 1, ε_n - значение диэлектрической проницаемости n -го слоя, c - скорость света в воздухе.

6. Вычисляются значения толщины слоев h_n согласно:

$$h_n = Z_n - Z_{n-1}; \quad Z_0 = 0, n = 1, 2 \dots I. \quad (6)$$

7. Полученные данные заносятся в файл для дальнейшего использования.

Как нетрудно заметить, данный алгоритм обработки опирается на формулы Френеля, справедливые для плоской монохроматической волны. Однако, как показывает практика и многочисленные лабораторные и натурные эксперименты, временные распределения сигналов реальных георадаров и диаграммы направленности их антенн могут весьма значительно отличаться от идеализированных моделей [22-24]. В связи с этим, возникает закономерный вопрос о пределах применимости модели плоской волны и возможных методах коррекции амплитуды поля при обработке радарограмм. Один из простейших способов корректировки амплитуды зондирующего сигнала состоит в аппроксимации поля линейной антенны полем электрического диполя с помощью известных теоретических представлений [25]:

$$\dot{\mathbf{E}}_\theta = k^2 \dot{\mathbf{P}}_\theta = \omega^2 \cdot \varepsilon_a \cdot \mu_a \cdot \dot{\mathbf{P}}_\theta = \frac{\omega \mu_a}{4 \pi j} \cdot \frac{\exp(-jk r_0)}{r_0} F(\theta), \quad (7)$$

где: $F(\theta)$ - диаграмма направленности такой антенны:

$$F(\theta) = - \sin \theta \left| \int_{z=-l}^{z=l} \dot{\mathbf{I}}(z) \exp(jk z \cos \theta) dz \right|. \quad (8)$$

Таким образом, линейная антенна создает осесимметричное поле с фазовым фронтом волны в виде сферы с центром, совпадающим с центром провода. Если длину антенны (ее линейный размер) принять равной $L = 2l$, то амплитуда напряженности поля излучения буде равна [25]:

$$E(\theta) = \frac{\omega \mu_a}{4\pi} \sin \theta \left| \int_{z=-l}^{z=l} \dot{I}(z) \exp(jkz \cos \theta) dz \right|, \quad (9)$$

где: $\dot{I}(z)$ — плотность тока в соответствующем сечении антенны.

Как отмечено в работе [26] пространственное распределение электромагнитного поля вблизи линейных либо апертурных излучающих антенн может отличаться существенно в зависимости как от электрических размеров, так и от формы излучающего раскрыва системы. В случае диполя Герца - короткой по сравнению с длиной волны и тонкой антенны симметричного (круглого сечения), в направлении главного максимума диаграммы направленности (ДН) амплитуда электрического поля непосредственно вблизи диполя уменьшается обратно пропорционально третьей степени расстояния в третьей степени, а магнитного поля – второй степени расстояния. Однако для резонансной проволочной антенны (полуволновой вибратор) амплитуда вектора электрического поля почти не изменяется до расстояния в $0,3 \times \lambda$, а далее уменьшается пропорционально первой степени расстояния (7). Амплитуда вектора напряженности магнитного поля уменьшается по закону $1/r$ начиная уже с расстояний порядка $0,01$ длины волны от излучателя. Для апертурных антенн с большими электрическими размерами вблизи раскрыва, а также и в ближней зоне создаётся «прожекторный луч». В этой области амплитуды векторов поля и его мощность изменяются по осциллирующим закономерностям вокруг некоторого значения, близкого к постоянному. При этом, возможно обеспечить распределение амплитуды и мощности поля достаточно близкое к однородному на некоторой конечной (ограниченной) площади или в пределах ограниченного объема в ближней зоне для антенны апертурного типа. Это можно реализовать с помощью выбора формы излучающего раскрыва, а также и выбора амплитудно–фазового распределения вектора поля на антенне. В апертурных антеннах, имеющих малые электрические размеры раскрыва такой прожекторный луч в ближней зоне уже не формируется. Таким образом разнообразие различных распределений волновых процессов в ближней и промежуточной зонах в зависимости от размеров либо формы раскрыва апертуры антенны в настоящее время изучено недостаточно [26]. Отсюда следует, что для успешного решения задач дистанционного зондирования и неразрушающего контроля необходимо искать дополнительные возможности корректировки значений амплитуд СШП сигналов с целью повышения точности получаемых в результате обработки значений. Одним из возможных способов такой коррекции может быть использование нормирующего множителя, значение которого было бы функцией, полученной в результате калибровочных процедур. Другим способом повышения надежности процедуры обработки может быть виртуальная корректировка формы сигнала (СШП импульса) с целью приближения его формы к форме идеализированного модельного импульса. Такая задача может быть решена с помощью привлечения стандартных табличных процессоров (Microsoft Excel, Libre Office Calc и др.). Также ее можно решить с использованием специализированного программного обеспечения. Например, программа GeoVizu, позволяет работать не только с временными распределениями СШП импульсных сигналов георадаров типа «TRF-1» или «Odyag», но и осуществлять визуальное отображение амплитудных и фазовых распределений спектральных гармоник, которые она вычисляет с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ). На Рис. 2. представлен вид ДПФ для зондирующего сигнала георадара TRF-1. К сожалению, объем данной работы не позволяет отразить все существующие методы обработки сверхширокополосных импульсных сигналов и продемонстрировать возможности предложенного подхода к повышению надежности обработки георадарных данных. Отдельного рассмотрения требуют и проблемы, связанные с оптимизацией параметров антенных систем как самостоятельных функциональных составляющих, так и как элементов объединённых в антенный блок георадара. Следует подчеркнуть, что между всеми элементами георадара существуют достаточно сложные связи и степень влияния одних параметров на другие и на эффективность всего прибора как единого целого и последующей обработки данных пока изучена недостаточно. Для решения этих задач необходимы как новые теоретические исследования, так и дополнительные лабораторные и полевые испытания с последующим внесением корректировок в алгоритмы обработки данных. Автор рассчитывает отразить результаты этих исследований в последующих публикациях.

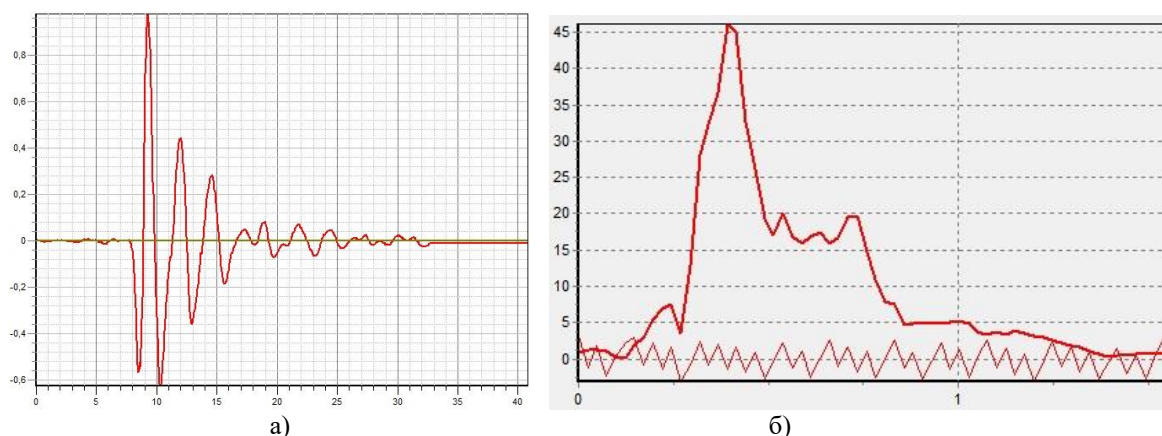


Рис. 2. Распределение зондирующего сигнала во времени(а) и его спектральные характеристики (б).

ВЫВОДЫ

Таким образом, проведённый анализ некоторых из предложенных ранее алгоритмов обработки первичной информации дистанционного зондирования с помощью импульсных георадаров позволил глубже понять физические основы и механизмы взаимодействия электромагнитных импульсных сигналов с плоскостойкими средами. Также рассмотренные возможности алгоритмов корректировки характеристик сигналов импульсных георадаров открывают новые перспективы развития технологий получения информации и повышения степени ее надежности. Кроме того, предложены практические способы повышения эффективности контроля качества различных инженерных и транспортных сооружений, а также строительных конструкций с помощью импульсных георадаров. Основу такого подхода составляют методы решения обратных задач рассеяния электромагнитных волн. Приведенный анализ продемонстрировал возможные пути дальнейшего развития ранее предложенных методов решения обратных задач. Указаны также пути дальнейшего совершенствования в первую очередь алгоритмов компьютерной обработки наборов первичных данных. Эти результаты составляют основу для последующих моделей и вычислительных алгоритмов интерпретации данных. В свою очередь, эти данные составляют фундамент для систем следующего уровня – так называемых систем компьютерно ориентированной инженерии (CAE – Computer Aided Engineering). Итогом применения предложенного подхода должны стать новые методы оценки остаточного ресурса технических сооружений и оптимизации затрат на содержание и ремонт таких сложных и дорогостоящих транспортных сооружений, как автомобильные дороги и мосты.

КОНФЛИКТ ИНТЕРЕСОВ

Автор сообщает об отсутствии конфликта интересов.

Authors' ORCID ID

D.O. Batrakov  <http://orcid.org/0000-0002-6726-8162>

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лаврентьев М.М. Многомерные обратные задачи для дифференциальных уравнений. / М.М. Лаврентьев, В.Г. Васильев., В.Г. Романов / Новосибирск, 1969. 66 с.
2. Newton R.G. Inversion of reflected data for layered media: a review of exact methods// Geophys. J. R. Astron. Soc. - 1981. - Vol.65. - P.191-215.
3. Khruslov E. Ya. and Shepelsky D.G. Inverse scattering method in electromagnetic sounding theory // Inverse Problems. - 1994.- Vol. 10.-N2. - P.1-37.
4. Tah-Hsiung Chu Wide-band microwave diffraction tomography under Born approximation / Tah-Hsiung Chu Ken -Yu Lee /IEEE Trans. on Antennas & Propagat.-1989.- Vol. AP-37. -No 4. -P.515-519.
5. Арсенин В.Я. Задачи вычислительной диагностики в медицине. В кн.: Некорректные задачи естествознания.-М.: Изд-во МГУ, 1987.- с.171-184.
6. Наттерер Ф. Математические аспекты компьютерной томографии.- М.: Мир, 1990.-288с.

7. Huang Lin Thermoacoustic tomography: A novel method for early breast tumor detection. / Huang Lin, Qi Weizhi, Xu Jinyu, Zhao Yuan, Chi Zihui, Wu Dan, Rong Jian, and Lai Dakun / X Acoust. Imaging Sens. 2015; N1, PP. 36–47. DOI 10.1515/phto-2015-0004
8. Hassan Akhouayri Quantitative Thermoacoustic Tomography with microwaves sources ./ Hassan Akhouayri, Maïtine Bergounioux, Anabela Da Silva, Peter Elbau, Amélie Litman, et al.. / Journal of Inverse and Illposed Problems, De Gruyter, 2016. P.1-21. <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01267412/document>.
9. Miaad Aliroteh Microwave-induced Thermoacoustic tomography for subcutaneous vascular imaging. / Miaad Aliroteh ; Hao Nan ; Amin Arbabian./ Ultrasonics Symposium (IUS), Tours, France, 2016 IEEE International, 18-21 Sept. 2016, P. 1-4, DOI: 10.1109/ULTSYM.2016.7728643.
10. Дмитриев В.И. Обратные задачи электромагнитных методов геофизики.- / В.И. Дмитриев / В кн.: Некорректные задачи естественного знания.-М.: Изд-во МГУ, 1987.- с.54-76.
11. Яковлев В.А. Прямые и обратные задачи в гидрооптике. / В.А. Яковлев / - СПб. РГТУ, 2004. - 127 с.
12. Hee Jung Shin Ultrawideband Noise Radar Tomography: Principles, Simulation, and Experimental Validation./ Hee Jung Shin, Ram M. Narayanan, Mark A. Asmuth, and Muralidhar Rangaswamy. / International Journal of Microwave Science and Technology, vol. 2016, Article ID 5787895, 21 pages, 2016. doi:10.1155/2016/5787895
13. Буров В. А., Глазков А.В., Прудникова И.П., Рунынцева О.Д., Тагунов Е.Я. Акустическая дифракционная топография граничных рассеивателей Вестник Моск. ун-ва. Сер.3: Физика. Астрономия. -1990.-Т.31. N 3.-С.57-62.
14. Численно-аналитический метод решения обратных задач дифракции волн на неоднородном слое / А.В. Бровенко, А.А. Вергий, Н.П. Мележик, П.Н. Мележик, А.Е. Поединчук // Радіофізика та електроніка. — 2015. — Т. 6(20), № 1. — С. 13-25. — Бібліогр.: 19 назв. — рос.
15. He S. and Strom S. The electromagnetic scattering problem in the time domain for a dissipative slab and a point source using invariant imbedding//J. Math. Phys.-1991.- Vol. 32-N 12 - P.3529-3539.
16. He S. and Strom S. Time-domain wave splitting approach to transmission along a nonuniform LCRG line // Journal of Electromagnetic waves and Applications.-1992.- Vol.6.- No. 8. - P.995-1014.
17. He S. and Strom S. The electromagnetic inverse problem in the time domain for a dissipative slab and a point source using invariant imbedding:Reconstruction of the permittivity and conductivity // J. of Computational and Applied Math. - 1992.- Vol.42- P.137-155. (North-Holland).
18. Pochanin G. P. Advances in Short Range Distance and Permittivity Ground Penetrating Radar Measurements for Road Surface Surveying, in: Advanced Ultrawideband Radar: Signals, Targets and Applications. / G. P. Pochanin, S. A. Masalov, V. P. Ruban, P. V. Kholod, D. O. Batrakov, A. G. Batrakova, S. N. Urdzik, O. G. Pochanin. //CRC Press - Taylor & Francis Group, London, 2016. 20-65. ISBN 9781466586574.
19. Батраков Д.О. Обработка импульсных сигналов при толщинометрии биологических тканей и неразрушающем контроле / Д.О. Батраков // Вісник Харківського національного університету імені В.Н.Каразіна. – Х. : ХНУ, 2016. – вип. 25. – С. 48-52. – (Серія: «Радіофізика та електроніка»)
20. Батраков Д.О. Спектральный анализ импульсных электромагнитных полей в дистанционном зондировании и биомедицине / Д.О. Батраков, М.С. Антюфеева, А.В. Антюфеев // Вісник Харківського національного університету імені В.Н.Каразіна. – Х. : ХНУ, 2016. – вип. 25. – С. 21-25. – (Серія: «Радіофізика та електроніка»)
21. Батраков Д.О. Определение толщин слоев дорожной одежды методом георадиолокационного зондирования / Д.О. Батраков, А.Г. Батракова, Д.В. Головин, О.В. Кравченко, Г.П. Почанин // Физические Основы Приборостроения, 2014, Том 3, №2, с. 46-57.
22. D. O. Batrakov, K. S. Beloshenko M. S. Antyufeyeva, A. G. Batrakova, S. N. Urdzik. Comparative Study of Signal Processing of Two UWB GPR Antenna Units. Electronic Systems, Micro- and Nanosystem Technique, and IoT Electronic Technology Symposium October10-12, 2018, Kiev, Ukraine, P. 1-5.
23. Batrakov D. O., UWB Signal Processing for the Solving Inverse Scattering Problem of Plane-Layered Media/ Dmitry O. Batrakov, Mariya S. Antyufeyeva, Angelika G. Batrakova, and Alexandr V. Antyufeyev // Proceedings of the 2018 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS-2018), 2018. – p. 140-143.
24. Batrakov D. O. GPR data processing for evaluation of the subsurface cracks in road pavements / Dmitry O. Batrakov; Mariya S. Antyufeyeva; Alexandr V. Antyufeyev; Angelika G. Batrakova // 2017 9th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR), Year: 2017, Pages: 1 – 6, Edinbourg, Scotland, IEEE Conference Publications, <http://ieeexplore.ieee.org/document/7996072/>
25. Пудовкин, А.П. Основы теории антенн: учебное пособие / А.П. Пудовкин, Ю.Н. Панасюк, А.А. Иванков. – Тамбов: Изд-во ГОУ ВПО, ТГТУ, 2011. – 92 с. – 100 экз. – ISBN 978-5-8265-0981-4.
26. Горобец Н.Н., Овсянникова Е.Е. Влияние размеров и формы излучающего раскрыва на характер пространственного распределения поля вблизи антенны. Вісник Харківського національного університету імені В.Н.Каразіна. – Х. : ХНУ, 2013. – №1094, вип. 23. – С. 51-59. – (Серія: «Радіофізика та електроніка»)

Оригінальна стаття

<https://doi.org/10.26565/2311-0872-2018-29-02>

УДК 537.87

ПОШИРЕННЯ ІМПУЛЬСНОЇ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ В КЕРІВСЬКОМУ СЕРЕДОВИЩІ

О. М. Думін, Р. Д. Ахмедов, Д. В. Черкасов

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна, 61022, м. Харків, м. Свободи, 4

E-mail: dumin@karazin.ua

Надійшла до редакції 11 вересня 2018 р.

Актуальність. Надкороткі імпульсні поля при розповсюдженні концентрують енергію в малому часовому проміжку в обмеженому просторі, що може викликати нелінійні явища. Вивчення впливу нелінійних явищ впродовж розповсюдження на форму імпульсів допоможе уникнути труднощів ідентифікації сигналів за їх формою, як наприклад, методом фільтра Калмана.

Мета роботи. Метою роботи є дослідження впливу керівської нелінійності на перехідну функцію антени з круговою апертурою та рівномірним розподілом струму. З огляду на те, що форма імпульсу залежить від координат точки спостереження, задля спрощення постановки задачі, розглянемо лише випадок, коли точка спостереження знаходиться на поздовжній осі випромінювача.

Матеріали та методи. У якості об'єкта дослідження виступає електричне поле, що випромінюється антенною з круговою апертурою та розповсюджується в нелінійному керівському середовищі. Розв'язок прямої задачі електродинаміки, а саме, породження поля нестационарним електричним струмом, здійснюється методом еволюційних рівнянь. Розв'язання нелінійної задачі випромінювання здійснюється застосуванням теорії збурень. Чисельне інтегрування невластних інтегралів для отримання нелінійної поправки для електричного поля здійснюється квадратурними методами з урахуванням необмеженості проміжку інтегрування. В якості прикладу нелінійного середовища розглянута кубічна модель нелінійності.

Результати. Вихідним джерелом поля є плаский диск із рівномірним розподілом нестационарного струму. Метод еволюційних рівнянь застосовано для розв'язання задачі випромінювання такого джерела. Перевернений підхід, що полягає в аналізі лінійної частини розв'язку для ефективного обмеження області розрахунку, яка суттєво впливає на формування результуючого поля. Оцінено вплив слабкої нелінійності керівського середовища на форму випроміненого нестационарного імпульсу.

Висновки. Надширокопasmовий сигнал при розповсюдженні крізь керівське середовище проявляє значний самовплив, змінюючи свою форму, причому додаткові складові формують затримку у часі приходу і мають форму, що нагадує першу похідну від збуджуючого струму.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: слабка нелінійність, керівське середовище, плаский диск, часова область, метод еволюційних рівнянь

IMPULSE ELECTROMAGNETIC WAVE PROPAGATION IN KERR MEDIUM

O. M. Dumin, R. D. Akhmedov, D. V. Cherkasov

V. N. Karazin Kharkiv National University, Ukraine, 61022, Kharkiv, 4 Svobody Sq.

Background: Propagating ultrashort impulse fields concentrate energy in a small time interval in a limited space that can cause nonlinear phenomena. The study of the influence of nonlinear phenomena on the shape of pulses during propagation will help to avoid the difficulties in the signal identifying by their shape, such as the Kalman filter method.

Objectives: The aim of the work is to study the effect of Kerr nonlinearity on the step response of the antenna with a circular aperture and uniform current distribution. Given that the shape of the pulse depends on the coordinates of the observation point, to simplify the problem, consider the case when the observation point is on the longitudinal axis of the radiator.

Materials and methods: The object of the study is an electric field radiated from the antenna with the circular aperture and propagating in a Kerr nonlinear medium. The solution of the direct electromagnetic problem of electrodynamics, namely, the generation of a field by transient electric current, is carried out by the method of evolutionary equations. The nonlinear radiation problem is solved using the perturbation theory. Numerical integration of improper integrals to obtain the nonlinear correction for the electric field is carried out by quadrature methods, taking into account the unbounded integration interval. A cubic model of nonlinearity is considered as an example of a nonlinear medium.

Results: The initial source of the field is a flat disk with a uniform distribution of transient current. The method of evolutionary equations is applied to solve the problem of radiation of such a source. The approach that consists of the analyzing of the linear part of the solution to effectively limit the calculation domain, which significantly affects on the formation of the resulting field was verified. The influence of weak nonlinearity of the Kerr medium on the shape of the radiated transient pulse is estimated.

Conclusion: the ultrawideband signal propagating through the Kerr medium shows significant self-influence changing its shape. The additional components form a delay in the arrival time and have a shape resembling the first derivative of the exciting current.

KEY WORDS: weak nonlinearity, Kerr medium, plane disk, time domain, evolutionary equation method

РАСПРОСТРАНЕНИЕ ИМПУЛЬСНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ В КЕРРОВСКОЙ СРЕДЕ

А. Н. Думин, Р. Д. Ахмедов, Д. В. Черкасов

Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина, 61022, г. Харьков, пл. Свободы, 4

Актуальность. Сверхкороткие импульсные поля при распространении концентрируют энергию в малом временном промежутке в ограниченном пространстве, что может вызвать нелинейные явления. Изучение влияния нелинейных явлений в процессе распространения на форму импульсов поможет избежать трудностей идентификации сигналов по их форме, как например, методом фильтра Калмана.

Цель работы. Целью работы является исследование влияния керровской нелинейности на переходную функцию антенны с круговой апертурой и равномерным распределением тока. Учитывая то, что форма импульса зависит от координат точки наблюдения, для упрощения постановки задачи, рассмотрим случай, когда точка наблюдения находится на продольной оси излучателя.

Материалы и методы. В качестве объекта исследования выступает электрическое поле, излучаемое антенной с круговой апертурой и распространяющееся в нелинейной среде Керра. Решение прямой задачи электродинамики, а именно, порождения поля нестационарным электрическим током, осуществляется методом эволюционных уравнений. Решение нелинейной задачи излучения проводится при помощи теории возмущений. Численное интегрирование несобственных интегралов для получения нелинейной поправки для электрического поля осуществляется квадратурными методами с учетом неограниченности промежутка интегрирования. В качестве примера нелинейной среды рассмотрена кубическая модель нелинейности.

Результаты. Исходным источником поля является плоский диск с равномерным распределением нестационарного тока. Метод эволюционных уравнений применен для решения задачи излучения такого источника. Проверен подход, заключающийся в анализе линейной части решения с целью эффективного ограничения области расчета, которая существенно влияет на формирование результирующего поля. Оценено влияние слабой нелинейности керровской среды на форму излученного нестационарного импульса.

Выводы. Сверхширокополосный сигнал при распространении сквозь керровскую среду проявляет значительное самовоздействие, изменяя свою форму, причем дополнительные составляющие формируют задержку во времени прихода и имеют форму, напоминающую первую производную от возбуждающего тока.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: Слабая нелинейность, керровская среда, плоский диск, временная область, метод эволюционных уравнений.

ВСТУП

Найбільш перспективні розробки пристроїв різного призначення в галузі імпульсної радіоелектроніки спрямовані на покращення їхніх характеристик шляхом скорочення тривалості імпульсів та покращення часової форми [1-3]. Зменшення тривалості імпульсів, в свою чергу, приводить до підвищення напрямленості енергії випромінювання [4], породжуючи ефекти так званих «локалізованих хвиль» [5]. Джерело, що розглядається в роботі, також породжує локалізовану хвилю, відому як «електромагнітний снаряд» [6]. Незважаючи на аномально повільне згасання енергії «електромагнітного снаряду» з відстанню, його поява не протирічить закону збереження енергії, і цей ефект був пояснений необмеженою у просторі дальньою зоною цього випромінювача [7]. Більш того, відкрита теоретично концентрація енергії була підтверджена експериментально [8]. Формування променя з високою інтенсивністю енергії в ближній зоні [9] вздовж осі випромінювання змушує звертати увагу на виникнення нелінійних ефектів в просторі що оточує джерело. З огляду на нестационарність процесів, нелінійну задачу [10] слід розглядати саме в часовому просторі [11], що зумовлює бажання її розв'язувати методом еволюційних рівнянь [12].

Часто розв'язання нелінійних задач виконується шляхом лінеаризації стосовно деяких параметрів. В даному випадку вплив середовища на розповсюдження надкороткого імпульсу методами лінеаризації нелінійної оптики неможливий через надвелику ширину спектру сигналу. Нелінійне середовище задається поліноміальним розкладом вектору поляризації поля. Розв'язання задачі проводиться за допомоги теорії збурень [11]. Аналітичний розв'язок для кожного доданку вектору поляризації шукатимемо за допомогою методу еволюційних рівнянь. Діелектрична проникність для слабого нелінійного середовища розкладається в ряд за малим параметром та представляється у вигляді степеневого ряду [13].

$$\vec{P} = \epsilon_0 \epsilon(\vec{E}) \vec{E} = \epsilon_0 \vec{E} \sum_n \chi_n \vec{E}^n. \quad (1)$$

Застосовуючи метод еволюційних рівнянь для кожного доданку з (1), розглядаємо його як вторинне джерело електромагнітного поля. Таким чином, нелінійну модель зводимо до набору лінійних моделей.

Застосування теорії збурень полягає в ітеративному пошуку точного розв'язку нелінійної задачі [4]. Врахування більшої кількості доданків вектору поляризації наближає розв'язок до точного значення з урахуванням нелінійних ефектів:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 + \vec{E}' + \vec{E}'' + \vec{E}''' + \dots \quad (2)$$

Робота спрямована на демонстрацію можливості такого підходу до задач розповсюдження нестационарних хвиль в нелінійному середовищі.

РОЗПОВСЮДЖЕННЯ ХВИЛІ У ЛІНІЙНОМУ НАБЛИЖЕННІ

Для застосування теорії збурень необхідно знайти лінійний розв'язок. Він є головним компонентом вектору поляризації, що розглядається, а також спричинює появу вторинних джерел поля [11].

В якості зручного джерела поля для лінійного розв'язку розглянемо перехідну функцію. Таким чином, часова залежність джерела в задачі – функція Хевісайда $H(ct)$. Розподіл електричного струму від антени кругової апертури [6] буде представлено в вигляді:

$$\vec{j} = \vec{x}_0 A_0 H(ct) \delta(z) (H(\rho) - H(\rho - R)), \quad (3)$$

де \vec{x}_0 – орт вектору декартової системи координат, A_0 – максимальна амплітуда збуджуючого струму, z, ρ – координати циліндричної системи. Як було зазначено вище, випромінювання джерела супроводжується ефектом «електромагнітного снаряду» [6]. Розв'язок в часовій області було отримано в наступній формі [13]:

$$\vec{E} = \frac{A_0}{2} \sqrt{\frac{\mu_0 \mu}{\epsilon_0 \epsilon}} (\vec{\rho}_0 (I_2 - I_1) \cos \varphi - \vec{\varphi}_0 I_1 \sin \varphi), \quad (4)$$

де I_1 та I_2 – деякі невластні інтеграли [14]. На Рис. 1 побудований просторовий розподіл енергії електромагнітного поля перед круглою апертурою в двох взаємно перпендикулярних площинах. Енергія випромінювання плоского диску в ортогональних поздовжніх перерізах дасть можливість оцінити області концентрації енергії, що важливо при визначенні тих частин простору, які вносять найбільший вклад до наступного нелінійного доданка до поля в усьому просторі (1) та потребують чисельного обрахунку.

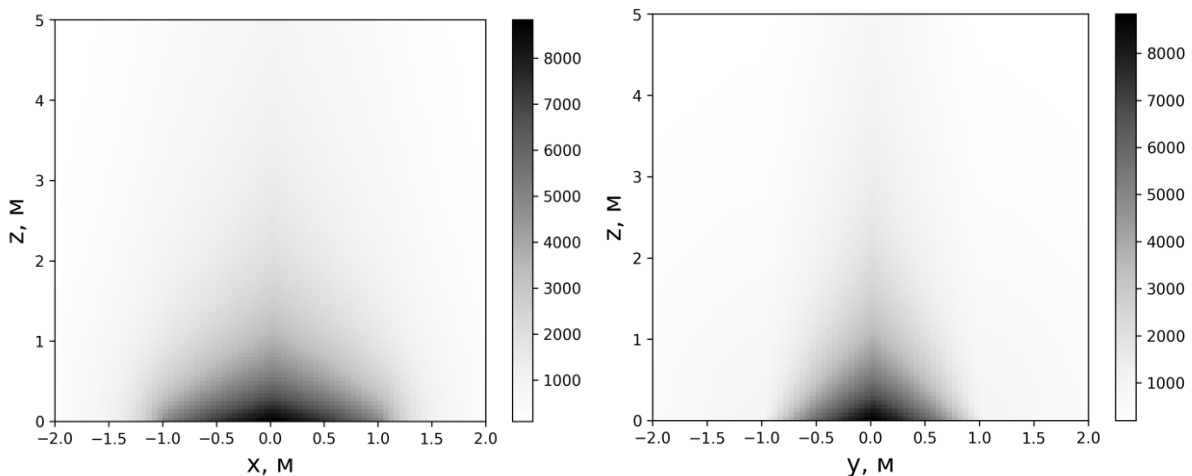


Рис. 1. Просторовий розподіл густини енергії електромагнітного поля ($\text{Дж}/\text{м}^3$) перед випромінювачем при збудженні круглої апертури рівномірно розподіленим струмом з часовою залежністю у вигляді функції Хевісайда в площині XZ (зліва) та YZ (справа).

ЧИСЛОВЕ МОДЕЛЮВАННЯ НЕСТАЦІОНАРНОГО ПОЛЯ В КЕРІВСЬКОМУ СЕРЕДОВИЩІ

Розглянемо випадок кубічної нелінійності, тобто, коли вектор поляризації електричного поля матиме дві компоненти – лінійну та кубічну:

$$\vec{P} = \epsilon_0 \epsilon \vec{E} + \epsilon_0 \chi_3 \vec{E}^3. \quad (5)$$

Перша компонента вектору поляризації врахована в лінійному розв'язку (4). Другий доданок формує вторинне джерело поля, що можна представити у вигляді густини електричного струму

$$\vec{j}' = \frac{\chi_3}{c} \frac{d}{dt} \{(\vec{E} \cdot \vec{E}) \vec{E}\}. \quad (6)$$

Поздовжня компонента струму j'_z відсутня. Просторово-часовий розподіл поперечних компонент струму проілюструємо на прикладі компоненти j'_x , зображеної на Рис. 2. З рисунку видно, що основний вплив на результуюче поле буде вносити нелінійне середовище в околі джерела, особливо поблизу поздовжньої вісі. Знання цього розподілу дозволяє ефективно обмежити розрахунковий простір задачі.

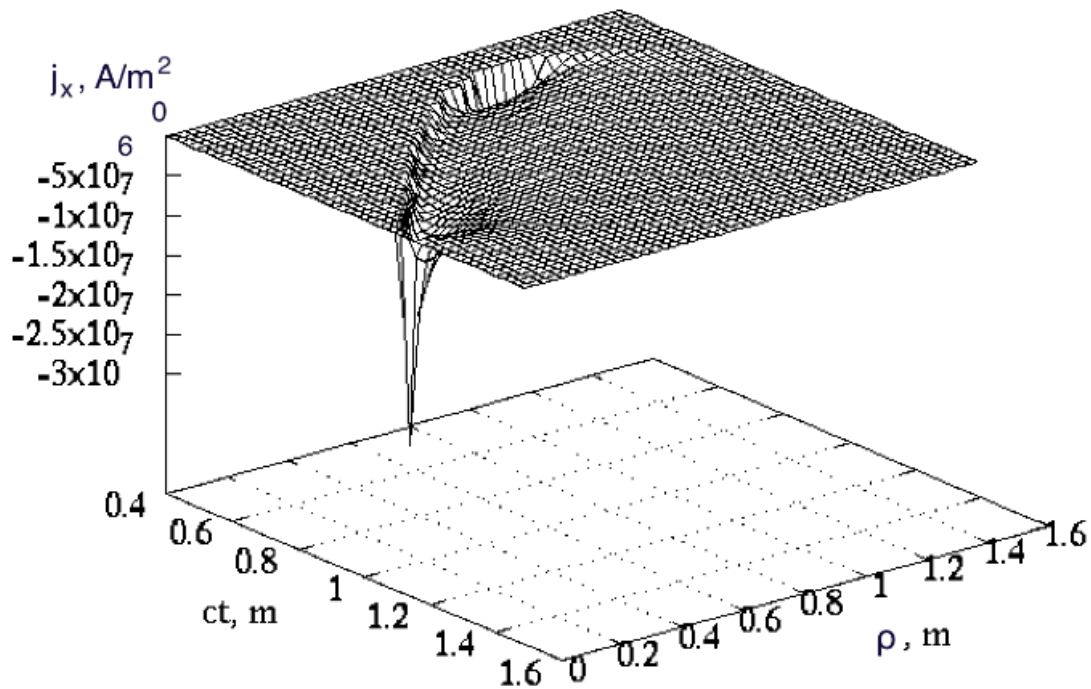


Рис. 2. Просторово-часовий розподіл поперечної компоненти густини струму джерела, породженого нелінійністю середовища.

Для отримання нелінійної поправки до електричного поля спочатку отримаємо розкладене по модовому базису вторинне джерело поля (6), а далі проведемо його згортку оператором \hat{E}_4 :

$$\hat{E}_4[f(v|t', \rho', z')] = \int_0^\infty dv \int_0^\infty d\tau' \int_0^\infty d\rho' \int_0^\infty dz' [H(\Delta\tau - \Delta z) J_0(v\sqrt{\Delta\tau^2 - \Delta z^2})]_r' f(v|t', \rho', z'). \quad (7)$$

Тоді значення поправки до лінійного електричного поля матимуть вигляд

$$E'_x = -\frac{\epsilon_0 \xi_3 A_0^3}{2 \cdot 4^3} \left(\frac{\mu_0 \mu}{\epsilon_0 \epsilon} \right)^2 \hat{\mathbf{E}}_4 \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} e_m^x(v|r) \cdot N_m^{sum}(v|r') \right], \quad (8)$$

де $e_m^x(v|r)$ – функція модового розподілу

$$e_m^x(v) = \cos \varphi \cos m\varphi (J_{m-1}(v\rho) + J_{m+1}(v\rho)) + \sin \varphi \sin m\varphi (J_{m-1}(v\rho) - J_{m+1}(v\rho)),$$

а $N_m^{sum}(v|r')$ – модовий коефіцієнт:

$$N_{-1}^{sum}(v|r') = -3N_1(-1) - N_2(-1) + 3N_3(-1) + N_4(-1);$$

$$N_1^{sum}(v|r') = -3N_1(1) - N_2(1) + 3N_3(1) - N_4(1);$$

$$N_{-3}^{sum}(v|r') = -N_1(-3) + N_2(-3) - N_3(-3) + N_4(-3);$$

$$N_3^{sum}(v|r') = N_1(3) + N_2(3) - N_3(3) + N_4(3),$$

де

$$N_1(m) = 3mJ_m(v\rho')I_1^2 \frac{\partial I_1}{\partial t};$$

$$N_2(m) = mJ_m(v\rho')(I_2 - I_1) \left(\frac{\partial I_1}{\partial t} (I_2 - I_1) + 2I_1 \left(\frac{\partial I_2}{\partial t} - \frac{\partial I_1}{\partial t} \right) \right);$$

$$N_3(m) = -3v\rho' \frac{J_{m-1}(v\rho') - J_{m+1}(v\rho')}{2} (I_2 - I_1)^2 \left(\frac{\partial I_2}{\partial t} - \frac{\partial I_1}{\partial t} \right);$$

$$\frac{-N_4(m)}{v\rho'} = \frac{J_{m-1}(v\rho') - J_{m+1}(v\rho')}{2} I_1 \left(I_1 \left(\frac{\partial I_2}{\partial t} - \frac{\partial I_1}{\partial t} \right) + 2 \frac{\partial I_1}{\partial t} (I_2 - I_1) \right).$$

На основі цих формул шляхом числового інтегрування були отримані часові залежності нелінійної поправки для напруженості електричного поля у першому наближенні для випадку збудження апертури функцією Хевісайда. Часові залежності напруженості поля у лінійному наближенні та її нелінійна поправка в точці $x = y = 0, z = 2R, R=1$ м зображені на Рис. 3. Треба відмітити, що за часовою формою поправка нагадує першу похідну від лінійної частини напруженості поля, але із певною затримкою у часі, яка пояснюється інтегральним впливом певного об'єму простору, в якому напруженість лінійної складової поля велика і нелінійні явища виражені найбільш яскраво.

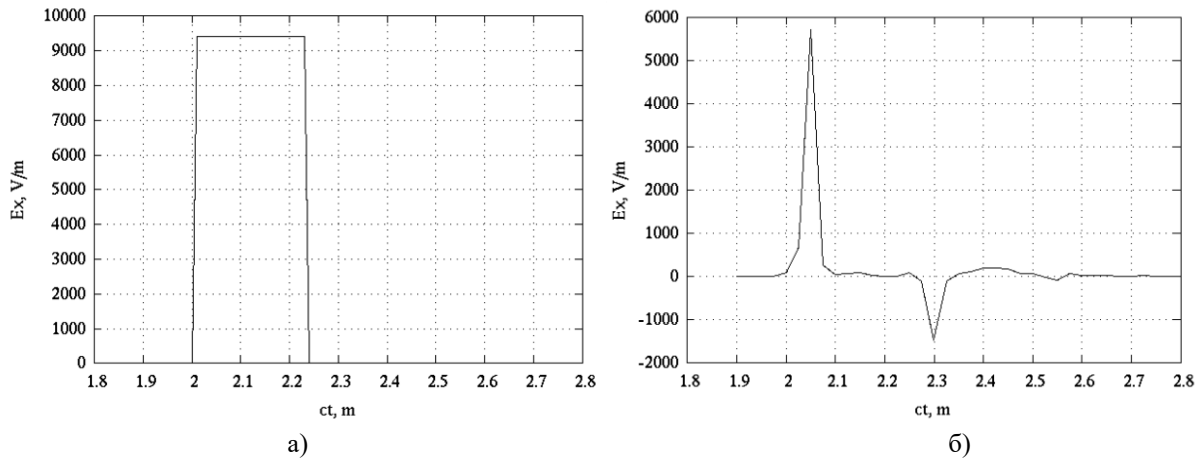


Рис. 3. Часові залежності напруженості поля у лінійному наближенні (а) та її нелінійна поправка (б) в точці $x = y = 0, z = 2R, R=1$ м.

ВИСНОВКИ

Для випадку збудження апертури нестационарним струмом у вигляді функції Хевісайда показано, що метод малих збурень дозволяє суто в часовому просторі отримати нелінійний розв'язок

випромінювання у середовище із керівською нелінійністю. В силу нелінійного характеру процесів у середовищі та великого обсягу обчислень доцільно зменшити об'єм, що породжує нелінійні ефекти, за допомогою аналізу лінійного розв'язку задачі. За часовою формою нелінійна поправка нагадує першу похідну від лінійної частини напруженості поля. Затримка у часі з її появою у порівнянні із лінійною частиною пояснюється впливом скінченного об'єму нелінійної речовини, в якому напруженість лінійної складової поля найбільша.

Стаття містить результати досліджень НДР «Імпульсні та синусоїдальні поля у нелінійних і шаруватих електродинамічних структурах та наносистемах як перетворювачах полів і моделей елементів спінтроники» (№ держреєстрації 0117U004851, 2017–2019).

КОНФЛІКТ ІНТЕРЕСІВ

Автори повідомляють про відсутність конфлікту інтересів.

Authors' ORCID ID

O. M. Dumin  <http://orcid.org/0000-0001-5067-9689>

R. D. Akhmedov  <https://orcid.org/0000-0002-3819-1282>

D. V. Cherkasov  <http://orcid.org/0000-0003-0320-7923>

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Andrian Andaya Lestari, Endon Bharata, Andriyan Suksmono, A.Kurniawan, A. G. Yarovoy, L.P. Ligthart, "A Modified Bow-Tie Antenna for Improved Pulse Radiation," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on.* 58, 2010, 2184 - 2192. 10.1109/TAP.2010.2048853.
2. Shinya Takaichi, A. Mase, Y. Kogi, Kang Kim, "Application of ultrashort-pulse radar to non-destructive inspection," *International Conference on Communication Technology Proceedings, ICCT, 2008*, 316 - 318. 10.1109/ICCT.2008.4716255.
3. A. Maimistov, "Propagation of an ultimately short electromagnetic pulse in a nonlinear medium described by the fifth-order Duffing model", *Optics and Spectroscopy.* 94., 2003, 251-257. 10.1134/1.1555186.
4. R. Akhmedov, O. Dumin, V. Katrich, "Impulse radiation of antenna with circular aperture," *Telecommunications and radio engineering, V.77 (20)*, 2018., pp.1767–1784.
5. P. Saari, O. Rebane, I. Besieris, "Energy-flow velocities of nondiffracting localized waves," *Physical Review A.* 2019, 100. 13849. 10.1103/PhysRevA.100.013849.
6. T.T. Wu, "Electromagnetic missiles," *Journal of Applied Physics* 57, 2370 (1985).
7. T. Wu, R. King, and H. Shen, "Circular cylindrical lens as a line-source electromagnetic missile launcher," *PIEEE Trans. Antennas and Propagat*, vol. 37, pp. 39–44, 1989.
8. L.G. Sodin, "Impulse radiation of antenna (electromagnetic missile)", *Radiotekhnika i elektronika*, 5(36), pp. 1014-1022, 1991 (in Russian).
9. H.G. Schantz, "Energy velocity and reactive fields", *Phil. Trans.R.Soc. A. Math. Phys. and Eng. Sc.*, 29 Oct. 2018.
10. O. Dumin, V. Katrich, R. Akhmedov, O. Tretyakov, O. Dumina, "Evolutionary Approach for the Problems of Transient Electromagnetic Field Propagation in Nonlinear Medium," *15th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory*, August 26-28 2014, (Dnipropetrovsk, Ukraine), 26-30.
11. O. Dumin, O. Tretyakov, R. Akhmedov, O. Dumina, "Transient Electromagnetic Field Propagation through Nonlinear Medium in time domain," *International Conference on Antenna Theory and Techniques*, pp. 93-95, 2015.
12. O.A. Tretyakov, "Essentials of Non-stationary and Nonlinear Electromagnetic Field Theory. Analytical and Numerical Methods" in *Electromagnetic Wave Theory*" Edited by Hashimoto M., Idemen M., and Tretyakov O.A. Tokyo, Science House Co., Ltd, 1993, 572p
13. L. Bergamin, P. Alitalo, S. Tretyakov, "Nonlinear transformation optics and engineering of the Kerr effect". *Physical Review B – (2011) PHYS REV B.* 84. 10.1103/PhysRevB.84.205103.
14. O.M. Dumin, R.D. Akhmedov, V.A. Katrich, O.O. Dumina, "Transient Radiation of Circle with Uniform Current Distribution," *Proc. 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, pp. 261-265, 2017.

Оригінальна стаття

<https://doi.org/10.26565/2311-0872-2018-29-03>

УДК 537.86

МЕТОД ДИСКРЕТНОЇ ТОМОГРАФІЇ ПРИ ОБРОБЦІ ДАНИХ НАДШИРОКОСМУГОВОЇ ПІДПОВЕРХНЕВОЇ РАДІОЛОКАЦІЇ ШТУЧНОЮ НЕЙРОННОЮ МЕРЕЖЕЮ

О. М. Думін¹, В. А. Плахтій¹, О. А. Прищенко¹, Д. В. Широкоград²

¹Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна, 61022, м. Харків, м. Свободи, 4

E-mail: dumin@karazin.ua

²Запорізький національний технічний університет, 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64

E-mail: hoiveringphoenix@gmail.com

Надійшла до редакції 27 вересня 2018 р.

Актуальність. Розпізнавання об'єктів під поверхнею землі набуло надзвичайної актуальності через низку практичних застосувань у будівництві, археології та енергетичній галузі. Перспективний напрямок розвитку підповерхневого зондування полягає у побудові систем виявлення вибухових речовин і предметів за допомогою надкоротких електромагнітних імпульсів, бо саме вони дозволяють виявляти об'єкти, що не мають металевих складових.

Мета роботи. Ця робота має на меті покращити роботу штучної нейронної мережі (ШНМ) для визначення глибини об'єкта, який знаходиться під землею, шляхом попередньої обробки вхідної інформації на основі підходу дискретної томографії.

Матеріали та методи. Запропоновано вирішити проблему визначення глибини розташування підповерхневого об'єкту шляхом опромінення поверхні плоскою імпульсною електромагнітною хвилею та аналізу часових залежностей амплітуди відбитої хвилі в еквідистантних точках над поверхнею землі. Аналіз прийнятих сигналів здійснюється ШНМ покращеної структури із використанням додаткових даних, що отримані завдяки знанням часових залежностей прийнятих сигналів та матеріальних параметрів діелектричної структури, що досліджується. Задача поширення плоскої хвилі із часовою залежністю у вигляді гаусового імпульсу в підповерхневому середовищі, що містить ідеальнопровідний об'єкт, розв'язана числовим методом скінченних різниць у часовому просторі. Амплітуди напруженості електричного поля над землею в заданих просторових точках та моментах часу утворюють першу частину набору вхідних даних для багатопарової ШНМ. Друга частина вхідних даних включає лінійну суперпозицію даних з першої частини набору з коефіцієнтами, що отримані на основі підходу дискретної томографії та променевого методу.

Результати. Робота ШНМ перевірена на прикладі опромінення імпульсною електромагнітною хвилею ідеально провідного циліндричного об'єкту, розташованого всередині землі на заданій глибині. Було досліджено точність визначення глибини об'єкту та вплив другої частини вхідних даних на точність розпізнавання глибини для декількох тестових випадків.

Висновки. Застосування методу дискретної томографії дає змогу зменшити обсяг вхідних даних при збереженні відмінних апроксимаційних характеристик ШНМ.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: штучна нейронна мережа, імпульсна електромагнітна хвиля, підповерхневий радар, класифікація об'єктів, томографія.

DISCRETE TOMOGRAPHY METHOD FOR THE PROCESSING OF ULTRAWIDEBAND SUBSURFACE RADIOLOCATION BY ARTIFICIAL NEURAL NETWORK

¹O. M. Dumin, ¹V. A. Plakhtii, ¹O. A. Prishchenko, ²D. V. Shyrokograd

¹V. N. Karazin Kharkiv National University, 4, Svobody Square, Kharkiv, 61000, Ukraine

²Zaporizhia National Technical University, 64, Zhukovsk'oho St, Zaporizhzhia, 69061, Ukraine

Background: Recognition of subsurface objects became of a great importance because of the number of practical approaches in construction, archeology and energy branch. A perspective direction for the development of subsurface radiolocation lays in the construction of systems of detection of explosives and objects using ultrashort electromagnetic impulses, since they are the ones that can detect objects without metal components.

Objectives: The main purpose of this work is to improve the work of artificial neural network (ANN) for the determination of subsurface object's depth by preliminary processing of input information on the basis of the discrete tomography method.

Materials and methods: The solving of a problem of determination of the location depth of subsurface object by means of irradiation by a plane electromagnetic wave and analysis of time dependences of amplitude of reflected wave at equidistant points above the ground surface is proposed. Analysis of received signals is carried out by artificial neural network of improved structure with the usage of additional data obtained due to knowledge of time dependences of received signals and material parameters of dielectric structure under investigation. The problem of Gaussian pulse propagation in the subsurface medium with objects is solved numerically by Finite Difference Time Domain method. Amplitudes of the electric field strength above the ground in given spatial points and time moments

form the first part of set of input data for multilayered artificial neural network. The second part of input data includes a special linear superposition of data from the first part with coefficients received on the basis of the discrete tomography approach and the ray tracing method.

Results: The work of the artificial neural network is verified by the problem of impulse electromagnetic wave irradiation of the cylindrical perfectly conducting object located inside the ground at given depth. The precision of the determination of the object depth and the influence of the second part of input data are investigated for test cases.

Conclusion: Application of discrete tomography method allows to decrease the volume of input data with saving the good approximative characteristics of ANN.

KEY WORDS: artificial neural network, impulse electromagnetic wave, subsurface radar, object classification, tomography

МЕТОД ДИСКРЕТНОЙ ТОМОГРАФИИ ПРИ ОБРАБОТКЕ ДАННЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ ПОДПОВЕРХНОСТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТЬЮ

А. Н. Думин¹, В. А. Плахтий¹, А. А. Прищенко¹, Д. В. Широкоград²

¹ Харьковський національний університет імені В.Н. Каразіна, 61000, г. Харків, пл. Свободи, 4

² Запорізький національний технічний університет, 69063, г. Запоріжжє, ул. Жуковського, 64

Актуальность. Распознавание объектов под поверхностью земли приобрело большую актуальность благодаря целому ряду практических применений в строительстве, археологии и энергетической отрасли. Перспективное направление развития подповерхностного зондирования заключается в построении систем выявления взрывчатых веществ и предметов с помощью сверхкоротких электромагнитных импульсов, поскольку именно они позволяют обнаруживать объекты, не имеющие металлических составляющих.

Цель работы. Целью этой работы является улучшение работы искусственной нейронной сети (ИНС) для определения глубины объекта, который находится под землей путем предварительной обработки информации от входного сигнала на основе подхода дискретной томографии.

Материалы и методы. Предложено решить проблему определения глубины расположения подповерхностного объекта путем облучения поверхности плоской импульсной электромагнитной волной и анализа временных зависимостей амплитуды отраженной волны в эквидистантных точках над поверхностью земли. Анализ принятых сигналов осуществляется ИНС улучшенной структуры с использованием сведений, полученных благодаря знаниям временных зависимостей принятых сигналов и материальных параметров исследуемой диэлектрической структуры. Задача распространения плоской волны с временной зависимостью в виде гауссова импульса в подповерхностной среде, содержащей идеальнопроводящий объект, решена численным методом конечных разностей во временной области. Амплитуды напряженности электрического поля над землей в заданных пространственных точках и моментах времени образуют первую часть набора входных данных для многослойной ИНС. Вторая часть входных данных включает линейную суперпозицию данных из первой части набора с коэффициентами, полученные на основе подхода дискретной томографии и лучевого метода.

Результаты. Работа ИНС проверена на примере облучения импульсной электромагнитной волной идеально проводящего цилиндрического объекта, расположенного внутри земли на заданной глубине. Была исследована точность определения глубины объекта и влияние второй части входных данных на точность распознавания глубины для нескольких тестовых случаев.

Выводы. Применение метода дискретной томографии позволяет уменьшить объем входных данных при сохранении отличных аппроксимационных характеристик ИНС.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: искусственная нейронная сеть, импульсная электромагнитная волна, подповерхностный радар, классификация объектов, томография.

Надширокосмугові радары мають кілька переваг у порівнянні з традиційними, включаючи кращу просторову роздільну здатність та більш глибоке проникнення у середовище з втратами. Наприклад, георадари на основі ультракоротких імпульсів допомагають вирішити проблему неруйнівного контролю дорожнього покриття та інших будівельних конструкцій. Також важливим завданням підповерхневих радарів є ідентифікація підземних об'єктів та отримання їхнього зображення і точного положення. Цю задачу можна вирішити за допомогою спеціальних конструктивних особливостей приймальної антенної системи. Наприклад, у роботі [1] порівнюються дві диференціальні системи із симетричними приймальними антенами, розміщеними вздовж двох ортогональних напрямків відносно передавальної антени. Ще одна важлива проблема, що може бути вирішена застосуванням надширокосмугових радарів – виявлення живих об'єктів за непрозорою стіною. Представлено декілька підходів для вирішення цієї задачі, наприклад, у [2] продемонстрована діюча модель пристрою, що реалізує цей підхід.

Хороша чутливість надширокосмугових радарів до металевих та діелектричних об'єктів забезпечує його застосування для гуманітарного розмінування. Щороку понад 20000 цивільних осіб гинуть через сотні мільйонів вибухових пристроїв, залишених в зонах діючих і минулих військових конфліктів. В роботі [3] представлені вимоги, підходи та варіанти роботизованої радарної системи для пошуку мін. Варто також відзначити ефективність використання нейронних мереж для цього класу задач, як описано

в [4–6]. Щоб відрізнити корисний відбитий сигнал від завад, пропонується використовувати вейвлет-перетворення та інші методи обробки. Остаточний результат фільтрації отримують після процедури відбору ознак, із подальшою оптимізацією генетичним алгоритмом та штучною нейронною мережею (ШНМ) [4]. Імпульсна характеристика об'єкта, опроміненого коротким імпульсним сигналом, є його унікальним відбитком, підписом [5]. На цьому заснований ще один метод розпізнавання прихованих предметів. Хороші результати виявлення об'єктів були досягнуті у закритих приміщеннях за допомогою багатоповового перцептрона як нейронної мережі та надширокосмугового сигналу із дозволеного для імпульсів частотного діапазону (3-10 ГГц) [5]. Важливо зазначити, що зміна напрямку поляризації відбитого електромагнітного поля порівняно з падаючим може бути додатково використана як характерна особливість певних підповерхневих неоднорідностей [6].

Існує сучасна тенденція використання неметалевих ПВХ труб для прокладання комунікацій у містах, але це ускладнює задачу виявлення розташування подібних предметів традиційними засобами. Показано, що імпульсний георадар може успішно виявляти труби навіть у найскладнішому випадку підвищеної вологості ґрунту [7]. Візуалізація пластикових труб нейронною мережею була здійснена за вологості 20%.

Велика кількість відбиттів між частинами об'єкта обумовлює складний характер часової форми амплітуди електромагнітного поля над землею [8]. Для такої задачі підхід, заснований на ШНМ, є природним способом уникнути математичної складності для отримання необхідних результатів. Хоча робота справжнього нейрона дуже складна і залежить від низки причин, її найпростіша модель, запропонована Хеббом [9], дає хороші результати багатовимірної апроксимації реальних залежностей. Навіть узгодження антени та поверхні землі з різними електричними параметрами можна покращити за допомогою ШНМ. Зазвичай, поверхня землі розташована у ближній зоні антени, тому діелектричні характеристики ґрунту мають великий вплив на параметри антен. Існують динамічні антенні системи, які здатні адаптувати вхідний опір залежно від зміни висоти антени над землею та типу ґрунту [10]. Це дає змогу максимізувати передачу потужності від генератора до об'єкту, що збільшує ефективність випромінювання енергії антени в землю.

ШНМ має здатність отримувати необхідну інформацію в процесі навчання з усіх видів вхідних даних, але найбільш цінним в них є можливість швидкого отримання правильної відповіді через малу кількість математичних операцій, які можна виконувати паралельно в шарах ШНМ. Використання ШНМ інших структур, які краще відповідають особливостям задачі, впровадження більш глибоких мереж дають кращі результати в розпізнаванні параметрів об'єкту. Швидка робота ШНМ в задачі, що розглядається, забезпечується використанням амплітуди електричного поля в різні моменти часу в якості вхідних даних для ШНМ [11].

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Плоска електромагнітна хвиля опромінює гауссовим імпульсом тривалістю 0.6 нс поверхню землі з металевими та діелектричними неоднорідностями всередині. Напруженість електричного поля вимірюється імпульсними антенами, що розташовані на висоті 250 мм над межею розподілу середовищ. Земля представлена однорідною речовиною з проникністю $\epsilon = 9$ та провідністю $\sigma = 0,005$ См/м. Кількість антен або просторових точок для прийому поля однією антеною, зміщених на 100 мм одна від одної паралельно площині розподілу середовищ, становить 15. Чисельний розрахунок проводиться для випадків без неоднорідностей всередині землі та з ідеально провідною трубою радіусу 25 мм. Глибина розміщення центру труби змінюється від 175 мм до 425 мм з просторовим кроком 25 мм. Поздовжня вісь труби орієнтована перпендикулярно напрямку руху антени або розташуванню антен.

Часова форма амплітуди напруженості електричного поля, прийнятої кожною антеною, дискретизована і представлена у вигляді 500 часових точок з кроком 30 пс. Таким чином, перша частина вхідних даних містить 7500 значень для 7500 елементів вхідного шару ШНМ. Друга частина вхідних даних обчислюється з першої частини за алгоритмом, що наведений нижче. Вихідний шар містить 12 нейронів, які формують одиничний вихідний сигнал, коли труба знаходиться на відповідній глибині в діапазоні від 175 до 425 мм з кроком 25 мм, крім останнього, дванадцятого, який сигналізує про відсутність труби. Як правило, нейрони в використаній ШНМ мають сигмоїдну функцію збудження. Задача вирішується в два етапи: прямий чисельний розрахунок електродинамічної задачі з метою отримати поля в усіх точках простору та класифікація отриманих часових залежностей нейронною мережею відповідно до обрахованих глибин розташування труби.

РОЗВ'ЯЗАННЯ ПРЯМОЇ ЗАДАЧІ

Задача взаємодії плоскої імпульсної електромагнітної хвилі з землею та неоднорідностями всередині розв'язується числовим методом скінченних різниць у часовому просторі (FDTD) [13]. Цей підхід дозволяє отримати суттєве узгодження часових форм відповідної математичної моделі з реальними часовими формами, що отримуються експериментально, без серйозних проблем з описом неоднорідностей, об'єктом розпізнавання, його характеристиками, параметрами ґрунту тощо. Недолік методу – необхідність потужного процесора, великої кількості оперативної пам'яті та значного часу обчислення. Типові часо-просторові форми, отримані числовим обчисленням, продемонстровані в [14]. Основна особливість залежностей – наявність впливу об'єкта в прийнятих сигналах різних антен. Іншою особливістю залежностей є слабкий контраст об'єкту та велика просторова тривалість опроміненого імпульсу як наслідок необхідності досягнення значної глибини проникнення електромагнітної хвилі. Це показано на Рис. 1, де часова залежність нормованих амплітуд електричного поля над землею в різних точках по осі ОХ зображена для випадку металеві труби, зануреної на глибину 275 мм. Тут зображена збільшена область відбиття від труби для різних точок спостереження. Видно, що часові залежності у різних зондів на цьому часовому проміжку мають невеликі амплітуди порівняно з максимумом падаючої хвилі. Спостерігаються непередбачувані зміни форми прийнятого сигналу під різними кутами розсіювання. Для використаного тут співвідношення між діаметром труби та просторовою тривалістю падаючого імпульсу візуально важко визначити положення необхідного об'єкту з хорошою точністю.

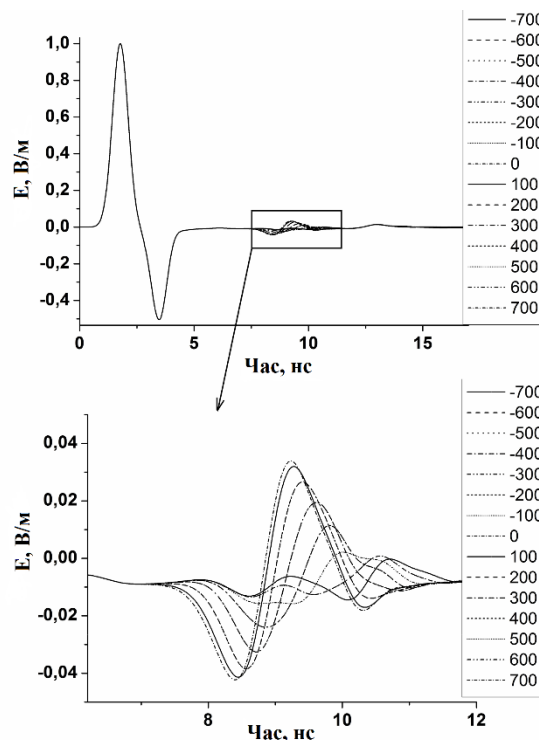


Рис. 1. Залежність нормованих амплітуд напруженості електричного поля над землею в різних точках вздовж осі ОХ, що розрахована для випадку однорідної речовини з проникністю $\epsilon = 9$ та провідністю $\sigma = 0,005$ См/м з металеві трубою, зануреної на 275 мм.

ПОБУДОВА СТРУКТУРИ ШНМ

Для побудови кращої структури ШНМ, ніж використаної раніше [14], пропонується додати нові вхідні дані як другу частину набору вхідних даних. Ідея її побудови заснована на підході дискретної томографії [12]. Двовимірний переріз підземної області вздовж напрямку руху приймальної антени представлений у вигляді набору квадратів, які можуть розсіювати падаюче електромагнітне поле. На Рис. 2 зображено цей переріз, де середовище 1 – це повітря, середовище 2 – ґрунт, dR – відстань між приймальними антенами, $h1$ – її висота над поверхнею землі, $h20$ – глибина першого шару дискретних розсіювачів, dH та dS – відстані між ними в глибину та вздовж, відповідно, θ_1 і θ_2 є кутами заломлення

та падіння для розсіяного поля у променевому наближенні. Наша основна ідея підходу полягає в обробці даних з усіх антен таким чином, щоб кожен квадрат в перерізі отримував власний внесок з урахуванням затримки хвилі в часі та її згасання. Згасання вважається пропорційним довжині шляху як перше наближення до експоненціального закону. Отже, використовуючи променевий підхід, розсіювач у формі квадрата може бути замінений на точку в його центрі.

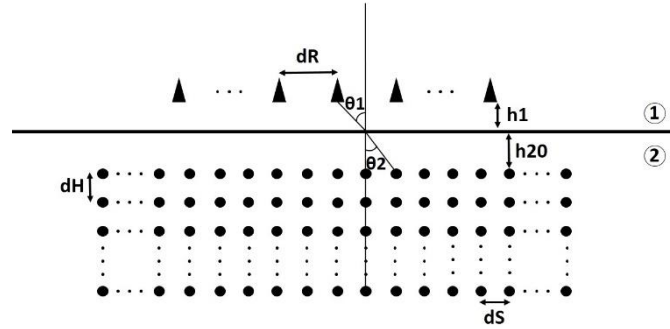


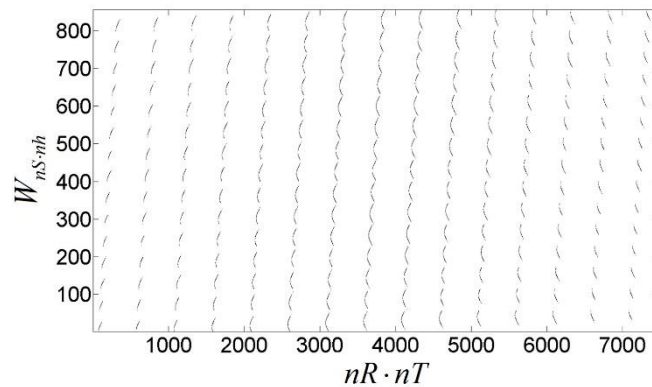
Рис. 2. Вертикальний переріз геометрії задачі, де середовище 1 – повітря, середовище 2 – ґрунт, dR – відстань між приймальними антенами, $h1$ – її висота над поверхнею землі, $h20$ – глибина першого шару дискретних розсіювачів, dH та dS – відстані між ними вглиб та вздовж, відповідно, θ_1 і θ_2 є кутами заломлення та падіння для розсіяного поля.

Гіпотеза щодо ефективності такого підходу ґрунтується на максимізації сигналів у просторових точках, де розміщені розсіювачі. Недоліки такого підходу, що полягають у нормуванні сигналів, незнанні точного згасання падаючої хвилі на різних глибинах, експоненційному зменшенні амплітуди в середовищах із втратами та різним індексом згасання для різної специфічної провідності речовин, компенсуються навчанням ШНМ та автоматичним регулюванням підсилення в антенних підсилювачах на практиці.

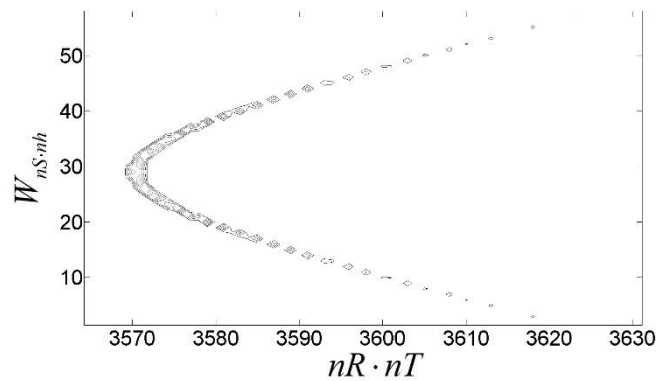
Нехай N_R – кількість приймачів, N_T – кількість часових точок амплітуди від кожного з них, тоді перша частина масиву вхідних даних I має розмір $N_R N_T$. Друга частина вхідних даних для ШНМ, що позначена як \tilde{I} , має розмір масиву $N_S N_H$, де N_S – кількість просторових точок у горизонтальному напрямку, N_H – кількість точок у вертикальному напрямку (див. Рис. 2). Перетворення I в \tilde{I} проводиться матрицею W :

$$\tilde{I} = \begin{pmatrix} \tilde{I}_1 \\ \vdots \\ \tilde{I}_{i_h \cdot N_s + i_t} \\ \vdots \\ \tilde{I}_{(N_s \cdot N_h)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_{11} & \cdots & \cdots & \cdots & W_{1(N_R \cdot N_T)} \\ \vdots & \ddots & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \cdot & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ W_{(N_s \cdot N_h)1} & \cdots & \cdots & \cdots & W_{(N_s \cdot N_h)(N_R \cdot N_T)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_{i_r \cdot N_T + i_t} \\ \vdots \\ I_{(N_T \cdot N_R)} \end{pmatrix}$$

Елементи матриці W відображають зв'язок між прийнятими сигналами в антенах і просторовими точками з урахуванням шляху променя від точки розсіювання через границю розподілу до антени. Вказані сигнали згасають при розповсюдженні через загальну довжину шляху, довжину шляху в середовищі із втратами та їх зв'язку згідно закону Снелюса. Перетворення, здійснене матрицею W , може бути використаним додатковою частиною вхідних даних ШНМ. Отже, елементи W залежать від N_R , N_T , N_S , N_H , dR , $h1$, $h20$, dH , dS , електричних та магнітних параметрів носія та діаграми напрямленості антени. Оскільки ми використовуємо дискретний набір даних у просторі і часі, вплив яких неможливо точно врахувати, ми застосовуємо лінійну інтерполяцію для розрахунку \tilde{I} з I . Це проілюстровано на Рис. 3, де точки позначають існування зв'язку між цими масивами для випадку $N_R = 15$, $N_T = 500$, $N_S = 57$, $N_H = 12$, $dR = 100$ мм, $h1 = 250$ мм, $h20 = 125$ мм, $dH = dS = 25$ мм. Видно, що в нових даних \tilde{I} використовувалася дуже мала частина вхідних даних I .

Рис. 3. Ненульові елементи матриці W .

Для більш детальної ілюстрації характеру зв'язку, що відображають елементи матриці W , така ж залежність, як показано на Рис. 3, зображена на Рис. 4 у збільшеному вигляді. Відбувається зменшення значень W при зміщенні від максимуму до кінцівок гілок. Отже, це повторює типову просторову картину радіолокаційного обстеження підземної поверхні [15], яка є природною. Більш віддалена антена від підземної точки надає слабший вплив, виражений у значеннях W , що нагадує принцип відомого методу оптимальної лінійної фільтрації сигналів.

Рис. 4. Елементи матриці W для одного шару підземних точок.

Як і очікувалось, застосування гаусової падаючої хвилі також дає плавне збільшення амплітуди поля в деякій просторовій точці, що проілюстровано на Рис. 5, де представлені значення \tilde{I} . Маючи лише 15 прийнятих сигналів і велику тривалість імпульсу, ми отримуємо помітний пік в одній точці і послаблюємо сигнали в сусідніх точках, де немає розсіювачів, як це відбувається в томографії. Хоча рисунок показує, що немає ідеального сумування внесків від різних антен, але ми припускаємо, що це дозволить ШНМ покращити результат розпізнавання, оскільки це буде його другою допоміжною частиною вхідних даних.

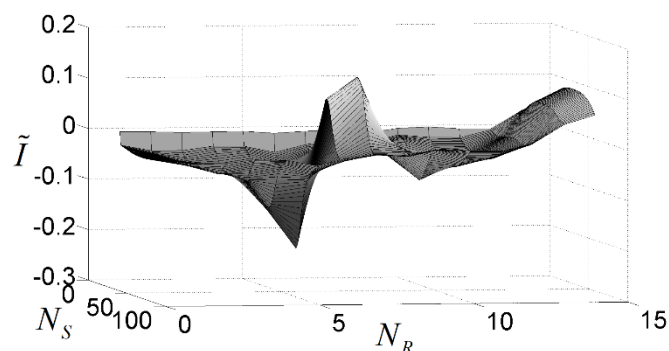


Рис. 5. Результат суперпозиції сигналів від різних антен в одній просторовій точці.

ВИРІШЕННЯ ЗАДАЧІ РОЗПІЗНАВАННЯ

Ми використаємо попередню структуру прихованих шарів 1000-200-100 ШНМ, досліджену раніше [14]. Після навчання ШНМ старої структури (для 7500 вхідних нейронів) та нової структури (з додатковими 855 вхідними нейронами) вони були перевірені на новому наборі даних, отриманому для труби, що закопана на глибину 260 мм. Вихідні сигнали ШНМ для цього випадку представлені на Рис. 6. Тут ШНМ нової структури дає дещо гірші результати класифікації відповідно до вихідного максимуму, але щодо рівнів інших виходів її результати виглядають більш впевненими.

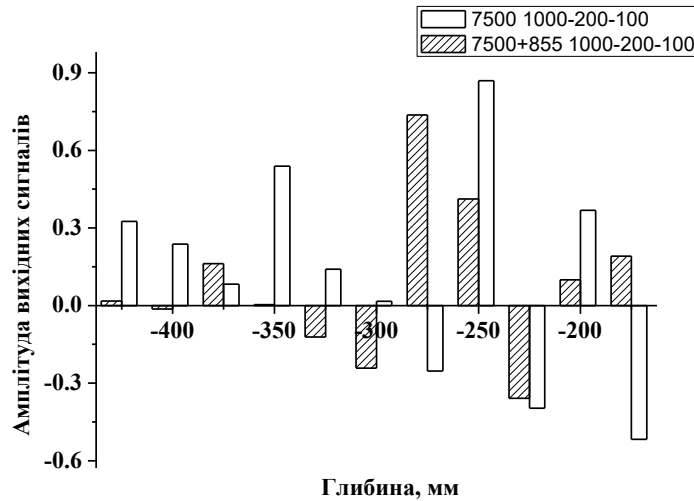


Рис. 6. Вихідні сигнали ШНМ структури 1000-200-100 прихованих шарів для тестового випадку глибини $Z = -260$ мм для старих (7500) та нових структур (7500 + 855) ШНМ.

Аналогічне тестування було зроблено і для труб, закопаних на глибину 410 мм. Вихідні сигнали ШНМ для випадку, представленого на Рис. 7, показують, що стара ШНМ дає більш переконливий результат зі зменшенням амплітуд у більш правильному напрямку, але нова ШНМ також класифікує цей випадок настільки ж успішно, як і стара.

Цікаво проілюструвати, як друга частина даних, отримана променевим методом та підходом дискретної томографії, впливає на результат класифікації. Додатково до цього, функцію збудження останнього шару в структурі ШНМ було змінено за допомогою підходу SoftMax [16].

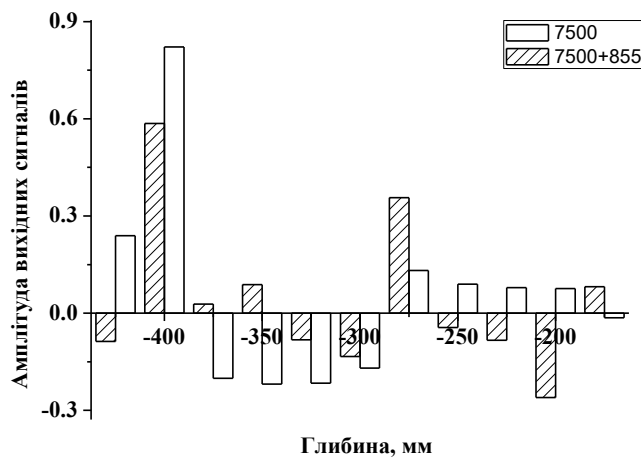


Рис. 7. Вихідні сигнали структури ШНМ для 1000-200-100 прихованих шарів для тестового випадку глибини $Z = -410$ мм для старих (7500) та нових структур (7500 + 855) ШНМ.

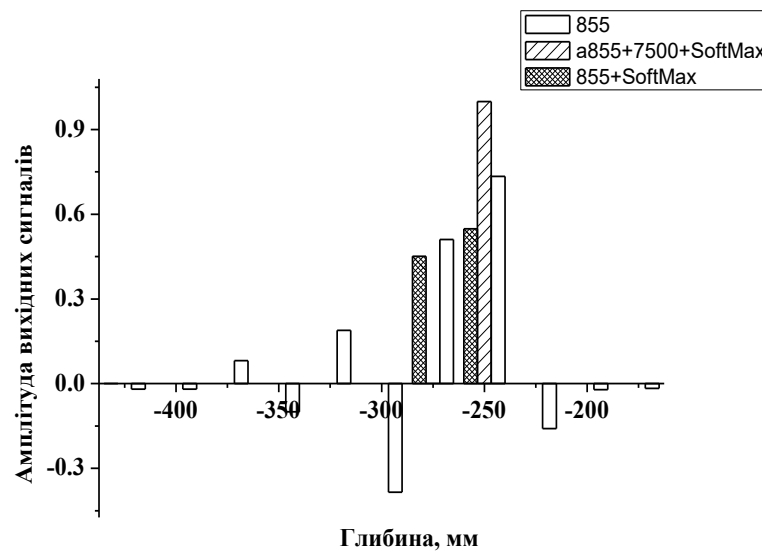


Рис. 8. Вихідні сигнали трьох структур ШНМ для 1000-200-100 прихованих шарів для тестового випадку глибини $Z = -260$ мм, використовуючи лише другу частину даних (855), першу та другу частину даних (855 + 7500) з SoftMax і другу частину даних (855) з SoftMax.

Результати тестів для ШНМ запропонованих структур зображені на Рис. 8. Ми бачимо, що наш підхід до зменшення кількості вхідної інформації в 8 разів на основі процесів суперпозиції виправданий, оскільки використання лише зменшеної кількості інформації дозволяє успішно класифікувати прийняті сигнали. Це дає вигреш у часі навчання, розрахунків, продуктивності ШНМ та обсягу даних. Застосування SoftMax робить вихідні сигнали більш різкими, але контраст між найближчими виходами стає меншим, як видно для виходів -250 та -275. Початковий результат (855) є більш чітким у порівнянні з останнім, але містить більше зашумлених сигналів на інших виходах. Використання SoftMax для ШНМ з двома частинами вхідних даних дає однозначний правильний результат, але немає жодних ознак в інших виходах, які могли б сигналізувати про неідеальність цього тестового випадку, він визнає сам себе як правильний навчальний випадок, що не відповідає дійсності.

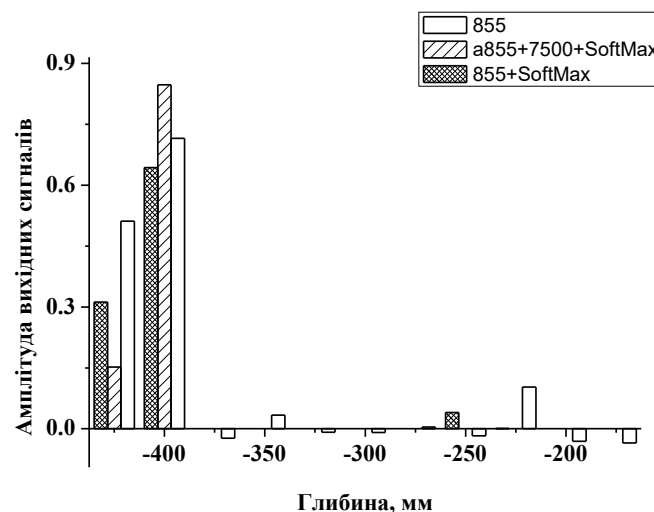


Рис. 9. Вихідні сигнали трьох ШНМ для структури 1000-200-100 прихованих шарів для тестового випадку глибини $Z = -410$ мм, використовуючи лише другу частину даних (855), першу та другу частину даних (855 + 7500) з SoftMax, а друга частина даних (855) лише з SoftMax.

Другий приклад тесту ШНМ представлений на Рис. 9 для глибини залягання об'єкта 410 мм. Можна побачити, що всі ШНМ також дають правильні результати класифікації, але використання лише другої частини даних (855) показує найкращий результат, оскільки співвідношення між амплітудами -400 та -

425 на виході близьке до 1,4 (1,5 є ідеальне відношення), що відображає реальне положення труби. У той же час ШНМ 855 + SoftMax та ШНМ 855 + 7500 + SoftMax демонструють амплітуди співвідношення на рівні 2 та 5,5 відповідно, що є гіршими результатами порівняно з наведеними найпростішою ШНМ 855.

ВИСНОВКИ

Проблема класифікації прийнятих імпульсних електромагнітних полів антенною системою відповідно до глибини розташування підповерхневих об'єктів, які породжують ці поля, була вирішена ШНМ, навченої за даними, отриманими методом FDTD.

Запропонована нова структура глибокої ШНМ з додатковими вхідними даними, обчисленими із звичайного набору вхідних даних за допомогою підходу дискретної томографії та променевого методу. Підхід повинен бути ефективнішим у разі більшої кількості прийнятих сигналів від різних антен та скорочення тривалості зондуючих імпульсів згідно ідеї класичної томографії. Навіть для імпульсів великої просторової тривалості, що є типовим випадком для надширокосмугової підповерхневої радіолокації, томографічний підхід дав хорошу чутливість детектування та прийнятний рівень дисперсії амплітуд сигналів на виходах ШНМ, незважаючи на застосування класичного променевого методу, що базується на наближенні нескінченно малої ширини хвильового пучка. Застосування нового набору даних не погіршило результат класифікації, однак заощадило час тренування ШНМ та її ресурси у вигляді кількості використаних нейронів.

Успішне застосування обмеженого обсягу даних демонструє відмінні апроксимаційні властивості ШНМ у тестових випадках. Вбудованість методу SoftMax в ШНМ дала більш різкі та контрастні коректні результати в розпізнаванні, але це призвело до втрати ознак того, що це проміжні випадки розташування об'єктів.

ПОДЯКА

Автори висловлюють подяку Почаніну Г.П. за корисні обговорення в процесі виконання цієї роботи. Стаття містить результати досліджень НДР «Імпульсні та синусоїдальні поля у нелінійних і шаруватих електродинамічних структурах та наносистемах як перетворювачах полів і моделей елементів спінтроники» (№ держреєстрації 0117U004851, 2017–2019).

КОНФЛІКТ ІНТЕРЕСІВ

Автори повідомляють про відсутність конфлікту інтересів.

Authors' ORCID ID

O. M. Dumin  <http://orcid.org/0000-0001-5067-9689>

V. A. Plakhtii  <http://orcid.org/0000-0002-0442-2716>

O. A. Prishchenko  <http://orcid.org/0000-0001-7143-9545>

D. V. Shyrokorad  <http://orcid.org/0000-0002-2784-4081>

REFERENCES

1. L. A. Varyantsia-Roshchupkina and S. V. Roshchupkin, "Subsurface object imaging with two types of RTR-differential GPR system," 2016 8th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS), Odessa, 2016, pp. 145-147.
2. F. J. Yanovsky, V. E. Ivashchuk and V. P. Prokhorenko, "Through-the-wall surveillance technologies," 2012 6th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, Sevastopol, 2012, pp. 30-33.
3. G. Pochanin, S. Masalov, I. Pochanina, L. Capineri, P. Falorni and T. Bechtel, "Modern trends in development and application of the UWB radar systems," 2016 8th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS), Odessa, 2016, pp. 7-11.
4. Huilin, Zhou & Wang, Wei-Ping & Wang, Yuhao, "Constructive neural network for landmine classification using ultra wideband GPR," Proceedings of the Seventh International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Kunming, 12-15 July 2008.
5. Anthony Taok, Nahi Kandil, Sofiène Affes, "Neural Networks for Fingerprinting-Based Indoor Localization Using Ultra-Wideband, " 2nd International Conference on Wireless Communications in Underground and Confined Areas (ICWCUA'2008), Val-d'Or, Canada, August 25-27, 2008.
6. Chi-Chih Chen, M. B. Higgins, K. O'Neill and R. Detsch, "Ultrawide-bandwidth fully-polarimetric ground penetrating radar classification of subsurface unexploded ordnance," in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 39, no. 6, June 2001, pp. 1221-1230.
7. P. Sharma, B. Kumar, D. Singh and S. P. Gaba, "Non-metallic pipe detection using SF-GPR: A new approach using neural network," 2016 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), Beijing, 2016, pp. 6609-6612.

8. L. A. Varyanitsa-Roshchupkina, G. P. Pochanin, "Video Pulse Electromagnetic Wave Diffraction on Subsurface Objects," *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 66, N 5, 2007, pp. 391-414.
9. D. Hebb, *Organization of behaviour*, New York, J. Wiley, 1949.
10. I.V. Sruthi and P.R. Anurenjan, "A dynamic bow-tie antenna using soft computing methods," 2013 International Conference on Control Communication and Computing (ICCC), Thiruvananthapuram, 2013, pp. 113-118.
11. O. Dumin, S. Khmara, D. Shyrokorad, "Artificial neural networks in time domain electromagnetics", Proc. of 11th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT-2017), Kyiv, Ukraine, 2017, pp. 118-121.
12. G. T. Herman, and A. Kuba, *Discrete Tomography: Foundations, Algorithms, and Applications*, Birkhäuser Boston, 1999.
13. A. Taflove, S. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, 3rd ed., Boston, London: Artech House, 2005.
14. O. M. Dumin, V. A. Plakhtii, O. A. Prishchenko, D. V. Shyrokorad Subsurface object recognition by ultrawideband radar and artificial neural networks // *Visnyk Kharkivskogo Natsionalnogo Universytetu imeni V. N. Karazina. Radiofizyka I elektronika.* – 2018. – Vyp. 28.– pp. 24–29.
15. G. P. Pochanin, V. P. Ruban, P. V. Kholod, O. A. Shuba, I. Ye. Pochanina, A. G. Batrakova, S. N. Urdzik, D. O. Batrakov, D. V. Golovin, "Advances in ground penetrating radars for road surveying", *Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, Kharkiv, Ukraine, 15-19 September 2014, pp. 13-18.
16. M. Rimer and T. Martinez, "Softprop: softmax neural network backpropagation learning," 2004 IEEE International Joint Conference on Neural Networks (IEEE Cat. No.04CH37541), Budapest, 2004, pp. 979-983 vol.2.

Оригінальна стаття

<https://doi.org/10.26565/2311-0872-2018-29-04>

УДК 537.86

РОЗПІЗНАВАННЯ ОБ'ЄКТІВ ПІД ПОВЕРХНЕЮ ҐРУНТА ЗА ДОПОМОГОЮ ІМПУЛЬСНОГО ОПРОМІНЮВАННЯ АНТЕНОЮ ТИПУ «МЕТЕЛИК» ТА ШТУЧНОЇ НЕЙРОННОЇ МЕРЕЖІ

І. Д. Персанов¹, О. М. Думін¹, В. А. Плахтій¹, Д. В. Широкопад²

¹Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна, 61022, м. Харків, м. Свободи, 4
E-mail: dumin@karazin.ua

²Запорізький національний технічний університет, 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64
E-mail: hooveringphoenix@gmail.com

Надійшла до редакції 21 вересня 2018 р.

Актуальність. Задачі підповерхневої радіолокації займають важливе місце в сучасному світі, наприклад в геології, будівництві та гуманітарному розмінуванні. Складною проблемою, що перешкоджає широкому застосуванню підповерхневих радарів, є обробка та інтерпретація параметрів відбитого електромагнітного поля.

Мета роботи. Ця робота має на меті вирішити проблему розпізнавання об'єктів під поверхнею ґрунта за допомогою імпульсного опромінювання антеною типу «метелик» та штучної нейронної мережі (ШНМ).

Матеріали та методи. Задача розпізнавання циліндричного ідеальнопровідного об'єкта, який знаходиться під поверхнею землі, розв'язуються ШНМ. Межа розділу повітря-земля опромінюється антеною типу «метелик», яка збуджується імпульсним струмом наносекундної тривалості. Таке опромінення майже точковим джерелом, на відміну від падіння плоскої нестационарної електромагнітної хвилі, яке розглядалось у наших попередніх роботах, характеризується значним зниженням енергії поля, що досягає прихованого об'єкта, відбивається від нього і приймається антеною. Більше того, таке зниження енергії поля стає відчутнішим пропорційно віддаленню об'єкту від радару. Ці складнощі можуть ставити під сумнів можливість застосування підходу на основі ШНМ. Електродинамічна задача розв'язується шляхом числового моделювання за допомогою методу FDTD. В якості вихідних даних використовувались часові залежності амплітуд електричних компонентів поля різної поляризації, які були отримані у чотирьох точках над поверхнею землі, що, в свою чергу, утворювали форму квадрату. На основі отриманих даних була натренована ШНМ з метою визначення положення об'єкта під поверхнею ґрунта.

Результати. Якість розпізнавання ШНМ була перевірена тестовими даними з додаванням гаусового шуму та даними, отриманими для випадку, коли приймальна система зміщена відносно об'єкта на величину, на яку ШНМ не була натренована.

Висновки. Антена система такого типу в поєднанні з ШНМ показує гарні результати визначення відстані до об'єкту навіть за наявності шумів.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: підповерхневий радіолокатор, імпульсна електромагнітна хвиля, антена «метелик», штучна нейронна мережа, виявлення об'єктів

SUBSURFACE OBJECT RECOGNITION IN A SOIL USING UWB IRRADIATION BY BOW-TIE ANTENNA AND ARTIFICIAL NEURAL NETWORK

¹I. D. Persanov, ¹O. M. Dumin, ¹V. A. Plakhtii, ²D. V. Shyrokorad

¹V. N. Karazin Kharkiv National University, 4, Svobody Square, Kharkiv, 61022, Ukraine

²Zaporizhia National Technical University, 64, Zhukovskoho St, Zaporizhzhia, 69061, Ukraine

Background: Subsurface radiolocation problems have an important place in the modern world, such as in geology, building, and humanitarian demining. A complex problem that impedes the widespread use of subsurface radars is the processing and interpretation of the parameters of the reflected electromagnetic field.

Objectives: The main purpose of this work is to solve the problem of recognition of objects buried in a soil by bow-tie antenna and artificial neural network (ANN).

Materials and methods: The problem of recognition an ideally conducting cylindrical object that is situated below the earth's surface is solved by an ANN. The air-ground interface is irradiated by a bow-tie antenna, which is excited by means of a nanosecond impulse current. The irradiation by nearly point-like source in contrast to plane transient electromagnetic wave incidence considered in our previous works is characterized by the significant decrease of field energy reached a hidden object, reflected, and received by antenna. Moreover, the descent of the field energy becomes more sensible proportionally to the distance from the object to the radar. The complications can call into question the possibility the application of the approach on the base of ANN. The electromagnetic problem is solved numerically by using the FDTD method. The time dependences of amplitudes of differently polarized electric field components, which were obtained in four points above the earth's surface were used as the initial data. The points form the shape of a square. The ANN was trained by the obtained data to determine the position of the object beneath the ground.

Results: ANN recognition quality was tested by test data with the addition of Gaussian noise and data obtained when the receiving system is moved relative to the object by shift of the value that was absent in training set.

Conclusion: Such type of antenna system in combination with the ANN shows good results for determining the distance to the object even in the presence of noise.

KEY WORDS: ground penetrating radar, impulse electromagnetic wave, bow-tie antenna, artificial neural network, object recognition

РАСПОЗНАВАНИЕ ОБЪЕКТОВ ПОД ПОВЕРХНОСТЬЮ ЗЕМЛИ С ПОМОЩЬЮ ИМПУЛЬСНОГО ОБЛУЧЕНИЯ АНТЕННОЙ ТИПА «БАБОЧКА» И ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

И. Д. Персанов¹, А. Н. Думин¹, В. А. Плахтий¹, Д. В. Широкопад²

¹ Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина, 61000, г. Харьков, пл. Свободы, 4

² Запорожский национальный технический университет, 69063, г. Запорожье, ул. Жуковского, 64

Актуальность. Задачи подповерхностной радиолокации занимают важное место в современном мире, например в геологии, строительстве и гуманитарном разминировании. Сложной проблемой, препятствующей широкому применению подповерхностных радаров, является обработка и интерпретация параметров отраженного электромагнитного поля.

Цель работы. Целью этой работы является решение проблемы распознавания объектов под поверхностью земли с помощью импульсного облучения антенной типа «бабочка» и искусственной нейронной сети (ИНС).

Материалы и методы. Задача распознавания цилиндрического идеальнопроводящего объекта, который находится под землей, решается с помощью ИНС. Граница раздела воздух-земля облучается антенной типа «бабочка», которая возбуждается импульсным током наносекундной длительности. Такое облучение почти точечным источником, в отличие от падения плоской нестационарной волны, которое рассматривалось в наших предыдущих работах, характеризуется значительным снижением энергии поля, которое достигает спрятанного объекта, отражается от него и принимается антенной. Более того, такое снижение энергии поля стает более ощутимым пропорционально отдалению объекта от радара. Эти трудности могут поставить под сомнение возможность применения подхода на основе ИНС. Электродинамическая задача решается путем численного моделирования с помощью метода FDTD. В качестве исходных данных использовались временные зависимости амплитуд электрических компонент поля различной поляризации, которые были получены в четырех точках над поверхностью земли, которые, в свою очередь, образовывали форму квадрата. На основе полученных данных была натренирована ИНС с целью определения положения объекта под поверхностью земли.

Результаты. Качество распознавания ИНС было проверено тестовыми данными с добавлением гауссова шума и данными, полученными для случая, когда приемная система смещена относительно объекта на величину, на которую ИНС не была натренированная.

Выводы. Антенная система данного типа в сочетании с ИНС показывает хорошие результаты определения расстояния до объекта даже в присутствии шумов.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: георадар, импульсная электромагнитная волна, антенна-«бабочка», искусственная нейронная сеть, распознавание объектов

ВСТУП

Існує ціла низка задач виявлення підповерхневих об'єктів, які можна розв'язати за допомогою георадарів. Використання надширококутних електромагнітних хвиль в таких системах забезпечує кращу точність та глибше проникнення в середовище з втратами [1]. Наносекундні електромагнітні імпульсні радари можуть ефективно відстежувати стан та якість асфальтового покриття [2]. Такі системи дають можливість виконання безпечного гуманітарного розмінування навіть у випадку з неметалевими вибуховими пристроями [3]. Ще одним прикладом застосування надширококутних радарів є створення систем, здатних виявляти об'єкти, що знаходяться за стіною [4].

Для вирішення цих задач необхідно мати ефективний електромагнітний випромінювач наносекундних імпульсів. На даний момент вже існує багатий вибір надширококутних антен, що випромінюють неспотворену імпульсну електромагнітну хвилю, для яких має виконуватись умова збереження положення фазового центру в широкому діапазоні частот. Антенна система Вівальді широко використовується для отримання спрямованого випромінювання, наприклад, для виявлення мін [5]. Завдяки широкому діапазону робочих частот та гарній часовій формі випромінюваного імпульсу, набула великої популярності антенна типу «метелик» [6]. Узгодження в широкій робочій смузі частот не так просто забезпечити порівняно з вузькокутною антеною, але воно конче потрібне для мінімізації спотворень імпульсу [7–8].

Аналіз відбитих хвиль для визначення параметрів досліджуваного об'єкта ускладнюється їх багаторазовим перевідбиттям від різних розсіювачів. Використання штучних нейронних мереж (ШНМ) для подібних задач є виправданим кроком через добре відомі властивості такого підходу, що дають можливість мати точно визначений вихідний сигнал або відповідь [9]. Даний метод використовувався для визначення геометричних параметрів структур, опромінених монохроматичними хвилями [10]. Також ШНМ може поєднувати і аналізувати інформацію, отриману з усіх наявних частот [11]. Таким же

чином ШНМ ефективно використовуються для обробки та візуалізації даних георадарів [12]. Це дозволяє цілеспрямовано відрізнити, наприклад, пустоти від інших неоднорідних геологічних структур [13]. В якості вхідних даних в представленому підході використовується масив дискретних часових точок амплітуди відбитого поля, як в роботі [14]. Це дозволило з високою точністю визначати геометричні параметри діелектричної структури порівняно з просторовою тривалістю падаючого імпульсу в ситуації перекриття відбиттів від різних шарів структури [15]. Відповідне тренування демонструє хороші апроксимуючі здібності ШНМ [16], які пояснюють хорошу завадостійкість ШНМ, що використовується в цій роботі. Використання згорткової ШНМ може підвищити її стійкість до масштабування геометрії задачі [17], але мета роботи полягає у визначенні положення об'єкта, тому ми будемо використовувати звичайну повнозв'язну ШНМ.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Антенна «метелик» збуджується наносекундним гаусовим імпульсом з тривалістю 0,6 нс. Вона розміщена на висоті 32 см над досліджуваною поверхнею і опромінює ґрунт з проникністю $\epsilon = 9$ та провідністю $\sigma = 0,005$ См/м. Досліджуваний об'єкт змодельований у формі ідеально провідного циліндра та має радіус 5,5 см і висоту 5,3 см. Він може бути розташований на різних відстанях від центру проекції антени на межу розподілу повітря-земля, але на постійній глибині 3 см. Відбите поле різної поляризації реєструється у чотирьох точках на однаковій висоті 32 см, що імітує антенну систему, описану в [18]. Отже, на відміну від випадку опромінення плоскою хвилею, представленою в роботі [19], тут ми маємо майже точкове опромінення, що повинно ускладнити процес розпізнавання. Ми вимірюємо відбиту від тривимірного об'єкта електромагнітну хвилю в чотирьох точках простору, які знаходяться в одній площині. Це робить задачу складнішою та більш подібною до реальної ситуації, ніж у [20]. Чисельне моделювання електромагнітної задачі здійснюється безпосередньо у часовій області методом FDTD [21].

РОЗВ'ЯЗАННЯ ЗАДАЧІ

Розв'язання задачі розпізнавання складного відбитого сигналу забезпечується ШНМ, тому немає необхідності в надмірній оптимізації опромінювача, бо недоліки його роботи скомпенсуються мережею. Модель антени представлена на Рис. 1, де $L = 50$ мм, $h = 3$ мм, $D = 22$ мм. Вищезазначені параметри були отримані в ході оптимізації випромінювача, де головною ціллю було максимальне збереження форми випромінюваного імпульсу в усіх напрямках та малий КСХН в максимально широкому діапазоні частот. З цих міркувань на Рис. 2 зображено залежність КСХН від частоти для різних вихідних опорів генератора. Для подальших розрахунків був обраний кращий варіант, тобто 200 Ом. Для ілюстрації характеристик спрямованості антени на Рис. 3 представлені часові форми електричного поля в двох площинах $\varphi = 0$ та $\varphi = 90$ градусів для різних кутів θ . Слід помітити слабку спрямованість антени в площині $\varphi = 90$ градусів, що зручно для опромінення поверхні землі в напрямку руху антенної системи. Точки прийому відбитого поля утворюють квадрат, де вісь OX антени (див. Рис. 1) розташована в діагоналі квадрата, як описано в [18]. Поле в точках прийому розраховується за допомогою тривимірного моделювання FDTD [21].

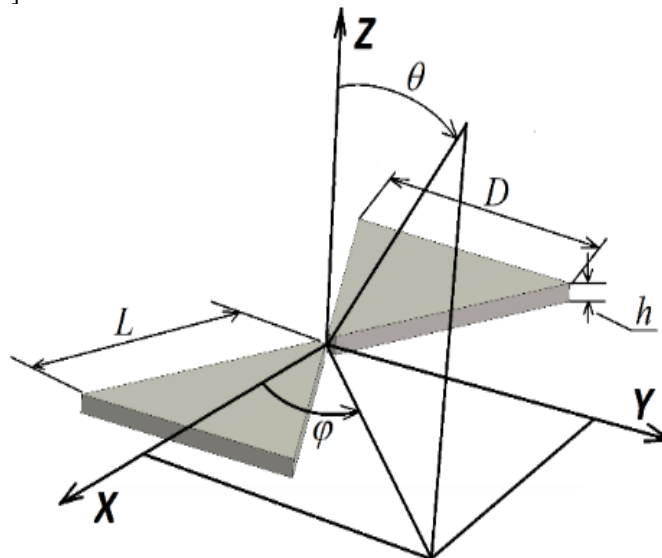


Рис. 1. Геометрія моделі антени-метелика

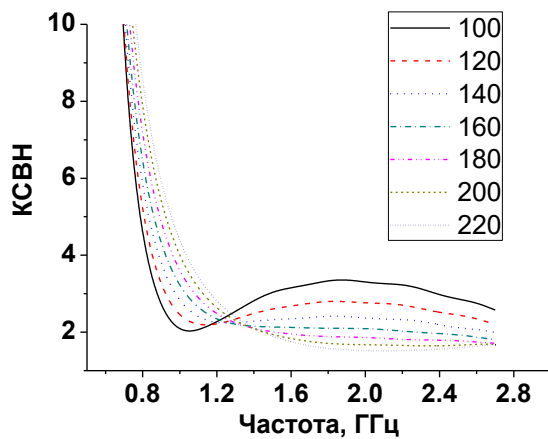


Рис. 2. КСВН антени в діапазоні робочих частот для різних вихідних опорів (Ом) збуджуючого генератора

ВИЗНАЧЕННЯ ПОЛОЖЕННЯ ОБ'ЄКТУ ЗА ДОПОМОГОЮ ШНМ

Отримані в чотирьох точках сигнали після дискретизації та комбінування, тобто розрахунку сумарних і різницевих сигналів, утворюють масив вхідних даних з розміром 3000 значень, який використовувався для тренування ШНМ зі структурою 3000-1000-200-100-7. Метою тренування було визначення наявності циліндра поблизу (вихід 1) та його положення у 6 дискретних точках (виходи 2-7), що відповідають відстаням відносно центру антенної системи 0, 50, 100, 150, 200 та 250 мм відповідно.

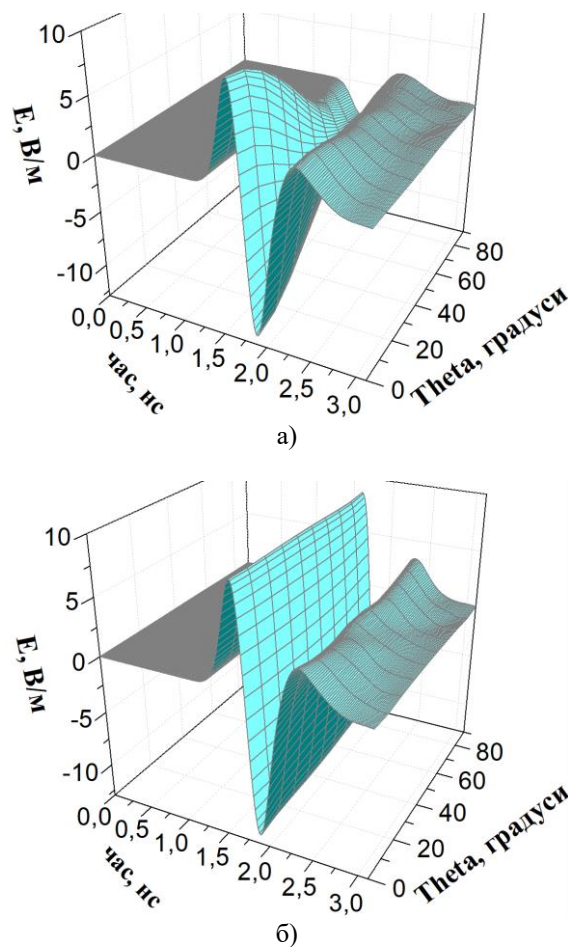


Рис. 3. Часові форми випромінюваних імпульсів для різних кутів θ у двох площинах: а) $\varphi = 0$ градусів та б) $\varphi = 90$ градусів.

Перевірка роботи ШНМ проводиться на вхідному сигналі в точках прийому з додатковим гаусовим шумом з різним рівнем співвідношення сигнал/шум (ССШ). Візуалізація сигналів для ситуації, коли відстань до циліндра 100 мм, представлена на Рис. 4 для різних ССШ.

Реакція ШНМ на набір сигналів на Рис. 4 зображена на Рис. 5 для відстані до об'єкту 100 мм, де номери вихідних сигналів ШНМ пов'язані з відстанями до металевго об'єкта для різних рівнів шуму. Видно, що ШНМ чудово працює на ССШ = 11,6 дБ, але починаючи з ССШ = 8,4 дБ, вона робить помилку в 50 мм.

Іншим типом спотворення вхідних даних є переміщення об'єкта в поперечному напрямку до лінії руху антенної системи. Вихідні сигнали ШНМ в цьому випадку показані на Рис. 6 для зсуву 20 мм і 40 мм. Видно, що поперечний зсув не викликає суттєвих помилок у визначенні відстані до об'єкта.

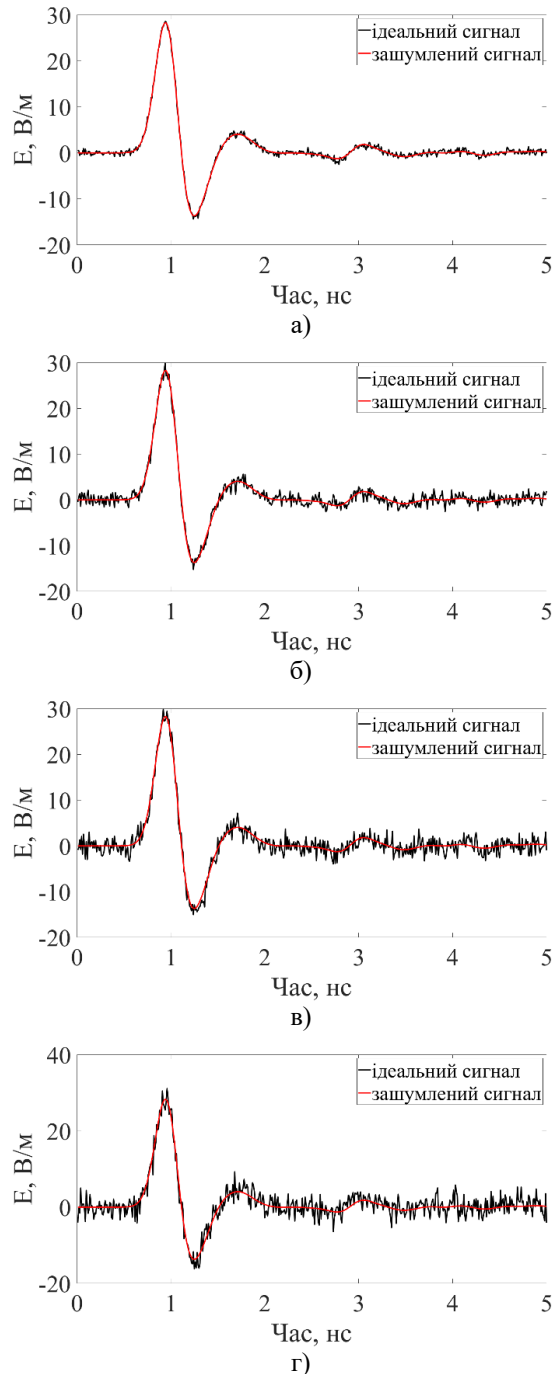


Рис. 4. Приклади зашумлених сигналів, відбитих від моделі ґрунту з металевим циліндром всередині
 а) SNR = 17,5 дБ, б) SNR = 11,6 дБ, в) SNR = 8,4 дБ, г) SNR = 6,4 дБ.

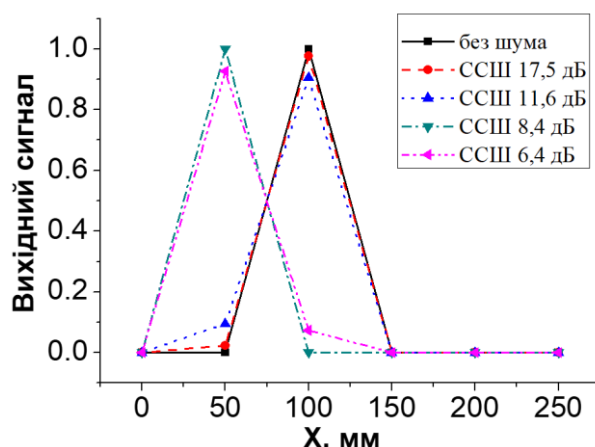
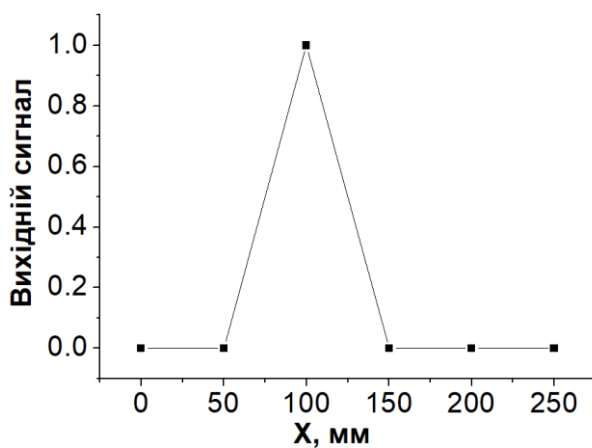
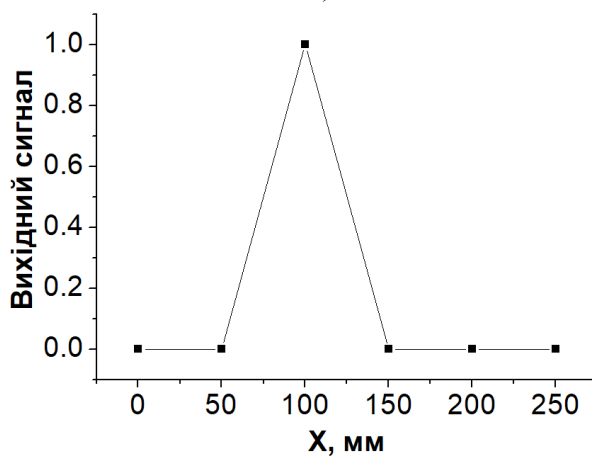


Рис. 5. Залежність вихідних сигналів ШНМ від відстані до металевого об'єкта для різних рівнів шуму сигналів для випадку реальної відстані 100 мм.



а)



б)

Рис. 6. Залежність вихідні сигналів ШНМ від відстані до металевого об'єкта для його зсуву в поперечному напрямку а) 20 мм і б) 40 мм при реальній відстані 100 мм.

Підтримувати висоту антенної системи постійною з хорошою точністю неможливо через хвилястість реальної земної поверхні. Отже, слід дослідити вплив зміни висоти на якість визначення відстані до об'єкта. Тренування ШНМ було виконано для випадку висоти 320 мм антенної системи над поверхнею ґрунту. І, щоб оцінити вплив неточності положення антенної системи по висоті, було проведено тестування ШНМ на даних, розрахованих для висот 300 мм і 340 мм (Рис. 7). Глибина об'єкта зберігалась постійною, а саме 3 см, а відстань від антенної системи до об'єкта складала 100 мм. Як результат, можемо бачити, що зменшення висоти на 20 мм призводить до помилки визначення положення об'єкта (50 мм) (Рис. 7а), при цьому збільшення висоти на додаткові 20 мм спричиняє

максимізацію виходу ШНМ (Рис. 7б), що відповідає відстані 200 мм. Важко пояснити значну помилку у визначенні відстані, але напрямок зміщення помилкової відповіді ШНМ можна передбачити.

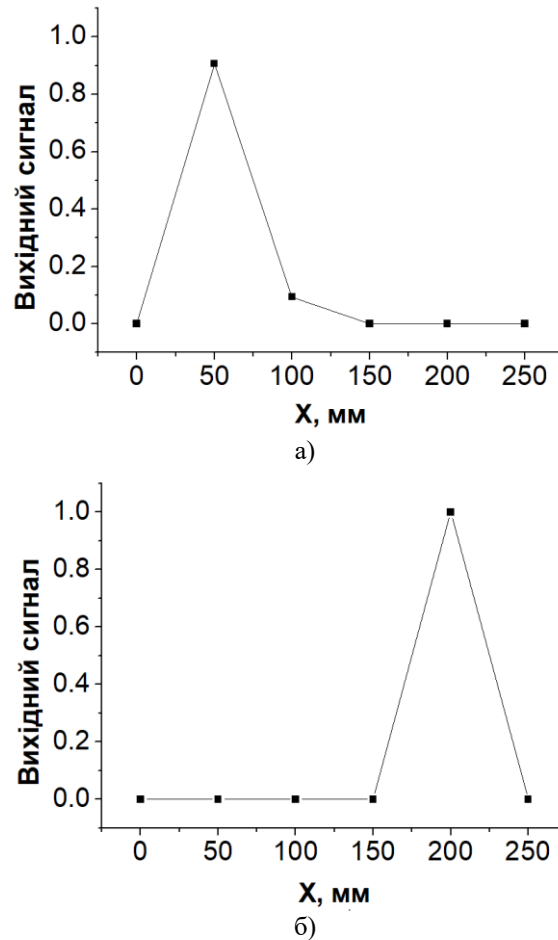


Рис. 7. Залежність вихідного сигналу ШНМ від відстані до об'єкта для різних значень висоти антенної системи а) 300 мм і б) 340 мм для реальної відстані до об'єкта 100 мм.

ВИСНОВКИ

ШНМ демонструє хорошу стабільність визначення відстані до об'єкта за наявності шумів з ССШ до 8,4 дБ. Визначення позицій об'єкта за допомогою ШНМ ефективно навіть у випадку поперечного зсуву об'єкта. Маючи кращу роздільну здатність у вигляді більшої кількості відповідних виходів, можна було б краще оцінити цей вплив. Але для цього треба було б збільшити тренувальну вибірку, що в свою чергу призвело б до ще більшої кількості розрахунків та можливого ускладнення структури ШНМ. На даному етапі роботи отримані результати можна вважати задовільними. Також важливо відмітити суттєву чутливість ШНМ до зміни висоти антенної системи.

ПОДЯКА

Автори висловлюють подяку Почаніну Г.П. за корисну взаємодію в процесі виконання цієї роботи. Стаття містить результати досліджень НДР «Імпульсні та синусоїдальні поля у нелінійних і шаруватих електродинамічних структурах та наносистемах як перетворювачах полів і моделей елементів спінтроники» (№ держреєстрації 0117U004851, 2017–2019).

КОНФЛІКТ ІНТЕРЕСІВ

Автори повідомляють про відсутність конфлікту інтересів.

Authors' ORCID ID

О. М. Dumín <http://orcid.org/0000-0001-5067-9689>

V. A. Plakhtii <http://orcid.org/0000-0002-0442-2716>

I. D. Persanov <http://orcid.org/0000-0002-7136-283X>

D. V. Shyrokorad <http://orcid.org/0000-0002-2784-4081>

REFERENCES

1. J. D. Taylor, *Ultrawideband radar: applications and design*, Boca Raton, London, New York: CRC Press, 2012.
2. G. P. Pochanin, V. P. Ruban, P. V. Kholod, O. A. Shuba, I. Ye. Pochanina, A. G. Batrakova, S. N. Urdzik, D. O. Batrakov, D. V. Golovin, "Advances in ground penetrating radars for road surveying", *Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, Kharkiv, Ukraine, 15-19 September 2014, pp. 13-18.
3. G. Pochanin, V. Ruban, T. Ogurtsova, O. Orlenko, I. Pochanina, P. Kholod, L. Capineri, P. Falorni, A. Bulletti, M. Dimitri, L. Bossi, T. Bechtel, F. Crawford, "Application of the Industry 4.0 Paradigm to the Design of a UWB Radiolocation System for Humanitarian Demining", *Proc. 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS-2018)*, Odessa, Ukraine, pp. 50-56. 4-7 September, 2018.
4. G. Pochanin, S. Masalov, I. Pochanina, L. Capineri, P. Falorni and T. Bechtel, "Modern trends in development and application of the UWB radar systems," *2016 8th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS)*, Odessa, 2016, pp. 7-11.
5. M. Sato, X. Feng, Y. Hamada, Z. Zeng, F. Guangyou, F. Kong, "GPR using an array antenna for landmine detection," *European Association of Geoscientists & Engineers, Near Surface Geophysics*. pp. 7-13, February 2004.
6. I. Liberal, D. Caratelli, A. Yarovoy, R. Cicchetti, M. Russo, "Conformal butterfly antennas for Ultra-Wideband Radio Direction finding applications," *The 40th European Microwave Conference*. Paris, pp. 846-849, 2010.
7. X. Gao,* F. Podd, W. van Verre, D. J. Daniels, and A. J. Peyton, "Investigating the Performance of Bi-Static GPR Antennas for Near-Surface Object Detection," *Sensors (Basel, Switzerland)*, vol. 19,1 170, 5 Jan. 2019.
8. Qiubo Ye, Zhi Ning Chen, Terence S. P. See, "Characteristics of an Ultra-Wideband (UWB) Butterfly-Shaped Monopole Antenna," *Ultra Wideband Communications: Novel Trends - Antennas and Propagation*. August 2011.
9. S. Haykin, *Neural Networks*, 2nd ed., New Jersey: Prentice-Hall, 1999.
10. O. Drobakhin, A. Doronin, "Estimation of thickness of subsurface air layer by neuron network technology application to reflected microwave signal", *Proc. XII Int. Conf. on MMET*, Odesa, pp. 150-152, 2008.
11. O. O. Drobakhin, A. V. Doronin, "Neural network application for dielectric structure parameter determination by multifrequency methods", *Proc. of Third International Conference of Ultrawideband and ultrashort impulse signals*, Sevastopol, Ukraine, pp. 358-360, 2006.
12. L. Travassosa, L. Avilab, N. Ida, "Artificial Neural Networks and Machine Learning techniques applied to Ground Penetrating Radar: A review," *Applied Computing and Informatics*. 29 June 2018.
13. S. Tomecka-Suchoń, P. Szymczyk, M. Szymczyk, "Neural Networks as a Tool for Georadar Data Processing," *Int. J. Appl. Math. Comput. Sci.* Vol. 25, No. 4, pp 955-960, 2015.
14. D. Shyrokorad, O. Dumin, O. Dumina, "Time domain analysis of reflected impulse fields by artificial neural network," *Proc. IV Conf. on UWBUSIS, Sevastopol*, 2008, pp. 124-126.
15. O. Dumin, O. Dumina, D. Shyrokorad, "Time domain analysis of fields reflected from model of human body surface using artificial neural network," in *Proc. EuCAP, Berlin, 2009*, pp. 235-238.
16. D. Shyrokorad, O. Dumin, O. Dumina, V. Katrich, V. Chebotarev "Approximating properties of artificial neural network in time domain for the analysis of electromagnetic fields reflected from model of human body surface," *Proc. MSMW, Kharkiv*, 2010.
17. D. Shyrokorad, O. Dumin, O. Dumina, V. Katrich, "Analysis of transient fields reflected from model of human body surface using convolutional neural network," *Proc. MMET, Kyiv*, 2010.
18. T. Ogurtsova, V. Ruban, A. Pojedinchuk, O. Pochanin, G. Pochanin, L. Capineri, P. Falorni, G. Borgioli, T. Bechtel, F. Crawford, "Criteria for Selecting Object Coordinates at Probing by the Impulse UWB GPR with the "1Tx + 4Rx" Antenna System", *Proc. 9th Int. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS-2018)*, pp. 161-164. Odessa, Ukraine, September 4-7 (2018).
19. O. Dumin, O. Prishchenko, G. Pochanin, V. Plakhtii, D. Shyrokorad, "Subsurface Object Identification by Artificial Neural Networks and Impulse Radiolocation", *2018 IEEE Second Int. Conf. on Data Stream Mining & Processing (DSMP-2018)*, August 21-25, 2018, Lviv, Ukraine.- pp. 434-437.
20. O.M. Dumin, O. Prishchenko, D. Shyrokorad, V. Plakhtii "Application of UWB Electromagnetic Waves for Subsurface Object Location Classification by Artificial Neural Networks", *Proc. 9th Int. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS-2018)*. – Odessa (Ukraine, September 4-7). – 2018. – pp. 290-293.
21. A. Taflove, S. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, 3rd ed., Boston, London: Artech House, 2005.

Оригінальна стаття

<https://doi.org/10.26565/2311-0872-2018-29-05>

УДК 536.62.088.6

ПОХИБКА КАЛІБРУВАННЯ ЛАЗЕРНОГО КАЛОРИМЕТРА, ОБУМОВЛЕНА НЕРІВНОМІРНИМ РОЗПОДІЛОМ ТЕПЛА В ЙОГО ПРИЙМАЛЬНОМУ ЕЛЕМЕНТІ

К.І. Мунтян

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна, 61022, м. Харків, м. Свободи, 4

E-mail: muntean@univer.kharkov.ua

Надійшла до редакції 9 жовтня 2018 р.

Актуальність. Добре відомо, що проблема підвищення точності вимірювань є основною в метрології і не втрачає своєї актуальності незалежно від успіхів, досягнутих в її вирішенні. У центрі цієї проблеми постійно знаходиться завдання підвищення точності державних еталонів одиниць вимірювань. Наукове і прикладне значення пошуків шляхів вирішення цієї проблеми істотно зростає в світлі сучасних вимог до забезпечення екологічності і зниження ресурсоемності перспективного промислового виробництва.

Мета роботи - дослідження шляхів вдосконалення методики обліку нееквівалентності заміщення оптичного сигналу електричним при калібруванні калориметричних вимірювальних перетворювачів, що входять до складу державних еталонів енергетичних одиниць лазерного випромінювання.

Матеріали та методи. Запропоновані та вивчені теоретично і експериментально теплофізична і математична моделі приймального елемента калориметричного вимірювального перетворювача, які, на відміну від відомих моделей на основі термічно тонкої пластини, дозволяють оцінити вплив нерівномірного розподілу тепла в приймальному елементі на похибку калібрування калориметричного вимірювального перетворювача. Коефіцієнт заміщення, відповідно до моделі, залежить тільки від геометрії приймального елемента і постійних часу його нагрівання та охолодження, які визначаються експериментально.

Результати. Теоретичний аналіз і експериментальна перевірка моделей, що запропоновані, підтвердили їх ефективність у зменшенні систематичної помилки калібрування вимірювальних перетворювачів.

Висновки. Теплофізичну і математичну моделі приймального елемента калориметричного вимірювального перетворювача, які запропоновано, доцільно використовувати в практиці атестації Державних еталонів України енергетичних одиниць лазерного випромінювання.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: лазерне випромінювання, ізоперіболічний калориметр, калібрування.

CALIBRATION ERROR OF LASER CALORIMETER DUE TO THE UNEQUAL DISTRIBUTION OF HEAT IN ITS RECEIVING ELEMENT

K.I. Muntean

V. N. Karazin Kharkiv National University, 4, Svobody Square, Kharkiv, 61022, Ukraine

Background: It is well known that the problem of improving the accuracy of measurements is fundamental in metrology and does not lose its relevance, regardless of the successes achieved in its solution. The task of increasing the accuracy of state standards of measurement units is constantly at the center of this problem. The scientific and applied value of the search for ways to solve this problem is increasing significantly in the light of modern requirements for ensuring environmental friendliness and reducing the resource consumption of promising industrial production.

Objectives of the work is to study of ways to improve the methodology for taking into account the nonequivalence of replacing an optical signal with an electric one when calibrating calorimetric measuring transducers that are part of state standards for laser energy units.

Materials and methods: Theoretical and experimental thermophysical and mathematical models of the receiving element of the calorimetric measuring transducer are proposed and studied, which, unlike the known models based on the thermally thin plate, allow one to evaluate the effect of the uneven distribution of heat in the receiving element on the calibration error of the calorimetric measuring transducer. The substitution coefficient, according to the model, depends only on the geometry of the receiving element and the time constants of its heating and cooling, which are determined experimentally.

Results: Theoretical analysis and experimental verification of the proposed models have confirmed their effectiveness in reducing the systematic calibration error of the measuring transducers.

Conclusion: The proposed thermophysical and mathematical models of the receiving element of the calorimetric measuring transducer should be used in the certification practice of the State standards of Ukraine of laser energy units.

KEYWORDS: laser radiation, isoperibolic calorimeter, calibration.

ПОГРЕШНОСТЬ КАЛИБРОВКИ ЛАЗЕРНОГО КАЛОРИМЕТРА, ОБУСЛОВЛЕННАЯ НЕРАВНОМЕРНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ТЕПЛА В ЕГО ПРИЕМНОМ ЭЛЕМЕНТЕ

К.И. Мунтян

Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина, 61022, г. Харьков, пл. Свободы, 4

Актуальность. Хорошо известно, что проблема повышения точности измерений является основной в метрологии и не теряет своей актуальности независимо от успехов, достигнутых в ее решении. В центре этой проблемы постоянно находится задача повышения точности государственных эталонов единиц измерений. Научное и прикладное значение поисков путей решения этой проблемы существенно возрастает в свете современных требований к обеспечению экологичности и снижению ресурсоемкости перспективного промышленного производства.

Цель работы - исследование путей совершенствования методики учета неэквивалентности замещения оптического сигнала электрическим при калибровке калориметрических измерительных преобразователей, входящих в состав государственных эталонов энергетических единиц лазерного излучения.

Материалы и методы. Предложены и изучены теоретически и экспериментально теплофизическая и математическая модели приемного элемента калориметрического измерительного преобразователя, которые, в отличие от известных моделей на основе термически тонкой пластины, позволяют оценить влияние неравномерного распределения тепла в приемном элементе на погрешность калибровки калориметрического измерительного преобразователя. Коэффициент замещения, согласно модели, зависит только от геометрии приемного элемента и постоянных времени его нагрева и охлаждения, которые определяются экспериментально.

Результаты. Теоретический анализ и экспериментальная проверка предложенных моделей подтвердили их эффективность в уменьшении систематической ошибки калибровки измерительных преобразователей.

Выводы. Предложенные теплофизическую и математическую модели приемного элемента калориметрического измерительного преобразователя целесообразно использовать в практике аттестации Государственных эталонов Украины энергетических единиц лазерного излучения.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: лазерное излучение, изопериболический калориметр, калибровка.

ВСТУП

Переважна більшість лазерних технологій, що знайшли широке технічне застосування, таких як, наприклад, запис інформації, зміцнення поверхневого шару металевих деталей, зварювання та різання різних матеріалів засновані на тепловій дії лазерного випромінювання. У зв'язку з цим контроль енергетичних параметрів лазерного випромінювання є важливою складовою частиною метрології лазерів. Теплова дія лазерного випромінювання за своєю фізичною суттю не відрізняється від інших видів нагрівання матеріалів, принаймні, для тривалості впливу більш 1 нс і щільності потоку оптичного випромінювання менш 10^{10} Вт / см². У цих межах однозначною характеристикою теплової дії лазерного випромінювання є температура, що дозволяє використовувати для контролю лазерного випромінювання великий парк існуючих приладів для теплових вимірів.

Головну частку парку засобів теплових вимірювань складають калориметри, що забезпечують найвищу досягну в даний час точність абсолютних вимірювань оптичного випромінювання в діапазоні потужностей порядку одиниць Вт. Тому головними елементами апаратури державних еталонів, які визначають точність відтворення і зберігання енергетичних одиниць лазерного випромінювання в цьому діапазоні, є калориметричні первинні вимірювальні перетворювачі (ПВП) [1, 2]. Калібрування калориметричних ПВП здійснюється так званим методом електричного заміщення, сутність якого полягає в порівнянні нагріву приймального елемента ПВП оптичним випромінюванням та його нагріву електричним підігрівачем, який вбудовано у приймальний елемент. Такий метод калібрування калориметричних ПВП дозволяє гармонізувати еталони енергетичних одиниць лазерного випромінювання з існуючими Державними еталонами одиниці напруги - Вольт та одиниці опору - Ома, що забезпечує підвищення точності відтворення одиниць лазерними еталонами.

Один з домінуючих вкладів в похибку абсолютного калібрування калориметричного ПВП вносить нееквівалентність заміщення лазерного випромінювання калібрувальним тепловим потоком.

Нееквівалентність заміщення зумовлюють такі джерела похибки:

- несиметричність конструкції ПВП для процесів вимірювання та калібрування;
- розбіг у просторі приймального майданчика, який висвітлюється пучком лазерного випромінювання, та калібрувального підігрівача ПВП;
- нерівність площі, яка висвітлюється випромінюванням, та площі, яка обігривається підігрівачем;
- нерівність обсягу поглинання випромінювання та обсягу підігрівача;
- відмінність механізмів тепловіддачі з поверхонь приймального елемента, яка опромінюється та яка обігривається;
- відмінність умов теплообміну для поверхонь, яка опромінюється та яка обігривається;
- відмінність часових характеристик тепловіддачі при опроміненні та обігріві;

- залежність теплофізичних характеристик матеріалу приймального елемента від температури;
- неоднаковість теплофізичних характеристик матеріалів приймального елемента і підігрівача;
- необхідність електроізоляції підігрівача;
- невизначеність розташування місця вимірювання ефективної температури приймального елемента.

Апробовані методики обліку нееквівалентності заміщення в даний час в літературі відсутні. Всі відомі методи розрахунку поправок до температурних показань калориметра явним або неявним чином базуються на моделі термічно тонкої пластини, зворотна сторона якої прогривається до тієї ж самої температури, що і лицьова, на яку падає випромінювання. Тому, починаючи з методу графа Румфорда [3] ще часів винаходу калориметра, класичних методів Реньо, Роуанда, Пфаундлера, Дикинсона [4 - 6] і до робіт теперішнього часу [7,8], автори відомих методів беруть до уваги тільки всілякі втрати тепла і пропонують той чи інший спосіб їх обліку.

Метою даного дослідження є вивчення шляхів вдосконалення методики обліку нееквівалентності заміщення при електричному калібруванні калориметричних ПВП. Беручи до уваги, що реальні приймальні елементи калориметричних ПВП в ряді випадків не описуються адекватно моделлю термічно тонкої пластини, розглянемо вплив неоднорідного розподілу тепла в приймальному елементі при вимірюванні та калібруванні на точність калібрування.

ПОСТАНОВА ЗАДАЧІ І МЕТОД ВИРІШЕННЯ

Задача дослідження полягає в оцінці ступеня нееквівалентності впливу на приймальний елемент калориметра вимірюваного лазерного випромінювання та теплового впливу електричного струму, що заміщає дію випромінювання. Для отримання такої оцінки розглянемо ідеалізовані теплофізичну, електричну та математичну моделі калориметричного ПВП. Для експериментального дослідження вибираємо промисловий ПВП типу ТПІ-2М.1, конструкція якого показана на Рис. 1. Основним аргументом на користь вибору цього ПВП є та обставина, що він має приймальний елемент у формі паралелепіпеда, який легше піддається аналітичному розрахунку..

Конструкція ПВП. Основними елементами конструкції ПВП, що визначають його функціональні характеристики, є прийомний елемент 1, який виконано у вигляді пластини 60 мм x 60 мм x 10 мм з рекристалічного графіту, батарея хромель-копелевих термопар 2, дротяний константановий підігрівач 3 та алюмінієвий корпус 4.

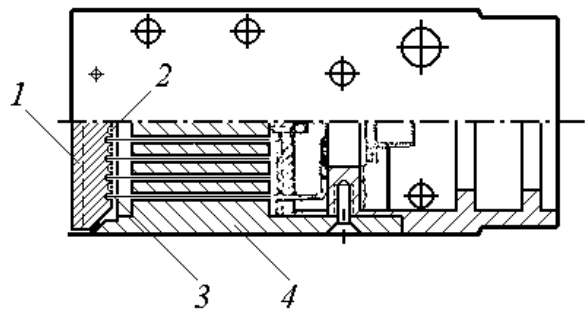


Рис. 1. Конструкція калориметричного ПВП ТПІ-2М.1
1 - прийомний елемент, 2 - підігрівач, 3 - батарея термопар, 4 - корпус.

Процес вимірювання потужності лазерного випромінювання полягає в подачі випромінювання, що вимірюється, на приймальний елемент ПВП, очікуванні закінчення перехідного процесу і вимірюванні вихідного сигналу батареї термопар. Процес калібрування відрізняється від процесу вимірювання тільки тим, що на приймальний елемент замість оптичного випромінювання, що вимірюється, подається калібрувальний тепловий потік, що генерується внутрішнім електричним підігрівачем.

Теплофізична модель. Приймальний елемент ПВП моделюємо необмеженою вертикальною пластиною товщиною δ , яка розташована в повітряному середовищі з температурою T_0 .

Нагрівання приймального елемента йде за рахунок наступних процесів:

- поглинання оптичного випромінювання, що вимірюється, з щільністю потужності $q_{изл}$;
- нагрів калібрувальним тепловим потоком з щільністю потужності $q_{калбр}$.

Скидання тепла відбувається внаслідок наступних процесів:

- природна конвекція з лицьової та зворотній поверхонь приймального елемента;
- випромінювання з лицьової та зворотній поверхонь приймального елемента;
- теплопровідність термобатареї, дротяного підігрівача і вузла кріплення приймального елемента.

Втрати тепла за рахунок цих механізмів з лицьової та зворотній поверхонь приймального елемента характеризуємо інтегральними коефіцієнтами тепловіддачі α_1 та α_2 , відповідно.

Теплофізичні властивості повітря, полікристалічного дрібнозернистого графіту, дюралю, константану, хромелю та копелю отримуємо апроксимацію довідкових даних [9,10].

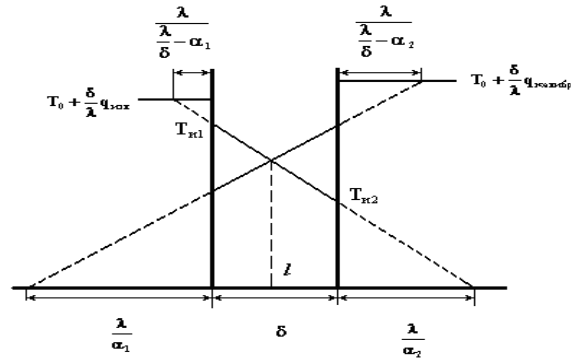


Рис. 2. Розподіл стаціонарних температур в моделі приймального елемента ПВП при вимірюванні і калібруванні.

При вимірюванні потужності випромінювання і калібруванні ПВП розподіл температур, усталений в приймальному елементі після закінчення перехідних процесів, описується законом Фур'є і в лінійному наближенні показано на Рис. 2, де T_{u1} і T_{k1} - температури лицевої поверхні приймального елемента при вимірюванні і калібруванні, T_{u2} і T_{k2} - температури зворотній поверхні, λ - коефіцієнт теплопровідності графіту, l - координата точки виміру ефективної температури приймального елемента.

Електрична модель. Електричний підігрівач, що генерує калібрувальний тепловий потік, представляємо у вигляді ланцюга з двох послідовно з'єднаних резисторів $R_{\text{конт}}$ і $R_{\text{неконт}}$, які моделюють активні опори елементів підігрівача, що мають і, відповідно, не мають теплового контакту з прийомним елементом.

Математична модель. Для прийнятої теплофізичної моделі записуємо закони збереження в стаціонарному режимі теплопередачі

$$\begin{aligned} q_{\text{изл}} &= \alpha_{u1}(T_{u1} - T_0) + \alpha_{u2}(T_{u2} - T_0) \\ q_{\text{калибр}} &= \alpha_{k1}(T_{k1} - T_0) + \alpha_{k2}(T_{k2} - T_0) \\ \alpha_{u2}(T_{u2} - T_0) &= \frac{\lambda}{\delta}(T_{u1} - T_{u2}) \\ \alpha_{k1}(T_{k1} - T_0) &= \frac{\lambda}{\delta}(T_{k2} - T_{k1}) \end{aligned}$$

і доповнюємо їх балансними рівняннями для регулярного режиму нестационарного процесу теплопередачі [11]

$$\begin{aligned} \frac{\lambda}{\delta} - \alpha_{u1} - \alpha_{u2} &= \frac{C}{\tau_{u0}} \\ -\alpha_{u1} - \alpha_{u2} &= \frac{C}{\tau_{u1}} \\ \frac{\lambda}{\delta} - \alpha_{k1} - \alpha_{k2} &= \frac{C}{\tau_{k0}} \\ -\alpha_{k1} - \alpha_{k2} &= \frac{C}{\tau_{k1}} \end{aligned}$$

де C - константа, що залежить від питомої теплоємності матеріалу приймального елемента і його геометричної форми, τ_{u0} - постійна часу нагріву приймального елемента випромінюванням, що вимірюється, τ_{u1} - постійна часу остигання приймального елемента, якій нагріто оптичним випромінюванням, τ_{k0} - постійна часу нагріву приймального елемента калібрувальним потоком, τ_{k1} - постійна часу остигання приймального елемента, якій нагріто калібрувальним потоком.

Система рівнянь, що записана, є невизначеною, тому додаємо ще два балансних рівняння, які припускають, що в експерименті ми можемо теплоізулювати лицеву поверхню приймального елемента і

знехтувати її тепловтратами при охолодженні.

$$-\alpha_{u2} = \frac{C}{\tau_{u2}}$$

$$-\alpha_{\kappa2} = \frac{C}{\tau_{\kappa2}}$$

де τ_{u2} и $\tau_{\kappa2}$ - постійні часу остигання приймального елемента, якій нагріто випромінюванням і калібрувальним потоком, відповідно.

Аналітичне рішення. З системи рівнянь, що записана, і теплофізичної моделі приймального елемента отримуємо коефіцієнт K нееквівалентності заміщення

$$K = \frac{q_{узіл}}{q_{калібр}} = \frac{l + \frac{\tau_{\kappa2}(\tau_{\kappa1} - \tau_{\kappa0})}{\tau_{\kappa0}(\tau_{\kappa1} - \tau_{\kappa2})}}{1 - \frac{l}{\delta} + \frac{\tau_{u2}(\tau_{u0} - \tau_{u1})}{\tau_{u0}\tau_{u1}}} \times \frac{1 + \frac{\tau_{u2}(\tau_{u0} - \tau_{u1})}{\tau_{u0}\tau_{u1}} + \frac{\tau_{u2}(\tau_{u0} - \tau_{u1})}{\tau_{u1}(\tau_{u0} - \tau_{u2})}}{1 + \frac{\tau_{\kappa2}(\tau_{\kappa1} - \tau_{\kappa0})}{\tau_{\kappa0}(\tau_{\kappa1} - \tau_{\kappa2})} + \frac{\tau_{\kappa2}(\tau_{\kappa1} - \tau_{\kappa0})}{\tau_{\kappa2}(\tau_{\kappa1} - \tau_{\kappa0}) + \tau_{\kappa0}\tau_{\kappa1}}}; \quad (1)$$

Диференціюючи (1) і залишаючи тільки домінуючі складові, отримуємо відносну похибку dK / K коефіцієнта нееквівалентності заміщення

$$\frac{dK}{K} = \left(\frac{dl}{\delta} + \frac{ld\delta}{\delta^2} + \frac{d\tau_{\kappa0} + 2d\tau_{\kappa1} + d\tau_{\kappa2}}{\tau_{\kappa1} - \tau_{\kappa2}} \right) \times$$

$$\times \left\{ \left[\frac{l + \frac{\tau_{\kappa2}(\tau_{\kappa1} - \tau_{\kappa0})}{\tau_{\kappa0}(\tau_{\kappa1} - \tau_{\kappa2})}}{\delta} \right]^{-2} + \left[1 + \frac{\tau_{\kappa2}(\tau_{\kappa1} - \tau_{\kappa0})}{\tau_{\kappa0}(\tau_{\kappa1} - \tau_{\kappa2})} + \frac{\tau_{\kappa2}(\tau_{\kappa1} - \tau_{\kappa0})}{\tau_{\kappa2}(\tau_{\kappa1} - \tau_{\kappa0}) + \tau_{\kappa0}\tau_{\kappa1}} \right]^{-2} \right\}^{\frac{1}{2}} +$$

$$+ \left(\frac{d\tau_{u0} + 2d\tau_{u1} + d\tau_{u2}}{\tau_{u0} - \tau_{u2}} \right) \times$$

$$\times \left\{ \left[1 - \frac{l}{\delta} + \frac{\tau_{u2}(\tau_{u0} - \tau_{u1})}{\tau_{u0}\tau_{u1}} \right]^{-2} + \left[1 + \frac{\tau_{u2}(\tau_{u0} - \tau_{u1})}{\tau_{u0}\tau_{u1}} + \frac{\tau_{u2}(\tau_{u0} - \tau_{u1})}{\tau_{u1}(\tau_{u0} - \tau_{u2})} \right]^{-2} \right\}^{\frac{1}{2}}; \quad (2)$$

Необхідно відзначити важливу властивість даної математичної моделі - у вираз для коефіцієнта нееквівалентності заміщення входять тільки геометричні параметри приймального елемента і значення постійних перехідних процесів, які визначаються експериментально. В значення цих постійних неявним чином входять як теплофізичні параметри приймального елемента, так і їх температурна залежність.

ЕКСПЕРИМЕНТ

Експериментальне дослідження калориметричного ПВП ТПИ-2М.1 проводилося на установці, що показана на Рис. 3, до складу якої входили діодний лазер АТС-С3000-500-АМF-АТС-03Н ($\lambda = 0,806$ мкм) з керуючим пристроєм LDD-10, мультиметри DM 3559 и DT-830В, джерело калібрувальної напруги JPS-3030 та комп'ютер.

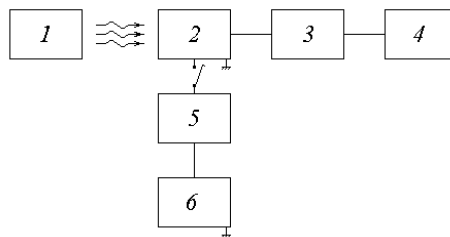


Рис. 3. Схема експериментальної установки
 1 - лазер, 2 - ПВП, 3 - мілівольтметр DM 3559, 4 - комп'ютер,
 5 - міліамперметр DT-830В, 6 - джерело напруги

Методика експерименту передбачала подачу оптичного випромінювання постійної потужності на приймальний елемент ПВП і реєстрацію величини U_i напруги вихідного електричного сигналу ПВП від моменту подачі випромінювання до моменту виходу ПВП на стаціонарний тепловий режим. Після досягнення стаціонарного теплового режиму джерело випромінювання вимикалось і вихідний сигнал ПВП реєструвався аж до моменту повного остигання приймального елемента. Потім потужність оптичного випромінювання змінювалася і вимірвальний цикл нагріву-охолодження і реєстрація вихідного сигналу ПВП повторювалися.

Аналогічний вимірвальний цикл проводився при подачі на приймальний елемент ПВП калібрувального теплового потоку.

Для підвищення інформативності експерименту була передбачена можливість теплоізоляції поверхні приймального елемента в період його охолодження, для чого використовувався лист пінополіуретану товщиною 50 мм, який з невеликим зусиллям притискався до приймального елемента ПВП. Втрати через теплоізолятор становили $\approx 0,015$ Вт.

Істотною умовою реєстрації вихідного сигналу ПВП є еквідистантність моментів вимірювання в часі. Період вимірювань задавався внутрішнім генератором мультиметра і становив 0,393 с..

Приклад графіків зміни вихідного сигналу ПВП протягом циклу вимірювання наведено на Рис. 4.

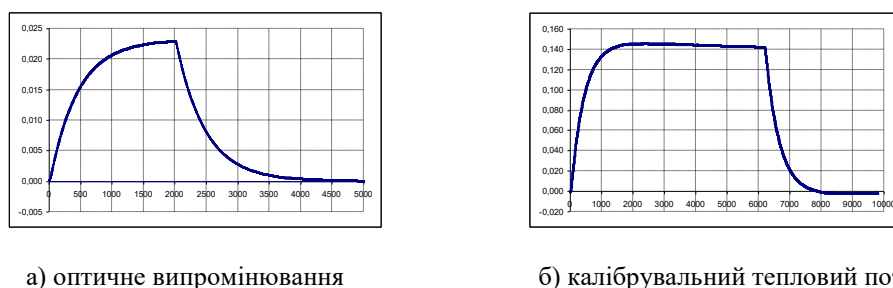


Рис. 4. Зміна вихідного сигналу калориметричного перетворювача протягом циклу вимірювання.

Обробка експериментальних даних. Метою обробки накопиченого масиву експериментальних даних було одержання коректних значень еквівалентних постійних часу перехідних процесів.

Відома методика апроксимації експериментальних графіків досліджуваних перехідних процесів експоненціальним поліномом [12] засвідчила свою неефективність, тому що не дозволяла відфільтрувати збійні і зашумлені результати вимірювань, а, головне, внаслідок близькості перехідного процесу до експоненти, матриця коефіцієнтів нормальних рівнянь виродилася (точніше, відрізняється від виродженої на малу величину, обумовлену шумами вимірювань), тому необхідні в процесі апроксимації союзні і зворотні матриці, а, отже, і коріння нормальних рівнянь, обчислюються з великою помилкою, що призводить до неприпустимо великий похибки визначення постійних часу.

Більш ефективним виявилось пряме обчислення постійної часу перехідного процесу при нагріванні (охолодженні) приймального елемента ПВП за наступним алгоритмом:

- за масивом величин U_i , що виміряні протягом перехідного процесу, обчислюється масив величин $\Delta U_i = U_{i+1} - U_i$;
- за масивом величин ΔU_i обчислюється масив величин $\ln \Delta U_i$;
- за масивом величин $\ln \Delta U_i$ обчислюється масив величин $\Delta F_i = \ln \Delta U_{i+1} - \ln \Delta U_i$;
- для масиву величин ΔF_i за методом найменших квадратів обчислюється рівняння лінійного тренду $\Delta F_i = f(i)$;
- постійна часу перехідного процесу обчислюється як величина, зворотна вільному члену рівняння лінійного тренду, і отриманий результат приводять до одиниць часу шляхом множення на період вибірки величин U_i в секундах.

Для ідеального експоненціального перехідного процесу лінійний тренд, обчислений за цим алгоритмом, являє собою пряму лінію, паралельну осі абсцис і зміщену від неї вниз на величину, зворотну постійної часу експоненти.

Приклад експериментального графіка $\Delta F_i = f(i)$ наведено на Рис. 5.

Наведений алгоритм обчислення постійної часу надзвичайно чутливий до відхилення елементів вибірки U_i від експоненціальної залежності, тому експериментальний графік на Рис. 5 дозволяє виявити неекспоненціальні області перехідного процесу, визначити області домінування шумів вимірювань і оцінити їх величину, відфільтрувати збої вимірвальної апаратури, обчислити характеристики

домінуючої експоненти і помилку їх обчислення, а також величину зміни цих характеристик протягом перехідного процесу.

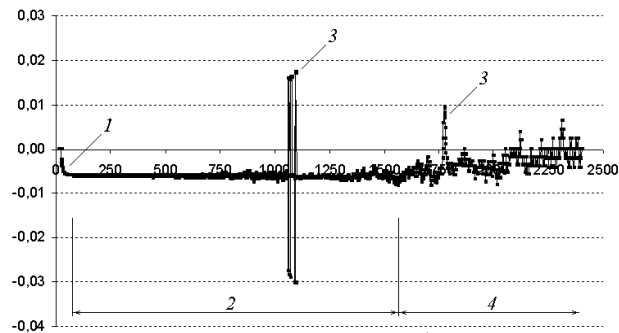


Рис. 5. Експериментальна залежність характеристик перехідного процесу від часу
 1 - початкова неекспоненціальна область перехідного процесу,
 2 - експоненціальна область перехідного процесу, 3 - збіг виміральної апаратури,
 4 - область домінування шумів вимірювання.

ОБГОВОРЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ

Отримані в експерименті постійні часу перехідних процесів наведені в таблиці, з аналізу якої йдуть основні експериментальні факти:

- постійна часу перехідного процесу нагріву приймального елемента при вимірюванні більше, ніж під час калібрування;
- постійна часу перехідного процесу охолодження приймального елемента при вимірюванні менше, ніж при калібруванні;
- теплоізоляція приймального елемента листом пінополіуретану зменшує постійну часу процесу охолодження як при вимірюванні, так і під час калібрування ПВП;
- постійні часу всіх перехідних процесів, виміряні в послідовних циклах одного дня, монотонно зменшуються (за винятком одного випадку).

Таблиця. Експериментальні значення постійних часу перехідних процесів

Цикл виміру	Амплітуда, В	Постійна часу перехідного процесу, с					
		Вимірювання			Калібрування		
		Нагрівання	Охолод	Охолод(ізол)	Нагрів	Охолод	Охолод(ізол)
211008_141736	0,022902	175,13	182,78				
060209_135808	0,006435			131,03	237,34		
060209_144314	0,024875			180,88	192,21		
060209_152605	0,050911			174,62	172,99		
090209_085038	0,146833			168,14	199,75		
090209_123738	0,145735			166,01	178,80		
150409_104135	0,020547	186,46		177,50			
150409_124545	0,020785	174,61		170,61			
150409_171136	0,020908			174,61		170,61	
150409_184258	0,020542			173,81		140,41	
160409_092354	0,020337			179,32		177,35	
160409_110737	0,019974			162,39	176,72		
160409_121158	0,020059			173,40		135,70	
160409_130231	0,145416			172,16	176,82		
160409_141032	0,143562			156,78		177,01	
Середнє значення		178,73	182,78	174,06	167,76	190,66	160,22

Коефіцієнт нееквівалентності заміщення для дослідженого в експерименті примірника ПВП, розрахований відповідно до (1), становить $K = 1,023$ при $l / \delta = 0,85$. Отримана оцінка коефіцієнта нееквівалентності заміщення в межах похибки, розрахованої згідно з (2), збігається зі значенням, отриманим при безпосередніх прямих вимірах енергетичних характеристик лазерного випромінювання і

теплового впливу електричного струму, якій заміщає лазерне випромінювання, з урахуванням коефіцієнта чорноти ПВП.

ВИСНОВКИ

Використання запропонованої моделі лінійного наближення розподілу температур, що встановилися в приймальному елементі після закінчення перехідних процесів, дозволяє оцінити нееквівалентність заміщення при електричному калібруванні калориметричного первинного вимірювального перетворювача.

Цінною властивістю розглянутої моделі є відсутність в явному вигляді залежності від теплофізичних характеристик матеріалу приймального елемента, які в іншому випадку довелося би визначати в окремому експерименті.

На підставі результатів експерименту робимо наступні висновки:

- з факту неоднаковості постійних часу перехідних процесів при вимірюванні і калібрування ПВП впливає, що приймальний елемент ПВП є несиметричним для процесів вимірювання та калібрування;
- з факту збільшення втрат при теплоізоляції приймального елемента пінополіуретаном однозначно впливає, що домінуючим механізмом тепловтрат для потужностей випромінювання порядку одиниць Вт є втрати з приймального елемента на корпус внаслідок теплопровідності термобатарей, дрютяного нагрівача і вузла кріплення приймального елемента;
- з факту монотонного зменшення постійних часу перехідних процесів в послідовно виконаних циклах вимірювань впливає, що теплофізичні характеристики основних функціональних елементів ПВП залежать від температури.

Таким чином, при розробці методики оцінки нееквівалентності заміщення необхідно враховувати тільки геометричні параметри приймального елемента ПВП. Залежність теплофізичних характеристик основних функціональних елементів ПВП від температури входить в неявному вигляді в значення постійних часу, що виміряні. Це означає, що калібрування калориметра доцільно проводити при температурі його експлуатації.

Слід зазначити, що в перспективі необхідна подальша перевірка розробленої методики оцінки нееквівалентності заміщення оптичного сигналу електричним при калібрування калориметричних первинних вимірювальних перетворювачів для випадку найбільш широко поширених конусних моделей приймального елемента ПВП.

КОНФЛІКТ ІНТЕРЕСІВ

Автор повідомляє про відсутність конфлікту інтересів.

Authors' ORCID ID

K.I. Muntean  <https://orcid.org/0000-0001-6479-3511>

REFERENCES

1. E.P. Timofeev, "Metrological support in the field of energy lasermetry", Ukrainian Metrological Journal, No. 1, 29-33, (2007).
2. E.P. Timofeev, "Development and research of measuring instruments for the energy characteristics of laser radiation", Ukrainian Metrological Journal, No. 2, 29-35, (2009).
3. W. Watson, editor, *A Text Book of Practical Physics*, 3rd ed. (Longmans, Green and Co, London, 1922).
4. L. von Pfaundler, "Uber die Wärmecapazität verschiedener Bodenarten und deren Einfluss auf die Pflanze, nebst kritischen Bemerkungen über Methoden der Bestimmung derselben", Pogg. Ann. Phys. Chem., **129**, 102-135, (1866).
5. H.C. Dickinson, "Combustion Calorimetry and the Heats of Combustion of Cane Sugar, Benzoic Acid, and Naphthalene", Bulletin of the Bureau of Standards, **11**, No. 2, 189-257, (1915).
6. F.E. Hoare, "VII. The radiation correction in calorimetry", The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science, **29**, No. 192, 52-65, (1940).
7. West E.D., Churney K.L., "A Two-Body Model for Calorimeters with Constant-Temperature Environment", J. Appl. Phys. **39**, No .9, 4206-4215, (1968).
8. Santos L. M. N. B. F., Silva M. T., Schroder B. and Gomes L., "Labtermo: Methodologues for the Calculation of the Corrected Temperature Rise in Isoperibol Calorimetry", Journal of Thermal Analysis and Calorimetry, **89**, No. 1, 175-180, (2007).
9. A.I. Leontiev, *Theory of heat and mass transfer*, (N.E. Bauman MSTU, M.: 1997).
10. I.S. Grigoriev et al., editors, *Physical quantities*, (Energoatomizdat, M.: 1991).
11. G.M. Kondratiev, *Regular thermal regime*, (State Publishing House. TTL, M.: 1954).
12. Ya. S. Bezikovich, *Approximate calculations*, (Gostekhizdat, M.: 1949).

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.26565/2311-0872-2018-29-06>

УДК 612.795: 612.591: 615.831

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЛОКАЛЬНОГО НАГРЕВА ПОДКОЖНЫХ СЛОЕВ БИОЛОГИЧЕСКОЙ ТКАНИ ЛАЗЕРНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

Н. Г. Кокодий^{1,2}, А. М. Коробов¹, Н. В. Шейкина²

¹Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина, 61022, г. Харьков, пл. Свободы, 4
E-mail: kokodiyng@gmail.com

²Национальный фармацевтический университет, 61002, г. Харьков, ул. Пушкинская, 53.
E-mail: sheykina@ukr.net

Поступила в редакцию 2 октября 2018 г.

Актуальность. Действие лазерного излучения на биологическую ткань используется в медицине для диагностики и при лечении многих болезней. Поэтому необходимо знать процессы, которые происходят при этом. Они изучаются давно, но не все известно и сейчас. Проблема взаимодействия лазерного излучения с биологическими мишенями является актуальной.

Цель работы. Изучение тепловых процессов в коже и нижних слоях при нагреве лазерным излучением, которое вводится в ткань световодом.

Материалы и методы. Исследована математическая модель процесса нагрева области внутри биологической ткани непрерывным и импульсным лазерным излучением. Излучение вводится в ткань с помощью световода. Использовано уравнение теплопроводности в сферических координатах с внутренними источниками тепла. Учитывается отвод тепла от нагреваемой области теплопроводностью ткани и потоком крови.

Результаты. Исследованы режимы нагрева биологической ткани непрерывным лазерным излучением, одиночными импульсами излучения и серией импульсов излучения. Определены размеры нагретой области, время установления и спада температуры. Найдены размеры области нагрева. Они определяются диаметром световода, глубиной проникновения излучения в ткань и скоростью распространения тепла в ткани. Тепловая постоянная времени процесса равна несколько минут. После окончания действия импульса излучения с такой же скоростью ткань остывает.

Выводы. Для создания малой локальной области нагрева необходимо использовать лазерное излучение синей или зеленой областей спектра. Это излучение проникает в биологическую ткань на глубину несколько миллиметров. Для создания больших областей нагрева нужно использовать излучение ближней инфракрасной области спектра, где глубина проникновения излучения в ткань равна несколько десятков миллиметров. Нагрев импульсно-модулированным излучением отличается от нагрева постоянной мощностью только при периоде повторения импульсов более 1 минуты. Тогда за время между импульсами ткань остывает. Средняя (сглаженная) температура нагрева такая же, как при нагреве непрерывным излучением.

Ключевые слова. Лазер, излучение, биологическая ткань, нагрев, размер, постоянная времени.

MATHEMATICAL MODEL of LOCAL HEATING HYPODERMICS BIOLOGICAL TISSUE by LASER RADIATION

^{1,2}N.G. Kokodii ¹A. Korobov, ²N. V. Sheykina

¹V. N. Karazin Kharkiv National University, 4, Svobody Square, Kharkiv, 61022, Ukraine

²National University of Pharmacy, Pushkinskaya str, 53, Kharkiv, 61002, Ukraine.

Background. Laser radiation is using in medicine for the diagnosis and treatment of many diseases. It is necessary therefore to know processes that occur at the same time. They are studying for a long time, but not all know now. The problem of interaction of laser radiation with biological targets is important.

Objective. The study of thermal processes in the skin and the lower layers when heated by laser radiation, which is introduced in the fiber tissue.

Materials and methods. A mathematical model of the heating region inside the process biological tissue continuous and pulsed laser radiation. The radiation is introduced into the tissue by means of optical fiber. Used heat conduction equation in spherical coordinates with internal heat sources. Taken into account the removal of heat from the heated thermal conductivity region of tissue and blood flow.

Results. Regimes of heating of biological tissue by continuous laser radiation, single radiation pulses and a series of radiation pulses. It is find the sizes of the heated region, the settling time and temperature gradients. Found the dimensions of the heat regions. They are determined by the fiber diameter, the depth of radiation penetration into the tissue and the speed of heat propagation in tissue. Thermal time constant of the process time is a few minutes. After heating of the pulse radiation at the same rate the fabric cools.

Conclusion. To create a need to use laser light blue or green regions of the spectrum a small local area of heating. This radiation penetrates the biological tissue a few millimeters deep. To create large areas of heating should be used near infrared region of the spectrum, where the depth of light penetration into the tissue is equal to a few tens of millimeters. Heating pulse-modulated radiation different from the heating constant output only when the pulse repetition period longer than 1 minute. Then, during the time between pulses cloth cools. Average (smoothed), the heating temperature is the same as when heating a continuous radiation.

Keywords. Laser radiation, biological tissue, heating, dimension, time constant.

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ЛОКАЛЬНОГО НАГРІВАННЯ ПІДШКІРНИХ ШАРІВ БІОЛОГІЧНИХ ТКАНИН ЛАЗЕРНИМ ВИПРОМІНЮВАННЯМ

^{1,2}М. Г. Кокодій, ¹А. М. Коробов, ²Н. В. Шейкіна

¹Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна, 61022, м. Харків, м. Свободи, 4

²Національний фармацевтичний університет, 61022, г. Харьков, вул. Пушкінська, 53

Актуальність. Дія лазерного випромінювання на біологічні тканини використовується в медицині для діагностики та при лікуванні багатьох хвороб. Тому необхідно знати процеси, які відбуваються при цьому. Вони вивчаються давно, але не все відомо і зараз. Проблема взаємодії лазерного випромінювання з біологічними мішенями є актуальною.

Мета роботи. Вивчення теплових процесів в шкірі і підшкірних шарах при нагріванні лазерним випромінюванням, яке вводиться в тканину світловодом.

Матеріали та методи. Досліджено математичну модель процесу нагрівання області всередині біологічної тканини безперервним і імпульсним лазерним випромінюванням. Випромінювання вводиться в тканину за допомогою світловода. Використано рівняння теплопровідності в сферичних координатах з внутрішніми джерелами тепла. Враховується відведення тепла від області нагрівання теплопровідністю тканини і потоком крові.

Результати. Досліджено режими нагрівання біологічної тканини безперервним лазерним випромінюванням, поодинокими імпульсами випромінювання і серією імпульсів випромінювання. Визначено розміри нагрітої області, час встановлення і спаду температури. Розміри області нагрівання визначаються діаметром світловода, глибиною проникнення випромінювання в тканину і швидкістю поширення тепла в тканині. Теплова постійна часу процесу становить кілька хвилин. Після закінчення дії імпульсу випромінювання з такою ж швидкістю тканина остигає.

Висновки. Для створення малої локальної області нагрівання необхідно використовувати лазерне випромінювання синьої або зеленої частини спектру. Це випромінювання проникає в біологічну тканину на глибину кілька міліметрів. Для створення великих областей нагрівання потрібно використовувати випромінювання ближньої інфрачервоної області спектра, де глибина проникнення випромінювання в тканину становить кілька десятків міліметрів. Нагрівання імпульсно-модульованим випромінюванням відрізняється від нагрівання постійною потужністю тільки при періоді повторення імпульсів понад 1 хвилину. Тоді за час між імпульсами тканина остигає. Середня (згладжена) температура нагрівання така ж, як при нагріванні безперервним випромінюванням.

Ключові слова. Лазер, випромінювання, біологічна тканина, нагрівання, розмір, постійна часу.

ВВЕДЕНИЕ

Лазеры в медицине в настоящее время широко применяются как для диагностики, так и для лечения различных заболеваний. Находят применение и совершенствуются технологии, основанные на воздействии лазерного излучения на биологические среды и объекты. Однако, сложность объекта воздействия (кожа, подкожные слои, кровеносные органы) обуславливает необходимость дальнейшего изучения явлений, возникающих при этом. В работах [1-4] и многих других изучены различные случаи нагрева поверхности кожи человека и прилегающих к ней внутренних слоев. В данной работе построена математическая модель процесса локального нагрева некоторой области ткани под поверхностью кожи излучением лазера, которое введено внутрь ткани световодом.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Излучение лазера вводится под кожу световодом радиусом r_0 . Источники тепла распределяются следующим образом. Имеется центральное сферическое ядро радиусом r_0 . Вне ядра плотность источников тепла спадает по закону $\exp(-r/\delta)$, где δ - глубина проникновения излучения в ткань.

Считаем, что тепло распространяется равномерно во все стороны. Тогда процесс нагрева среды излучением описывается одномерным уравнением теплопроводности в сферических координатах:

$$\frac{\partial^2 T(r,t)}{\partial r^2} + \frac{2}{r} \frac{\partial T(r,t)}{\partial r} - \frac{1}{a} \frac{\partial T(r,t)}{\partial t} - \gamma^2 T(r,t) = -\frac{W(r,t)}{k}, \quad (1)$$

где $W(r, t)$ – объемная плотность источников тепла, $\gamma^2 = c\rho\rho_b w/k$ - параметр, определяющий скорость отвода тепла от нагретой области потоком крови, c – удельная теплоемкость нагреваемой ткани, ρ - плотность ткани, ρ_b – плотность крови, k – теплопроводность ткани, w – объемная скорость крови, $a = k/(c\rho)$ - температуропроводность ткани.

Будем полагать, что энергия излучения равномерно распределена по объему сферы радиусом $r_0 + \delta$. В этом объеме сосредоточено около 80% энергии. Функция распределения плотности мощности источников тепла определится так:

$$W(r,t) = \begin{cases} \frac{3P(r,t)}{4\pi(r_0 + \delta)^3} & \text{при } 0 \leq r \leq r_0 + \delta \\ 0 & \text{при } r > r_0 + \delta \end{cases},$$

где $P(r,t)$ – мощность поглощенного излучения.

Параметры биоткани человека, используемые при проведении исследований, примем такими же, как в работах [1-3]:

$$k = 0.5 \text{ Вт/(м К)}, c = 3500 \text{ Дж/(кг К)}, \rho = 1100 \text{ кг/м}^3, \rho_b = 1060 \text{ кг/м}^3.$$

Плотность потока крови w в сосудах дермы в обычных условиях согласно [2, 3] в единицах СИ равна $2.5 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3/(\text{кг} \cdot \text{с})$.

Рассмотрим несколько режимов нагрева ткани.

НАГРЕВ НЕПРЕРЫВНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

На Рис. 1 показаны результаты решения уравнения (1) при приведенных выше значениях теплофизических параметров для радиуса световода $r_0 = 1 \text{ мм}$, мощности излучения $P_0 = 1 \text{ Вт}$ и глубины проникновения излучения в ткань $\delta = 50 \text{ мм}$. Это соответствует длине волны 0.98 мкм (ближняя инфракрасная область спектра).

Температура устанавливается примерно через 20 мин. Значения температуры малы, так как нагреваемый объем очень большой.

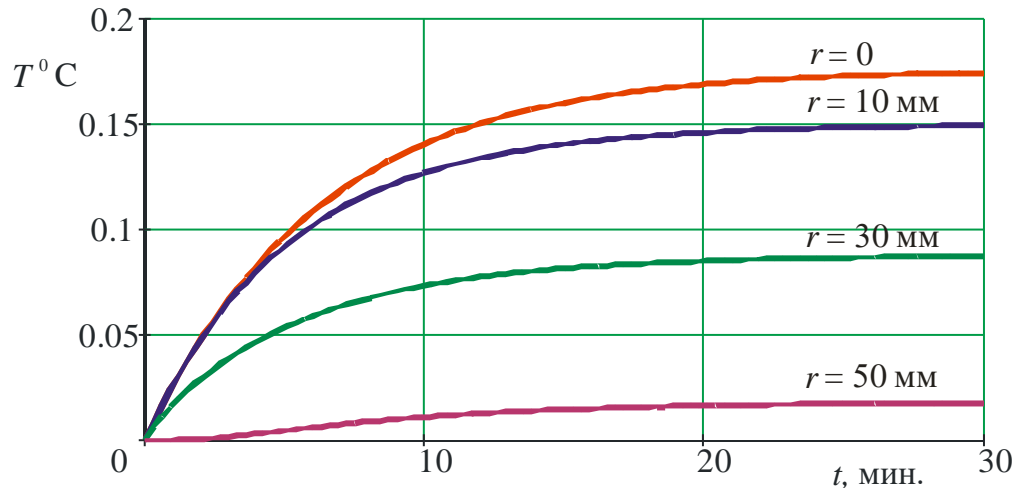


Рис. 1. Временной ход нагрева ткани лазерным излучением (инфракрасный лазер, $\lambda = 0.98 \text{ мкм}$, $r_0 = 1 \text{ мм}$, $\delta = 50 \text{ мм}$, $P_0 = 1 \text{ Вт}$).

На Рис. 2 показано распределение температуры по объему в моменты времени 1 мин., 3 мин., 5 мин., 15 мин. и 30 мин. Температура внутри нагретой области почти одинакова во всех точках и только на краю области быстро уменьшается.

Вертикальная штриховая линия показывает границу нагреваемого объема ($r = r_0 + \delta$).

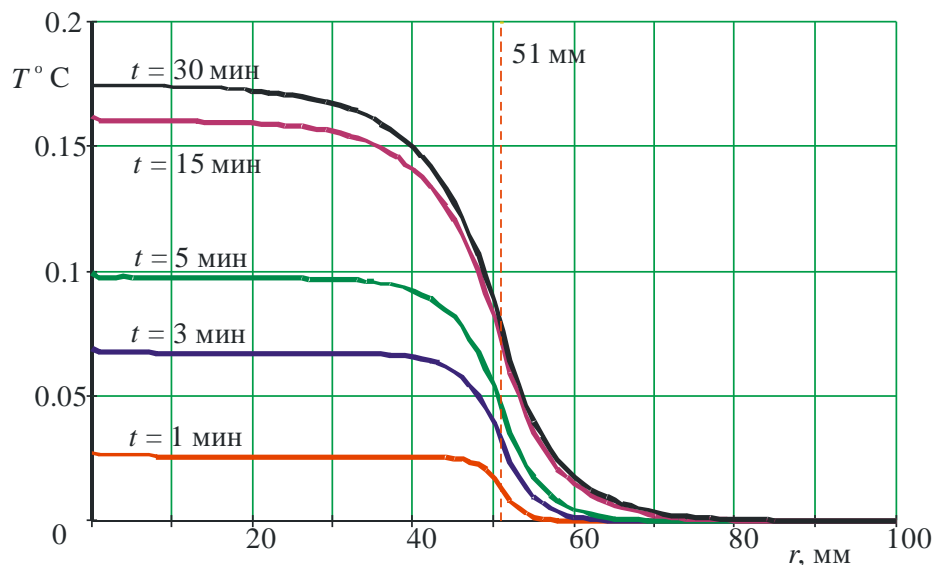


Рис. 2. Распределение температуры по объему при нагреве инфракрасным лазером ($\lambda = 0.98 \text{ мкм}$, $r_0 = 1 \text{ мм}$, $\delta = 50 \text{ мм}$, $P_0 = 1 \text{ Вт}$).

На Рис. 3 показано распределение температуры при нагреве ткани излучением красного лазера с длиной волны $\lambda = 0.65 \text{ мкм}$. Глубина проникновения этого излучения в этом случае меньше - 10 мм . Поэтому размер нагреваемого участка меньше, а температура нагрева значительно больше.

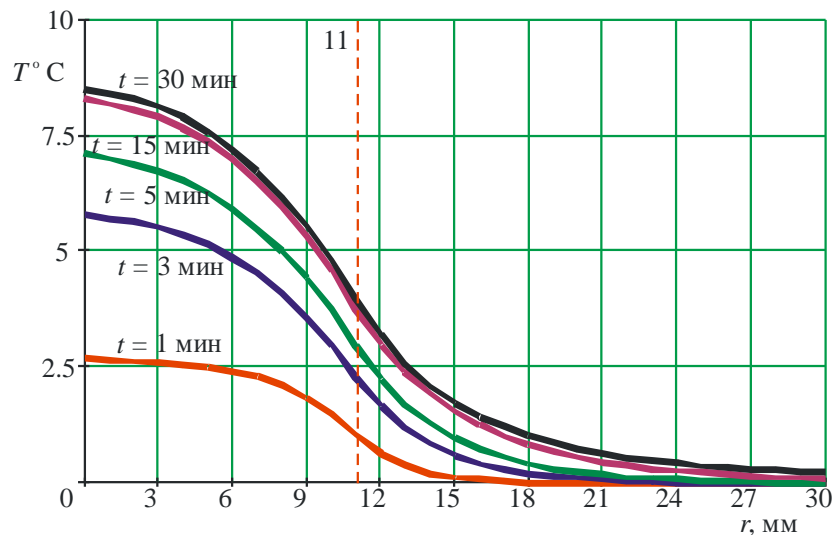


Рис. 3. Распределение температуры по объему при нагреве красным лазером ($\lambda = 0.65$ мкм, $r_0 = 1$ мм, $\delta = 10$ мм, $P_0 = 1$ Вт).

Графики на Рис. 4 показывают распределение температуры при нагреве зеленым излучением ($\lambda = 0.5$ мкм). Закономерность уменьшения размера нагреваемого участка и повышения температуры нагрева сохраняется.

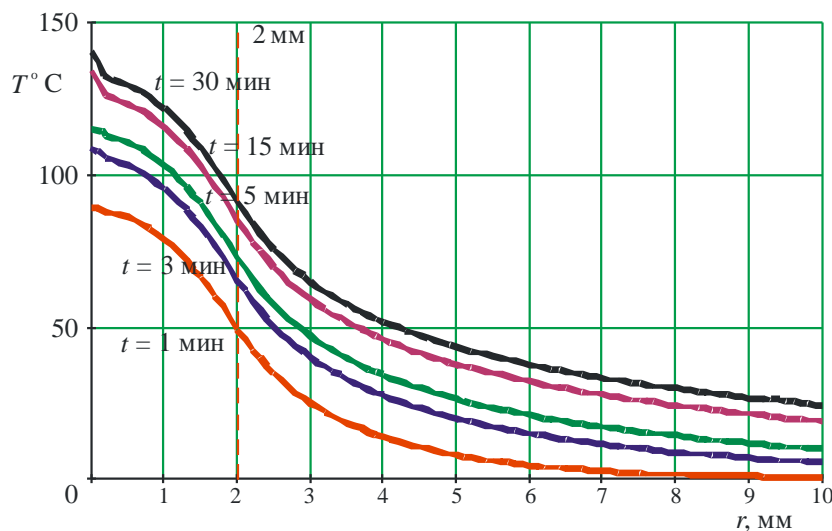


Рис. 4. Распределение температуры по объему при нагреве зеленым лазером ($\lambda = 0.5$ мкм, $r_0 = 1$ мм, $\delta = 1$ мм, $P_0 = 1$ Вт).

НАГРЕВ ОДИНОЧНЫМ ИМПУЛЬСОМ ИЗЛУЧЕНИЯ

Зададим распределение плотности мощности излучения в нагреваемом объеме и изменение ее во времени следующим образом:

$$W(r,t) = \begin{cases} \frac{3P(r,t)}{4\pi(r_0 + \delta)^3} & \text{при } 0 \leq r \leq r_0 + \delta \\ 0 & \text{при } r > r_0 + \delta \end{cases},$$

$$P(r,t) = \begin{cases} P_0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_p \\ 0 & \text{при } t > t_p \end{cases}.$$

Здесь t_p - длительность импульса излучения.

На Рис. 5 показан ход температуры нагретой области во времени при таких начальных условиях:

$$P_0 = 1 \text{ Вт}, t_p = 10 \text{ мин.}, r_0 = 1 \text{ мм}, \delta = 50 \text{ мм}.$$

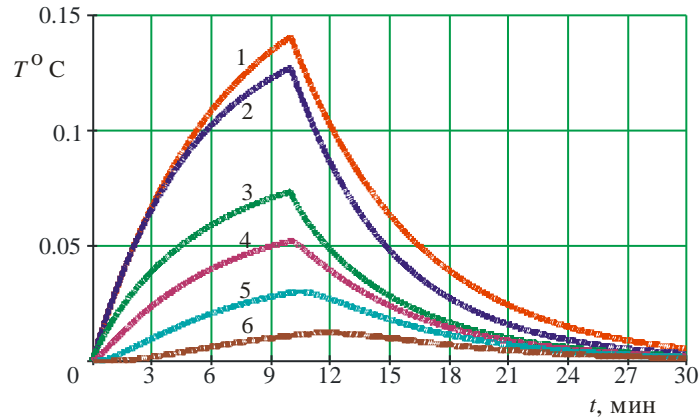


Рис. 5. Нагрев среды импульсом излучения
 1 - $r = 0$, 2 - $r = 40$ мм, 3 - $r = 50$ мм, 4 - $r = 52$ мм, 5 - $r = 55$ мм, 6 - $r = 60$ мм.

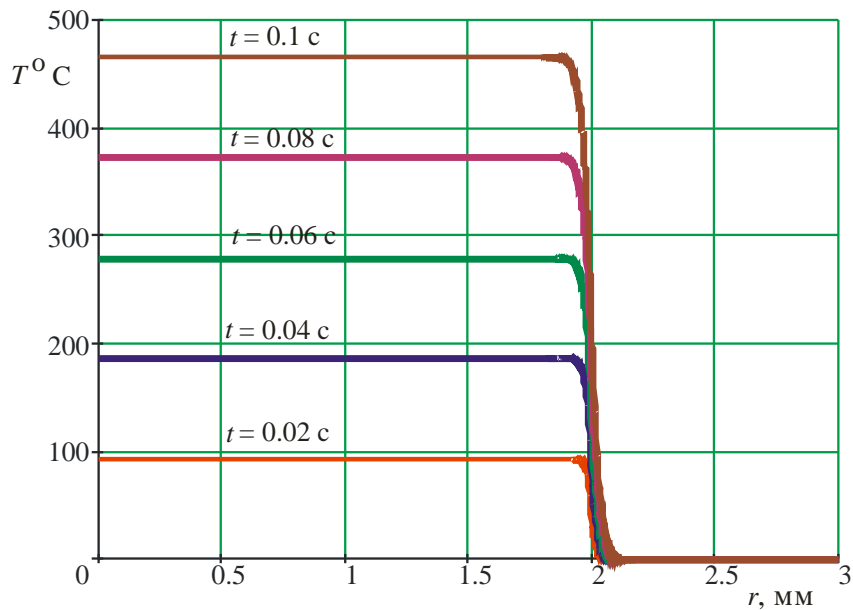
В течение действия импульса излучения температура растет так же, как и при действии непрерывного излучения. После окончания импульса она спадает по закону, близкому к экспоненциальному с постоянной времени $\tau \approx 6$ мин., так что полное время установления температуры равно 24 мин.

Размер нагреваемой области определяется размером светового пятна, которое создается оптической системой, глубиной проникновения света в ткань и движением теплового фронта. На Рис. 6а показано распределение температуры в ткани в различные моменты времени при ее нагреве импульсом излучения зеленого лазера (глубина проникновения излучения 1 мм). Длительность импульса 0.1 с, радиус световода 1 мм, энергия импульса 60 Дж. На Рис. 6б показаны графики для такой же энергии излучения при длительности импульса 10 с. В обоих случаях радиус нагретой области около 2 мм. Максимальная температура нагрева одинакова, так как в обоих случаях длительность импульса намного меньше тепловой постоянной времени. Но во втором случае граница области более размыта, что обусловлено движением теплового фронта. Граница тепла за время действия импульса продвигается на расстояние

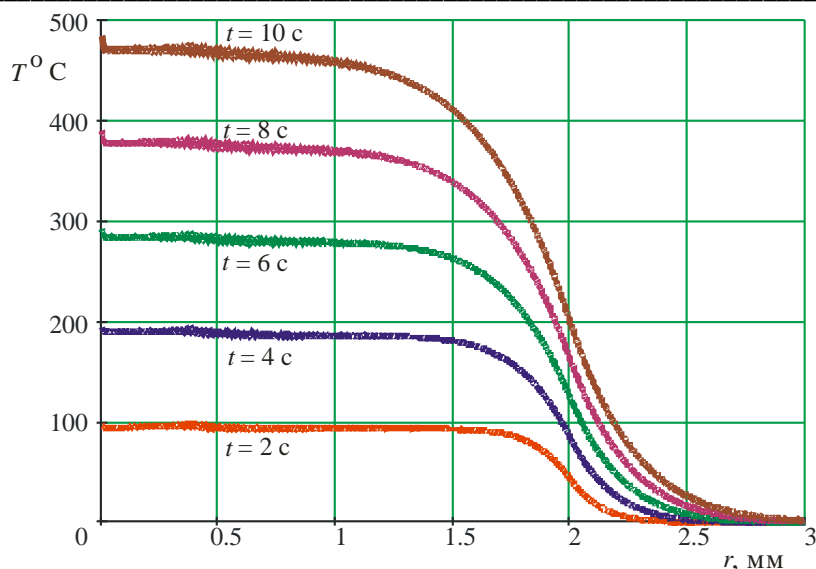
$$r_f = \sqrt{at_p} ,$$

где a - коэффициент температуропроводности, t_p - длительность импульса.

При значении $a = 1.3 \cdot 10^{-7} \text{ м}^2/\text{с}$ и длительности импульса $t_p = 0.1$ с фронт тепла продвигается приблизительно на расстояние $r_f = 0.4$ мм, при $t_p = 10$ с фронт продвигается на расстояние в 10 раз большее - $r_f = 1$ мм.



а)



б)

Рис. 6. Распределение температуры в нагретой области
 $E = 60$ Дж, зеленый лазер, $r_0 = 1$ мм, $\delta = 1$ мм,
 а - $t_p = 0.1$ с, б - $t_p = 10$ с.

НАГРЕВ ИМПУЛЬСНО-МОДУЛИРОВАННЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

Ход нагрева ткани последовательностью импульсов излучения зависит от соотношения между длительностью импульсов, периодом их повторения и тепловой постоянной времени среды.

Если период повторения намного меньше тепловой постоянной времени, среда за время между импульсами не успевает остыть, и процесс нагрева мало отличается от процесса нагрева среды непрерывным излучением. На Рис. 7 показано, как меняется во времени температура среды при нагреве ее серией из 9 импульсов. Длительность импульса $t_p = 10$ мс, период повторения $T = 20$ мс. Глубина проникновения излучения в среду равна 1 мм. Рост температуры во время действия импульса близок к линейному. После окончания серии импульсов начинается медленное остывание среды. На графиках уменьшение температуры за это время почти не видно.

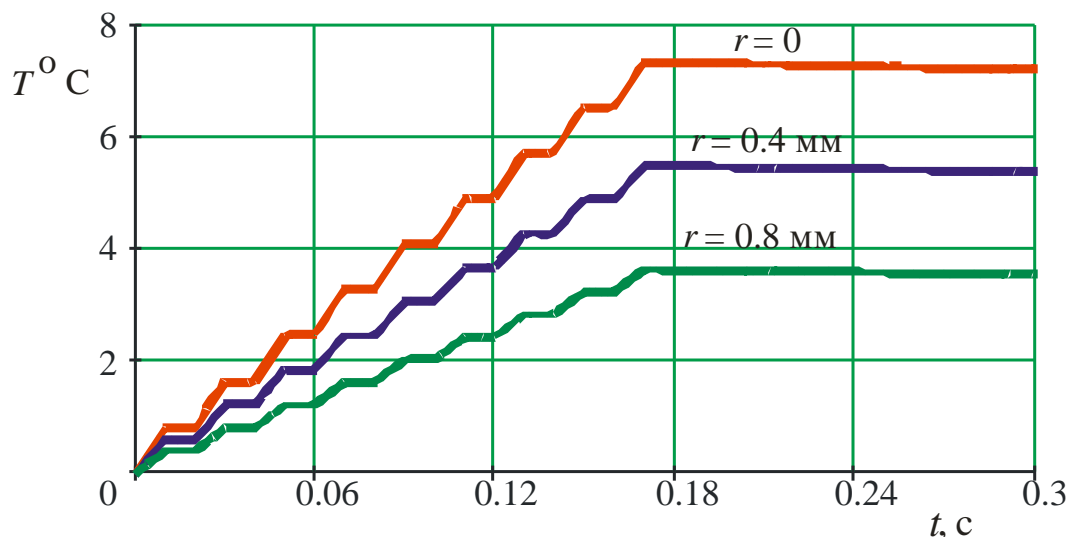
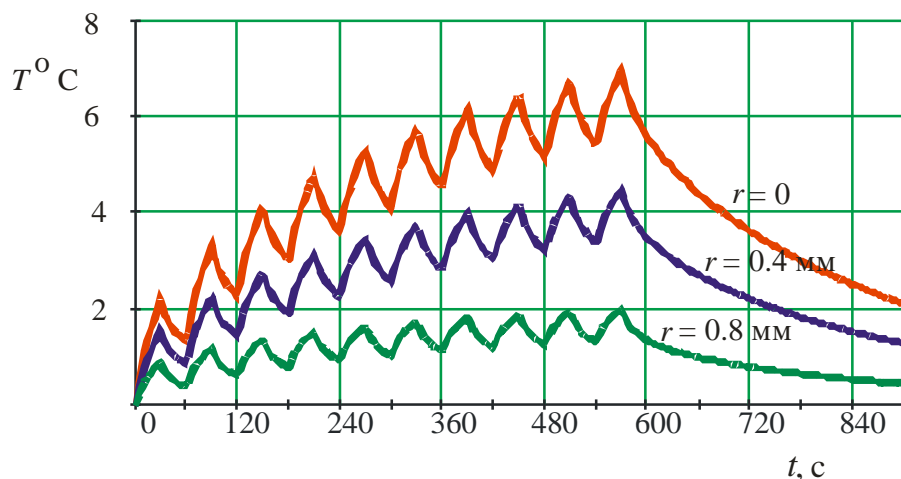


Рис. 7. Нагрев среды серией импульсов ($t_p \ll \tau$).

На Рис. 8 показан процесс нагрева среды серией из 9 импульсов, но при длительности импульса $t_p = 30$ с, и периоде повторения $T = 60$ с. Эти величины сравнимы с тепловой постоянной времени, поэтому в промежутках между импульсами среда успевает несколько остыть.

В обоих случаях средняя (сглаженная) температура такая же, как при нагреве непрерывной мощностью, равной по величине средней мощности импульсно-модулированного излучения.

Рис. 8. Нагрев среды сериями импульсов ($t_p \approx \tau$).

ВЫВОДЫ

1. Режим нагрева биологической ткани лазерным излучением сильно зависит от длины волны, так как последняя определяет глубину проникновения излучения в ткань. Если необходимо нагреть участок размерами в несколько миллиметров, необходимо использовать синий или зеленый лазер (глубина проникновения – 1 мм). Для нагрева большой области нужно использовать излучение ближней инфракрасной области спектра.
2. Тепловая постоянная времени нагрева биологической ткани определяется теплопроводностью ткани и скоростью течения крови. Характерное значение постоянной времени – несколько минут.
3. Распространение тепла в среду в течение времени действия импульса определяется его длительностью и температуропроводностью ткани. Для уменьшения нагрева окружающей ткани необходимо использовать короткие импульсы излучения.
4. Ход нагрева ткани последовательностью импульсов излучения зависит от соотношения между длительностью импульсов, периодом их повторения и тепловой постоянной времени среды.
5. Распространение тепла в среду, окружающую нагреваемый объем, в течение времени действия импульса определяется его длительностью и температуропроводностью ткани.

КОНФЛИКТ ИНТЕРЕСОВ

Авторы сообщают об отсутствии конфликта интересов.

Authors' ORCID ID

N.G. Kokodii ID <http://orcid.org/0000-0003-1325-4563>

A.M. Korobov ID <http://orcid.org/0000-0001-8237-7159>

N.V. Sheykina ID <http://orcid.org/0000-0002-8853-3455>

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Smithies D. J., Butler P.H. (1995) Modelling the distribution of laser light in port-wine stains with the Monte Carlo method. *Physics in Medicine and Biology*, 40, 701-733.
2. Сетейкин А.Ю. (2005) Модель расчета температурных полей, возникающих при воздействии лазерного излучения на многослойную биоткань. *Оптический журнал*, 72(7), 42-47.
3. Пушкарева А., (2008). Методы математического моделирования в оптике биоткани: учебное пособие. СПб: СПбГУИТМО, 103 с.
4. Астафьева Л.Г., Желтов Г.И., Рубанов А.С. (2001) Моделирование процесса нагрева сосудов крови лазерным излучением. *Оптика и спектроскопия*, 90(2), 287-292.
5. Лыков А, В. (1967) Теория теплопроводности. М.: Высшая школа, 600 с.

Оригінальна стаття

<https://doi.org/10.26565/2311-0872-2018-29-07>

УДК 621.396.96, 004.942

ЩОДО МОДЕЛЮВАННЯ РОЗСІЯННЯ ХВИЛЬ НА ОБ'ЄКТІ СКЛАДНОЇ ФОРМИ

В.С. Хричов, М.М. Легенький

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна, 61022, м. Харків, м. Свободи, 4

E-mail: vladkhrychov@ukr.net, mlegenkiy@karazin.ua

Надійшла до редакції 25 жовтня 2018 р.

Актуальність. Зменшення ймовірності виявлення радіолокаційними станціями військового чи цивільного об'єкта складної форми є дуже важливою проблемою сучасної радіолокаційної теорії. Вирішення цієї проблеми неможливе без проведення чисельних оцінок ефективної поверхні розсіяння (ЕПР) досліджуваного об'єкта.

Мета роботи. Мета роботи – проаналізувати та покращити ефективність методів моделювання електромагнітного розсіяння на об'єктах складної форми. Розглядається процес побудови фасетної моделі об'єкта складної форми при моделюванні електромагнітного розсіювання та алгоритм спрощення геометричної моделі об'єкта для зменшення необхідного для моделювання часу.

Матеріали та методи. В якості основного методу розрахунку ЕПР обрано метод променів, що падають та відбиваються (в англійській літературі «Shooting and Bouncing Rays» SBR). При цьому в основі моделювання електромагнітного розсіяння на об'єкті складної форми лежать методи фізичної та геометричної оптики. Об'єкт представляється у вигляді геометричної моделі, що враховує форму об'єкта та його електродинамічні властивості (коефіцієнт відбиття, діелектрична та магнітна проникність поверхні, провідність, тощо).

Результати. Обговорюються загальні етапи методу SBR, доводиться доцільність використання методу поверхневої сітки для запуску променів. Запропоновано ефективні підходи для спрощення розрахунку для об'єктів складної форми, зокрема розглянуто використання трасування променів і k-d дерева. Також запропоновано використовувати фасети великого розміру для моделювання плоских ділянок поверхні об'єкта складної форми. Для оцінки впливу розміру фасетів на точність розрахунків ЕПР проведено моделювання електромагнітного розсіяння для трикутної пластини, поверхню якої представлено за допомогою різної кількості фасетів. Проведено порівняння з відомими виразами для ЕПР трикутної пластини.

Висновки. Запропоновано можливості для прискорення процесу розрахунку дифракції електромагнітних хвиль на об'єктах складної форми. Чисельно перевірена ефективність створених алгоритмів.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: ЕПР, SBR, трасування променів, електромагнітне розсіяння, об'єкт складної форми, фасетна модель.

ABOUT MODELING THE WAVES SCATTERING ON THE COMPLEX SHAPE OBJECTS

V.S. Khrychov, M.N. Legenkiy

V. N. Karazin Kharkiv National University, 4, Svobody Square, Kharkiv, 61022, Ukraine

Background: Reducing the detection probability by radar stations for military or civil complex shape objects is very important problem of modern radar theory. The solution to this problem is impossible without numerous estimates of the effective scattering surface (RCS) of the investigated object.

Objectives: The purpose of the work was to analyze and improve the efficiency of methods for modeling electromagnetic scattering on objects of complex shape. The process of constructing a facet model of a complex shape object for modeling electromagnetic scattering and an algorithm to simplify the geometric model of an object to reduce the time required for modeling is considered.

Materials and methods: As the main method for calculating the RCS, we chose the method of rays that fall and reflect (in the English language literature “Shooting and Bouncing Rays” SBR). Wherein the modeling electromagnetic scattering on a complex shape object is based on the methods of physical and geometric optics. Object is represented in the form of a geometric model which takes into account the shape of the object and its electrodynamic properties (reflection coefficient, dielectric and magnetic permeability of the surface, conductivity, etc.).

Results: The general steps of the SBR method are discussed, and the efficiency of using the surface mesh method to launch the rays is shown. Effective approaches to simplify the calculation for complex shape objects are proposed, in particular, the use of Raytracing and k-d tree is considered. The using of large facets for modeling surface flat sections of complex shape object is proposed. To assess the effect of the facet size on the accuracy of RCS calculations, we simulated electromagnetic scattering for a triangular plate, the surface of which is represented using different numbers of facets. A comparison with the well-known expressions for a triangular plate RCS is made.

Conclusions: The accelerating possibilities of the process of electromagnetic wave diffraction calculation on complex shape objects are offered. The efficiency of the created algorithms is tested numerically.

KEYWORDS: RCS, SBR, ray-tracing, electromagnetic scattering, complex shape object, facet model.

ПРО МОДЕЛИРОВАНИЕ РАССЕЙНИЯ ВОЛН НА ОБЪЕКТЕ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

В.С. Хричѳв, М.Н. Легенький

Харьковский национальный университет им. В.Н. Каразина, 61022, г. Харьков, пл. Свободы, 4

Актуальность. Уменьшение вероятности обнаружения радиолокационными станциями для военного или гражданского объекта сложной формы является очень важной проблемой современной радиолокационной теории. Решение этой проблемы невозможно без проведения многочисленных оценок эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) исследуемого объекта.

Цель работы. Цель работы – проанализировать и улучшить эффективность методов моделирования электромагнитного рассеяния на объектах сложной формы. Рассматривается процесс построения фасетной модели объекта сложной формы при моделировании электромагнитного рассеяния и алгоритм упрощения геометрической модели объекта для уменьшения необходимого для моделирования времени.

Материалы и методы. В качестве основного метода расчета ЭПР выбран метод лучей, которые падают и отражаются (в англоязычной литературе «Shooting and Bouncing Rays» SBR). При этом в основе моделирования электромагнитного рассеяния на объекте сложной формы лежат методы физической и геометрической оптики. Объект представляется в виде геометрической модели, учитывающей форму объекта и его электродинамические свойства (коэффициент отражения, диэлектрическая и магнитная проницаемость поверхности, проводимость и т.д.).

Результаты. Обсуждаются общие этапы метода SBR, доказывается целесообразность использования метода поверхностной сетки для запуска лучей. Предложено эффективные подходы для упрощения расчета для объектов сложной формы, в частности рассмотрено использование трассировки лучей и k-d дерева. Также предложено использовать фасеты большого размера для моделирования плоских участков поверхности объекта сложной формы. Для оценки влияния размера фасетов на точность расчетов ЭПР проведено моделирование электромагнитного рассеяния для треугольной пластины, поверхность которой представлены с помощью разного количества фасетов. Проведено сравнение с известными выражениями для ЭПР треугольной пластины.

Выводы. Предложено возможности для ускорения процесса расчета дифракции электромагнитных волн на объектах сложной формы. Численно проверена эффективность созданных алгоритмов.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: ЭПР, SBR, трассировка лучей, электромагнитное рассеяния, объект сложной формы, фасетная модель.

ВСТУП

Більшість радіолокаційних об'єктів має або «чисто» металеву поверхню, або якість покриття на металевій поверхні, що не дає змогу електромагнітним хвилям проникати вглиб об'єкту. В цьому випадку при розрахунку ЕПР об'єкта суттєву роль відіграє саме поверхня об'єкта. При моделюванні розсіяння електромагнітних хвиль поверхню об'єкта складної форми часто представляють набором елементарних фасетів. В статті [1] порівнюється ефективність та точність моделювання електромагнітного розсіяння на об'єктах, поверхня яких представляється за допомогою різних методів, показано, що найточнішим є метод фасетів та ребер. У роботах [2-3] пропонуються математичні та статистичні підходи до обробки даних, отриманих за допомогою фасетного підходу до моделювання розсіяння електромагнітних хвиль. В статтях [4-5] відзначено необхідність врахування підстильної поверхні при розрахунку сумарного розсіяного поля та запропоновано підходи для цього.

Сумарне розсіяне поле розраховується, як суперпозиція полів, створених різними частинами радіолокаційної сцени. Зокрема розглядаються поле розсіяне гладкою частиною об'єкта (\vec{E}_s), його ребрами (\vec{E}_e), а також поля, які виникають в результаті перевідбиття хвиль між частинами об'єкта (\vec{E}_{r-r}) і/або підстильної поверхнею (\vec{E}_{b-g}). Так само враховується поле, розсіяне підстильною поверхнею (\vec{E}_b) [1]:

$$\vec{E}_r = \vec{E}_s + \vec{E}_e + \vec{E}_{r-r} + \vec{E}_{b-g} + \vec{E}_b. \quad (1)$$

Кожна із компонент у формулі (1) розраховується із використанням різних методів. Як метод для розрахунку поля розсіяння багатокутного елемента, що належить гладкій частині складного об'єкта, використовується метод фізичної оптики, в основі якого лежать інтеграли Стреттона-Чжу [6]. Для оцінки дифракційного поля розсіяння ребра використовується метод еквівалентних струмів, який полягає в розрахунку нерівномірної частини струму, що тече уздовж ребра [7]. У [8] отримано асимптотичний вираз для поля, що випромінюється нерівномірною частиною струму на клині. Врахування перевідбиття описано у [9].

При побудові геометричної моделі об'єкта єдиних рекомендацій до вибору розмір фасетів (l_f)

немає. Розмір фацета повинен задовольняти умові, коли падаючу хвилю з довжиною хвилі λ можна вважати локально плоскою, і умові дальньої зони:

$$l_f \approx 0.5\sqrt{\lambda R}, \quad (2)$$

де R - відстань між антеною та об'єктом.

Як правило, при розрахунку реальних цілей використовується критерій, згідно з яким:

$$l_f < 0.5\lambda. \quad (3)$$

Побудова фацетної моделі об'єкта - трудомістке завдання, при цьому велика кількість фацетів значно збільшує необхідний для моделювання час. Тому необхідно розробити алгоритм спрощення геометричної моделі об'єкта.

МАТЕРІАЛИ І МЕТОДИ

Побудова та спрощення фацетної моделі

У відповідності до фацетної моделі будь-який об'єкт складної форми можна представити як набір простих елементів. Набір окремих елементів з певною конфігурацією та параметрами називається радарною сценою. Елемент сцени, який характеризується набором заданих електродинамічних параметрів, притаманних тільки йому, називається унікальним елементом (фацетом). При побудові структури геометричної моделі радарної сцени, кожному з його унікальних елементів присвоюється власний індекс [1]. Кожен фацет містить інформацію про свою геометричну конфігурацію, електродинамічні параметри, наявність покриття та параметри цього покриття, Рис. 1.

Найбільш зручним для розрахунку розсіювання є моделювання поверхні об'єкта набором плоских багатокутників (найчастіше трикутників), розміри якого можуть бути задані дослідником. Точки та трикутники створюються як основні геометричні примітиви відповідно до цієї структури даних.

Точка характеризується радіус-вектором:

$$\vec{r}_i = (x_i, y_i, z_i). \quad (4)$$

Трикутник характеризується трьома точками:

$$p_n = \{\vec{r}_{n1}, \vec{r}_{n2}, \vec{r}_{n3}\}. \quad (5)$$

Існують програми, які стандартизують процес створення цифрових моделей. Серед них - ProEngineer, Catia, 3DStudio та інші.

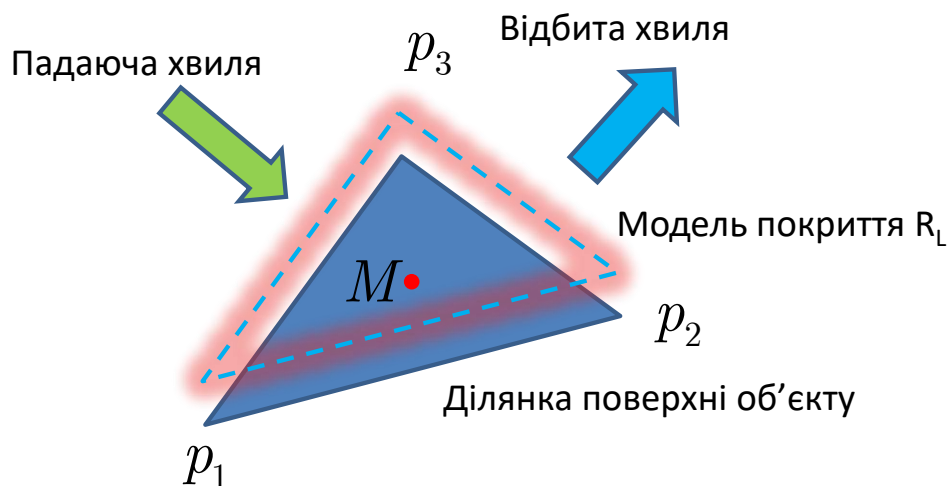


Рис. 1. Модель розсіяння хвиль на об'єкті складної форми.

Для моделювання розсіяння електромагнітного поля потрібна інформація про нормалі до фацетів. Нормаль до багатокутника можна отримати із векторного добутку векторів, спрямованих вздовж двох сторін цього багатокутника. Координати одиничної нормалі визначаються за формулою:

$$\vec{N}_n = \frac{((\vec{r}_{n1} - \vec{r}_{n2}) \times (\vec{r}_{n3} - \vec{r}_{n2}))}{|((\vec{r}_{n1} - \vec{r}_{n2}) \times (\vec{r}_{n3} - \vec{r}_{n2}))|}, \quad (6)$$

де $(\vec{a} \times \vec{b})$ позначає векторний добуток двох векторів.

Слід відзначити, що нормалі обираються назовні об'єкту. Отже, кожний унікальний трикутний фацет характеризується своїм ідентифікаційним номером та трьома точками, через які можна отримати три ребра трикутника та вектор нормалі.

Моделювання з використанням фацетів складних або вигнутих поверхонь зумовлює використання достатньо невеликих фасетів, однак гладкі поверхні можуть бути добре представлені й за допомогою великих фасетів. Для зменшення витрат часу на розрахунок ЕПР пропонується використовувати алгоритм об'єднання фацетів.

Об'єднання відбувається для тих фацетів, кут між нормальними яких досить малий. Такий підхід дозволить не об'єднувати фацети, які моделюють вигини поверхні або гострі ребра об'єкта.

Для розрахунку відбитого сигналу визначається видима частина поверхні об'єкта із заданого ракурсу. Зі сформованих раніше масивів примірників структур обираються номери елементів, які є видимими для радіолокаційної станції із даного ракурсу. Відповідно, при розрахунку відбитого від об'єкта сигналу використовуються тільки видимі елементи поверхні об'єкта, алгоритм якого описано в [9]. Згідно з алгоритмом ми повинні розраховувати кут між напрямком падіння на фацет і нормаллю до фацету $\beta_n = -\arccos(\vec{N}_n, \vec{r}_i)$, і для фацетів, у яких $0 \leq \beta_n \leq \pi$, перевірити чи перетинає промінь, що проведено з центру фацету у напрямку $-\vec{r}_i$, інший фацет. Наявність перетину вказує на те, що цей фацет знаходиться в тіні об'єкта і не повинен враховуватись при розрахунку розсіяного поля. Якщо перетину немає, то даний фацет додається в список видимих фацетів з заданого ракурсу радару. З точки зору обчислювальної складності ми повинні провести біля n^2 ітерацій, де n - кількість фацетів. На кожній ітерації розраховують скалярний добуток векторів та тригонометричні функції. Тому є актуальними прискорення дії алгоритму пошуку видимих фацетів.

Модифікація алгоритму пошуку видимих фацетів

Для прискорення виконання алгоритму пошуку видимих фацетів пропонується використовувати k-d дерево («k-d tree») [10]. Відповідно до цієї структури даних, простір розбивається на ділянки (бокси), які в свою чергу можуть бути розбиті на менші ділянки. Використання k-d дерева дозволяє пришвидшити пошук перетинів променів з фацетами, тому що при такому підході немає необхідності перевіряти на перетинання з променем усі фацети, із яких складається модель. У якості методу запуску променів використовується метод «Shooting and Bouncing Rays» (SBR).

У [11] запропоновано дуже потужний підхід для моделювання трасування променів на основі SBR. Він показує відмінні результати навіть для складних об'єктів, таких як літаки реального масштабу на радіолокаційних відповідних частотах. Алгоритм здатний обробляти довільні об'єкти і практично не має обмежень щодо розміру об'єкта та кількості відображень, які можна врахувати. Використання асимптотичних методів при обчисленні розсіяного поля дозволяє в подальшому прискорити моделювання розсіювання на великих і складних об'єктах.

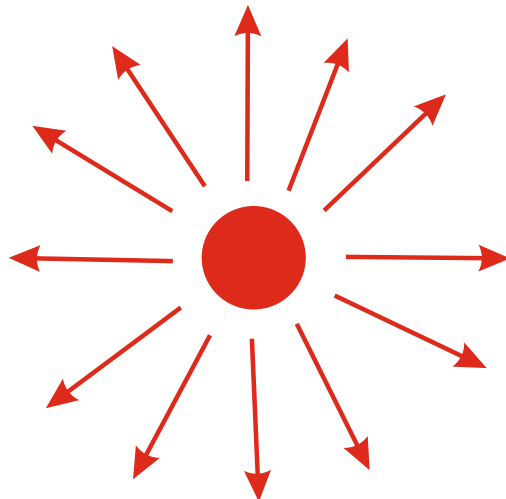


Рис. 2. Пакетний метод запуску променів.

У SBR є три найпоширеніші методи запуску променів [12]. Перший спосіб - це пакетний метод, при якому промені проходять з рівними кроками вздовж усієї картини випромінювання антени або площини хвилі фронту, як показано на Рис. 2. Це найпростіший спосіб запуску променів, оскільки він не вимагає складних процедур для розповсюдження променів. Недоліком цього методу є те, що в обчислювальній області генеруються надлишкові промені, які не потрапляють на модель об'єкта. Таким чином, такий підхід до запуску променів має недолік з точки зору обчислювальних ресурсів.

Другий спосіб - «bouncing box» - полягає в тому, що спочатку структура обмежується прямокутним паралелепіпедом. Потім промені генеруються на рівній відстані один від одного і запускаються в бік об'єму, як показано на Рис. 3. Це більш динамічний спосіб генерації пучків, ніж попередній; це

забезпечує, що всі створені пучки можуть досягати структури. З іншого боку, промені все ще генеруються через рівну відстань, не враховуючи детальної геометрії структури. Однак деякі частини цільової структури можуть бути складними, для таких областей необхідно створювати промені більш щільно, щоб врахувати особливості структури.

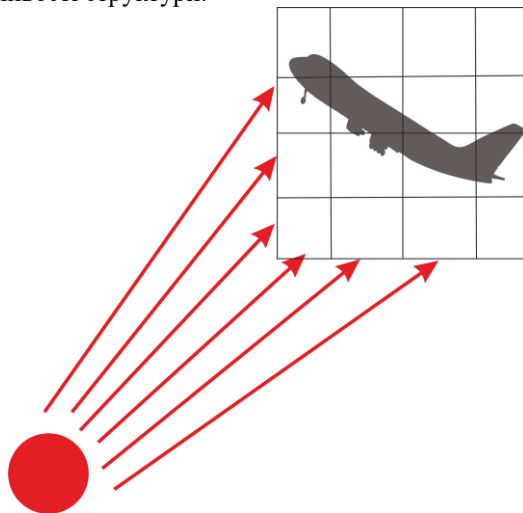


Рис.3. Метод запуску променів «bounding box».

Тому найефективнішим є метод поверхневої сітки, де промені генеруються відповідно до фацетів цільової структури, як показано на Рис. 4. Це найбільш оптимальний метод з точки зору точної фіксації геометрії об'єкту. Метод поверхневої сітки, звичайно, є найефективнішим методом, коли для розсіювання на рівних поверхнях потрібно лише кілька променів і більша кількість променів - для імітації розсіяння на «ломаній» поверхні.

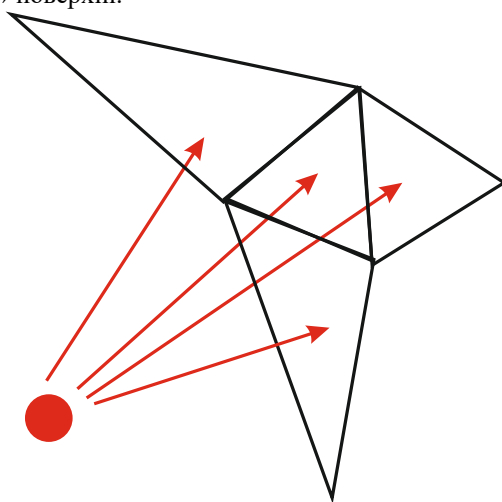


Рис.4. Метод поверхневої сітки для запуску променів.

Після успішного генерування променів вони будуть самостійно поширюватися через обчислювальну область, поки не потраплять на поверхню цільової структури.

Тепер слід обчислити електромагнітне поле, відображене об'єктом, що розглядається.

РЕЗУЛЬТАТИ Й ОБГОВОРЕННЯ

Для оцінки впливу розміру фацетів на точність розрахунків ЕПР об'єктів змодельовано поверхні елементарних розсіювачів за допомогою різної кількості фацетів.

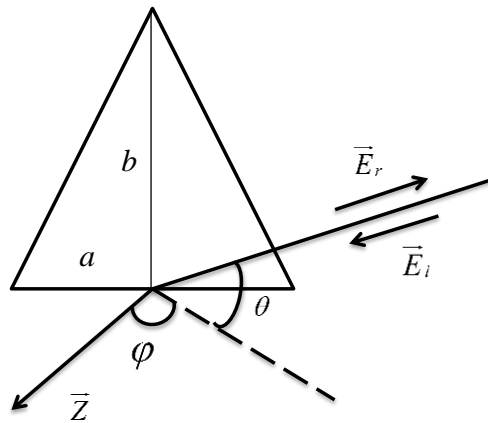


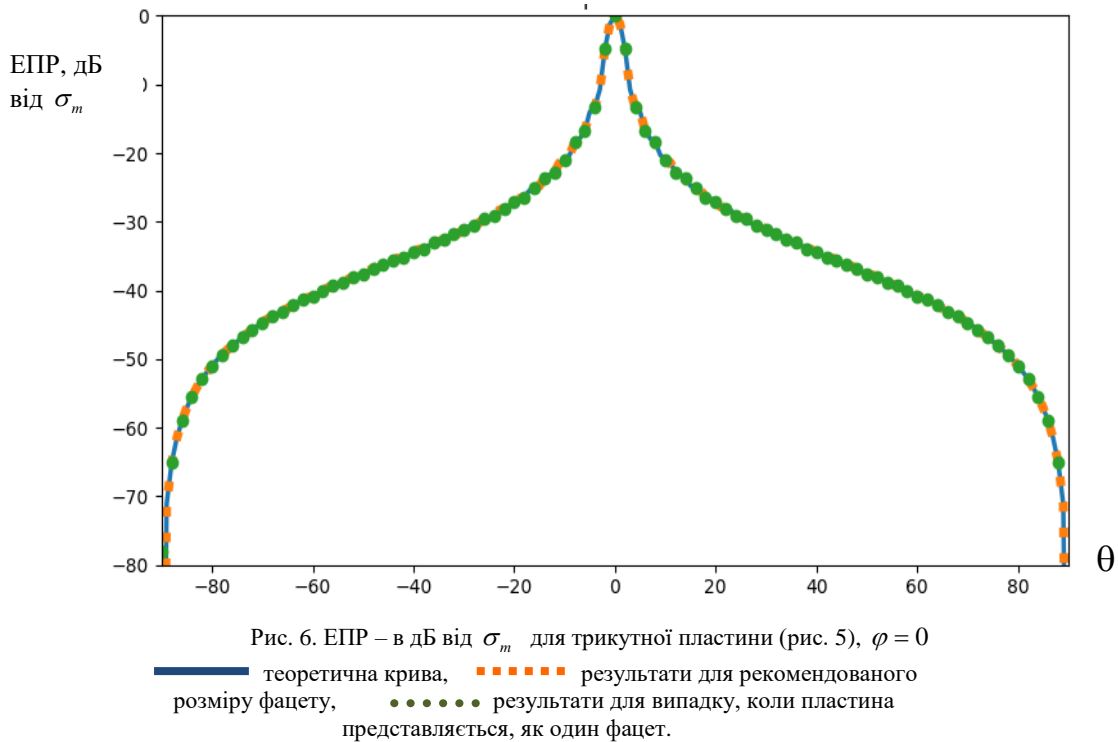
Рис. 5. Трикутна пластина.

ЕПР трикутної пластини (рис.5.) при $a, b \gg \lambda$ визначається як [13]:

$$\sigma(\varphi, \theta) = \frac{\sigma_m (\cos \varphi \cos \theta)^2}{\left[(ka \sin \varphi \cos \theta)^2 - (kb \sin \theta)^2 \right]^2} \times \left\{ \left[(\sin(ka \sin \varphi \cos \theta))^2 - (\sin(kb \cos \theta))^2 \right]^2 + \right. \quad (7)$$

$$\times \left. \left[(kb \sin \theta)^2 + \left[\frac{\sin(2ka \sin \varphi \cos \theta)}{2ka \sin \varphi \cos \theta} - \frac{\sin(2kb \sin \theta)}{2kb \sin \theta} \right]^2 \right] \right\}$$

де $\sigma_m = 4\pi a^2 b^2 / \lambda^2$ – ЕПР при нормальному падінні хвилі.



На Рис. 6 наведено результати моделювання електромагнітного розсіювання для трикутної пластини розміром 10 см на довжині хвилі 1 см, рекомендований розмір фацетів 0.5 см. Результат для рекомендованих розмірів фацетів порівнюється з результатом, коли вся трикутна пластина є єдиним фацетом.

ВИСНОВКИ

При моделюванні розсіювання електромагнітних хвиль на металевих об'єктах складної форми враховується тільки форма поверхні об'єкту. Поверхня може бути змодельована фацетами, показано, що при моделюванні гладкою поверхні без вигинів можна обирати будь-який розмір фацетів. Порівняння для металевої трикутної пластини показали, що розраховані ЕПР для випадку, коли пластину змодельовано за допомогою сукупності невеликих фацетів і для випадку, коли пластина є єдиним фацетом, не відрізняються від теоретичних даних щодо ЕПР для цього відбивача.


Використання k-d дерева дозволяє прискорити процес пошуку затінених фацетів і спрощує розрахунок поля, яке виникає в результаті перевідбиття між різними частинами об'єкта.


Дана стаття виконана в рамках науково-дослідних робіт, що фінансуються за рахунок коштів державного бюджету Міністерством освіти і науки України (номера бюджетних тем: №0118U002022 та №0117U004965).

КОНФЛІКТ ІНТЕРЕСІВ

Автори повідомляють про відсутність конфлікту інтересів.

Authors' ORCID ID

V.S.Khrychov  <https://orcid.org/0000-0002-1033-1714>;

M.N. Legenkiy  <https://orcid.org/0000-0002-5945-4002>.

REFERENCES

1. N.N. Youssef Radar cross section of complex targets, Proceedings of the IEEE, Volume: 77, Issue: 5, May 1989, pp 722 – 734.
2. Khrychov V., Legenkiy M., Statistical RCS Processing // Proceedings of the international young scientist forum on applied physics (YSF'2016), October 10 – 14, Kharkiv, 2016, P. 1-4.
3. M. N. Legenkiy, A. A. Maslovskiy, V. S. Khrychev, Processing RCS Distribution for Complex Shape Objects, Telecommunications and Radio Engineering, 2016, Vol. 75, Issue 20, pp. 1825-1836.
4. Legenkiy M., Maslovskiy A., Specific RCS for On-Ground Radiolocation Target // IEEE Microwave, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS-2017), August, 29-31, Kyiv, Ukraine, 2017, pp. 211-214.
5. Legenkiy M., Butrym A., Antyufeyeva M., Evaluation of On-Ground Object Radar Detectability Reduction, // Proceedings of the conference Mathematical Methods in Electromagnetic Theory, 26-28 Dnipropetrovsk, August, 2014, P. 254-257.
6. Stretton J.A. Eleciromagneic Theory / J.A. Stretton. - McGraw Mill, New York, 1941. – 541p.
7. Analysis of Heuristic Uniform Theory of Diffraction Coefficients for Electromagnetic Scattering Prediction / D. Tami, C. G. Rego, D. Guevara, et al. // International Journal of Antennas and Propagation. -2018. - vol. 2018. - p.11.
8. Уфимцев П. Я. Теория дифракционных краевых волн в электродинамике / П. Я. Уфимцев. - М.: Бином. Лаборатория знаний. -2013. - 372 с.
9. В.С.Хричов, М.М.Легенький «Фацетна модель об'єкту складної форми для розрахунку електромагнітного розсіяння», Вісник харківського національного університету імені В.Н. Каразіна, серія «Радіофізика та електроніка», випуск 28, Харків – 2018р. – С.44-52.
10. Рассеяние электромагнитных волн воздушными и наземными радиолокационными объектами: монография. / О.И. Сухаревский, В.А. Василец, С.В. Кукобко и др. // Под ред. О.И. Сухаревского. – Х.: ХУПС, 2009. – 468 с.
11. O. I. Sukharevsky, V. A. Vasilets, “Mathematical Modeling of Radar Range Profiles of Aerial Objects,” Radioelectronics and Communications Systems, vol. 56, No 11, pp. 503-512, 2013.
12. H.-T. Meng “Acceleration of asymptotic computational electromagnetics physical optics – shooting and bouncing ray (po-sbr) method using cuda” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62 , Issue: 9 , pp. 4706 – 4715, Sept. 2014.
13. В.О. Кобак, Радиолокационные отражатели, М.: “Советское радио”, с. 248, 1975.

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.26565/2311-0872-2018-29-08>

УДК 537.874

ИЗЛУЧАЮЩАЯ СТРУКТУРА НА ОСНОВЕ ИНВЕРТИРОВАННОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Д.В. Майборода, С.А. Погарский, Е.О. Смирнова

Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина, 61022, г. Харьков, пл. Свободы, 4

E-mail: spogarsky@gmail.com

Поступила в редакцию 25 октября 2018 г.

Актуальность. Задача создания эффективных излучающих структур в миллиметровом диапазоне является одной из актуальных в современной технике СВЧ и КВЧ диапазонов. Использование различных гибридных металло-диэлектрических структур в этом диапазоне становится все более значимым за счет возможности возникновения в них определенных физических эффектов, которые являются невозможными в стандартных диэлектрических волноводах и структурах на их основе.

Цель работы. Экспериментально исследовать основные электродинамические характеристики гибридной металло-диэлектрической структуры, в том числе способы возбуждения структуры, способы согласования с внешними цепями, энергетические характеристики.

Материалы и методы. Гибридная металло-диэлектрическая структура базируется на обращенном диэлектрическом волноводе, который включает металлизированное основание, диэлектрический стержень из полистирола и дополнительную диэлектрическую пластину, выполненную из поликора. Вспомогательные излучающие элементы в виде стержней конечной длины с металлизированной гранью расположены с определенным периодом на дополнительной диэлектрической пластине. Исследования структуры электрического поля в ближней зоне выполнены методом подвижного зонда. Для визуализации структуры полей использован метод изолиний.

Результаты. Предложена конструкция гибридной излучающей структуры на основе инвертированного диэлектрического волновода с периодически расположенными дополнительными диэлектрическими стержнями прямоугольной формы. Были измерены диаграммы направленности в Н-плоскости в двух режимах: короткого замыкания и режиме бегущих волн. На основе исследования структуры электрического поля в ближней зоне был установлен характер взаимодействия распространяющейся в волноведущем стержне электромагнитной волны и степень возбуждения металлизированных частей дополнительных элементов конструкции. Установлена степень возбуждения поверхностной волны и возможности ее излучения. На основании этой информации возможна оценка установки экранирующих элементов и решения вопросов электромагнитной совместимости.

Выводы. В ходе исследования установлено, что предложенная гибридная металло-диэлектрическая структура может обеспечивать эффективное излучение в режиме бегущих волн с приемлемым уровнем прямых потерь. При этом структура может обеспечивать приемлемый уровень согласования с внешними цепями. Показана возможность формирования излучаемых полей с заданными характеристиками в различных режимах работы основного волноведущего тракта.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: инвертированный диэлектрический волновод, затухание, КСВН, метод подвижного зонда, диаграмма направленности

RADIATING STRUCTURE BASED ON INVERTED DIELECTRIC WAVEGUIDE WITH ADDITIONAL ELEMENTS

D.V. Mayboroda, S.A. Pogarsky, K.O. Smirnova

V. N. Karazin Kharkiv National University, 4, Svobody Square, Kharkiv, 61022, Ukraine

Background. Creation of effective radiating structures operating in millimeter range is one of the important directions in modern microwave technology. The use of different hybrid metal-dielectric structures for this range becomes increasingly significant because of possible occurrence of certain physical effects, which are impossible in standard dielectric waveguides and structures on their basis.

Objectives. Experimentally investigate the main electrodynamic characteristics of a hybrid metal-dielectric structure, including the ways of excitation and matching with external circuits, energy characteristics.

Materials and methods. Hybrid metal-dielectric structure is based on inverted dielectric waveguide, which contains metallized base, dielectric rod made of polystyrene and additional dielectric plate made of glass ceramics. Auxiliary radiating elements in the form of rods of finite length with metallized face are located at certain period on the additional dielectric plate. The near-field structure measurements are carried out through the moving probe method. The isoline method has been used for field structure visualization.

Results. The construction of a hybrid radiating structure based on inverted dielectric waveguide with periodically located additional rectangular dielectric rods. The radiation patterns have been measured in H-plane in two modes: short-circuit mode and travelling wave mode. Based on near-field structure measurements, the behavior of the electromagnetic wave propagating in the waveguiding rod and the degree of excitation of the metallized parts of additional structure elements are obtained. The degree of excitation of a surface wave and the possibility of its radiation are obtained. Based on this data, shielding elements insertion possibility and electromagnetic compatibility problem solution can be estimated.

Conclusions: The research has revealed possible effective radiation in travelling wave mode with acceptable direct loss, provided by proposed hybrid metal-dielectric structure. Moreover, the structure can provide an acceptable level of matching with external circuits. The possibility of radiated fields with specified characteristics formation in the short circuit and traveling wave modes is demonstrated.

KEY WORDS: inverted dielectric waveguide, attenuation, VSWR, moving probe method, radiation pattern.

ВИПРОМІНЮЮЧА СТРУКТУРА НА ОСНОВІ ІНВЕРТОВАНОГО ДІЕЛЕКТРИЧНОГО ХВИЛЕВОДУ З ДОДАТКОВИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ

Д.В. Майборода, С.О. Погарський, К.О. Смирнова

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна, 61022, м. Харків, м. Свободи, 4

Актуальність. Створення ефективних випромінюючих структур у міліметровому діапазоні є одним з актуальних напрямків у сучасній техніці НВЧ та КВЧ діапазонів. Використання різноманітних гібридних метало-діелектричних структур у цьому діапазоні стає все більш поширеним за рахунок можливості виникнення в них певних фізичних ефектів, які є неможливими в стандартних діелектричних хвилеводах і структур на їх основі.

Мета роботи. Експериментально дослідити основні електродинамічні характеристики гібридної метало-діелектричної структури, зокрема способи збудження структури, узгодження із зовнішніми колами, енергетичні характеристики.

Матеріали та методи. Гібридна метало-діелектрична структура базується на інвертованому діелектричному хвилеводі, який містить металізовану основу, діелектричний стрижень з полістиролу та додаткову діелектричну пластину, виготовлену з полікору. Допоміжні випромінюючі елементи у вигляді стрижнів кінцевої довжини з металізованою гранню розташовані з певним періодом на додатковій діелектричній пластині. Дослідження структури електричного поля у ближній зоні виконано за допомогою методу рухомого зонда. Для візуалізації структури полів використано метод ізоляції.

Результати. Запропоновано конструкцію гібридної випромінюючої структури на основі інвертованого діелектричного хвилеводу з періодично розташованими додатковими діелектричними стрижнями прямокутної форми. Виміряно діаграми спрямованості у Н-площині у двох режимах: короткого замикання та у режимі біжучої хвилі. На основі дослідження структури електричного поля у ближній зоні встановлено характер взаємодії електромагнітної хвилі, яка поширюється в хвилевідному стрижні, і ступінь збудження металізованих частин додаткових елементів конструкції. Встановлено ступінь збудження поверхневої хвилі і можливості її випромінювання. На підставі цієї інформації можна оцінити можливість встановлення екранувальних елементів і вирішення питань електромагнітної сумісності.

Висновки. У результаті дослідження було встановлено, що запропонована гібридна метало-діелектрична структура може забезпечити ефективне випромінювання у режимі біжучої хвилі з прийнятним рівнем прямих втрат. Крім цього, структура може забезпечити прийнятний рівень узгодження із зовнішніми колами. Показано можливість формування випромінюючих полів із заданими характеристиками у різних режимах роботи основного хвилевідного тракту.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: інвертований діелектричний хвилевід, загасання, КСХН, метод рухомого зонда, діаграма спрямованості

ВВЕДЕНИЕ

В последнее время наблюдается повышенный интерес к миллиметровому диапазону длин волн. В этом частотном диапазоне использование линий передач на основе диэлектрических структур приобретает все большее значение, поскольку растет спрос на такие приложения, как спутниковая связь, мобильная связь, радиосвязь, радиометрия, мобильные радиолокационные станции и аппаратура для дистанционного зондирования Земли. В низкочастотной части спектра миллиметровых волн от 30 до 40 ГГц использование микрополосковых линий, копланарных линий передачи в принципе возможно, но диссипативные потери этих линий имеют тенденцию к резкому увеличению с ростом рабочей частоты.

Основными элементами линий передачи на диэлектрических структурах являются: диэлектрические стержни, размещенные на заземляющем основании, диэлектрические пластины и дополнительные элементы, размещенные на диэлектрических пластинах. Обычно толщина каждой диэлектрической области, а также геометрические размеры элементов структуры сравнимы с рабочей длиной волны. Например, в диапазоне 80 ГГц, размер микрополосковой линии должен быть меньше чем одна десятая длины волны (0,2–0,4мм). По сравнению с обычными микрополосковыми линиями передачи на миллиметровых частотах геометрический размер диэлектрического волновода намного больше. В связи с этим в миллиметровом диапазоне длин волн находят применение линии передачи и устройства, базирующиеся на основе диэлектрических линий передачи. Среди которых в настоящее время широко

применяются инвертированные полосковые диэлектрические волноводы и инвертированные полосковые диэлектрические волноводы. На основе этих линий передачи возможно построение целого класса функциональных устройств, а именно: циркуляторы, фазовращатели, направленные ответвители, фазированные решетки и антенны и излучающие модули [1-8].

Такого рода диэлектрические структуры являются сложнокомпозиционными и состоят из диэлектрических образований различного формообразования (прямоугольных, круглых, квадратных). Любая модификация базовой линии передачи требует проведения ряда фундаментальных исследований, включающих в себя изучение возбуждаемого спектра собственных волн и соответствующих им структур полей, способов их возбуждения и ряд других. Именно эти вопросы приобретают особую актуальность при создании эффективных излучающих систем.

В данном исследовании особый акцент сделан на вопросах возбуждения модернизированного инвертированного диэлектрического волновода, согласования с подводными трактами, влияния различных факторов на излучающие свойства структуры.

БАЗОВАЯ СТРУКТУРА

Будем рассматривать сложнокомпозиционную электродинамическую структуру, представленную на Рис. 1. Основу конструкции составляет обращенный диэлектрический волновод: на металлизированном основании (1) расположен диэлектрический стержень (2) с геометрическими размерами 7.0x3.05 мм, выполненный из полистирола с $\varepsilon_r = 2.52$. Над диэлектрическим стержнем без зазора расположена диэлектрическая пластина из поликора (3) с геометрическими размерами 60x48 мм и $\varepsilon_r = 9.6$. Дополнительные излучающие элементы в виде диэлектрических стержней (4) выполнены из поликора, с геометрическими размерами $a = 2$ мм, $b = 2$ мм, $l = 16$ мм, и расположены периодически с периодом L . Период варьировался в интервале от половины длины волны до длины волны в структуре с учетом фактора укорочения длины волны. Одна из сторон дополнительных диэлектрических стержней металлизирована, и эта сторона обращена к диэлектрической пластине.

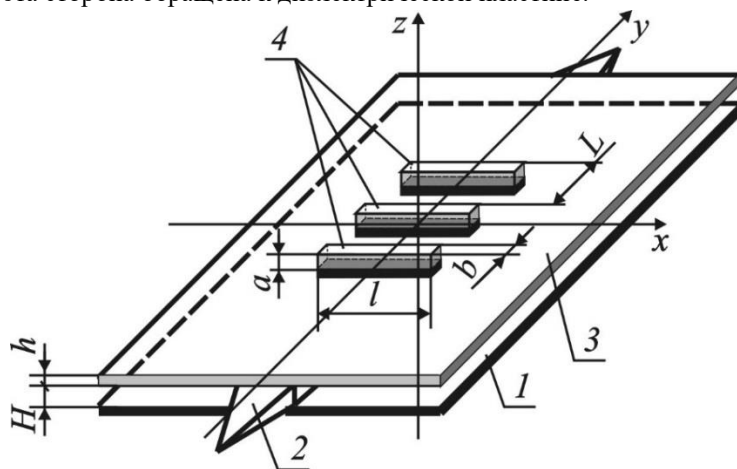


Рис. 1. Схематическое изображение структуры.

Для всех конструкций на основе диэлектрических волноводов одним из актуальных является вопрос о способе возбуждения одной из собственных волн. Наиболее оптимальным в настоящее время считается способ возбуждения базового диэлектрического стержня, реализуемый путем введения части стержня в возбуждающий прямоугольный волновод [9]. При этом важным оказывается форма оконечной части вводимого стержня и длина вводимой части стержня, вводимого в возбуждающий волновод. Путем ряда экспериментальных исследований установлено, что оптимальное возбуждение реализуется в тех случаях, когда оконечная часть стержня имеет скосы, выполненные под углом Брюстера [10]. В настоящем исследовании эти скосы реализованы в двух плоскостях.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Исходной точкой исследования является изучение зависимостей прямых потерь и КСВН в рабочем частотном диапазоне. Сопоставление этих двух характеристик позволяет оценивать возможность эффективного излучения на выбранных частотах. На Рис. 2 приведены экспериментальные зависимости прямых потерь в диапазоне 25.5...33.5 ГГц для двух значений параметра L .

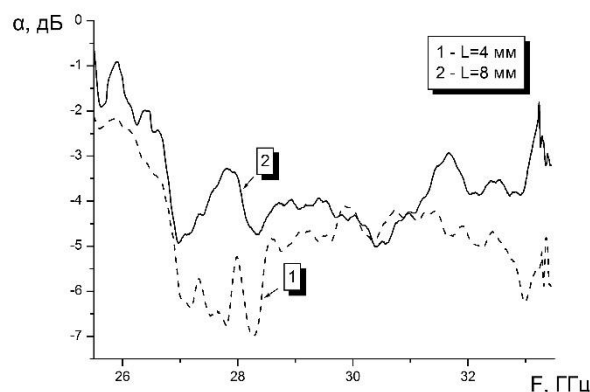


Рис. 2. Зависимость прямых потерь от частоты.

Анализ характеристик показывает, что в обеих зависимостях наблюдаются значительные скачки величины затухания. Минимальные значения затухания наблюдаются вблизи частоты $F = 25.7$ ГГц для обоих значений параметра L . Однако, эта частотная область не может быть использована в качестве рабочей по той причине, что в относительно узкой частотной полосе наблюдаются существенные перепады величины затухания (до -5 дБ). В характеристиках наблюдаются области со сравнительно небольшими перепадами значений затухания. Самая широкополосная из них оказывается в полосе частот 28.5...30 ГГц. Причем перепад значений затухания не превышает значения 0.5 дБ. Сопоставление обеих характеристик показывает, что расположение дополнительных диэлектрических стержней на расстоянии, равном длине волны в структуре, обеспечивает несколько меньшие прямые потери (до 1 дБ).

Второй важной характеристикой, которая предопределяет эффективный режим работы, является частотная зависимость КСВН. На Рис. 3 приведены экспериментальные зависимости КСВН от частоты для двух значений параметра L .

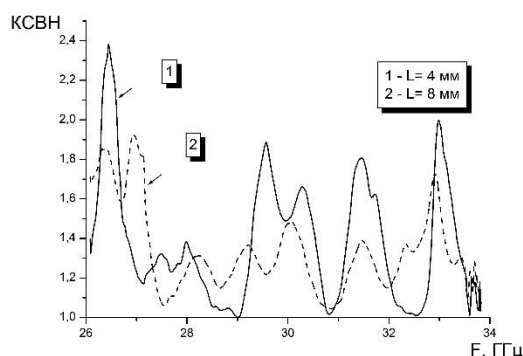


Рис. 3. Зависимости КСВН от частоты.

Очевидно, что в обоих случаях наблюдаются достаточно резкие изменения значений КСВН. Для значения $L = 4$ мм существуют частоты и даже относительно широкие области, в пределах которых наблюдается практически полное согласование структуры с внешними цепями. Так на частоте $F = 29.05$ ГГц значение КСВН равно 1.01, а интервале частот $\Delta F = 32.2...32.7$ ГГц значение КСВН не превышает уровень 1.05. При значении $L = 8$ мм уровень КСВН заметно выше, однако перепады значений КСВН оказываются существенно меньшими. Потенциально возможными рабочими областями можно считать частотные области, в пределах которых значения КСВН не превышают величину 1.3.

Достаточно важной с технологической точки зрения является информация о пространственном распределении полей в такой сложнокомпозиционной структуре. Важность такой информации определяется самой природой волноведущей структуры на основе диэлектрического волновода, а именно: возможность возникновения поверхностных волн, поляризационная неустойчивость собственных типов волн и др. Кроме того, реальная конструкция предполагает наличие различных вспомогательных конструктивных элементов (экранов, переходов и пр.), и взаимодействие этих элементов с электромагнитными полями могут существенным образом повлиять на характеристики устройства в целом. На Рис. 4 представлены пространственные распределения электрических полей в структурах с различными значениями параметра L . Рис. 4а соответствует значению параметра $L = 4$ мм, а Рис. 4б соответствует значению параметра $L = 8$ мм. Измерения выполнены в ближней зоне в режиме

короткого замыкания методом подвижного зонда на частоте $F = 27.3$ ГГц. Нормированное распределение полей представлено в виде изолиний электрического поля.

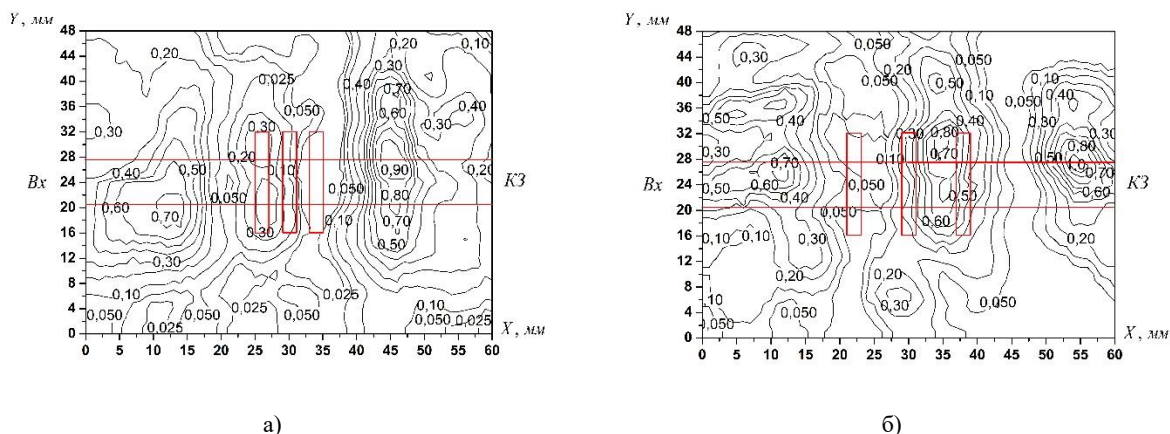


Рис. 4. Пространственные распределения полей на частоте $F = 27.3$ ГГц.

Сопоставление представленных распределений позволяет сделать следующие выводы. При расположении дополнительных стержней с периодом $L=4$ наблюдается сравнительно слабое взаимодействие стержней с электромагнитной волной (максимальная амплитуда порядка 0.3 вблизи первого стержня и 0.1 – вблизи третьего). Максимумы полей регистрировались практически симметрично относительно входа и короткозамыкателя на расстояниях приблизительно равных удвоенной длине волны в структуре. Отмечаются довольно высокие значения полей вблизи краев диэлектрической пластины, что свидетельствует о существовании поверхностной волны и возможного паразитного излучения этой волны. При расположении дополнительных стержней с периодом $L=8$ распределение полей достаточно сильно изменяется. Основная часть поля сконцентрирована вблизи волноведущего диэлектрического стержня. Поле концентрируется вблизи дополнительных стержней существенно больше (что в конечном итоге будет приводить к излучению). Амплитуда поверхностной волны вблизи краев подложки оказывается существенно меньшей, чем в первом случае, а, следовательно, уровень паразитного излучения будет меньшим.

Энергетические характеристики в виде диаграмм направленности в Н-плоскости были измерены в двух режимах: короткого замыкания и режиме бегущих волн (согласованной нагрузки) для двух значений параметра L на частоте $F = 29.57$ ГГц. На Рис. 5 приведены диаграммы направленности, измеренные в режиме короткого замыкания.

Диаграммы нормированы на глобальный максимум. Очевидно, что для обоих значений параметра L диаграммы являются многолепестковыми. Направление главного лепестка смещено от нормали на угол порядка 5° , что является проявлением определенного набега фазы для каждого из дополнительных стержней. Амплитуда излученной волны для значения параметра $L = 8$ мм оказывается примерно в 5 раз большей, чем у структуры с периодом $L = 4$ мм.

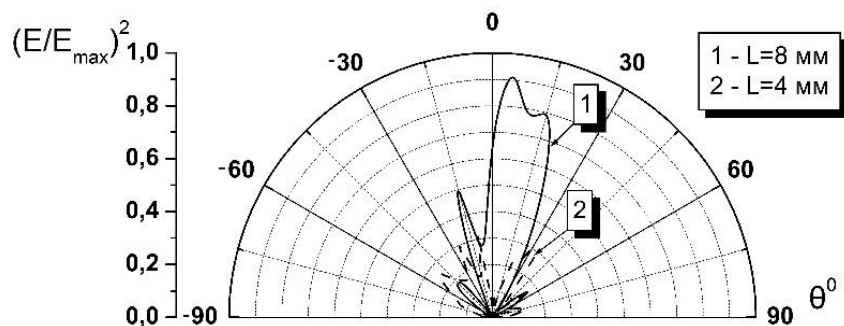


Рис. 5. Диаграммы направленности в режиме короткого замыкания.

На Рис. 6 приведены диаграммы направленности, измеренные в режиме бегущих волн (или согласованной нагрузки). Диаграммы нормированы на глобальный максимум.

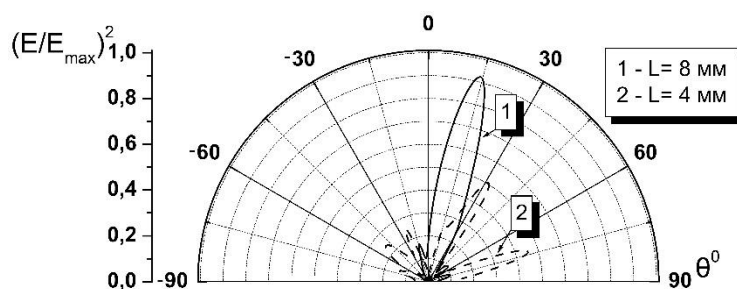


Рис. 6. Диаграммы направленности в режиме бегущих волн.

Как очевидно, при значении параметра $L = 4$ мм диаграмма оказалась многолепестковой без четко сформированных лепестков. При значении параметра $L = 4$ мм диаграмма становится практически однолепестковой, уровень боковых лепестков не превышает уровень 0.05 от главного. Направление главного лепестка смещено относительно нормали на угол 14.2° . Ширина главного лепестка по уровню 0.707 составляет 10.8° . Сопоставление уровней излучаемой мощности в абсолютных значениях для обоих режимов работы показывает, что уровень излучаемой мощности оказывается выше в режиме короткого замыкания. Вместе с тем, в таком режиме работы не удастся сформировать оптимальную форму диаграммы направленности при использовании небольшого количества дополнительных элементов.

ВЫВОДЫ


Задача создания эффективных излучающих структур в миллиметровом диапазоне является одной из актуальных в современной технике СВЧ и КВЧ диапазонов. В работе предложен вариант создания излучающей системы в КВЧ диапазоне на основе сложнопозиционной структуры. Экспериментально установлено, что такого рода структура позволяет решать основные задачи формирования излучаемых полей с заданными характеристиками. При этом структура отвечает достаточно жестким требованиям по параметрам вносимых прямых потерь и согласованию с внешними цепями.


Данная работа выполнена в рамках научно-исследовательской работы, которая финансируется за счет средств государственного бюджета Министерством образования и науки Украины (номер бюджетной темы 0118U002038).

КОНФЛИКТ ИНТЕРЕСОВ

Авторы сообщают об отсутствии конфликта интересов.

Authors' ORCID ID

Pogarsky, Sergey A.  <http://orcid.org/0000-0003-0833-1421>

Mayboroda D.V.  <http://orcid.org/0000-0002-9564-2369>

Kateryna Smirnova  <http://orcid.org/0000-0002-1572-7208>

REFERENCES

1. Crampagne R. Leaky wave antenna using an inverted strip dielectric waveguide / R. Crampagne, L. Padellec, A. Sarremejean // 10th European Microwave Conference. – 1980. – P. 474–479.
2. Itoh T. Inverted strip dielectric waveguide for millimetre-wave integrated circuits / T. Itoh // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1976. – Vol. MTT-24, № 11. – P. 821–827.
3. Rawat B. Computer aided design of inverted strip dielectric waveguide millimeter wave ring-resonator and coupler / S. Rawat, M. Dalmia // Int. Journal of Infrared and Millimeter Waves. – 1984. – Vol. 5, № 12. – P. 1527–1542.
4. Li Z-W. A 61 GHz doppler radar using inverted strip dielectric waveguide / Z-W. Li, W. Menzel // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest – 1992. – P. 629–632.
5. Mayboroda D. V. The Radiating Unit Based on Hybrid Metal-Dielectric Structure with Bounded Sequence of Transverse Slots / Mayboroda D. V., Pogarsky S. A., Saprykin I. I. // Int. J. of Electromagnetics and Applications. – 2012. – Vol. 2, № 6. – P. 159–162.
6. Mayboroda D. V. The radiator of K_u -band based on inverted dielectric waveguide / D. V. Mayboroda, S. A. Pogarsky, I. I. Saprykin, S. V. Pshenichnaya // International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals. – 2010. – P. 215–217.
7. Mayboroda D. V. A Leaky-wave antenna on the basis of an inverted dielectric waveguide / D. V. Mayboroda, S. A. Pogarsky // Telecommunications and Radio Engineering. – 2018. – Vol. 77, № 10. – P. 853–862.

8. Itoh T. Application of inverted strip dielectric waveguides for measurement of the dielectric constant of low-loss materials at millimeter-wave frequencies / T. Itoh, F.-J. Hsu // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1979. – Vol. 27, № 10. – P. 841 - 844.
9. Azarmanche M. N. Measurements of dispersion characteristics and field distributions in inverted strip dielectric waveguide in millimeter wavelength / M. N. Azarmanche, B. Chan Song Lint // *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest – 1979*. – P. 208–210.
10. Ponchak G. E. Design and analysis of transitions from rectangular waveguide to layered dielectric waveguide / G. E. Ponchak, L. P. B. Katehi // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1996. – Vol. 44, № 7. – P. 1032–1040.

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.26565/2311-0872-2018-29-09>

УДК 537.86

**КВАЗИ-ФРАКТАЛЬНАЯ АКСИАЛЬНО-СИММЕТРИЧНАЯ СТРУКТУРА,
ВОЗБУЖДАЕМАЯ С ПОМОЩЬЮ ОТРЕЗКА НЕЭКРАНИРОВАННОЙ
КОПЛАНАРНОЙ ЛИНИИ****С.А. Погарский, А.В. Позняков***Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина, 61022, г. Харьков, пл. Свободы, 4**E-mail: spogarsky@gmail.com*

19 сентября 2018 г.

Актуальность. Развитие телекоммуникационных технологий и глобальный процесс внедрения беспроводных систем требует использование новых типов антенных систем. Особый интерес представляют миниатюрные и простые в изготовлении антенны. Микрополосковые антенны (МПА) являются наиболее перспективными в этом смысле, поскольку они при своей малогабаритности и небольшом весе могут работать в многочастотном режиме, имеют высокую степень интеграции с другими микрополосковыми схемами, быть излучающими элементами фазированных антенных решеток (ФАР).

Цель работы. Целью работы является моделирование электродинамических параметров сложнокомпозиционной квази-фрактальной излучающей структуры на основе микрополоскового монополя. Оптимизация параметров возбуждающего элемента в виде отрезка неэкранированного копланарного волновода.

Материалы и методы. Сложнокомпозиционная квази-фрактальная структура на основе микрополоскового монополя включает в себя диэлектрическую подложку, микрополосковый монополю с квази-фрактальной апертурой, отрезок неэкранированного копланарного волновода. Основой анализа является метод конечных элементов с привлечением метода интегральных уравнений для учета поведения электромагнитных полей на бесконечности.

Результаты. В рамках численного эксперимента проведен расчет спектральной характеристики антенны. Осуществлен сравнительный анализ спектральных характеристик канонического дискового микрополоскового резонатора, возбуждаемого отрезком микрополосковой линии, и канонического резонатора, возбуждаемого отрезком копланарной линии со спектром собственных колебаний квази-фрактальной антенны, возбуждаемой отрезком копланарного волновода. Исследовано влияние значения диэлектрической проницаемости подложки на частотные и энергетические характеристики излучающей структуры. Показано, что вариация значений диэлектрической проницаемости приводит к заметным изменениям в частотной характеристике лишь в высокочастотной полосе. При этом увеличение значений диэлектрической проницаемости приводит к сдвигу минимумов частотной характеристики в более низкочастотную область рассматриваемого диапазона. Установлено, что излучающая структура является двухдиапазонной, причем ширина рабочих полос частот оказалась различной. Ширина низкочастотной

полосы по уровню $|S_{11}| \leq 10$ дБ составляет $\frac{\Delta f}{f_c} = 0.95$, а ширина высокочастотной полосы составляет

$\frac{\Delta f}{f_c} = 0.315$. Проведено численное моделирование энергетических характеристик в виде диаграмм

направленности в угломестной плоскости при фиксированном азимутальном угле на различных частотах. Указаны возможные методы коррекции параметров излучающей структуры с целью улучшения энергетических характеристик и согласования с внешними цепями.

Выводы. В ходе численного эксперимента установлено, что предложенная сложнокомпозиционная квази-фрактальная излучающая структура на основе микрополоскового монополя может обеспечивать эффективное излучение с приемлемым уровнем паразитных потерь. При этом структура может обеспечивать приемлемый уровень согласования с внешними цепями в достаточно широкой полосе. Показана возможность формирования излучаемых полей с заданными характеристиками в двух рабочих полосах.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: аксиально-симметричная структура, квази-фрактал, копланарная линия, согласование, диаграмма направленности

**QUASI-FRACTAL AXIAL-SYMMETRIC STRUCTURE FEEDED BY
SEGMENT OF NONGROUNDED COPLANAR LINE****S.A.Pogarsky, A.V.Poznyakov***V. N. Karazin Kharkiv National University, 4, Svobody Square, Kharkiv, 61022, Ukraine*

Background. Developments in telecommunication technologies and global implementation of wireless systems calls for new types of antenna systems. Microstrip antennas look the most promising in this field since they possess

multiband operation capability with small dimensions and low weight, high degree of integration with other microstrip circuits and can be used as elements of phased antenna arrays.

Objectives. The goal of this paper was to simulate electrodynamic characteristics of quasi-fractal radiating structure with complex composition based on a microstrip monopole, to optimize parameters of the excitation element in the form of unshielded coplanar waveguide segment.

Materials and methods. Quasi-fractal radiating structure with complex composition based on a microstrip monopole consists of dielectric substrate, microstrip monopole with quasi-fractal aperture, an unshielded coplanar waveguide segment. The analysis was based on the Finite Elements Method with Integral Equation Method used to account for electromagnetic fields at infinity.

Results. Within scope of numerical simulation spectral characteristics of the antenna were analyzed. Comparative analysis of spectral characteristics of canonical disk resonator excited with a microstrip line segment and canonical disk resonator excited with a segment of a coplanar line with eigenmode spectrum of a quasi-fractal excited with a segment of a coplanar waveguide was performed. Influence of dielectric substrate permittivity value on frequency and power characteristics of the radiating structure was studied. It was shown that variations in dielectric permittivity value lead to significant changes of frequency response in the higher frequency band only, wherein increase of dielectric permittivity value leads to a shift of frequency response minima towards lower frequencies of the given frequency band. It was determined that radiating structure is dualband and bandwidth of operating bands was different. Lower frequency bandwidth on $|S_{11}| \leq 10$ dB was $\frac{\Delta f}{f_c} = 0.95$, and higher frequency bandwidth was

$\frac{\Delta f}{f_c} = 0.315$. Numerical simulation of power characteristics was performed with the radiation patterns presented as

elevation patterns with fixed azimuthal angle at various frequencies. Possible methods of radiating structure parameters correction with the goal of improving power characteristics and external circuits matching were given.

Conclusions. Within scope of numerical simulation was determined that the given quasi-fractal radiating structure with complex composition based on a microstrip monopole can provide effective radiation with acceptable parasitic loss rate. The structure can provide acceptable level of external circuits matching in wide enough frequency band. The ability to form radiated fields with given characteristics in two operating bands.

KEY WORDS: axial-symmetric structure, quasi-fractal, coplanar line, matching, pattern characteristic

КВАЗИ-ФРАКТАЛЬНА АКсіАЛЬНО-СИМЕТРИЧНА СТРУКТУРА, ЯКА ЗБУДЖУЄТЬСЯ ВІДРІЗКОМ КОПЛАНАРНОЇ ЛІНІЇ

С.О. Погарський, А.В. Позняков

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна, 61022, м. Харків, м. Свободи, 4

Актуальність. Розвиток телекомунікаційних технологій і глобальний процес впровадження бездротових систем вимагає використання нових типів антенних систем. Особливий інтерес представляють мініатюрні та прості у виготовленні антени. Мікросмушкові антени (МСА) є найбільш перспективними в цьому сенсі, оскільки вони при своїй малогабаритності та невеликій вазі можуть працювати в багаточастотному режимі, мають високу ступінь інтеграції з іншими мікросмушковими схемами, бути випромінюючими елементами фазованих антенних решіток (ФАР).

Мета роботи. Метою роботи є моделювання електродинамічних параметрів складнокомпозиційної квазі-фрактальної випромінюючої структури на основі мікросмушкового монополя. Оптимізація параметрів збуджуючого елемента у вигляді відрізка неекранованого копланарного хвилеводу.

Матеріали та методи. Складнокомпозиційна квазі-фрактальна структура на основі мікросмушкового монополя включає в себе діелектричну підкладку, мікросмушковий монополь з квазі-фрактальною апертурою, відрізок неекранованого копланарного хвилеводу. Основою аналізу є метод кінцевих елементів із залученням методу інтегральних рівнянь для обліку поведінки електромагнітних полів на нескінченності.

Результати. В рамках чисельного експерименту здійснено розрахунок спектральних характеристик антени. Здійснено порівняльний аналіз спектральних характеристик канонічного дискового мікросмушкового резонатора, що збуджується відрізком мікросмушкової лінії, і канонічного резонатора, що збуджується відрізком копланарної лінії зі спектром власних коливань квазі-фрактальної антени, яка збуджується відрізком копланарного хвилеводу. Досліджено вплив значення діелектричної проникності підкладки на частотні й енергетичні характеристики випромінюючої структури. Показано, що варіація значень діелектричної проникності призводить до помітних змін в частотній характеристиці лише в високочастотній смузі. При цьому збільшення значень діелектричної проникності призводить до зрушення мінімумів частотної характеристики в більш низькочастотну область розглядаемого діапазону. Встановлено, що випромінююча структура є двудіапазонною, причому ширина робочих смуг частот виявилася різною. Ширина низькочастотної смуги за рівнем $|S_{11}| \leq 10$ дБ становить $\frac{\Delta f}{f_c} = 0.95$, а ширина

високочастотної смуги становить $\frac{\Delta f}{f_c} = 0.315$. Проведено чисельне моделювання енергетичних

характеристик у вигляді діаграм спрямованості в кутомісцевій площині при фіксованому азимутальному куті на різних частотах. Вказані можливі методи корекції параметрів випромінюючої структури з метою поліпшення енергетичних характеристик й узгодження із зовнішніми ланцюгами.

Висновки. В ході чисельного експерименту встановлено, що запропонована складнокомпозиційна квазі-фрактальна випромінююча структура на основі мікросмужкового монополя може забезпечувати ефективне випромінювання з прийнятним рівнем паразитних втрат. При цьому структура може забезпечувати прийнятний рівень узгодження із зовнішніми ланцюгами в досить широкій смузі. Показана можливість формування випромінюваних полів із заданими характеристиками в двох робочих смугах.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: аксиально-симметрична структура, квазі-фрактал, копланарна лінія, узгодження, діаграма спрямованості

ВВЕДЕНИЕ

Стремительное развитие телекоммуникационных технологий и глобальный процесс внедрения беспроводных систем невозможно представить без применения новых типов антенных систем. В связи с этим возник спрос на миниатюрные и простые в изготовлении антенны. Ими без сомнения являются микрополосковые антенны (МПА), которые при своей малогабаритности и небольшом весе могут работать в многочастотном режиме, имеют высокую степень интеграции с другими микрополосковыми схемами, быть излучающими элементами ФАР. Область применения МПА необычайно широка: системы GPS/GLONASS, технологии WI-FI, GSM и др. [1]. Наибольшее распространение получили МПА различных конфигураций в технологиях RFID (Radio Frequency Identification) [2], что позволило для радиочастотной идентификации создавать миниатюрные излучатели, геометрические размеры которых много меньше излучаемых или принимаемых длин волн. Также следует учесть возможность размещать микрополосковые антенны на движущихся объектах: автомобилях, морских судах, самолетах, ракетах и др., не нарушая их аэродинамику. МПА могут обладать свойством высокой степени воспроизводимости параметров, а также различными видами поляризации излучаемого электромагнитного поля.

Однако МПА имеют наряду с достоинствами и свои недостатки такие как:

- относительно узкая рабочая полоса частот;
- сравнительно низкий КПД;
- возможность существования вырождение типов колебаний в спектре у аксиально-симметричных структур;
- потери в диэлектрических средах и проводниках, потери на излучение;
- эффекты, связанные с возникновением в структуре поверхностных волн.

Все эти причины приводят к снижению уровня энергетических характеристик МПА даже при выполнении других жестких требований, в том числе при использовании тонких диэлектрических подложек [3].

Известны различные методы компенсации недостатков МПА на основе аксиально-симметричных структур. Среди них можно обозначить следующие.

Многорезонансный метод - заключается в возбуждении пассивных (паразитных) излучателей относительно активного, которые возбуждаются от подводимой линии питания, и, за счет появления второго резонанса, образуется общая широкая полоса рабочих частот. Однако, при добавлении паразитного излучателя диаграмма направленности искажается за счет фазовой задержки паразитных излучателей и приобретает уже несимметричный вид, что является неприемлемым для большинства применений микрополосковых антенн.

Метод создания многослойных структур – данный метод предполагает наличие нескольких излучателей, каждый из которых возбуждается различным способом. Каждый из излучателей может располагаться на различных уровнях диэлектрических слоев. Для увеличения широкополосности излучающей структуры излучающие апертуры могут быть разнесены в пространстве, между ними могут быть размещены дополнительные элементы в виде диэлектрических слоев и др. [4]

По отношению к аксиально-симметричным структурам существуют и некоторые специфические методы преодоления свойственных им недостатков: например, изменение топологии излучающей апертуры, введение в структуру различного типа неоднородностей (например, щелевых), введение дополнительных элементов, воздействующих на фазовые центры колебаний (например, закорачивающих элементов на заземленную плоскость) и ряд других. Определенное влияние на характеристики структуры имеет способ возбуждения МПА.

В настоящей работе предложена конструкция и проведен анализ квази-фрактальной аксиально-симметричной структуры на основе микрополоскового монополя, возбуждаемой с помощью отрезка копланарной линии. Исследовано влияние значения относительной диэлектрической проницаемости подложки на параметры излучающей структуры.

ИССЛЕДУЕМАЯ МОДЕЛЬ

Будем исследовать излучающую структуру на основе квази-фрактальной микрополосковой структуры, топология и поперечное сечение которой представлены на Рис. 1.

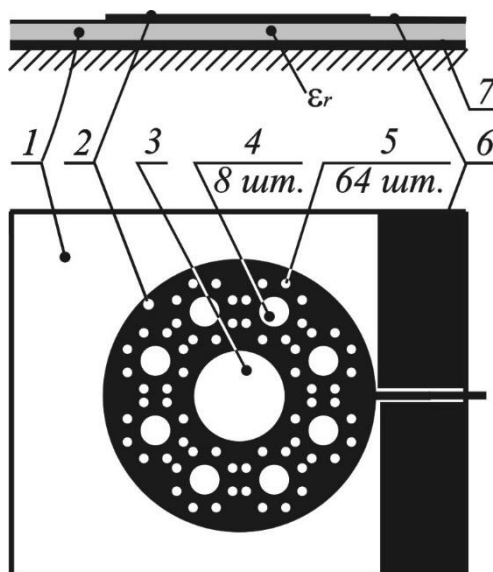


Рис. 1. Топология и сечение исследуемой структуры.

На Рис. 1 использованы следующие обозначения: 1 – диэлектрическая подложка; 2 – базовый микрополосковый диск; 3 – элементы первой итерации; 4 – элементы второй итерации; 5 – элементы третьей итерации; 6 – элементы копланарной линии; 7 – заземленное основание.

Базовым элементом являлся микрополосковый диск. В диске выполнены дисковые неоднородности щелевого типа различного диаметра с коэффициентом скейлинга $\xi = 3$ и расположенные аксиально-симметрично относительно центра базового диска. Для возбуждения МПА использовался отрезок копланарной линии. Геометрические размеры основных элементов структуры были выбраны, исходя из потребностей работы излучающей структуры в максимально широкой полосе частот: диаметр базового микрополоскового диска – 35 мм, это значение характерно для низкочастотной части сантиметрового диапазона, в качестве диэлектрической подложки был выбран материал FLAN-3.8 с диэлектрической проницаемостью 3.8 и толщиной 0.5 мм. Геометрические размеры отрезка копланарного возбуждителя выбирались из условий максимально возможного согласования излучающего резонатора и внешних цепей.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Начальным этапом исследования явилось изучение возбуждаемых спектров собственных колебаний в структуре. Этот элемент исследования является принципиальным по той причине, что дисковый резонатор и отрезок возбуждающего фидера представляют собой два резонатора, работающие при величине связи большей критической. При этом возможно возникновение паразитных резонансов и взаимное влияние (вплоть до проявления эффекта «затягивания частоты») [5].

На Рис.2 представлен спектр собственных мод канонического дискового резонатора, возбуждаемого отрезком микрополосковой линии. В спектре собственных колебаний такой структуры наблюдаются частотные области с вырожденными собственными модами: вблизи частот $F = 6$ ГГц, $F = 7$ ГГц, $F = 11$ ГГц и др. С ростом частоты происходит сгущение спектра. Сгущение спектра и наличие вырожденных типов приводит к поляризационной нестабильности возбуждаемых мод.

Спектр канонического дискового резонатора с возбуждением отрезком неэкранированной копланарной линии приведен на Рис.3. Сравнение спектральных характеристик показывает существенные изменения в спектральном составе. В низкочастотной области происходит существенное разрежение спектра. Практически во всем рассматриваемом частотном диапазоне спектральные линии расположены относительно равномерно на частотной оси. И лишь в частотной области $F > 14$ ГГц происходит определенное сгущение спектра. Характерной является область вблизи частоты $F = 16$ ГГц. В этой области происходит существенное сближение спектральных линий (но не наступает вырождение!). Расстояние на частотной оси оказывается слишком незначительным, поэтому на графическом представлении на рис. 3 спектральные линии сливаются.

При использовании отрезка незранированной копланарной линии передачи в качестве фидерного элемента достаточно принципиально изменяется спектральный состав возбуждаемых типов колебаний. Спектральная характеристика приведена на Рис. 4. Анализ характеристики показывает, что в диапазоне от 2 до 4.5 ГГц присутствует только один тип колебания. В диапазоне от 4.5 до 8 ГГц произошло существенное разрежение спектра. В частотном диапазоне выше 8 ГГц заметных изменений в спектральных характеристиках канонического резонатора и квази-фрактального резонатора при возбуждении отрезком копланарной линией не происходит. Происходит лишь сдвиг характеристики в высокочастотную область на 0.29 ГГц.

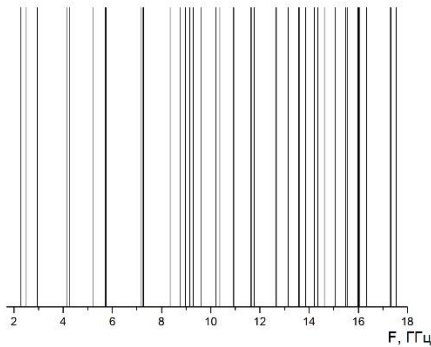


Рис. 2. Спектр собственных колебаний канонического дискового резонатора с возбуждением отрезком микрополосковой линии.

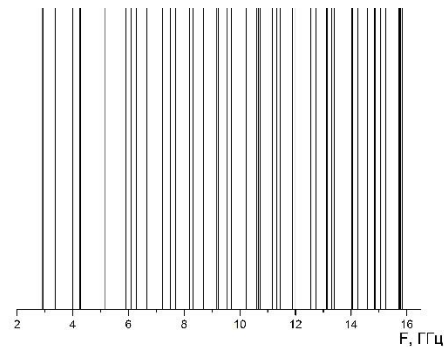


Рис. 3. Спектр собственных колебаний канонического дискового резонатора с возбуждением отрезком копланарной линии.

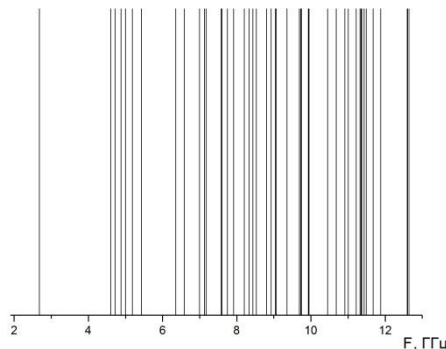


Рис. 4. Спектр собственных колебаний квази-фрактальной антенны с возбуждением отрезком копланарной линии.

На Рис. 5 показана зависимость модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ классического дискового излучателя, возбуждаемого с помощью отрезка незранированного копланарного волновода. Вид характеристики указывает на тот факт, что при возбуждении канонического дискового монополя с помощью отрезка копланарной линии излучающая структура становится однодиапазонной (в отличие от структуры, возбуждаемой с помощью классического способа возбуждения с помощью отрезка МПЛ [5]).

Относительная рабочая полоса составляет $\frac{\Delta f}{f_c} = 0.398$, что оказывается существенно более широкой по сравнению со случаем возбуждения с помощью отрезка МПЛ. Минимум модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ наблюдается на частоте $F=3.87$ ГГц, что эквивалентно $KCBH=1.162$. Данная частота практически совпадает с частотой спектральной линии одной из собственных мод классического дискового излучателя. Исходя из этого, мы можем предположить, что на частотах близких к минимуму коэффициента отражения может быть обнаружено эффективное излучение.

На Рис. 6 представлена зависимость модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ сложнопозиционной квази-фрактальной антенны от частоты. В характеристике наблюдаются две рабочих полосы частот. При этом минимумы модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ наблюдались на частотах $F = 3.56$ ГГц и $F = 13.12$ ГГц, что эквивалентно значениям $KCBH = 1.063$ и $KCBH = 1.069$, соответственно.

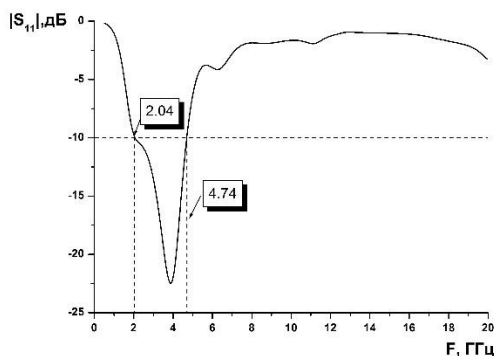


Рис 5. Зависимость модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ канонического дискового излучателя с отрезком копланарной линии от частоты.

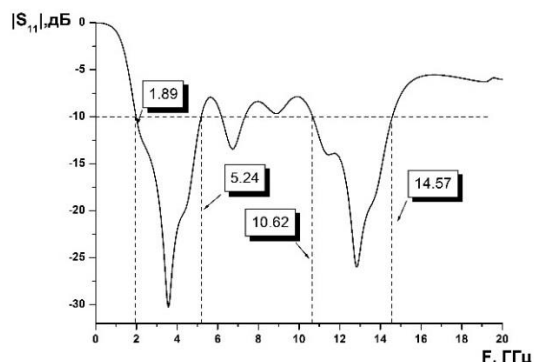


Рис.6. Зависимость модуля $|S_{11}|$ квази-фрактальной антенны с отрезком копланарной линии от частоты.

При этом относительная ширина низкочастотной области составляет $\frac{\Delta f}{f_c} = 0.47$ (полоса расширилась по сравнению с шириной полосы для канонического дискового резонатора), а относительная высокочастотная рабочая полоса частот составляет $\frac{\Delta f}{f_c} = 0.16$. При этом необходимо отметить, что полосы частот в абсолютных значениях в обоих случаях составляют примерно 4 ГГц (а в случае канонического резонатора – не превышают 2 ГГц). Такая полоса частот обеспечивает передачу сверхширокополосных сигналов. Необходимо также отметить, что в случае квази-фрактальной топологии излучающей апертуры возрастает абсолютный минимум по сравнению с каноническим резонатором, что свидетельствует о повышении уровня излучаемой энергии.

На Рис.7 и 8 показаны зависимости величин КСВН для классического микрополоскового излучателя, возбуждаемого отрезком копланарного волновода, и излучающей апертуры на основе микрополоскового монополя с элементами фрактальности.

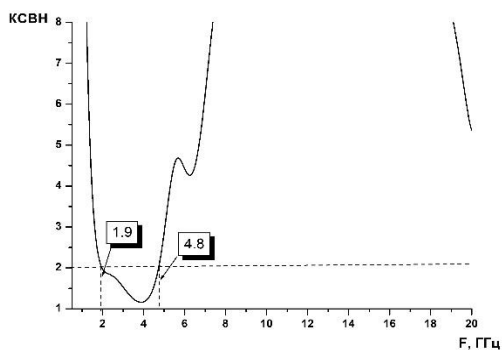


Рис. 7. Зависимость КСВН канонического дискового резонатора, возбуждаемого отрезком копланарной линии.

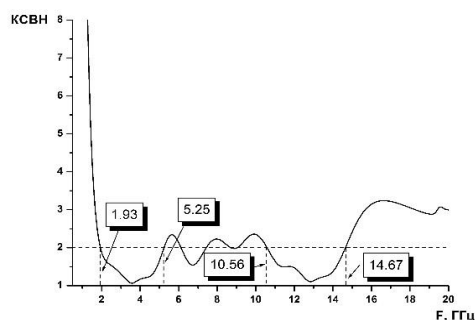


Рис. 8. Зависимость КСВН квази-фрактальной апертуры, возбуждаемой отрезком копланарной линии.

Анализ зависимостей показывает, что канонический дисковый резонатор, возбуждаемый отрезком копланарного волновода, способен работать в относительно широкой, но при этом только в одной частотной полосе. Вне этой полосы значения КСВН оказываются существенными и не позволяют рассчитывать на эффективное излучение структуры. В случае квази-фрактальной излучающей апертуры в характеристике присутствуют две рабочие зоны (примерно одинаковой ширины порядка 5 ГГц). При этом вне рабочих зон колебания амплитуд значений КСВН не являются резкими, за исключением частот

меньших 2.5 ГГц. Эта частота является ближайшей к частоте первой спектральной линии в спектральной характеристике.

Небольшие вариации значений относительной диэлектрической проницаемости подложки в реальных устройствах являются достаточно частым явлением. Причинами могут быть как локальные отклонения, так и погрешности технологических процессов при изготовлении. Этот фактор, безусловно, необходимо учитывать при проектировании реальных устройств. На Рис. 9 представлены зависимости модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ от частоты при небольших вариациях значений относительной диэлектрической проницаемости (до 3% от заданного значения).

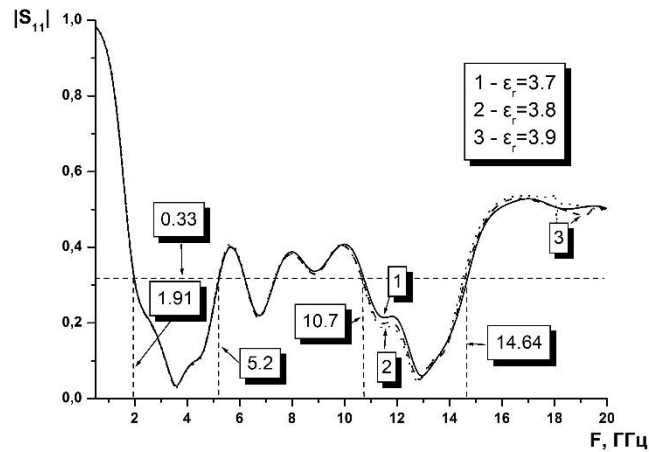


Рис. 9. Зависимость $|S_{11}|$ от частоты при вариации ϵ_r .

Приведенные зависимости свидетельствуют о том, что при выбранном способе возбуждения квази-фрактальной структуры (с помощью отрезка копланарной линии) $|S_{11}|$ достаточно слабо зависит от малых вариаций значения ϵ_r . Это влияние оказывается заметным лишь в высокочастотной рабочей области.

На Рис 10, 11 и 12 представлены энергетические характеристики структуры в виде диаграмм направленности в угломестной плоскости при фиксированном азимутальном угле $\varphi = 90^\circ$. Выбор частот обусловлен двумя факторами: для первых двух частот – это минимум $|S_{11}|$, для третьей частоты – это центральная частота рабочего поддиапазона.

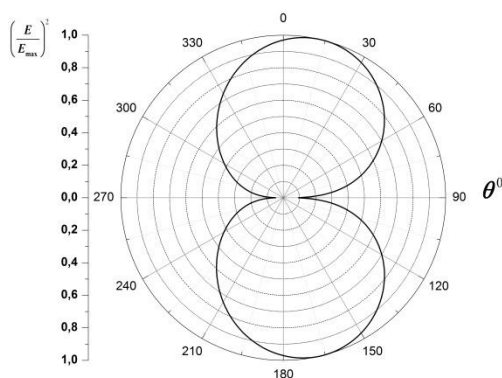


Рис. 10. Диаграмма направленности на частоте $F = 3.56$ ГГц.

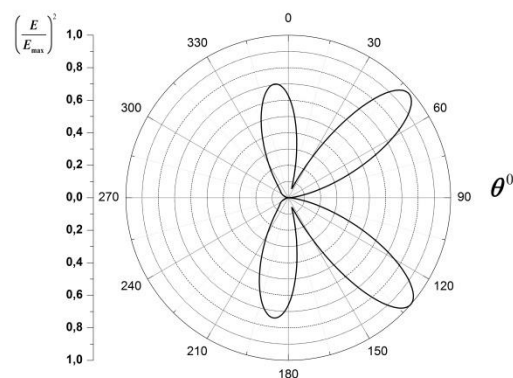


Рис. 11. Диаграмма направленности на частоте $F = 10$ ГГц.

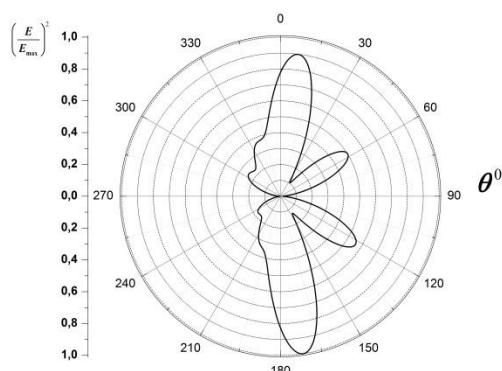


Рис. 12. Диаграмма направленности на частоте $F = 13.12$ ГГц

Анализ приведенных диаграмм показывает, что на всех частотах диаграммы в угломерной плоскости принципиально остаются двухлепестковыми. Все диаграммы нормированы на глобальный максимум для каждой частоты. Причем с ростом частоты диаграммы модифицируются: появляются дополнительные интерференционные лепестки, а ширина главных лепестков сужается. Уровень лепестков со стороны диэлектрической подложки оказывается более высоким. Этот факт объясняется влиянием диэлектрика (эффект втягивания поля в среду с большим значением относительной диэлектрической проницаемости).

ВЫВОДЫ


В работе предложена конструкция сложноконструкционной антенны на основе микрополоскового монополя с квази-фрактальной апертурой. В ходе численных экспериментов исследованы спектральные характеристики структуры при использовании отрезка копланарной линии в качестве возбуждителя. Установлена возможная степень согласования структуры с внешними цепями. Показано, что такая структура может обеспечивать эффективное излучение с приемлемым уровнем паразитных потерь. Выявлена возможность формирования излучаемых полей с заданными характеристиками в двух рабочих полосах. Выбранный способ возбуждения продемонстрировал существенные преимущества по сравнению со способом возбуждения отрезком микрополосковой линии.


Данная работа выполнена в рамках научно-исследовательской работы, которая финансируется за счет средств государственного бюджета Министерством образования и науки Украины (номер бюджетной темы 0119U002535).

КОНФЛИКТ ИНТЕРЕСОВ

Авторы сообщают об отсутствии конфликта интересов.

Authors' ORCID ID

Pogarsky, Sergey A.  <http://orcid.org/0000-0003-0833-1421>

Poznyakov Artem  <https://orcid.org/0000-0002-8485-5342>

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гафаров Е.Р. Антенна ГЛОНАСС/GPS с частотно-селективной поверхностью / Е.Р. Гафаров, Ю.П. Саломатов // Известия высших учебных заведений. Физика. Ежемесячный научный журнал (Томск). - 2010. - Т. 53, № 9/2. - С. 60-61
2. Елизаров А.А. Исследование микрополосковой антенны для RFID-технологии на круговой меандр-линии / А.А. Елизаров, А. Н. Нестеренко, Э. А Закирова, А.С.Кухаренко // Т-Comm. 2017. №9. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/issledovanie-mikropoloskovoy-antenny-dlya-rfid-tehnologii-na-krugovoy-meandr-linii> (дата обращения: 02.06.2019).
3. Панченко Б.А. Микрополосковые антенны. / Б.А Панченко. Е. И. Нефёдов //М.: Радио и связь, 1986, 76 с.;
4. Махалов С.П. Широкополосные микрополосковые антенны /С.П. Махалов // Екатеринбург 2015. С. 8-10.
5. Mayboroda D.V. The Quasi-Fractal Microstrip Antenna. /D.V. Mayboroda, S.A. Pogarsky, A.V. Poznyakov, E.V. Shcherbatiuk// Proceedings of the UWBUSIS'2018, p. 349-352.

ЗМІСТ

<i>Батраков Д. О.</i> Нелинейная спектральная коррекция сигналов импульсных георадаров	3
<i>Думін О. М., Ахмедов Р. Д., Черкасов Д. В.</i> Поширення імпульсної електромагнітної хвилі в керівському середовищі	11
<i>Думін О. М., Плахтій В. А., Приценко О. А., Широкоград Д. В.</i> Метод дискретної томографії при обробці даних надширокосмугової підповерхневої радіолокації штучною нейронною мережею	17
<i>Персанов І. Д., Думін О. М., Плахтій В. А., Широкоград Д. В.</i> Розпізнавання об'єктів під поверхнею ґрунта за допомогою імпульсного опромінювання антеною типу «метелик» та штучної нейронної мережі	27
<i>Мунтян К. І.</i> Похибка калібрування лазерного калориметра, обумовлена нерівномірним розподілом тепла в його приймальному елементі	35
<i>Кокодий Н. Г., Коробов А. М., Шейкина Н. В.</i> Математическая модель локального нагрева подкожных слоев биологической ткани лазерным излучением	43
<i>Хричов В. С., Легенький М. М.</i> Щодо моделювання розсіяння хвиль на об'єкті складної форми	50
<i>Майборода Д. В., Погарский С. А., Смирнова Е. О.</i> Излучающая структура на основе инвертированного диэлектрического волновода с дополнительными элементами	57
<i>Погарский С. А., Позняков А. В.</i> Квази-фрактальная аксиально-симметричная структура, возбуждаемая с помощью отрезка неэкранированной копланарной линии	64

CONTENTS

<i>Batnikov D.O.</i> Nonlinear spectral correction of the pulse GPR signals	3
<i>Dumin O. M., Akhmedov R. D., Cherkasov D. V.</i> Impulse electromagnetic wave propagation in kerr medium	11
<i>Dumin O.M., Plakhtii V.A., Prishchenko O. A., Shyrokorad D.V.</i> Discrete tomography method for the processing of ultrawideband subsurface radiolocation by artificial neural network	17
<i>Persanov I.D., Dumin O.M., Plakhtii V.A., Shyrokorad D.V.</i> Subsurface object recognition in a soil using UWB irradiation by bow-tie antenna and artificial neural network	27
<i>Muntean K.I.</i> Calibration error of laser calorimeter due to the unequal distribution of heat in its receiving element	35
<i>Kokodii N.G., Korobov A.M., Sheykina N.V.</i> Mathematical model of local heating hypodermics biological tissue by laser radiation	43
<i>Khrychov V S., Legenkiy M.N.</i> About modeling the waves scattering on the complex shape objects	50
<i>Mayboroda D.V., Pogarsky S.A., Smirnova K.O.</i> Radiating structure based on inverted dielectric waveguide with additional elements	57
<i>Pogarsky S.A., Poznyakov A.V.</i> Quasi-fractal axial-symmetric structure fed by segment of nongrounded coplanar line	64

Наукове видання

ВІСНИК ХАРКІВСЬКОГО НАЦІОНАЛЬНОГО УНІВЕРСИТЕТУ
імені В.Н. Каразіна

Серія
“Радіофізика та електроніка”

Випуск 29

Збірник наукових праць

Українською, російською та англійською мовами

Підписано до друку 21.01. 2019. Формат 60x84/8.
Папір офсетний. Друк цифровий.
Ум. друк. арк. 7,6. Обл.-вид. арк. 9,5. Наклад 50 пр. Зам.№ 66/18.

61022, Харків, майдан Свободи, 4,
Харківський національний університет
імені В.Н. Каразіна

Видавець і виготовлювач
Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна.
61022, м. Харків, майдан Свободи, 4.
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК №3367 від 13.01.2009.