

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова
Праця на правах рукопису

Вадим Плахтій Анатолійович

УДК 537.86

ДИСЕРТАЦІЯ

**«Надширокосмугові електромагнітні поля в задачах
розпізнавання підповерхневих об'єктів штучними нейронними
мережами»**

Спеціальність 105 – Прикладна фізика та наноматеріали
(Галузь знань 10 Природничі науки)

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень.
Використання ідей, результатів і текстів інших авторів
мають посилання на відповідне джерело

_____ В. А. Плахтій

Науковий керівник:

Олександр ДУМІН, доктор фізико-математичних наук, доцент

Харків–2023

АНОТАЦІЯ

Плахтій В. А. Надширокосмугові електромагнітні поля в задачах розпізнавання підповерхневих об'єктів штучними нейронними мережами. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 105 – Прикладна фізика та наноматеріали (Фізико-математичні науки). – Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна Міністерства освіти і науки України, Харків, 2023.

Дисертаційна робота присвячена розв'язанню актуальної проблеми – експериментальному та теоретичному дослідженню процесів випромінювання та поширення нестационарних електромагнітних полів у шаруватих середовищах, їх дифракція на підповерхневих об'єктах, прийому відбитих хвиль та розпізнавання цих об'єктів і їхнього місця розташування за допомогою штучних нейронних мереж.

Метою дисертаційної роботи є виявлення основних фізичних процесів перетворень імпульсних надширокосмугових електромагнітних полів у ближній і дальній зонах антен, на границях матеріальних середовищ та занурених в них об'єктів складної форми і складу з метою їхнього надійного розпізнавання в умовах завад за допомогою штучних нейронних мереж.

З першого розділу, який є оглядовим, випливає, що багато природних і штучних електромагнітних процесів у нашому житті є нестационарними. Тому вивчення походження електромагнітних хвиль у ближній зоні випромінювачів і їх поширення у вільному просторі і матеріальних середовищах є актуальною задачею, яка безпосередньо стосується теми дисертації. Окрім вивчення електромагнітних процесів, що супроводжують роботу надширокосмугових радарів підповерхневого зондування, є необхідність у виборі, застосуванні і оптимізації методів обробки інформації, яку необхідно отримати для надійного визначення типу і положення підповерхневого об'єкта в умовах завад через неоднорідність середовища та винятково малої інформаційної енергетичної

складової відбитих полів. Описані переваги електродинамічних методів у часовому просторі для розв'язання поставлених задач. Також підкреслюється важливість визначення діелектричних характеристик матеріальних середовищ через їхній значний вплив на результати пошуку і розпізнавання прихованих об'єктів. Описано підґрунтя, як вирішення задачі розпізнавання відбитого сигналу штучною нейронною мережею може бути застосовано до задачі позиціювання на основі цього нового підходу.

У другому розділі розглянуто нестационарне випромінювання найпростішої моделі реального випромінювача – елементарного випромінювача нескінченно малих розмірів, що породжується протіканням електричного струму із довільною часовою залежністю. Не дивлячись на те, що такий випромінювач не може бути створений, що він є моделлю, яка не враховує природи збуджуючого струму, критерії його малості не є однаковими в усіх напрямках, і безпосередня експериментальна перевірка його характеристик неможлива, дослідження даного випромінювача розкриває сутність ключових фізичних процесів, що протікають в усіх антенах і їх околі, та процес формування електромагнітної хвилі. Але нестационарний режим його збудження додатково розкриває низку особливостей поведінки електромагнітного поля навколо диполя Герца завдяки жорсткій підпорядкованості процесів принципу причинності на відміну від класичного підходу із використанням гармонічної залежності струму. Представлений підхід застосовується для дослідження властивостей електромагнітного випромінювання сучасних рейкотронних систем та комбінованих надширокосмугових антен електричного і магнітного типу. Класичні формули для усіх компонент випромінюваного поля, в тому числі і в ближній зоні, є наближеними, так як отримані у наближенні малості довжини диполя і його товщини. Застосування розкладу компонент векторного потенціалу в ряд Тейлора за малим параметром з врахуванням більшої кількості членів ряду у порівнянні із класичною процедурою дозволяє отримати електромагнітні поля в аналітичному вигляді. Це дозволяє в явному вигляді побачити, що в безпосередній близькості від джерела струму складові

випроміненої хвилі згасають. Їх ідентифікація легко проводиться завдяки використанню розв'язку у часовому просторі, тому що хвилева частина електромагнітного поля має іншу часову залежність, а саме, пропорційна першій похідній за часом від збуджуючого струму.

Обґрунтовано критерій межі хвильової зони для випромінювача з геометричними параметрами рейкотрона, який у цьому випадку пов'язаний тільки з характерною тривалістю випроміненого імпульсу й зовсім не залежить від розмірів випромінювача. Було досліджено надширокосмуговий аналог комбінованого випромінювача Клевіна, який поєднує в собі випромінювачі магнітного та електричного типу.

Третій розділ присвячено виявленню підповерхневих об'єктів, що занурені у діелектричне середовище із втратами, яким є ґрунти, за допомогою опромінення надширокосмуговими електромагнітними полями сучасних радарів, які в переважній більшості використовують антени апертурного типу. Це потребує теоретичного дослідження у часовому просторі процесів проходження нестационарних хвиль через границю розподілу двох середовищ. На відміну від класичних результатів, де використовується джерело у вигляді плоскої хвилі, тут розглядається апертурний випромінювач, як джерело, із подальшим аналітичним розв'язанням цієї задачі у часовому просторі методом еволюційних рівнянь. Незнання діелектричної проникності та втрат ґрунтів є однією з найсерйозніших проблем при їх радарних дослідженнях. Представлений декомпозиційний підхід є обґрунтованим через те, що, загалом, ця теоретико-практична задача є лінійною і тому дозволяє окремий розгляд її складових із подальшим врахуванням результатів досліджень.

Завдяки еволюційному підходу було аналітично розв'язано у часовому просторі задачу опромінення діелектрика нестационарною хвилею апертурним джерелом скінченних розмірів. Шляхом зшивання компонент поля у часовому просторі вдалося у першому наближенні отримати аналітичні вирази для відбитого поля і поля, що пройшло в середовище. Отримані результати можна

легко узагальнити для випадку імпульсу довільної форми за допомоги методу інтегралу Дюамеля та для довільних точок спостереження.

Визначення діелектричної проникності проведено шляхом порівняння розрахункових залежностей коефіцієнта передачі резонатора від розташування зразка при різних значеннях з аналогічною вимірною залежністю по мінімуму значення стандартного відхилення.

У четвертому розділі продемонстровано застосування штучних нейронних мереж для прямого, в часовому просторі, розпізнавання прийнятих надширокосмугових сигналів з метою визначення положення приймача відносно стаціонарних випромінювачів, збуджених імпульсними струмами, та типу і положення прихованого під поверхнею ґрунту об'єкту. Стійкість класифікації об'єктів тестується за допомогою вивчення реакції штучних нейронних мереж (ШНМ) на внесення адитивного шуму. Швидкість і надійність розпізнавання перевіряється порівнянням з кореляційним підходом. Практична цінність запропонованого підходу ілюструється використанням близького до реального джерела полів з обмеженою енергією, розташованого на невеликій висоті від ґрунту, застосуванням такого складного для розпізнавання об'єкта, як реальна протипіхотна міна, та спроба прямого навчання штучної нейронної мережі на розпізнавання мін з даних експериментальних радарограм, знятих в умовах, близьких до реальних.

Система позиціонування на зміні форми випроміненої хвилі без носійного гармонічного коливання може бути ефективно використана у закритих приміщеннях та обмежених за розміром площах. Відмінною особливістю позиціонування на імпульсних електромагнітних хвилях є її висока завадостійкість до існуючих вузькосмугових електромагнітних хвиль. Порівняння ШНМ та методів кореляції для розпізнавання кутів показує, що штучні нейронні мережі можуть продемонструвати кращу точність, ніж кореляційний підхід. Досліджено вплив тривалості електромагнітного імпульсу на якість класифікації кутів за наявності шуму для обох представлених методів.

Задача виявлення глибини розташування металевого об'єкту, який прихований в однорідному середовищі за допомогою ШНМ, що аналізує відбите імпульсне електромагнітне поле, очікувано є більш складною, ніж задача встановлення його присутності. Для випадку моделі з надширокосмуговим опромінювачем типу «Метелик» досліджена чутливість ШНМ до зміни висоти антенної системи.

Досліджуються апроксимаційні властивості ШНМ, що дозволяють їм ефективно протистояти шумам у вхідних даних. Перевіряється вплив попередньої обробки вхідних сигналів вейвлет-перетворення та методу гусениці для знешумлення на результати класифікації ШНМ. Для вирішення задачі розпізнавання моделі міни, захованої в ґрунті, застосовуються ШНМ різних структур, з шарами SoftMax, з методом Dropout і порівнюється їх робота. Досліджуються можливість роботи ШНМ не в режимі інтерполяції, а в режимі екстраполяції, використання її для випадків, які не є проміжними за параметрами, на яких ШНМ тренувалась. Проводиться порівняння методів ШНМ та взаємної кореляції для розпізнавання прихованих об'єктів за наявності білого шуму різного рівня. Досліджується можливість розпізнавання реальних протипіхотних мін аналізом сигналів, отриманих методами числового моделювання та експериментальних досліджень.

Наукова новизна дисертаційної роботи полягає у таких її результатах:

1. Вперше показано, що актуальним значенням ближньої границі дальньої зони є те, що спостерігається в момент проходження тієї частини імпульсу, що має найбільше інформаційне навантаження, найбільшу швидкість зміни в точці прийому.
2. Вперше вдалось докорінним чином покращити формування хвилі у ближній зоні імпульсного випромінювача електричного типу, розташовуючи в ній випромінювач магнітного типу. Перевагою такого комбінованого випромінювача, надширокосмугового аналога антени Клевіна, є ефективне формування в невеликому фізичному об'ємі імпульсної хвилі з малими післяімпульсними коливаннями без застосування додаткових штучних омичних

втрат, що є актуальним для її застосування для різних задач, в тому числі передачі інформації та зондування.

3. Шляхом зшивання компонент поля у часовому просторі вперше вдалося у першому наближенні отримати аналітичні вирази для відбитого поля і поля, що пройшло в середовище. Продемонстрована можливість формування «електромагнітного снаряду» у середовищі, що опромінене імпульсною електромагнітною хвилею надкороткої тривалості.

4. Запропоновано нову методику розрахунку похибки визначення комплексної діелектричної проникності при порівнянні розрахункової та вимірної баз даних.

5. Вперше показано порівнянням ШНМ та методів кореляції для розпізнавання кутів, що штучні нейронні мережі можуть продемонструвати кращу точність, ніж кореляційний підхід. Надійним є використання ШНМ до значення ССШ = 10 дБ та вище і методу взаємної кореляції для ССШ = 20 дБ та вище. Але навіть для ССШ = 0 дБ ШНМ дає коректне розпізнавання кутів після статистичного усереднення результатів класифікації. ШНМ в числовому моделюванні демонструє час розрахунку на три порядки менший, ніж нам потрібно для розрахунку функції взаємної кореляції.

6. Вперше продемонстровано, що застосування шару SoftMax робить відповіді ШНМ більш контрастними в задачах підповерхневого зондування, але призводить до ледве помітних помилок. Застосування методу Dropout в цілому підвищило якість роботи ШНМ для цієї задачі.

7. Вперше визначено, що за наявності білого шуму різного рівня немає достовірних переваг у кінцевих результатах розпізнавання позицій об'єкта для обох підходів ШНМ та взаємної кореляції. Метод взаємної кореляції не потребує синхронізації часу між випромінювачем та приймачем, на відміну від ШНМ, але вимагає значного часу розрахунку, тому є можливість покращити якість класифікації розташування об'єкта, поєднавши ці два підходи.

Практичне значення отриманих результатів:

1. Отримані вирази для полів у ближній зоні нестационарних випромінювачів мають практичну цінність для радарних систем, де об'єкти досліджень знаходяться в ближній зоні, системах неруйнівного контролю. Ці результати важливі для здоров'я обслуговуючого персоналу радарних та рейкотронних систем.
2. Розроблено методики визначення діелектричної проникності з високою точністю та створено випромінювачі, що важливо для точного визначення локальних неоднорідностей в об'єктах в задачах підповерхневого зондування.
3. Запропоновані в роботі випромінювачі можуть бути використані в бездротових локальних мережах, задачах неруйнівного контролю, моніторингу навколишнього середовища, біології, медицині тощо.
4. Надширокосмуговий комбінований випромінювач Клевіна є практично цінним через те, що маючи відносно малі розміри він ефективно випромінює імпульсні електромагнітні хвилі як одиночна антена, так і як елемент антенної решітки.
5. Практична цінність запропонованого підходу розпізнавання на ШНМ ґрунтується на використанні близького до реального джерела полів з обмеженою енергією, розташованого на невеликій висоті від ґрунту, застосуванням до такого складного для розпізнавання об'єкта, як реальна протипіхотна міна. Значну практичну цінність становить реалізація прямого навчання штучної нейронної мережі на розпізнавання мін з даних експериментальних радарограм, знятих в умовах, близьких до реальних.
6. Практично цікавою є запропонована система позиціонування на імпульсних хвилях через відсутність вимог щодо часової синхронізації передавачів і приймачів та завадостійкість по відношенню до традиційних вузькосмугових систем подавлення.

Ключові слова: електромагнітне поле, електромагнітна хвиля, вібратор, хвилевід, імпульсний радар, радіолокація, широкосмугова імпульсна антена, резонатори, антени, діелектрична проникність, електромагнітне розсіювання, FDTD, дисперсія, нейронна мережа

ABSTRACT

Plakhtii V. A. Ultra-wideband electromagnetic fields in the problems of recognizing subsurface objects by artificial neural networks.

Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in specialty 105 - Applied Physics and Nanomaterials (Physical and Mathematical Sciences) - V. N. Karazin Kharkiv National University of the Ministry of Education and Science of Ukraine, Kharkiv, 2023.

The dissertation is devoted to solving the actual problem, i.e. experimental and theoretical study of the processes of radiation and propagation of transient electromagnetic fields in layered media, their diffraction on subsurface objects, reception of reflected waves and recognition of these objects and their location using artificial neural networks.

The purpose of the dissertation is to study the basic physical processes of transformations of pulsed ultra-wideband electromagnetic fields in the near and far zones of antennas, at the boundaries of material media and objects of complex shape and composition immersed in them in order to reliably recognize them in conditions of interference using artificial neural networks.

From the first chapter, which is an overview, it follows that many natural and artificial electromagnetic processes in our lives are transient. Therefore, the study of the origin of electromagnetic waves in the near-field of radiators and their propagation in free space and material media is an actual task that is directly related to the topic of this thesis. In addition to the study of electromagnetic processes accompanying the operation of ultra-wideband subsurface sensing radars, there is a need to select, apply and optimize methods for processing the information that must be obtained to reliably determine the type and position of a subsurface object in conditions of interference due to the heterogeneity of the environment and the extremely small information energy component of the reflected fields. The advantages of electrodynamic methods in time domain for solving the set tasks are described. The importance of determining the dielectric characteristics of material media is also emphasized due to their significant

impact on the results of searching and recognizing hidden objects. It is described how the solution of the problem of recognizing a reflected signal by an artificial neural network can be applied to the positioning problem based on this new approach.

In the second section, we consider the transient radiation of the simplest model of a real radiator, i.e. the elementary radiator of infinitesimal size generated by the flow of the electric current with arbitrary time dependence. Despite the fact that such a radiator cannot be created, that it is a model that does not take into account the nature of the excitation current, that the criteria for its smallness are not the same in all directions, and that the direct experimental verification of its characteristics is impossible, the study of this radiator reveals the essence of the key physical processes occurring in all antennas and their vicinity, and the process of electromagnetic wave formation. However, the transient mode of its excitation additionally reveals a number of features of the electromagnetic field behavior around the Hertz dipole due to the strict subordination of the processes to the principle of causality, in contrast to the classical approach using the harmonic dependence of the current. The presented approach is used to study the electromagnetic radiation properties of modern railgun systems and combined ultra-wideband electric and magnetic antennas. The classical formulas for all components of the radiated field, including those in the near-field, are approximate, since they are obtained in the approximation of the smallness of the dipole length and its thickness. The use of the Taylor series expansion of the vector potential components in a small parameter with more terms in the series compared to the classical procedure allows us to obtain electromagnetic fields in an analytical form. This makes it possible to see explicitly that the components of the radiated wave in the immediate vicinity of the current source decrease. Its identification is easily carried out by using the solution in time domain, since the wave part of the electromagnetic field has a different time dependence, namely, it is proportional to the first time derivative of the excitation current.

The criterion of the wave zone boundary for the radiator with geometric parameters of a railgun is substantiated, which in this case is related only to the characteristic duration of the radiated pulse and does not depend on the size of the

radiator at all. The ultra-wideband analog of the combined Clewin antenna, which combines magnetic and electric radiators, was investigated.

The third section is devoted to the detection of subsurface objects immersed in a dielectric medium with losses, such as soils, by irradiation with ultra-wideband electromagnetic fields of modern radars, which mostly use aperture-type antennas. It requires a theoretical study in time domain of the processes of transmission of transient waves through the interface between two media. In contrast to the classical results, where a plane wave source is used, an aperture radiator is considered here as a source, followed by an analytical solution of this problem in time domain by the method of evolutionary equations. Not knowing the dielectric constant and losses of soils is one of the most serious problems in their radar studies. The presented decomposition approach is justified by the fact that, in general, this theoretical and practical problem is linear and therefore allows the separate consideration of its components with further consideration of the research results.

The problem of irradiation of a dielectric by a transient wave of the aperture source of finite dimensions was analytically solved in time domain using the evolutionary approach. By stitching the field components in time domain, it was possible to obtain analytical expressions for the reflected field and the field transmitted into the medium in a first approximation. The results obtained can be easily generalized for the case of a pulse of arbitrary time shape using the Duhamel integral method and for arbitrary observation points.

The dielectric constant was determined by comparing the calculated dependences of the resonator transmission coefficient on the sample location at different values with the similar measured dependence by the minimum value of the standard deviation.

Chapter 4 demonstrates the use of artificial neural networks for direct, time-domain recognition of received ultra-wideband signals in order to determine the position of the receiver relative to stationary radiators excited by pulsed currents and the type and position of the object hidden under the ground surface. The stability of object classification is tested by studying the response of artificial neural networks

(ANN) to the introduction of additive noise. The speed and reliability of recognition is verified by comparing with the correlation approach. The practical value of the proposed approach is illustrated by the use of a close-to-real source of fields with limited energy located at a low height from the ground, the use of such a difficult object for recognition as a real anti-personnel mine, and an attempt to directly train an artificial neural network for mine recognition from experimental radar data taken under conditions close to real ones.

The positioning system based on the change in the shape of the radiated wave without carrier harmonic oscillation can be effectively used in closed rooms and limited areas. A distinctive feature of positioning based on pulsed electromagnetic waves is its high immunity to existing narrowband electromagnetic waves. A comparison of ANNs and correlation methods for angle recognition shows that artificial neural networks can demonstrate better accuracy than the correlation approach. It is investigated the influence of electromagnetic pulse duration onto the quality of corner classification in the presence of noise for both presented methods.

The task of detecting the depth of a metal object hidden in a homogeneous environment using an ANN that analyzes the reflected pulsed electromagnetic field, as expected, is more difficult than the task of determination of its presence. For the case of the model with the ultra-wideband “butterfly” antenna the sensitivity of the ANN to changes in the height of the antenna system is investigated.

The approximation properties of ANNs that allows them to effectively withstand noise in the input data are investigated. The influence of pre-processing of the input signals by wavelet transform and the caterpillar method for denoising on the ANN classification results is tested. To solve the problem of recognizing a model of a mine hidden in the ground, ANNs of different structures, with SoftMax layers, and with the Dropout method are used and their performance is compared. The possibility of using the ANN in the extrapolation mode rather than interpolation mode is investigated, its use for cases that are not intermediate in terms of the parameters on which the ANN was trained. We compare the ANN and mutual correlation methods for recognizing hidden objects in the presence of white noise of different levels. The possibility of

recognizing real anti-personnel mines by analyzing the signals obtained by numerical modeling and experimental studies is investigated.

The scientific novelty of the dissertation is in the following results:

1. For the first time, it is shown that the actual value of the near boundary of the far zone is that observed at the moment of passage of that part of the pulse that has the greatest information load, the greatest rate of change at the receiving point.
2. For the first time, it was possible to radically improve the wave formation in the near-field of the electric impulse radiator by placing the magnetic radiator in it. The advantage of such a combined radiator, an ultra-wideband analog of the Clewin antenna, is the effective formation of a pulse wave with small post-pulse oscillations in a small physical volume without the use of additional artificial ohmic losses, which is relevant for its use in various applications, including information transmission and sensing.
3. By stitching the field components in time space, it was possible to obtain analytical expressions for the reflected field and the field transmitted into the medium in the first approximation. The possibility of forming an "electromagnetic missile" in the medium irradiated by an ultrashort duration pulsed electromagnetic wave is demonstrated.
4. The new methodology for calculating the error of determining the complex permittivity by comparing the calculated and measured databases is proposed.
5. It is shown for the first time by comparing ANNs and correlation methods for angle recognition that artificial neural networks can demonstrate better accuracy than the correlation approach. It is reliable to use ANNs up to the value of $\text{SNR} = 10$ dB and above and the method of mutual correlation for $\text{SNR} = 20$ dB and above. However, even for the $\text{SNR} = 0$ dB, the ANN provides correct angle recognition after statistical averaging of the classification results. In numerical modeling, the ANN demonstrates the calculation time three orders of magnitude less than we need to calculate the mutual correlation function.
6. For the first time, it was demonstrated that the use of the SoftMax layer makes the ANN responses more contrasting in subsurface sensing tasks, but leads to barely

noticeable errors. The use of the Dropout method generally improved the quality of the ANN for this task.

7. For the first time, it was determined that in the presence of white noise of different levels, there are no significant advantages in the final results of object position recognition for both ANN and mutual correlation approaches. The mutual correlation method does not require time synchronization between the transmitter and the receiver, unlike the ANN, but requires significant calculation time, so it is possible to improve the quality of object location classification by combining these two approaches.

Practical significance of the results:

1. The obtained expressions for the fields in the near-field of nonstationary radiators are of practical value for radar systems where the objects of study are in the near-field, and non-destructive testing systems. These results are important for the health of the personnel of radar and railgun systems.
2. Methods for determining the dielectric constant with high accuracy have been developed and radiators have been created, which is important for accurate determination of local inhomogeneities in objects in subsurface sensing tasks.
3. The radiators proposed in this work can be used in wireless local area networks, non-destructive testing, environmental monitoring, biology, medicine, etc.
4. The ultra-wideband combined Clewin antenna is practically valuable because of its relatively small size, it effectively radiates pulsed electromagnetic waves both as a single antenna and as an element of an antenna array.
5. The practical value of the proposed ANN recognition approach is based on the use of a source of fields with limited energy close to a real source, located at a low height from the ground, and applied to such a difficult object to recognize as a real anti-personnel mine. Of considerable practical value is the implementation of direct training of an artificial neural network for mine detection from experimental radar data taken in conditions close to real ones.
6. The proposed impulse-wave positioning system is practically interesting because of the absence of requirements for the time synchronization of transmitters and

receivers and interference resistance in relation to traditional narrowband suppression systems.

Keywords: electromagnetic field, electromagnetic wave, vibrator, waveguide, impulse radar, radiolocation, broadband pulse antenna, resonators, antennas, permittivity, electromagnetic scattering, FDTD, dispersion, neural network.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Наукові праці у наукових фахових виданнях України:

1. О.М. Думін, В.А. Плахтій, П.Г. Фомін, М.В. Нестеренко, “Надширокосмуговий комбінований вібраторно-щілинний випромінювач типу клевіна” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 32, с. 18–24, 2020, doi: [10.26565/2311-0872-2020-32-02](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2020-32-02)

(Особистий внесок здобувача: проведення моделювання, аналіз отриманих результатів, написання окремих розділів, обговорення результатів)

2. Д.І. Гавриленко, О.М. Думін, В.А. Плахтій, “Аналіз імпульсного електромагнітного поля у часовому просторі на границі розділу двох середовищ» *Вісник Харківського національного університету імені імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка»*, вип. 35, с. 39–52, 2021, doi: <https://doi.org/10.26565/2311-0872-2021-35-04>

(Особистий внесок здобувача: виведення формул, проведення числових розрахунків, формування висновків, написання окремих розділів, обговорення результатів)

3. О.М. Думін, В.А. Плахтій, І.Д. Персанов, Ш. Као, “Система позиціонування на імпульсних надширокосмугових полях,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 31, с. 36-46, 2019, doi: [10.26565/2311-0872-2019-31-04](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2019-31-04)

(Особистий внесок здобувача: проведення моделювання, побудова та тренування штучної нейронної мережі, написання окремих розділів, побудова графіків, обговорення результатів)

4. І. Д. Персанов, О. М. Думін, В. А. Плахтій, О. А. Прищенко, П. Г. Фомін, “Порівняння методів кореляції та штучних нейронних мереж для визначення положення об’єктів за допомогою надширокосмугових полів,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 34, с. 39–47, 2021, doi: [10.26565/2311-0872-2021-34-05](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2021-34-05)

(Особистий внесок здобувача: аналіз попередніх досліджень, написання програмного забезпечення для порівняння роботи штучної нейронної мережі та кореляційного методу, аналіз отриманих результатів, формулювання висновків)

5. О. М. Думін, В. А. Плахтій, О. А. Прищенко, Д. В. Широкоград, “Розпізнавання об’єктів під поверхнею землі при надширокосмуговій радіоінтроскопії за допомогою штучних нейронних мереж,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, no. 28, с. 24-29, 2018.

(Особистий внесок здобувача: побудова моделі для числового розрахунку методом FDTD, побудова архітектури штучної нейронної мережі, формування тренувального набору даних, побудова графіків, обговорення результатів)

6. І.Д. Персанов, О.М. Думін, В.А. Плахтій, Д.В. Широкоград, “Розпізнавання об’єктів під поверхнею ґрунта за допомогою імпульсного опромінювання антеною типу «метелик» та штучної нейронної мережі” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 29, с. 27–34, 2018, doi: [10.26565/2311-0872-2018-29-04](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2018-29-04)

(Особистий внесок здобувача: аналіз наявних випромінювачів надширокосмугових сигналів та вибір найбільш вдалого для задачі підповерхневого зондування, побудова моделі випромінювача, оптимізація його параметрів, побудова архітектури штучної нейронної мережі, обговорення результатів, формування висновків)

7. О. М. Думін, О. А. Прищенко, В. А. Плахтій, Г. П. Почанін, “Виявлення та класифікація наземних мін за допомогою надширокосмугового радару та штучних нейронних мереж,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 33, с. 7–19, 2020, doi: [10.26565/2311-0872-2020-33-01](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2020-33-01)

(Особистий внесок здобувача: огляд попередніх досліджень, побудова моделі для числового розрахунку, вибір оптимального методу попередньої обробки сигналів з георадару, обговорення результатів, формування висновків)

Наукові праці у фахових виданнях, що входять до міжнародних наукометричних баз SCOPUS:

8. I. I. Ivanchenko, M. Khruslov, N. Popenko, V. Plakhtii, D. Rönnow, and Y. Shestopalov, “A novel resonance method for determining the complex permittivity of local inclusions in a rectangular waveguide,” *Measurement Science and Technology*, vol. 31, no. 9, p. 097001, Jun. 2020, doi: [10.1088/1361-6501/ab870f](https://doi.org/10.1088/1361-6501/ab870f).

(Особистий внесок здобувача: проведення експериментальних вимірів, обробка отриманих результатів, побудова графіків, проведення числового моделювання, визначення похибки вимірювання матеріальних параметрів для досліджуваних зразків, обговорення результатів)

9. I. Ivanchenko, M. Khruslov, N. Popenko, V. Plakhtii, V. Tkach, “Modified cavity perturbation method for high-precision measurements of complex permittivity throughout the X-band,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 62, no. 10, pp. 3180–3185, May 2020, doi: [10.1002/mop.32456](https://doi.org/10.1002/mop.32456).

(Особистий внесок здобувача: проведення експериментальних вимірів, побудова числових моделей в середовищі ANSYS HFSS, обробка отриманих результатів, побудова графіків, проведення числового моделювання, розробка методу розрахунку похибки, визначення похибки вимірювання матеріальних параметрів для досліджуваних зразків, обговорення результатів)

10. O. Dumin, V. Plakhtii, O. Prishchenko, D. Shyrokograd, and V. A. Katrich, “Ultrashort impulse radar for detection and classification of objects in layered medium by artificial neural network,” *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 78, no. 19, pp. 1759–1770, 2019, doi: [10.1615/telecomradeng.v78.i19.80](https://doi.org/10.1615/telecomradeng.v78.i19.80).

(Особистий внесок здобувача: підготовка моделей задачі для числового розрахунку, побудова тренувального набору для штучної нейронної мережі, тестування штучної нейронної мережі, побудова графіків, обговорення результатів)

11. Oleksandr Pryshchenko, Vadym Plakhtii, Oleksandr Dumin, Gennadiy Pochanin, Vadym Ruban, Lorenzo Capineri, Fronfield Crawford, “Implementation of

an Artificial Intelligence Approach to GPR Systems for Landmine Detection,” *Remote Sensing*, vol. 14, no. 17, p. 4421, Sep. 2022, doi: [10.3390/rs14174421](https://doi.org/10.3390/rs14174421).

(Особистий внесок здобувача: побудова архітектури штучної нейронної мережі для роботи з експериментальними даними, формування тренувального набору, попередня обробка часових залежностей отриманих з георадара для різних прихованих об'єктів, побудова графіків, аналіз отриманих результатів, формування висновків)

Список публікацій, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації

12. O. Dumin, O. Prishchenko, G. Pochanin, V. Plakhtii, D. Shyrokorad, "Subsurface Object Identification by Artificial Neural Networks and Impulse Radiolocation," *2018 IEEE Second International Conference on Data Stream Mining & Processing (DSMP)*, Lviv, Ukraine, 2018, pp. 434-437, doi: [10.1109/DSMP.2018.8478481](https://doi.org/10.1109/DSMP.2018.8478481)

(Особистий внесок здобувача: проведення числового моделювання, побудова графіків, обговорення результатів)

13. O. Dumin, O. Prishchenko, D. Shyrokorad, V. Plakhtii, “Application of UWB Electromagnetic Waves for Subsurface Object Location Classification by Artificial Neural Networks,” *2018 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS)*, Sep. 2018, doi: [10.1109/UWBUSIS.2018.8520097](https://doi.org/10.1109/UWBUSIS.2018.8520097).

(Особистий внесок здобувача: проведення числового моделювання, попередня обробка часових залежностей з антени, побудова тренувального набору для штучної нейронної мережі, побудова графіків, обговорення результатів)

14. O.M. Dumin, V.A. Plakhtii, O.A. Prishchenko, D.V. Shyrokorad, “Neural Network Application in Object Classification by Impulse Radiolocation,” *Conf. Proc. Intellectual Systems for Decision Making and Problems of Computational Intelligence (ISDMCI–2019)*, Zaliznyi Port, Ukraine, May 21-25, 2019, pp. 61–63.

(Особистий внесок здобувача: проведення числового моделювання, попередня обробка часових залежностей з антени, побудова тренувального набору для штучної нейронної мережі, побудова графіків, обговорення результатів)

15. I. Persanov, O. Dumin, V. Plakhtii and D. Shyrokorad, "Subsurface Object Recognition in a Soil Using UWB Irradiation by Butterfly Antenna," *2019 XXIVth International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 160-163, doi: [10.1109/DIPED.2019.8882577](https://doi.org/10.1109/DIPED.2019.8882577).

(Особистий внесок здобувача: аналіз наявних випромінювачів надширокопasmових сигналів та вибір найбільш вдалого для задачі підповерхневого зондування, побудова моделі випромінювача, оптимізація його параметрів, побудова архітектури штучної нейронної мережі, обговорення результатів, формування висновків)

16. V. Plakhtii, O. Dumin, O. Prishchenko, D. Shyrokorad and G. Pochanin, "Influence of Noise Reduction on Object Location Classification by Artificial Neural Networks for UWB Subsurface Radiolocation," *2019 XXIVth International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 64-68, doi: [10.1109/DIPED.2019.8882590](https://doi.org/10.1109/DIPED.2019.8882590).

(Особистий внесок здобувача: проведення огляду попередніх досліджень, вибір наявних методів зменшення шуму в сигналах з георадару, написання програмного забезпечення для обраних методів, формування тренувального набору для штучної нейронної мережі, тестування штучної нейронної мережі, побудова графіків, обговорення отриманих результатів)

17. O. Dumin, V. Plakhtii, O. Prishchenko and D. Shyrokorad, "Signal Processing in UWB Subsurface Radiolocation by Artificial Neural Networks," *2019 IEEE International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 383-386, doi: [10.1109/PICST47496.2019.9061427](https://doi.org/10.1109/PICST47496.2019.9061427).

(Особистий внесок здобувача: побудова моделі для числового розрахунку, формування тренувального набору для штучної нейронної мережі, побудова графіків, обговорення отриманих результатів)

18. O. Dumin, V. Plakhtii, I. Persanov and S. Cao, "Positioning System Using Classification of Ultra Short Electromagnetic Pulse Forms by ANN," *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 1-6, doi: [10.1109/TCSET49122.2020.235460](https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235460).

(Особистий внесок здобувача: побудова числової моделі надширокопasmового випромінювача, оптимізація його параметрів, формування тренувального набору з часових залежностей під різними кутами, тестування штучної нейронної мережі, побудова графіків, аналіз отриманих результатів)

19. O. Dumin, V. Plakhtii, O. Pryshchenko, G. Pochanin, "Comparison of ANN and Cross-Correlation Approaches for Ultra Short Pulse Subsurface Survey," in *15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET – 2020)*, Feb. 2020, <https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235459>.

(Особистий внесок здобувача: аналіз попередніх досліджень, написання програмного забезпечення для порівняння роботи штучної нейронної мережі та кореляційного методу, аналіз отриманих результатів, формулювання висновків)

20. Д.В. Широкоград, О.М. Думін, В.А. Плахтій, Г.В. Корніч, "Обробка сигналів при підповерхневій радіолокації штучними нейронними мережами," в *22 Міжнародний науково-практичний семінар «Комбінаторні конфігурації та їхні застосування»*, Запоріжжя-Кропивницький, Україна, 15-16 травня 2020, pp. 384–387.

(Особистий внесок здобувача: проведення числового моделювання, написання окремих розділів, побудова графіків, обговорення результатів)

21. O. Dumin, O. Pryshchenko, V. Plakhtii and G. Pochanin, "Dielectric Object Subsurface Survey by Ultrawideband Radar and ANN," *2020 IEEE XXVth International Seminar/Workshop Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and*

Acoustic Wave Theory (DIPED), Tbilisi, Georgia, 2020, pp. 13-18, doi: [10.1109/DIPED49797.2020.9273400](https://doi.org/10.1109/DIPED49797.2020.9273400).

(Особистий внесок здобувача: проведення аналізу попередніх досліджень, побудова моделі для числового розрахунку, аналіз отриманих результатів, формування висновків)

22. O. Dumin, P. Fomin, V. Plakhtii and N. Mikhail, "Ultrawideband Combined Monopole-Slot Radiator of Clavin Type," in *2020 IEEE XXVth International Seminar/Workshop Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, Tbilisi, Georgia, 2020, pp. 32-36, doi: [10.1109/DIPED49797.2020.9273399](https://doi.org/10.1109/DIPED49797.2020.9273399).

(Особистий внесок здобувача: вибір параметрів надширокопasmового випромінювача, побудова його числової моделі методом FDTD, побудова графіків, аналіз отриманих результатів, формування висновків)

23. I. Ivanchenko, N. Popenko, M. Khruslov and V. Plakhtii, "Numerical Simulations of the X-band Waveguide Partially Filled with a Dielectric with Local Inhomogeneity Inside," *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 688-691, doi: [10.1109/UkrMW49653.2020.9252647](https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252647).

(Особистий внесок здобувача: побудова числової моделі в середовищі ANSYS HFSS, проведення числового моделювання досліджуваної структури, обробка розрахованих залежностей, побудова графіків, обговорення результатів)

24. I. Persanov, V. Plakhtii, O. Pryshchenko, O. Dumin and P. Fomin, "Noise Immunity of UWB Positioning System on ANN," *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 1083-1088, doi: [10.1109/UkrMW49653.2020.9252637](https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252637).

(Особистий внесок здобувача: побудова моделі випромінювача для числових розрахунків, написання програмного забезпечення для зашумлення розрахованих даних гаусовим шумом, написання програмного забезпечення для визначення кута до випромінювача за допомогою методу кореляції, аналіз отриманих результатів, формування висновків, обговорення результатів)

25. O. Dumin, V. Plakhtii, G. Pochanin and D. Shyrokorad, "Object classification using artificial neural network processing of data obtained by impulse GPR with 1 Tx + 4Rx antenna system," *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 1140-1144, doi: [10.1109/UkrMW49653.2020.9252613](https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252613).

(Особистий внесок здобувача: підготовка моделей задачі для числового розрахунку, побудова тренувального набору для штучної нейронної мережі, тестування штучної нейронної мережі, побудова графіків, обговорення результатів)

26. O. Dumin, O. Pryshchenko, V. Plakhtii and G. Pochanin, "Landmine detection and classification using UWB antenna system and ANN analysis," *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 1030-1035, doi: [10.1109/UkrMW49653.2020.9252574](https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252574).

(Особистий внесок здобувача: виконання огляду попередніх досліджень, побудова тренувального набору для штучної нейронної мережі, тестування штучної нейронної мережі, побудова графіків, обговорення результатів)

27. O. Pryshchenko, O. Dumin, V. Plakhtii, and G. Pochanin, "Subsurface Object Detection in Randomly Inhomogeneous Medium Model," *2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, pp. 167–171, Aug. 2021, doi: <https://doi.org/10.1109/ukrcon53503.2021.9575688>.

(Особистий внесок здобувача: огляд попередніх досліджень для пошуку матеріальних параметрів для побудови числових моделей з неоднорідним середовищем для імітації реальної землі, аналіз отриманих результатів, формування висновків)

28. D. Havrylenko, O. Dumin and V. Plakhtii, "Irradiation of Medium by Plane Disk with Uniform Distribution of Transient Current," *2021 IEEE 26th International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, Tbilisi, Georgia, 2021, pp. 74-77, doi: [10.1109/DIPED53165.2021.9552298](https://doi.org/10.1109/DIPED53165.2021.9552298).

(Особистий внесок здобувача: виведення формул, проведення числових розрахунків, формування висновків, написання окремих розділів, обговорення результатів

Наукові праці, які додатково відображають наукові результати дисертації:

29. О.М. Думін, В.А. Плахтій, Я.С. Вольвач, О.А. Думіна “Ближнее нестационарное поле диполя Герца” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*. Вип. 24, №1115, с. 29–34, 2014.

30. О.М. Думін, В.А. Плахтій, Я.С. Вольвач, О.А. Думіна, “Зоны излучения импульсного излучателя малых электрических размеров,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 26, с. 35–41, 2017.

31. О. М. Думін, В.А. Плахтій, О. А. Прищенко, Д. В. Широкоград, Я. С. Вольвач, “Вплив зменшення шуму вхідного сигналу на класифікацію місцезнаходження об’єкту штучною нейронною мережею при надширокосмуговій радіоінтроскопії,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, no. 31, с. 27–35, 2019, doi: [10.26565/2311-0872-2019-31-03](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2019-31-03).

32. О.М. Думін, О.А. Прищенко, В.А. Плахтій, Д.В. Широкоград, Г.П. Почанін, “Порівняння результатів розпізнавання підповерхневого об’єкту штучними нейронними мережами та кореляційним методом,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 32, с. 25–36, 2020, [10.26565/2311-0872-2020-32-03](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2020-32-03)

33. I. V. Ivanchenko, D. Ivanchenko, M. M. Khruslov, N. A. Popenko, and V. Plakhtii, “Criteria of applicability of the resonant microwave method for measuring the dielectric constants in the frequency band,” *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 76, no. 18, pp. 1661–1669, 2017, doi: [10.1615/telecomradeng.v76.i18.70](https://doi.org/10.1615/telecomradeng.v76.i18.70).

34. O.M. Dumin, V.A. Plakhtij, I.S. Volvach, O.O. Dumina, "Near field of Hertzian dipole excited by impulse current", in *Proc. 10th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT-2015)*, Kharkiv, Ukraine, pp. 90-92, 21-24 April 2015, doi: [10.1109/ICATT.2015.7136790](https://doi.org/10.1109/ICATT.2015.7136790)
35. V. A. Plakhtij, O. M. Dumin, V. A. Katrich, and O. O. Dumina, "Field regions of impulse current radiator of small size," 2016 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW), Jun. 2016, doi: [10.1109/msmw.2016.7538066](https://doi.org/10.1109/msmw.2016.7538066).
36. D. Ivanchenko, I. Ivanchenko, M. Khruslov, N. Popenko and V. Plakhtiy, "Definition permittivity of weakly concentrated solutions in the microwave range," *2016 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2016, pp. 1-3, doi: [10.1109/MSMW.2016.7538188](https://doi.org/10.1109/MSMW.2016.7538188).
37. V. A. Plakhtij, O. M. Dumin, V. A. Katrich, O. O. Dumina, and I. S. Volvach, "Energy transformation of transient field of Herzian dipole," 2016 IEEE International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET), Jul. 2016, doi: [10.1109/mmet.2016.7544054](https://doi.org/10.1109/mmet.2016.7544054).
38. I. Ivanchenko, M. Khruslov, N. Popenko, V. Plakhtij and S. Mykhaliuk, "X-band resonator for studying the various axially symmetric inhomogeneities in the frequency band," *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kyiv, UKraine, 2017, pp. 229-232, doi: [10.1109/UKRCON.2017.8100480](https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100480).
39. I. Ivanchenko, M. Khruslov, V. Plakhtiy and N. Popenko, "A new approach to the measurement of dielectric constants of water solutions in the frequency band," *2017 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Verona, Italy, 2017, pp. 1083-1085, doi: [10.1109/ICEAA.2017.8065451](https://doi.org/10.1109/ICEAA.2017.8065451).

ЗМІСТ

| | |
|--|-----|
| ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ..... | 28 |
| ВСТУП | 29 |
| РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД..... | 37 |
| РОЗДІЛ 2. НЕСТАЦІОНАРНЕ ВИПРОМІНЮВАННЯ ДИПОЛЯ ГЕРЦА..... | 47 |
| 2.1. Близьке нестационарне поле диполя Герца | 47 |
| 2.1.1 Постановка задачі..... | 47 |
| 2.1.2 Асимптотичний розклад розв'язку..... | 49 |
| 2.1.3 Числове моделювання | 52 |
| 2.2. Зони випромінювання імпульсного випромінювача малих електричних розмірів..... | 58 |
| 2.3. Дипольно-щілинний випромінювач нестационарних полів | 63 |
| 2.3.1 Постановка задачі..... | 63 |
| 2.3.2 Числове моделювання | 64 |
| 2.4. Висновки до розділу 2..... | 66 |
| РОЗДІЛ 3. ОПРОМІНЕННЯ ДІЕЛЕКТРИЧНОГО СЕРЕДОВИЩА АПЕРТУРНОЮ АНТЕНОЮ | 68 |
| 3.1. Нестационарне поле апертурної антени на границі двох ідеальних середовищ | 68 |
| 3.1.1 Постановка задачі..... | 68 |
| 3.1.2 Загальний розв'язок еволюційних рівнянь..... | 71 |
| 3.1.3 Зшивання полів..... | 75 |
| 3.1.4 Числове моделювання | 80 |
| 3.2. Вимірювання матеріальних параметрів діелектриків в НВЧ діапазоні 82 | |
| 3.2.1 Вимірювання параметрів циліндричного зразка | 82 |
| 3.2.2 Куб в тефлоновій матриці, новий метод виміру матеріальних параметрів | 96 |
| 3.3. Висновки до розділу 3..... | 107 |
| РОЗДІЛ 4. РОЗПІЗНАВАННЯ ВИПРОМІНЕНИХ ІМПУЛЬСІВ ШТУЧНОЮ НЕЙРОННОЮ МЕРЕЖЕЮ ТА МЕТОДОМ КОРЕЛЯЦІЇ ДЛЯ ЗАДАЧ ПОЗИЦІОНУВАННЯ ТА ПІДПОВЕРХНЕВОГО ЗОНДУВАННЯ | 109 |

| | | |
|-------|--|-----|
| 4.1. | Система позиціонування на надширокосмугових сигналах | 109 |
| 4.1.1 | Розпізнавання кута випромінення за допомогою штучної нейронної мережі | 109 |
| 4.1.2 | Порівняння результатів розпізнавання випромінених кутів штучною нейронною мережею та методом кореляції..... | 119 |
| 4.2. | Класифікація об'єктів штучною нейронною мережею при імпульсному підповерхневому зондуванні..... | 127 |
| 4.2.1 | Визначення наявності труби в ґрунті по вимірним відбитим полям за допомогою штучних нейронних мереж. Випадок падіння пласкої хвилі | 127 |
| 4.2.2 | Визначення наявності та відстані до металевого об'єкта, прихованого в ґрунті, за допомогою реального випромінювача | 137 |
| 4.2.3 | Методи попередньої обробки А-сканів георадара | 144 |
| 4.2.4 | Оптимізація структури ШНМ для задачі розпізнавання прихованого в товщі ґрунту циліндричного ідеального провідного об'єкту за допомогою антенної системи 1Tx+4Rx..... | 152 |
| 4.2.5 | Порівняння результатів розпізнавання підповерхневого об'єкту штучними нейронними мережами та кореляційним методом | 160 |
| 4.2.6 | Виявлення та класифікація наземних мін за допомогою надширокосмугового радару та штучних нейронних мереж | 164 |
| 4.2.7 | Апробація запропонованого підходу ШНМ до обробки реальних радарограм, отриманих надширокосмуговим радаром в польових умовах | 177 |
| 4.3. | Висновки до розділу 4..... | 184 |
| | ПІДСУМКИ | 186 |
| | СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ..... | 190 |
| | ДОДАТОК А СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ | 214 |

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

НШС – надширокосмуговий сигнал

ССШ – співвідношення «сигнал-шум»

ХНУ – Харківський національний університет

ШНМ – штучна нейронна мережа

FDTD – метод скінченних різниць у часовому просторі

FEM – метод скінченних елементів

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження

Застосування нестационарних електромагнітних сигналів все частіше використовується на практиці, це пов'язано зі стрімким розвитком цифрової техніки та засобів зв'язку [1-4]. Проте, в цьому напрямку ще багато невирішених теоретичних і практичних проблем. Одна з ключових задач - це дослідження перетворення нестационарних сигналів в їх ближній зоні та їхніх змін при розповсюдженні в різних середовищах [5], особливо, коли це стосується потужних джерел випромінювання [6-7]. Це стосується імпульсних випромінювачів, які використовуються для дистанційної зупинки транспортних засобів [8] або вимкнення електроніки і радіолокаційного обладнання [9]. Також це стосується рейкотронів на сучасних кораблях для запуску літаків і надзвукових снарядів [6-7]. Варто детально дослідити процес перетворення імпульсного протікання потужного струму, який є джерелом електромагнітної хвилі, яка чинить сильний вплив на оточуючі об'єкти. Для цього доцільно використати наближення елементарного диполя Герца, який допоможе дослідити природу протікаючих процесів в околі такого випромінювача.

Для підповерхневого зондування важливо знати особливості перетворення імпульсного електромагнітного поля, які відбуваються в ближній зоні випромінювачів, для зменшення впливу іншого оточуючого обладнання на отримані сигнали та більш ефективного фокусування в напрямку досліджуваного об'єму [10]. Покращення можна досягти використовуючи комбінованих надширокосмугових вібраторно-щілинних випромінювачів [11]. Також для детального аналізу потужних джерел нестационарного струму цікавим є використання еволюційного підходу, що дає змогу аналітично розв'язати даний клас задач у часовому просторі.

Також для задач підповерхневого зондування важливим є виявлення та класифікація прихованих об'єктів в товщі землі [12]. Для цього існує безліч методів, проте одним із найперспективніших на даний час є використання штучного інтелекту [13]. Через використання надширокосмугового сигналу

георадаром, отримані відбиті сигнали несуть в собі величезну кількість прихованої інформації [14]. Тому очевидним є використання штучних нейронних мереж, які здатні при належному тренуванні виявляти та класифікувати приховані об'єкти навіть в складних умовах слабого енергетичного внеску корисної інформаційної складової.

Для розв'язання тих чи інших електромагнітних задач необхідно точно оцінювати матеріальні параметри як зразків, так і середовища в цілому. Так, наприклад, при проектуванні випромінювача на заданий діапазон частот, неправильна оцінка комплексної діелектричної проникності в результаті призведе до зміщення частотного діапазону та зменшення ефективності антени, а у випадку підповерхневого зондування – до похибок у вимірюванні положення об'єкту та визначенні його типу. Тому задача точного визначення діелектричної проникності та тангенсу втрат в НВЧ діапазоні залишається завжди актуальною [15].

Таким чином, ця дисертація спрямована на дослідження перетворення нестационарних електромагнітних хвиль в ближній зоні імпульсних випромінювачів, розробці точних методів визначення комплексної діелектричної проникності матеріалів та дослідженню особливостей використання штучних нейронних мереж для задач підповерхневого зондування.

Мета і задачі дослідження. *Метою* дисертаційної роботи є виявлення фізичних закономірностей процесів перетворення та поширення нестационарних електромагнітних полів та використання цих особливостей у синергії зі штучним інтелектом.

Для досягнення цієї мети необхідно розв'язати наступні задачі:

– Дослідження випромінювання елементарного диполя Герца, який може утворювати складний просторовий розподіл потужного струму, та випромінювання комбінованих дипольно-щілинних антен.

Випромінювання антени зі складною апертурою.

Дослідження матеріальних параметрів діелектриків в НВЧ діапазоні.

Аналіз теоретичних та експериментальних часових залежностей, отриманих від надширокосмугових випромінювачів або в результаті розсіяння від прихованих об'єктів штучними нейронними мережами з метою розпізнавання складних підповерхневих об'єктів та визначення їхнього розташування в умовах завад.

Об'єкт дослідження – випромінювання, поширення та розсіяння нестационарних електромагнітних полів у ближній та дальній зоні випромінювачів.

Предмет дослідження – просторові та часові перетворення нестационарних полів у вільному просторі та в середовищі, отримання інформації з імпульсного поля після його взаємодії з прихованими об'єктами.

Методи досліджень

У дисертації використані відомі, апробовані математичні та радіофізичні методи, числові методи сіткового типу, як метод скінченних різниць у часовому просторі (FDTD), метод еволюційних рівнянь, метод функції Рімана, метод часткових областей. Для аналізу нестационарних сигналів використовувався підхід зі штучними нейронними мережами різних структур та функцій збудження. Числове моделювання проводилося за допомогою програмного комерційного пакету ANSYS HFSS в частотному просторі методом скінченних елементів. Експериментальні дослідження комплексної діелектричної проникності проводились завдяки векторному аналізатору спектра Agilent NA 5230A. Експериментальні радарограми отримувались впродовж польових досліджень на полігоні з макетами протипіхотних мін.

Наукова новизна отриманих результатів

Вперше показано, що актуальним значенням ближньої границі дальньої зони є те, що спостерігається в момент проходження тієї частини імпульсу, що має найбільше інформаційне навантаження, найбільшу швидкість зміни в точці прийому.

Вперше вдалось докорінним чином покращити формування хвилі у ближній зоні випромінювача електричного типу, розташовуючи в ній випромінювач магнітного типу. Перевагою такого комбінованого випромінювача, аналога антени Клевіна, є ефективне формування в невеликому фізичному об'ємі імпульсної хвилі з малими післяімпульсними коливаннями без застосування додаткових штучних омичних втрат, що є актуальним для її застосування для різних задач, в тому числі передачі інформації та зондування.

Вперше шляхом зшивання компонент поля у часовому просторі вдалося у першому наближенні отримати аналітичні вирази для відбитого поля і поля, що пройшло в середовище. Продемонстрована можливість формування «електромагнітного снаряду» у середовищі, що опромінене імпульсною електромагнітною хвилею надкороткої тривалості.

Запропоновано нову методику розрахунку похибки визначення комплексної діелектричної проникності при порівнянні розрахункової та вимірної баз даних.

Вперше показано порівнянням ШНМ та методів кореляції для розпізнавання кутів, що штучні нейронні мережі можуть продемонструвати кращу точність, ніж кореляційний підхід. Надійним є використання ШНМ до значення ССШ = 10 дБ та вище і методу взаємної кореляції для ССШ = 20 дБ та вище. Але навіть для ССШ = 0 дБ ШНМ дає коректне розпізнавання кутів після статистичного усереднення результатів класифікації. ШНМ в числовому моделюванні демонструє час розрахунку на три порядки менший, ніж нам потрібно для розрахунку функції взаємної кореляції.

Вперше продемонстровано, що застосування шару SoftMax робить відповіді ШНМ більш контрастними в задачах підповерхневого зондування, але призводить до ледве помітних помилок. Застосування методу Dropout в цілому підвищило якість роботи ШНМ для цієї задачі.

Вперше показано, що за наявності білого шуму різного рівня немає достовірних переваг у кінцевих результатах розпізнавання позицій об'єкта для обох підходів ШНМ та взаємної кореляції. Метод взаємної кореляції не потребує синхронізації часу між випромінювачем та приймачем, на відміну від ШНМ, але

вимагає значного часу розрахунку. Існує можливість покращити якість класифікації розташування об'єкта, поєднавши ці два підходи.

Практичне значення отриманих результатів

Отримані вирази для полів у ближній зоні нестационарних випромінювачів мають практичну цінність для радарних систем, де об'єкти досліджень знаходяться в ближній зоні, системах неруйнівного контролю. Ці результати важливі для здоров'я обслуговуючого персоналу радарних та рейкотронних систем.

З точки зору практичних застосувань в дисертації розроблено методики визначення діелектричної проникності з високою точністю та створено випромінювачі, що забезпечують розвиток методів виявлення локальних неоднорідностей в об'єктах, розташованих у вільному просторі.

Запропоновані в роботі випромінювачі можуть бути використані в бездротових локальних мережах, задачах неруйнівного контролю, моніторингу навколишнього середовища, біології, медицині та тому подібне.

Надширокосмуговий комбінований випромінювач Клевіна одночасно електричного і магнітного типу є практично цінним через те, що маючи відносно малі розміри він має можливість ефективно випромінювати імпульсні електромагнітні хвилі як одиночна антена, так і як елемент антенної решітки.

Практична цінність запропонованого підходу на ШНМ ілюструється використанням близького до реального джерела полів з обмеженою енергією, розташованого на невеликій висоті від ґрунту, застосуванням такого складного для розпізнавання об'єкта, як реальна протипіхотна міна, та спроба прямого навчання штучної нейронної мережі на розпізнавання мін з даних експериментальних радарограм, знятих в умовах, близьких до реальних.

Практично цікавою є система позиціонування на імпульсних хвилях через відсутність вимог щодо часової синхронізації передавачів і приймачів та завадостійкість по відношенню до традиційних вузькосмугових систем.

Особистий внесок здобувача полягає в побудові числових моделей досліджуваних нестационарних електромагнітних задач, представлені результатів розрахунків та їх аналіз, проведення експериментальних вимірювань матеріальних параметрів зразків в НВЧ діапазоні, отриманні інформації з нестационарних сигналів отриманих в результаті розсіювання від прихованих об'єктів за допомогою штучних нейронних мереж.

Апробація результатів дисертації. Представлені в роботі результати доповідалися на 13 міжнародних і національних конференціях, основні з яких наступні:

1. 10th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT-2015), Kharkiv, Ukraine, 2015, April 21-24;
2. 9th International Kharkiv Symposium On Physics And Engineering Of Microwaves, Millimeter And Submillimeter Waves (MSMW-2016), Kharkiv, Ukraine, 2016, June 21-24;
3. 16th IEEE International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET-2016), Lviv, Ukraine, 2016, July 5-7;
4. 8th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS-2016), Odessa, Ukraine, 2016, September 5-11;
5. 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Kyiv, Ukraine, 2017, May 29-June 2;
6. IEEE International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF-2017), Lviv, Ukraine, 2017, October 17-20;
7. IEEE Second International Conference on Data Stream Mining & Processing (DSMP-2018), Lviv, Ukraine, 2018, August 21-25;
8. 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS-2018), Odessa, Ukraine, 2018, September 4-7;
9. Intellectual Systems for Decision Making and Problems of Computational Intelligence (ISDMCI-2019), Zaliznyi Port, Ukraine, 2019, May 21-25;

10. 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET – 2020), Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, February 25-29;

11. Міжнародний науково-практичний семінар «Комбінаторні конфігурації та їхні застосування», Запоріжжя-Кропивницький, Україна, 2020, Травень 15-16;

12. 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week Kharkiv, Ukraine, September 21 - 25

13. 2021 IEEE 26th International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED), 08-10 September 2021

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами і темами.

У дисертації наведено результати досліджень, виконаних автором з його науковим керівником протягом 2014–2022 рр. відповідно до науково-дослідних робіт кафедри фізичної і біомедичної електроніки та комплексних інформаційних технологій Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Основними з них є такі.

1. Моделювання та дослідження відкритих нелінійних нанорозмірних електродинамічних систем із нестационарним і гармонічним збудженням для перетворення полів та створення елементів спінтроники. (2014-2017 рр.), номер держреєстрації 0114U002585 (виконавець напрямку).

2. Імпульсні та синусоїдальні поля у нелінійних і шаруватих електродинамічних структурах та наносистемах як перетворювачах полів і моделей елементів спінтроники (2017-2019 рр.), номер державної реєстрації: 0117U004851 (виконавець)

3. Електромагнітні поля імпульсних джерел та наноосциляторів в однорідних, шаруватих та нелінійних середовищах (2020-2022 рр.), номер держреєстрації 0120U102309 (відповідальний виконавець)

Структура та обсяг дисертації. Дисертаційна робота складається зі вступу, 4 розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та 2-х додатків.

Обсяг загального тексту дисертації складає 223 сторінки, з них основного тексту 160 сторінок. Робота ілюстрована 4 таблицями та 139 рисунками. Список використаних джерел містить 185 найменувань.

Автор дисертаційної роботи висловлює подяку всім співавторам робіт, на основі яких підготовлено дисертаційну роботу. Також важливо вказати слова вдячності Збройним Силам України, без титанічних зусиль яких написання цієї роботи було просто неможливе.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

Загальна концепція процесу формування вільної електромагнітної хвилі, яка є вірною і в нестационарному випадку, була описана ще Г. Герцем [16]. Специфіка надширокосмугових електромагнітних полів полягає у тому, що для них ми не можемо використовувати резонансні явища для підвищення ефективності випромінювання імпульсних електромагнітних хвиль. Тому дослідження випромінювання та перетворення енергії нестационарного електромагнітного поля представляє значний інтерес, і саме в часовому просторі. Класичні вирази електромагнітних компонент поля диполя Герца були детально описані в [17]. В роботі [18] були отримані та проаналізовані уточнені вирази, які краще описують поведінку енергії електромагнітного поля в околі елементарного випромінювача, а саме електричного диполя Герца. Аналіз фізичних процесів в ближній зоні випромінювача, який збуджений нестационарним струмом, має допомогти в розробці ефективних випромінювачів імпульсних електромагнітних хвиль [19]. У зв'язку з широким вжитком потужних випрямлячів та інверторів із ширинно-імпульсною модуляцією струмів, які взаємодіють з сонячними панелями або силовими установками електромобілів, з'явилась необхідність детальніше дослідити їх вплив на іншу радіоелектронну апаратуру [20]. Потужне нестационарне випромінювання здатне вносити помилки в цифрові лінії зв'язку та перешкоджати роботі пристроїв радіочастотної ідентифікації [21]. Завжди залишається актуальним дослідження одного із найпотужніших джерел імпульсного електромагнітного випромінювання – блискавки [22]. Швидке вимкнення великого струму може чинити великий вплив навіть на екрановані кабелі літаків та завдавати шкоду електричному обладнанню [22], цей вплив також може стосуватись екранованих кабелів, які знаходяться під землею [23]. Модель елементарного випромінювача, такого як диполь Герца, можна ефективно використовувати для дослідження шкідливого впливу високої напруги електростатичних розрядів на виробництві [24]. Ще одним яскравим прикладом потужного джерела нестационарного

електромагнітного випромінювання є рейкотрон. Цей пристрій за допомогою великого струму, який протікає через металевий об'єкт, що замикає дві металеві рейки, утворює силу Лоренца, яка штовхає цей рухомий металевий провідник. Як результат, у порівнянні з іншими підходами з прискоренням об'єктів, наприклад ракет, тут немає обмеження по енергії хімічної реакції, тому є змога розганяти металеві об'єкти до надзвукових швидкостей [25]. Для аналізу процесів, які мають місце в цій системі при протіканні великих струмів, були розроблені числові моделі, які дають змогу розрахувати розподіл струму та величину сили Лоренца [26], [27].

Процес формування електромагнітної хвилі як трансформацію енергії швидко згасаючих компонент електромагнітного поля в повільно згасаючі, описано в роботі [17]. Проте із класичних формул для диполя Герца слідує, що електромагнітна хвиля існує на будь-яких, навіть дуже малих, відстанях від випромінювача, що суперечить дослідженням [17]. Це результат того, що класичні формули були отримані в результаті спрощення задачі завдяки представлення підінтегрального виразу для векторного потенціалу у вигляді розкладу в ряд Тейлора по показникам степені малого параметру, а саме співвідношення відстані від початку координат до точки випромінювача та відстані від початку координат до точки спостереження.

Для отримання аналітичних виразів, які краще б описували механізм формування електромагнітної хвилі в роботі [28], було виконано уточнення класичних виразів для поля диполя Герца, який збуджується довільною часовою залежністю струму з урахуванням розмірів випромінювача. Це уточнення досягається завдяки врахуванню додаткових складових в розкладі підінтегрального виразу в ряді Тейлора для векторного потенціалу. При наближенні довжини та поперечного перерізу джерела струму до малих значень вирази переходять до виду класичних.

Щоб перевірити, чи збільшення кількості складових в розкладі ряду Тейлора покращує розв'язок, були розраховані три випадки часових залежностей векторного потенціалу, а саме для класичних виразів [16], уточнених [28], та

розрахованих числовим методом [29, 30]. Аналіз результатів показав, що отримані уточнені формули більш точно описують поведінку поля поблизу диполя Герца. Г. Герц стверджував, що саме цей об'єм є реальним джерелом електромагнітної хвилі [16]. Проте уточнений розв'язок, який був отриманий в [28] теж не є точним і при певній малій відстані дає велику похибку, адже щоб отримати точний розв'язок, необхідно врахувати всі складові розкладу ряду Тейлора підінтегрального виразу векторного потенціалу.

Дослідження нестационарних елементарних випромінювачів дає змогу краще зрозуміти фізику процесу та розробляти надширокосмугові антени, такі як надширокосмугові вібратори [31] та щілини [17]. Дивлячись на успішне використання синергії вібраторів та щілин у вузькосмуговому діапазоні у вигляді випромінювача Клевіна [32], були розроблені їх надширокосмугові варіанти. В основі ідеї побудови комбінованого випромінювача є сильна взаємодія між елементами, а саме надширокосмугової щілини, яка детально досліджена в [33] та металевими конусами, які розташовуються безпосередньо біля щілини та є надширокосмуговим аналогом вібратора [11].

Використання надширокосмугових хвиль в задачах підповерхневого зондування виявилось дуже ефективним за умови неглибокого розміщення досліджуваних об'єктів [34]. В цьому напрямку дуже важливо знати як розсіюється електромагнітне поле від границі розділу двох середовищ повітря-земля при різному рівні неоднорідності землі [35]. Для відтворення профілю прихованих під шаром землі розсіювачів була розроблена велика кількість підходів, наприклад перетворення Хафа [36]-[37] або методи міграції Кірхгофа [38], [36]. Особливим інтересом є дослідження розсіяних електромагнітних хвиль у часовому просторі, прикладом таких методів є метод Борна та метод обернення контрастних джерел [39]. Також існують готові системи, які за допомогою нестационарних електромагнітних хвиль дають змогу виміряти електричні параметри досліджуваного середовища [39]. Підходи, засновані на числовому моделюванні середовища з різним ступенем неоднорідності також

допомагають в дослідженні процесів перетворення електромагнітних хвиль в досліджуваному об'ємі [41], [42].

Аналітичний розв'язок будь-якої задачі, в тому числі перетворення нестационарних електромагнітних хвиль дає змогу в кращій мірі дослідити фізичний процес. Адже із формули можна більш чітко прослідкувати фізичні закономірності, не звертаючи увагу на складнощі при отриманні експериментальних результатів, передбачити можливі шляхи для досягнення певних значень потрібних параметрів. Також порівнюючи швидкість розрахунку аналітичного розв'язку та моделі, побудованої за допомогою числового розрахунку аналітичний розв'язок у більшості випадків буде набагато швидший. Наприклад для задачі хвилеводу [43], за допомогою еволюційного підходу [44] розв'язується методом модового базису для випадку джерела з часовою залежністю у вигляді функції Хевісайда. Як результат, була отримана функція, яка представляла досліджуваний хвилевід як лінійну передавальну систему. Для аналогічної часової залежності збуджуючого струму також була розв'язана задача випромінювання плоского диску [45], [46]. Такий підхід дає змогу досліджувати перетворення електромагнітного поля в нелінійному середовищі [47] та представляти нестационарне випромінювання реальних антен [48].

Для дослідження перетворень електромагнітних хвиль необхідно будувати моделі, які коректно описують реальне середовище, тому задачі визначення матеріальних параметрів різних матеріалів завжди актуальні. Для визначення діелектричної проникності та тангенсу втрат в мікрохвильовому діапазоні використовують метод малих збурень в циліндричних та прямокутних резонаторах [49-55]. В основі цього методу досліджувані зразки розташовують в максимумі напруженості електричного поля, і їхні матеріальні параметри визначаються опосередковано за зміною параметрів резонатора, таких як резонансна частота або добротність [56, 57]. Також варто звертати увагу на похибку вимірювання. Так наприклад в вищезгаданих роботах згадується про точність визначення діелектричної проникності в 2%, а щодо тангенсу втрат із значенням $\text{tg } \delta \sim 4 \times 10^{-4}$ похибка вимірювання складає 50%. Також зазначається,

що зразки з більшими втратами, наприклад $\text{tg } \delta \sim 1 \times 10^{-3}$ вже не рекомендують вимірювати таким методом. Ще одним обмеженням є те, що розмір досліджуваного зразка треба обирати такими, щоб зсув резонансної частоти не перевищував 5% [58]. Ці всі обмеження є наслідком головної ідеї даного методу вимірювання – зразки мають вносити незначний вплив на коливання всередині резонатора. Якщо говорити про те, що вимірювання матеріальних параметрів проводяться на фіксованій частоті, а саме, резонансній, цей метод дає змогу іноді отримувати значення в смугі частот. Використовуючи різні типи коливань всередині резонатора, розміщуючи досліджувані зразки у відповідні максимуми електричного поля, маємо змогу використовувати зручний розмір зразків, що не можна робити в методі діелектричного резонансу [59]. Для зручності вимірювань, практикують свердління отворів в широкій стінці прямокутного хвилеводу, для подальшого розташування досліджуваних зразків [57], [60], [61]. Цей підхід був продемонстрований для зразків з тefлону та метакрилату різних діаметрів [60], [61] та для зразків з високою діелектричною проникністю [57]. Таке конструктивне рішення щодо розміщення досліджуваних зразків, а саме відсутність потреби кожен раз розбирати вимірювальний модуль, підвищує точність виміру. І в даному випадку одним із головних джерел помилки є похибка розміщення зразку в пучності електричного поля, через рухомий тримач зразку, який переміщував його вздовж прорізу на широкій стінці прямокутного хвилеводу [60].

Крім визначення матеріальних параметрів досліджуваних зразків є задачі пошуку неоднорідностей в матеріалі. Так, в роботах [62–63] була показана можливість визначення положення та діаметру діелектричних включень в однорідному діелектрику, який знаходився в прямокутному хвилеводі.

Для визначення комплексної діелектричної проникності досліджуваних матеріалів також використовують короткозамкнений прямокутний хвилевід та метод Н'ютона-Рафсона, що дає змогу визначати матеріальні параметри однорідних зразків за допомогою виміру комплексного коефіцієнту відбиття S_{11} [64]. Також для дослідження комплексної діелектричної проникності $\epsilon = \epsilon' + j\epsilon''$

використовують однополюсну релаксаційну модель Дебая разом з вимірами в узгодженому прямокутному хвилеводі [65]. Ще одним ефективним методом дослідження зразків з невідомими параметрами є використання контрольних зразків з відомими параметрами, як це було показано в роботі [66]. Прогрес у визначенні комплексної діелектричної проникності досліджуваних зразків пов'язаний з розробкою ефективних методів розв'язання відповідної оберненої задачі розсіяння [67-72]. Основною метою цих досліджень є отримання повної відповідності запропонованих теоретичних моделей експериментальним даним матеріального середовища, що містить локальну неоднорідність.

Сучасний світ складно уявити без використання глобальної системи позиціонування, наприклад, такої як GPS [73]. Багато нинішніх технологічних і повсякденних процесів не можуть існувати без інформації про його положення в просторі. Це стосується сільського господарства [74], транспорту [75], різних видів спорту [76], в різних промислових сферах і особливо в логістиці товарів тощо. Проте коли йде мова про позиціонування об'єктів на нерівній місцевості, а особливо в закритих приміщеннях такі системи мають вкрай малу ефективність [77]. Тому виникає потреба в створенні принципово нових підходів для вирішення цієї задачі. Ще Хармут звернув увагу в своїх роботах на те, що НШС випромінювачі електромагнітного поля мають властивість змінювати часову форму випроміненого сигналу в залежності від кута спостереження [31]. Це явище можна використати для створення системи позиціонування на місцевості [78]. Основна ідея якої буде полягати в визначенні приймальною системою кута спостереження відносно декількох НШС випромінювачів. Схожий підхід був реалізований в спеціальній системі позиціонування, яка брала за основу суттєву зміну часової форми сигналу у ближній зоні антени [79], [80]. Головною перевагою використання підходів, описаних вище, у порівнянні з існуючими системами позиціонування є те, що тут немає нагальної потреби у часовій синхронізації всіх підсистем між собою. Достатньо лише знати точну відстань між базовими станціями та визначити, під яким кутом знаходиться приймальна система відносно кожного передавача.

Виявлення та розпізнавання об'єктів, локалізованих у складних середовищах, таких як ґрунти різних видів, є актуальними задачами для цілого ряду практичних застосувань [81], [82]. Використання надширокосмугових радіолокаторів є перспективним через великі втрати в середовищі розповсюдження електромагнітної хвилі [34]. Він має гарну завадостійкість, точність, чутливість та здатність до ідентифікації об'єктів [83]. Завдяки дуже широкому робочому діапазону частот [84], такі радары забезпечують значно більшу роздільну здатність та глибину проникнення в середовище із втратами у порівнянні з традиційним радаром [85]. Ще одним прикладом використання ШНМ та НШС георадара є аналіз відбитих полів від об'єктів, які за розмірами близькі до просторової тривалості опромінювального імпульсу [86].

Ідея імпульсного радара, який випромінює електромагнітну хвилю без певної несучої частоти, була запропонована Куком 60 років тому [87], але низка складних наукових та технічних проблем стримувала розвиток цього напрямку [88]. З'ясування положення об'єкту та його розпізнавання потребує застосування складних математичних методів для компенсації браку вхідних даних та численних завад. Тому необхідно використовувати більш зручні та швидкі методи розпізнавання, наприклад, підхід, побудований на принципах обробки інформації, реалізованої в корі головного мозку тварин [89]. Розуміння загального механізму дії нейронів головного мозку [90] дозволило побудувати штучні нейронні мережі, які мають майже необмежені можливості в апроксимації багатовимірних функцій [91]. Базуючись на цій властивості, вони були використані для аналізу діелектричних параметрів шаруватих середовищ, що є моделлю поверхні людського тіла [92]. Штучні нейронні мережі показали стійкість розпізнавання параметрів за наявності шуму значного рівня та помилок вимірювання. Основна ідея їхнього використання полягала у винаході власного оптимального методу розпізнавання об'єктів під час тренувань безпосередньо з часових залежностей полів замість перетворення Фур'є або інших методів попередньої обробки вхідної інформації.

Використання надширокосмугових георадарів дає можливість виконання безпечного гуманітарного розмінування навіть у випадку з неметалевими вибуховими пристроями [12]. Крім того, можливе навіть виявлення об'єктів, що знаходяться за стіною [88].

Окремою задачею є розробка ефективного НШС випромінювача, який здатен випромінювати наносекундні імпульси. На даний момент вже існує багатий вибір надширокосмугових 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 [93]. Завдяки широкому діапазону робочих частот та гарній часовій формі випромінюваного імпульсу, набула великої популярності антенна типу «метелик» [94]. Узгодження в широкій робочій смузі частот не так просто забезпечити порівняно з вузькосмуговою антеною, але воно конче необхідне для мінімізації спотворень часової форми імпульсу [95, 96].

Аналіз відбитих хвиль для визначення параметрів досліджуваного об'єкта ускладнюється їх багаторазовим перевідбиттям від різних розсіювачів. Використання ШНМ для подібних задач є виправданим кроком через добре відомі властивості такого підходу, що дають можливість мати точно визначений вихідний сигнал або відповідь [91]. Даний метод використовувався для визначення геометричних параметрів структур, опромінених монохроматичними хвилями [97]. Також ШНМ може поєднувати і аналізувати інформацію, отриману з усіх наявних частот [98]. Таким же чином ШНМ ефективно використовуються для обробки та візуалізації даних георадарів [99]. Це дозволяє цілеспрямовано відрізнити, наприклад, пустоти від інших неоднорідних геологічних структур [100].

Навіть у найпростішому випадку точкового підземного розсіювача, прийняте електромагнітне поле вздовж траси зондування утворює гіперболічну форму максимумів поля, що містить інформацію про різні параметри об'єкта, такі як

його розміри, глибина залягання, електричні характеристики ґрунту, значення яких можна відновити складними процедурами [101], які повинні враховувати максимальну кількість інформації, включаючи реакцію об'єкта на опромінення хвилями різних поляризацій [102]. Це дуже важливо через наявність шумів у прийнятих сигналах та впливу різних неоднорідностей ґрунту та завад, особливо для задачі виявлення мін [103]. Існують різні підходи до відновлення інформації із відбитих імпульсів, що генеруються цими завадами та перекриваються, такі як метод деконволюції [104] та інші. Дуже важко відстежувати та виявляти об'єкти в реальних радарограмах через великі значення шуму та перешкод, тому для імітації форм прийнятого сигналу використовуються числові методи моделювання електромагнітних процесів. Одним з найпопулярніших підходів для цього є метод FDTD [105]. Він дозволяє отримувати зразки часових форм відбитого поля, отримані від досліджуваного об'єкта, і тренувати штучну нейронну мережу (ШНМ) для його автоматичного розпізнавання у складних випадках різних ґрунтів та форм, електричних параметрів та глибин прихованих об'єктів [106]. Крім того, він створює базис для отримання необхідної інформації про розташування підповерхневих об'єктів методом інверсії хвилі [107]. Окрім інших аналітичних підходів, ШНМ демонструють гарні можливості виявлення пошкоджень в підземних кабельних мережах [108]. Вони використовуються для аналізу зображень, як у нашому конкретному випадку дослідження параметрів відбитої хвилі гіперболічної форми у просторі для автоматичного розпізнавання об'єкта [109]. Хоча ШНМ показує гарну стійкість до помилок вимірювання та шумів [110], цікаво застосовувати методи покращення вхідних сигналів за допомогою вейвлет-перетворення [111]. Цей підхід є ефективним для пошуку наземних мін у разі впливу перешкод та перекриття імпульсів в точці прийому [112]. Тому є важливим дослідження впливу зменшення рівня шуму у вхідних сигналах на якість розпізнавання ШНМ для випадку моделі білого шуму, доданого до прийнятого сигналу, але без часовитратного і складного методу оцінки максимальної правдоподібності [113]. Цікавим є підхід, який фактично

поєднує роботу двох методів, а саме взаємної кореляції та ШНМ, як це було продемонстровано в [114] в частотному просторі.

До початку повномасштабного вторгнення російської федерації на територію України 24 лютого 2022 року, на території Донецької та Луганської областей встановлено різноманітні вибухонебезпечні предмети на території площею близько 7000 квадратних кілометрів [115]. Зараз статистика вибухонебезпечних предметів на території сучасної України невпинно зростає. Серед цих об'єктів найбільш небезпечними є наземні міни. Зазвичай розмінування території виконують військові сапери, але ідея виготовлення спеціального роботизованого обладнання для виявлення мін є привабливою альтернативою [116]. Найбільш перспективним пристроєм для сканування підземного простору для різних цілей є надширококутний (НШС) підповерхневий радар [117]. Спектр застосування імпульсних електромагнітних хвиль досить широкий: виявлення людей за непрозорими перешкодами [118], аналіз ґрунту для інспекції ліній метро [119], гуманітарне розмінування [120] тощо.

Для будь-якого з можливих застосувань НШС радару слід використовувати технологію обробки сигналів, що відповідає цій конкретній задачі. Наприклад, напіваналітичний алгоритм узгодження режимів [121], узагальнене перетворення Хафа [37], метод кореляції [122]. В останні роки високу популярність набирають підходи розпізнавання на основі ШНМ [123]. Суттєвою перевагою застосування останнього метода є висока швидкість розпізнавання об'єкта за допомогою нейропроцесора [124].

Для навчання ШНМ слід збирати та готувати заздалегідь відому інформацію про зв'язок між вхідними даними та вихідними результатами розпізнавання. Це дозволяє отримувати правильні результати класифікації об'єктів для вхідних даних, які нейронна мережа раніше не бачила. Наприклад, вхідними даними можуть бути амплітуди поля, що сформовані відбитим імпульсом [125]. Чим складніший об'єкт, який потрібно розпізнати, тим складніша ШНМ нам потрібна. Крім того, застосування ШНМ дозволяє зробити класифікацію об'єктів менш чутливою до впливу шуму в прийнятих сигналах [126].

РОЗДІЛ 2. НЕСТАЦІОНАРНЕ ВИПРОМІНЮВАННЯ ДИПОЛЯ ГЕРЦА.

Даний розділ присвячений дослідженню нестационарного випромінювання найпростішої моделі реального випромінювача – елементарного випромінювача нескінченно малих розмірів, що породжується протіканням електричного струму із довільною часовою залежністю. Не дивлячись на те, що такий випромінювач не може бути створений, що він є моделлю, яка не враховує природи збуджуючого струму, критерії його малості не є однаковими в усіх напрямках, і безпосередня експериментальна перевірка його характеристик неможлива, дослідження даного випромінювача розкриває сутність ключових фізичних процесів, що протікають в усіх антенах і їх околі, та процес формування електромагнітної хвилі. Але нестационарний режим його збудження додатково розкриває низку особливостей поведінки електромагнітного поля навколо диполя Герца завдяки жорсткій підпорядкованості процесів принципу причинності на відміну від класичного підходу із використанням гармонічної залежності струму. Представлений в розділі підхід застосовується для дослідження властивостей електромагнітного випромінювання сучасних рейкотронних систем та комбінованих надширокосмугових антен електричного і магнітного типу.

Результати цього розділу опубліковано в роботах автора [127], і додатково висвітлено в роботах [30, 128, 29, 129, 130, 11].

2.1. Близьке нестационарне поле диполя Герца

2.1.1 Постановка задачі

Джерелом нестационарного електромагнітного поля будемо вважати провідник з поперечним перетином S та радіусом r_d , через який в напрямку осі OZ протікає струм із довільною часовою залежністю (Рис. 2.1). Розглянемо поле, яке випромінюється невеликим сегментом цього провідника l , за умови

$l \ll c\tau$, де τ – мінімальний час, за який струм помітно змінює своє значення, c – швидкість світла. Розповсюдження струму по всій довжині l вважається рівномірним [30].

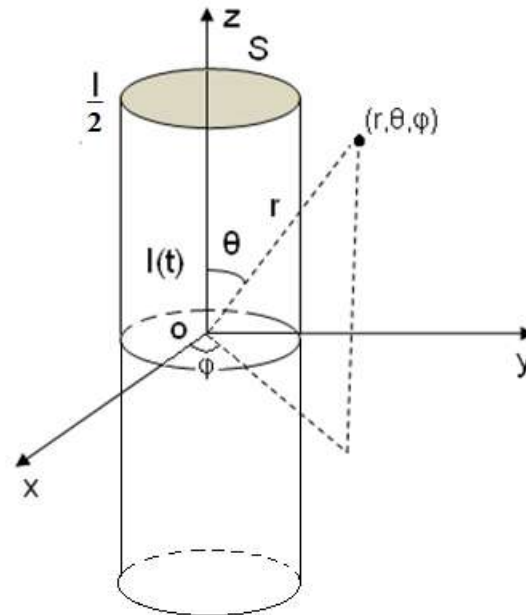


Рис. 2.1. Геометрія задачі

Розрахунок випроміненого електромагнітного поля проведемо за допомогою метода векторного потенціалу:

$$\vec{A}(\vec{r}, t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \frac{\vec{j}(\vec{r}', t - R/c)}{R} dV' \quad (2.1)$$

При цьому вирази напруженості поля мають вигляд

$$\begin{cases} \vec{H}(\vec{r}, t) = \frac{1}{\mu_0} \text{rot} \vec{A}(\vec{r}, t); \\ \vec{E}(\vec{r}, t) = -\text{grad} \varphi - \frac{\partial \vec{A}(\vec{r}, t)}{\partial t}. \end{cases} \quad (2.2)$$

На відміну від класичного розв'язку цієї задачі будемо враховувати товщину випромінювача. Розглянемо підінтегральний вираз в (2.1) при великих відстанях спостереження у порівнянні з розмірами випромінюючої системи $-r'/r \ll 1$, де \vec{r}

– координата точки спостереження, \vec{r}' – координата точкового джерела струму, при умові $\vec{R} = \vec{r} - \vec{r}'$, $R = \sqrt{r^2 - 2\vec{r}\vec{r}' + r'^2}$.

2.1.2 Асимптотичний розклад розв'язку

Використавши вираз для розкладу функції в ряд Тейлора

$$F(x_0 + x) \approx F(x_0) + \frac{x}{1!} F'(x_0) + \frac{x^2}{2!} F''(x_0), \quad (2.3)$$

можемо розкласти підінтегральний вираз (2.1) в околі точки r , обмежувачись першими складовими ряду

$$\begin{aligned} r \left(1 - \left(2 \frac{(\vec{r}, \vec{r}')}{r^2} - \frac{r'^2}{r^2} \right) \right)^{1/2} &\approx r \left(1 - \left(\frac{2 \frac{(\vec{r}, \vec{r}')}{r^2} - \frac{r'^2}{r^2}}{2} - \frac{\left(2 \frac{(\vec{r}, \vec{r}')}{r^2} - \frac{r'^2}{r^2} \right)^2}{8} \right) \right) \approx \\ &r - \frac{(\vec{r}, \vec{r}')}{r} + \frac{r'^2}{2r} - \frac{(\vec{r}, \vec{r}')^2}{2r^3} + \frac{(\vec{r}, \vec{r}')r'^2}{2r^3} - \frac{r'^4}{8r^3}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Маючи на увазі, що підінтегральний вираз має вигляд дробу

$$F(x_0 + x) = \frac{f(x_0 + x)}{x_0 + x}, \quad (2.5)$$

його розклад виглядає так

$$\frac{f(x_0 + x)}{x_0 + x} \approx \frac{f(x_0)}{x_0} + \frac{x}{1!} \frac{d}{dx_0} \left(\frac{f(x_0)}{x_0} \right) + \frac{x^2}{2!} \frac{d^2}{dx_0^2} \left(\frac{f(x_0)}{x_0} \right), \quad (2.6)$$

де $x_0 = r$, $x = - \left(\frac{(\vec{r}, \vec{r}')}{r} - \frac{r'^2}{2r} + \frac{(\vec{r}, \vec{r}')^2}{2r^3} - \frac{(\vec{r}, \vec{r}')r'^2}{2r^3} + \frac{r'^4}{8r^3} \right)$ – мала величина.

В класичному розв'язку [30] для поля, яке випромінює диполь Герца, було використана перша складова в цьому розкладі. Легко показати, що складова, яка

має в собі скалярний добуток \vec{r}, \vec{r}' , після інтегрування по об'єму дає нульовий вклад в цей вираз. Тому будемо враховувати наступні складові з однаковим порядком малості у порівнянні з розмірами диполя.

Вираз для векторного потенціалу приймає вигляд:

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \frac{dV'}{r} \left(\vec{j} - u_0 \left(\frac{1}{rc} \dot{\vec{j}} + \frac{\vec{j}}{r^2} \right) + (u_1 + u_2 + u_3) \left(\frac{1}{c^2 r} \ddot{\vec{j}} + \frac{2}{cr^2} \dot{\vec{j}} + 2 \frac{\vec{j}}{r^3} \right) \right), \quad (2.7)$$

де
$$u_0 = - \left(\frac{(\vec{r}, \vec{r}')}{r} - \frac{r'^2}{2r} + \frac{(\vec{r}, \vec{r}')^2}{2r^3} - \frac{(\vec{r}, \vec{r}') r'^2}{2r^3} + \frac{r'^4}{8r^3} \right);$$

$$u_1 = \frac{(\vec{r}, \vec{r}')^2}{2r^2} + \frac{r'^4}{8r^2} + \frac{(\vec{r}, \vec{r}')^4}{8r^6} + \frac{(\vec{r}, \vec{r}')^2 r'^4}{8r^6} + \frac{r'^8}{128r^6} - \frac{(\vec{r}, \vec{r}') r'^2}{2r^2} + \frac{(\vec{r}, \vec{r}')^3}{2r^4};$$

$$u_2 = - \frac{(\vec{r}, \vec{r}')^2 r'^2}{2r^4} + \frac{(\vec{r}, \vec{r}') r'^4}{8r^4} - \frac{(\vec{r}, \vec{r}')^2 r'^2}{4r^4} + \frac{(\vec{r}, \vec{r}') r'^4}{4r^4};$$

$$u_3 = - \frac{r'^6}{16r^4} - \frac{(\vec{r}, \vec{r}')^3 r'^2}{4r^6} + \frac{(\vec{r}, \vec{r}')^2 r'^4}{16r^6} - \frac{(\vec{r}, \vec{r}') r'^6}{16r^6}.$$

Після переходу від густини струму до повного струму через провідник та деяких інших спрощень отримуємо

$$\vec{A}(\vec{r}, t) = \frac{\vec{z}_0 \mu_0 l}{4\pi} \left(a_0 \frac{I}{r} + a_1 \frac{\dot{I}}{4r^2 c} + a_2 \frac{\ddot{I}}{8rc^2} \right), \quad (2.8)$$

де
$$a_0 = 1 - \frac{l^2}{24r^2} + \frac{l^2}{8r^2} (\cos^2 \theta) - \frac{r_d^2}{4r^2} + \frac{3r_d^2}{8r^2} (\sin^2 \theta);$$

$$a_1 = - \frac{l^2}{6} + \frac{l^2}{2} (\cos^2 \theta) - r_d^2 + \frac{3r_d^2}{2} (\sin^2 \theta);$$

$$a_2 = \frac{l^2}{3} (\cos^2 \theta) + r_d^2 (\sin^2 \theta).$$

Не важко побачити, що даний вираз при наближенні довжини диполя та його товщини до нуля перетворюється в класичний вираз [30]. Видно, що вплив нових складових проявиться на невеликих відстанях спостереження від центра випромінювача.

Заміна повного струму через провідник в (2.8) на заряд $Q(t) = \int I(t) dt$, а також застосування відомих формул для перетворень векторів з метою представити кінцеві формули в сферичній системі координат, яка є природною для усіх антенних задач, дають нам суттєво ускладнені, у порівнянні з класичними, співвідношення для всіх компонент поля, породженого електричним диполем Герца:

$$E_{\theta} = \frac{l \sin \theta}{4\pi\epsilon_0} \times \left(e_{\theta 0} \frac{Q}{r^3} + e_{\theta 1} \frac{\dot{Q}}{cr^2} + e_{\theta 2} \frac{\ddot{Q}}{rc^2} + e_{\theta 3} \frac{\ddot{\ddot{Q}}}{r^2c^3} + e_{\theta 4} \frac{\ddot{\ddot{\ddot{Q}}}}{rc^4} \right), \quad (2.9)$$

де $e_{\theta 0} = 1 - \frac{6r_d^2 + l^2}{8r^2} + \left(\frac{13l^2}{8r^2} - \frac{15r_d^2}{4r^2} \right) \cos^2 \theta + \left(\frac{15r_d^2}{8r^2} - \frac{l^2}{4r^2} \right) \sin^2 \theta;$

$$e_{\theta 1} = 1 - \frac{3r_d^2}{4r^2} - \frac{l^2}{8r^2} + \left(\frac{13l^2}{8r^2} - \frac{7r_d^2}{4r^2} \right) \cos^2 \theta + \left(\frac{7r_d^2}{8r^2} - \frac{l^2}{4r^2} \right) \sin^2 \theta;$$

$$e_{\theta 2} = 1 - \frac{r_d^2}{2r^2} - \frac{l^2}{12r^2} + \left(\frac{19l^2}{24r^2} - \frac{3r_d^2}{2r^2} \right) \cos^2 \theta + \left(\frac{9r_d^2}{8r^2} - \frac{l^2}{12r^2} \right) \sin^2 \theta;$$

$$e_{\theta 3} = \frac{l^2 - r_d^2}{4} \cos^2 \theta + \frac{5r_d^2 \sin^2 \theta}{8} - \frac{r_d^2}{4} - \frac{l^2}{24};$$

$$e_{\theta 4} = \frac{l^2}{24} \cos^2 \theta + \frac{r_d^2}{8} \sin^2 \theta.$$

$$E_r = \frac{l \cos \theta}{2\pi\epsilon_0} \left(e_{r0} \frac{Q}{r^3} + e_{r1} \frac{\dot{Q}}{cr^2} + e_{r2} \frac{\ddot{Q}}{c^2r^3} + e_{r3} \frac{\ddot{\ddot{Q}}}{r^2c^3} \right), \quad (2.10)$$

де $e_{r0} = 1 - \frac{3r_d^2}{2r^2} + \frac{l^2}{4r^2} (3 \cos^2 \theta - 1) + \left(\frac{15r_d^2}{4r^2} - \frac{l^2}{2r^2} \right) \sin^2 \theta;$

$$e_{r1} = 1 - \frac{3r_d^2}{4r^2} + \frac{15l^2}{16cr^2} \cos^2 \theta + \left(\frac{r_d^2}{cr^2} - \frac{l^2}{4r^2c} \right) \sin^2 \theta;$$

$$e_{r2} = -\frac{r_d^2}{2} - \frac{l^2}{12} + \frac{7l^2}{24} \cos^2 \theta + \left(\frac{l^2}{12} + \frac{r_d^2}{8} \right) \sin^2 \theta;$$

$$e_{r3} = \frac{r_d^2}{4} + \frac{l^2}{24} \cos^2 \theta + \left(\frac{r_d^2}{4} - \frac{l^2}{24} \right) \sin^2 \theta.$$

$$H_\varphi(r, \theta, t) = \frac{l \sin \theta}{4\pi} \left(h_1 \frac{\dot{Q} t - r/c}{r^2} + h_2 \frac{\ddot{Q}}{cr} + h_3 \frac{\ddot{Q}}{r^2 c^2} + h_4 \frac{\ddot{Q}}{rc^3} \right); \quad (2.11)$$

$$\text{де } h_1 = 1 - \frac{3l^2}{8r^2} + \frac{3r_d^2}{4r^2} \left(\frac{3}{2} \sin^2 \theta - 1 \right) + \left(\frac{5l^2}{8r^2} - \frac{3r_d^2}{4r^2} \right) \cos^2 \theta;$$

$$h_2 = 1 - \frac{l^2}{8r^2} + \frac{3r_d^2}{4r^2} (3 \sin^2 \theta - 1) + \left(\frac{5l^2}{8r^2} - \frac{3r_d^2}{4r^2} \right) \cos^2 \theta;$$

$$h_3 = -\frac{l^2}{24} + \left(\frac{l^2}{4} - \frac{r_d^2}{4} \right) \cos^2 \theta + \frac{r_d^2}{2} \left(\sin^2 \theta - \frac{1}{2} \right);$$

$$h_4 = \frac{l^2}{24} \cos^2 \theta + \frac{r_d^2}{8} \sin^2 \theta.$$

Тут кутова залежність від координати φ відсутня через симетрію задачі. Також можна слушно зауважити, що формули (2.9) – (2.11) переходять в класичні [30] при наближенні радіусу диполя до нуля, а його довжини у порівнянні до відстані спостереження до настільки малих значень, які дають право знехтувати усіма складовими, окрім пропорційних довжині.

2.1.3 Числове моделювання

Для графічної ілюстрації часових залежностей випроміненого поля в ближній зоні отриманий вираз для векторного потенціалу (2.8) досліджується на прикладі такої часової залежності

$$Q(t) = (1 - \text{th}(t/\tau))/2, \quad (2.12)$$

де $\tau = 10^{-9}$ с, довжина випромінювача $l = 0,01$ м, його радіус $r_d = 0,001$ м, амплітуда збуджуючого стороннього струму $I_0 = 1$ А.

На Рис. 2.2 – Рис. 2.4 зображені часові залежності амплітуди поперечної компоненти векторного потенціалу для відстані спостереження $r = 5, 10, 20$ мм для фіксованого кута спостереження $\theta = \pi/2$, розраховані за класичними формулами [30], по отриманій раніше уточненій (2.8) і по точному розв'язку (2.1), який отриманий за допомогою числового розрахунку. Видно, що вже на відстані 20 мм (Рис. 2.4) всі три криві практично співпадають. При малих відстанях спостереження різниця помітна, причому наш уточнений розв'язок ближче до точного. Також варто відмітити, що зменшення значення потенціалу в більш точних розв'язках у порівнянні з класичними особливо помітно на Рис. 2.2. Це вказує нам на те, що на таких малих відстанях хвиля ще не сформована, що вона на отримала достатньо енергії від квазістатичних компонент поля, які знаходяться в об'ємі, що оточує випромінювач [16].

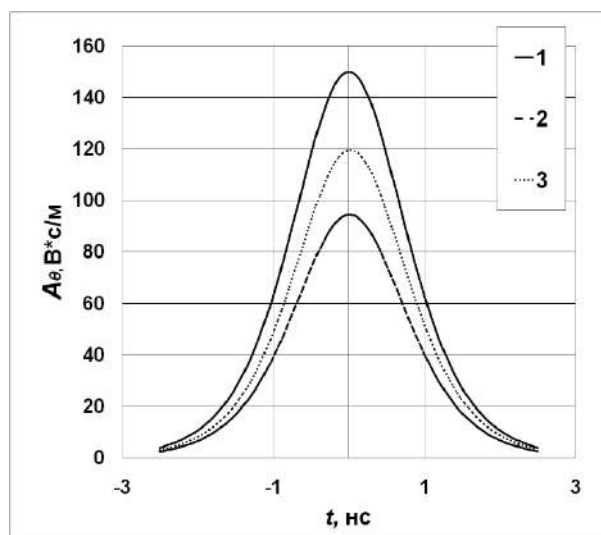


Рис. 2.2. Часова залежність амплітуди поперечної компоненти векторного потенціалу на відстані 5 мм від диполя, $\theta = \pi/2$, 1 – класичний розв'язок, 2 – уточнений розв'язок, 3 – точний розрахунок

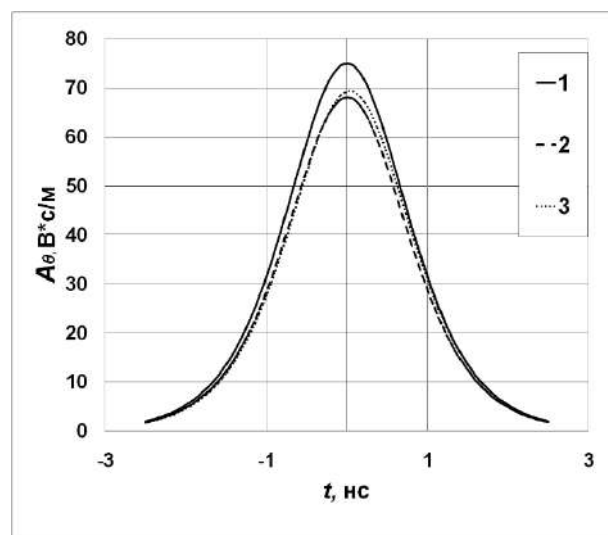


Рис. 2.3. Часова залежність амплітуди поперечної компоненти векторного потенціалу на відстані 10 мм від диполя, $\theta = \pi/2$, 1 – класичний розв'язок, 2 – уточнений розв'язок, 3 – точний розрахунок

Для ілюстрації поведінки поля в ближній зоні при різних кутах на Рис. 2.5-Рис. 2.7 побудовані часові залежності поперечної компоненти, а на Рис. 2.8-Рис. 2.10 – позовжні компоненти векторного потенціалу при кутах спостереження $\theta = \pi/16, \pi/4, 7\pi/16$.

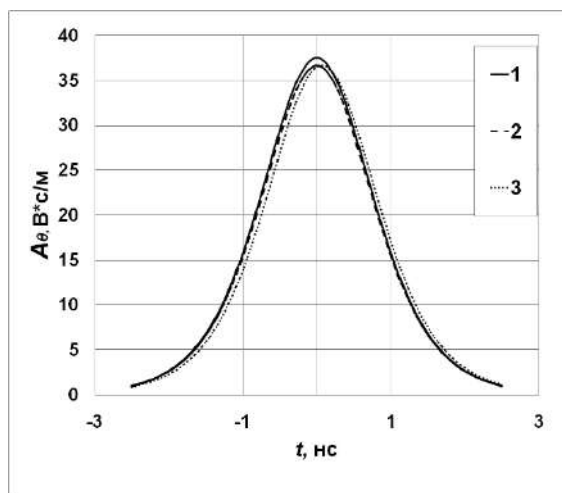


Рис. 2.4. Часова залежність амплітуди поперечної компоненти векторного потенціалу на відстані 20 мм від диполя, $\theta = \pi/2$, 1 – класичний розв'язок, 2 – уточнений розв'язок, 3 – точний розрахунок

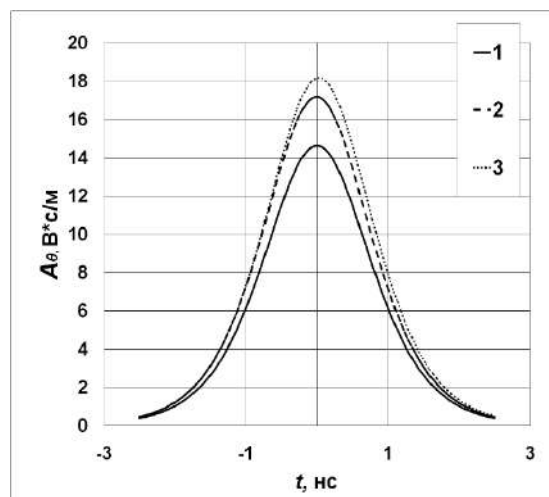


Рис. 2.5. Часова залежність амплітуди поперечної компоненти векторного потенціалу на відстані 10 мм від диполя, $\theta = \pi/16$, 1 – класичний розв'язок, 2 – уточнений розв'язок, 3 – точний розрахунок.

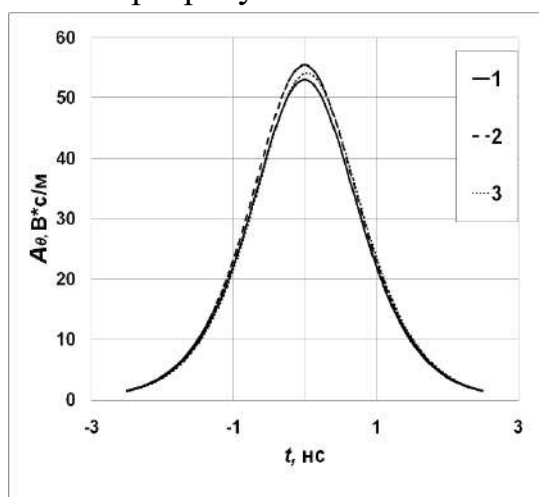


Рис. 2.6. Часова залежність амплітуди поперечної компоненти векторного потенціалу на відстані 10 мм від диполя, $\theta = \pi/4$, 1 – класичний

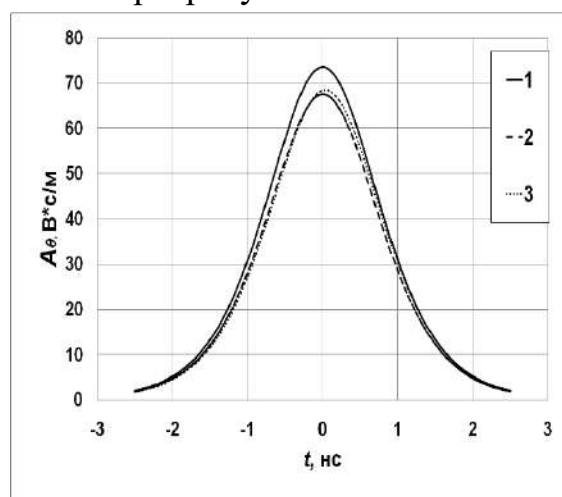


Рис. 2.7. Часова залежність амплітуди поперечної компоненти векторного потенціалу на відстані 10 мм від диполя, $\theta = 7\pi/16$, 1 – класичний

розв'язок, 2 – уточнений розв'язок, 3 – розв'язок, 2 – уточнений розв'язок, 3 – точний розрахунок

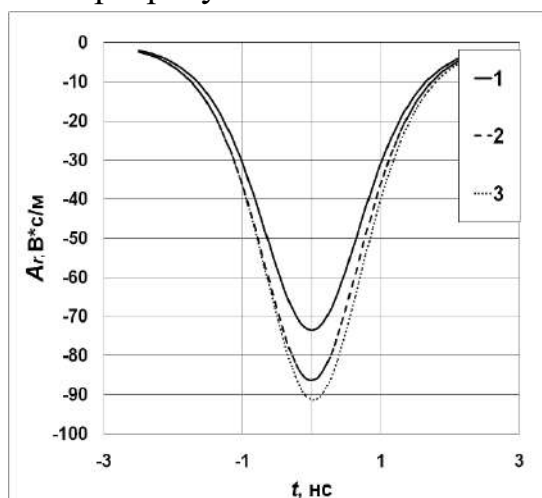


Рис. 2.8. Часова залежність амплітуди поздовжньої компоненти векторного потенціалу на відстані 10 мм від диполя, $\theta = \pi/16$, 1 – класичний розв'язок, 2 – уточнений розв'язок, 3 – точний розрахунок

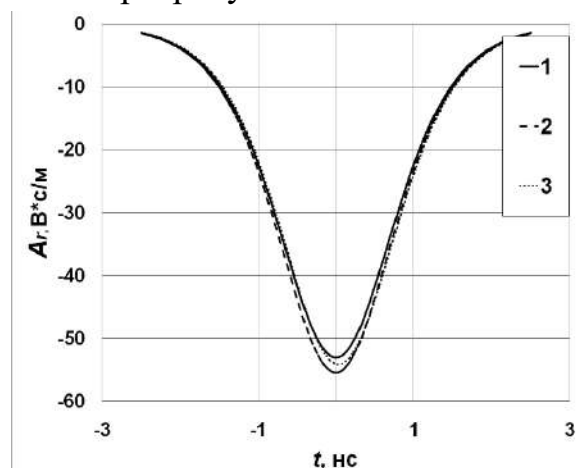


Рис. 2.9. Часова залежність амплітуди поздовжньої компоненти векторного потенціалу на відстані 10 мм від диполя, $\theta = \pi/4$, 1 – класичний розв'язок, 2 – уточнений розв'язок, 3 – точний розрахунок

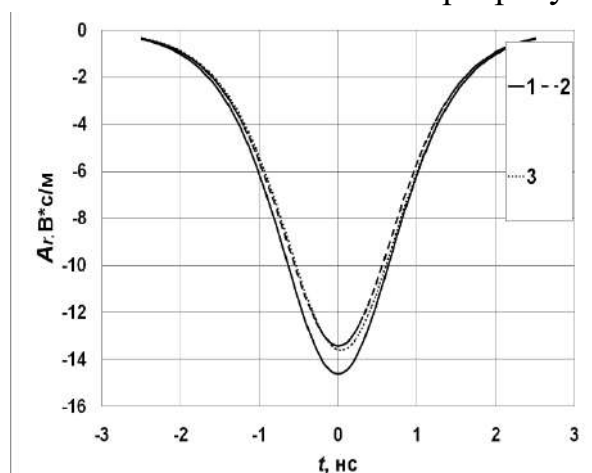


Рис. 2.10. Часова залежність амплітуди поздовжньої компоненти векторного потенціалу на відстані 10 мм від диполя, $\theta = 7\pi/16$, 1 – класичний розв'язок, 2 – уточнений розв'язок, 3 – точний розрахунок

На всіх рисунках видно, що отриманий тут уточнений розв'язок (8) при будь-яких кутах для всіх компонент поля краще описує реальну поведінку електромагнітного поля у порівнянні з класичним розв'язком. Не дивлячись на те, що воно має в собі не тільки складові електромагнітної хвилі, але і

квазістатичні складові [30]. При малих кутах θ класичний розв'язок приводить до занижених значень амплітуди полів, так як воно гірше враховує процес формування діаграми спрямованості в околі випромінювача (Рис. 2.5, 2.6, 2.8, 2.9), кутова залежність полів для всіх складових в класичних виразах однакова [30], що як видно не відповідає дійсності. А при кутах, близьких до прямого, класичний розв'язок приводить до завищення амплітуди полів (Рис. 2.7 та Рис. 2.10), так як воно гірше відтворює процес формування хвилі із квазістатичних компонент поля. Адже, як було відмічено, за класичними виразами виходить, що хвиля існує на будь яких, наскільки малих відстанях від випромінювача [18]. Це суперечить твердженням Герца [17] щодо джерела виникнення електромагнітного поля. Отримані уточнені вирази (2.9) – (2.11) позбавлені від цього недоліку, хоча вони також не адекватно описують поля при дуже малих відстанях від випромінювача, так як представляють собою нехай і більш точні, проте все ж асимптотичні вирази, де малим параметром все так само є розмір випромінювача по відношенню до відстані від його центру до точки спостереження.

Окрім часових залежностей векторного потенціалу важливо дослідити поведінку компонент електромагнітного поля, наприклад поперечної компоненти магнітного поля. Розрахунок цієї складової представлений на Рис. 2.11 для випадку відстані до точки спостереження, рівній 10 см та кутом спостереження $\theta = \pi/16$. Легко побачити, що покращений розв'язок дає більш краще наближення до точного розв'язку у порівнянні з класичним.

На Рис. 2.12 представлені часові залежності амплітуди магнітного поля для відстані спостереження $r = 20$ см та для різних кутів спостереження $\theta = \pi/16, \pi/4, \pi/2$. Варто відмітити, що уточнені формули забезпечують краще наближення відповідної кривої до точної для всіх кутів у порівнянні з класичним розв'язком, так само, як і для розрахованого векторного потенціалу.

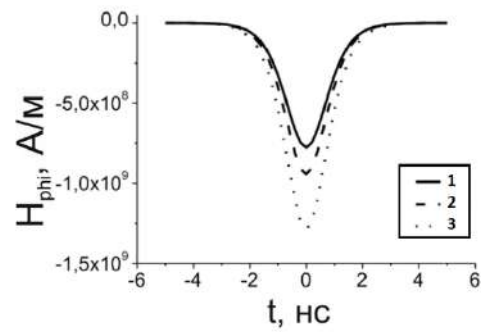


Рис. 2.11. Часова залежність амплітуди поперечної компоненти магнітного поля (кут спостереження $\theta = \pi/16$, відстань спостереження $r = 10$ см), що одержана за класичною формулою (1), за уточненою (2) та за допомогою точного числового розрахунку інтегралу (3)

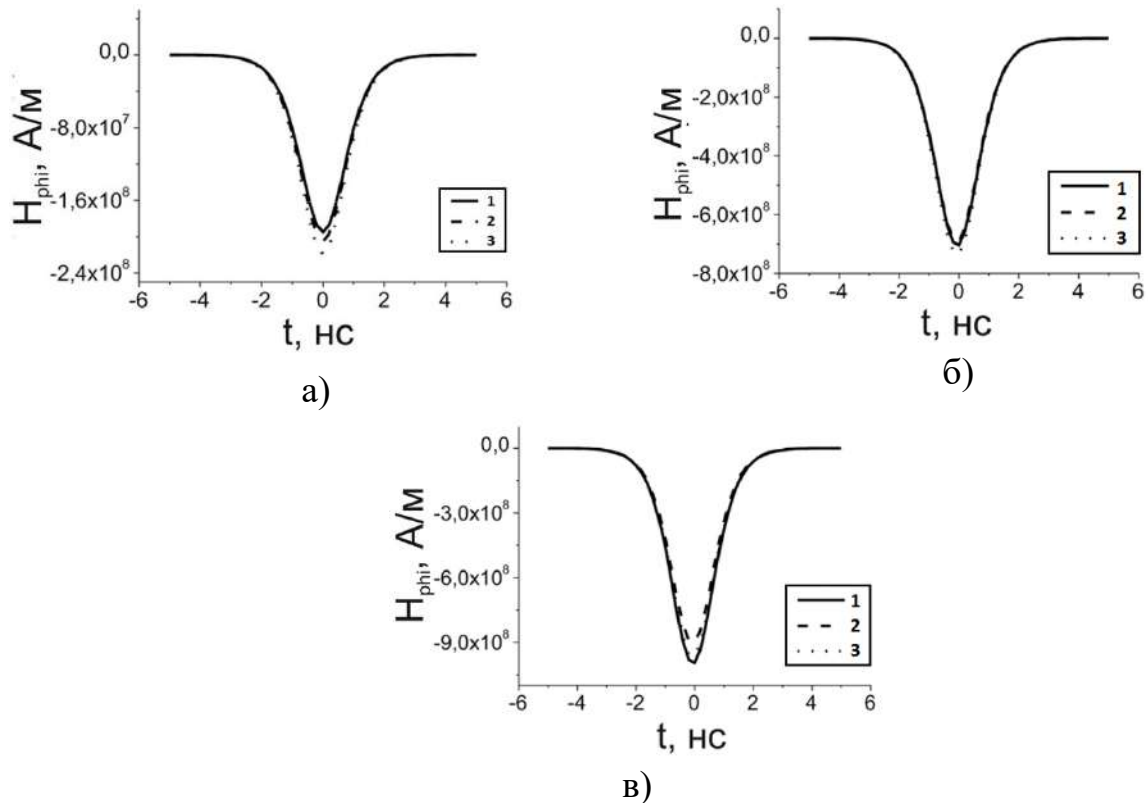


Рис. 2.12. Часові форми магнітного поля під кутами прийому а) $\theta = \pi/16$, б) $\theta = \pi/4$ в) $\theta = \pi/2$ на відстані $r = 20$ см, одержані з класичних виразів (1), уточнених (2) та точного числового розрахунку (3)

2.2. Зони випромінювання імпульсного випромінювача малих електричних розмірів

Дослідимо випромінювання, яке створюється перехідним процесом в потужному електричному колі. Нехай електричний струм буде рівномірно розподілений по об'єму циліндра з довжиною $l = 0,2$ м, з поперечним перетином у вигляді кола з радіусом $r_d = 0,01$ м. Припустимо, що часова залежність струму імітує різке, але не нескінченно швидке, вимикання струму в електричному колі [129]:

$$I(t) = I_0 \left(1 - \operatorname{th} \left(\frac{t}{\tau} \right) \right) \quad (2.13)$$

де $\tau = 2 \cdot 10^{-4}$ с, $I_0 = 1000$ А.

Для виявлення ефекту появи хвилі пронормуємо ці залежності шляхом домноження на квадрат відстані спостереження поля. Побудуємо на Рис. 2.13 поперечні та поздовжні складові електричного поля на відстаннях спостереження $1-10^6$ м. До відстані $r = 10^5$ м ці компоненти зменшуються так, як і звичайне квазістатичне поле. Але для більших відстаней ми спостерігаємо і тільки різке зростання амплітуди поперечної компоненти каже нам про формування електромагнітної хвилі на великих відстаннях. Для такого джерела малих електричних розмірів варто застосувати такий критерій зовнішньої межі ближньої зони (2.14) [131] – [132]

$$r < \lambda / 2\pi \quad (2.14)$$

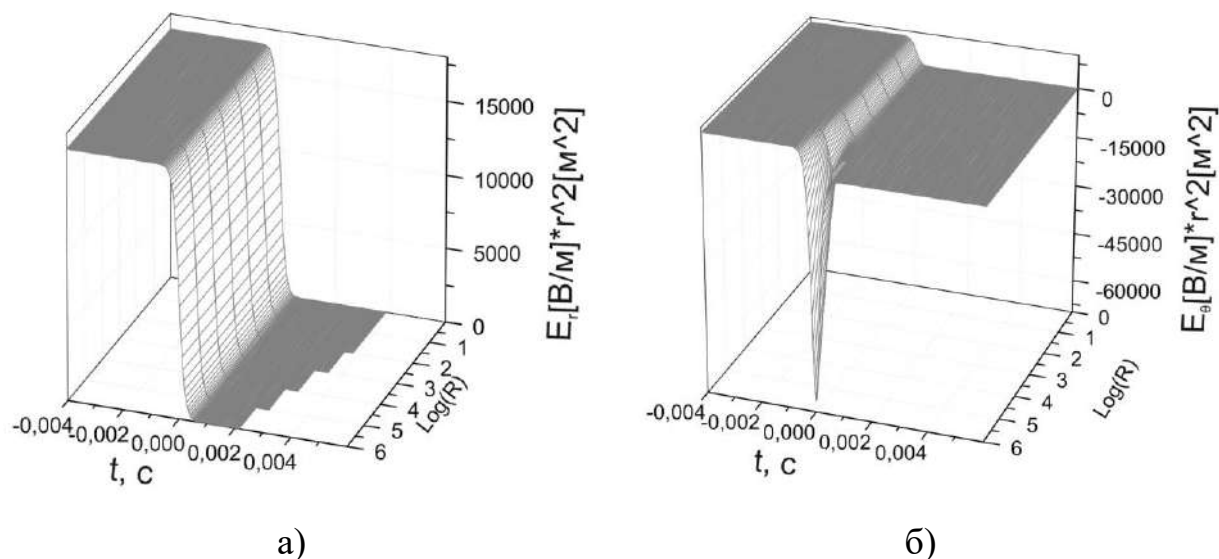


Рис. 2.13. Часові залежності нормованих на квадрат відстані амплітуд поздовжньої (а) та поперечної (б) складових електричного поля для кута $\theta = \pi/2$ та різних відстаней прийому

Як видно із Рис. 2.13, вищезазначений критерій відповідає реальній поведінці електромагнітного поля, хоча і потребує заміни довжини хвилі на параметр ct , що свого часу слушно запропонував Содін [133]. Варто відмітити, що гармонічна залежність джерела від часу не робить питання зон випромінювання легким і прозорим [134], але використання нестационарних джерел це ще більше ускладнює. Іншим цікавим прикладом визначення ближньої границі дальньої зони є часозалежний критерій Хармута [31]:

$$R \gg c \left| I(t) / \frac{dI(t)}{dt} \right|. \quad (2.15)$$

Ідея цієї нерівності лежить в порівнянні впливу хвильової та квазістатичної складових поля. Формула (2.15) презентує порівняння магнітних компонентів поля, це більш зручно і наближено до реальних задач тому, що електрична компонента містить потужну в ближній зоні дипольну складову, викликану тим, що в постановці задачі знехтувано джерелами струму. Очевидно, що ця умова зводиться у гармонічному випадку до одного з класичних критеріїв дальньої

зони (2.14). Для окремого випадку часової залежності (2.13) збуджуючого струму функція в правій частині (2.15) зображена на Рис. 2.14.

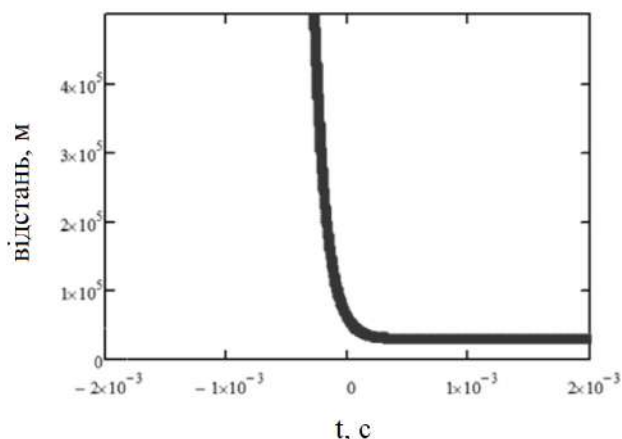


Рис. 2.14. Залежність межі дальньої зони від часу згідно критерію (2.15) для магнітного поля диполя Герца

Можна припустити, що для моменту вимкнення квазістатичне поле заповнює весь простір навколо випромінювача до нескінченності, цим і пояснюється нескінченне початкове значення дальньої межі ближньої зони. Процес вимкнення струму наближає ближню межу дальньої зони до випромінювача до деякого значення, тому функція на Рис. 2.14 припиняє зменшуватись, досягши значення приблизно $3 \cdot 10^4$ м. Однією із причин такої поведінки також є обрана форма часової залежності збуджуючого струму, яка лише асимптотично наближається до нуля, проте не зникає повністю. Таким чином, критерій Хармута дає схожий результат з кращим візуальним представленням того, як межа дальньої зони наближається по мірі перетворення енергії квазістатичного поля навколо випромінювача все ближче до мінімального постійного значення, близького з точністю до порядку відстані формування вільної електромагнітної хвилі – ближньої межі дальньої зони (Рис. 2.13).

Легко побачити, що хвиля, тобто поле в зоні Фраунгофера, має форму часової залежності першої похідної по часу від повного струму, і ця залежність спостерігається експериментально [135]. Навіть були пропозиції, дійсні для нестационарних полів, за часовою формою прийнятого поля робити висновок, в якій зоні це поле спостерігається. В роботі [29] також пропонується і напрямлені

характеристики визначати за енергією імпульсів. Вслід за виразом (2.15), дослідимо відношення енергії хвильової складової магнітного поля W_{wave} до повної енергії магнітного поля W . Відповідна залежність зображена на Рис. 2.15

для $\theta = \pi/4$ та заряду $Q(t) = Q_0(1 - \text{th}(t/\tau))/2$, де $\tau = 1$ нс.

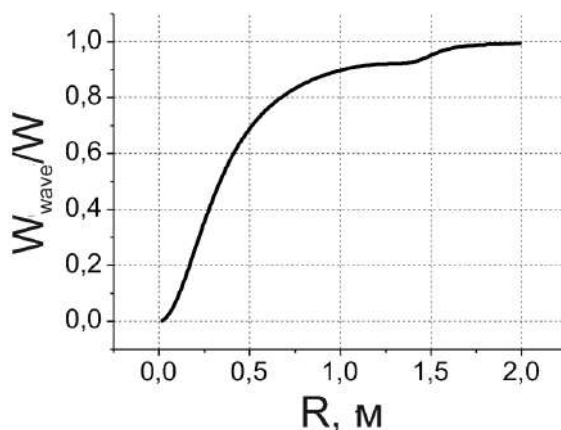


Рис. 2.15. Відношення хвильової до повної енергій від відстані R , при куті спостереження $\theta = \pi/4$, тривалість перехідного процесу $\tau = 1$ нс

Згідно традиційного визначення робочої смуги, вважаємо за доцільне ближню межу хвильової зони визначити як відстань, на якій це відношення дорівнює 0,5 [135], [129]. Для цього випадку межа досягає значення 0,4 м. А для параметрів випромінювача, який описаний на Рис. 2.13 та Рис. 2.14, наш критерій відношення енергій виглядає так, як показано на Рис. 2.16, і межа дальньої зони по відношенню енергій 0,5 дорівнює $6,7 \cdot 10^4$ м, що в точності співпадає з визначеною межею дальньої зони за критерієм Содіна. Проте, за критерієм Хармута наше значення в два рази більше.

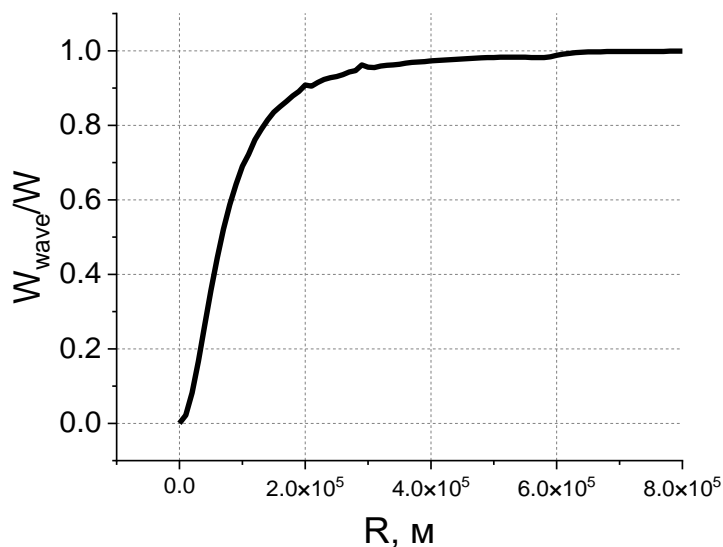


Рис. 2.16. Відношення хвильової до повної енергій від відстані R , при куті спостереження $\theta = \pi/4$, тривалість імпульса $\tau = 2 \cdot 10^{-4}$ с

Щоб відслідити зміну розміру дальньої зони від тривалості імпульсу збуджуючого струму τ , на Рис. 2.17 представлено те ж відношення енергій для того ж кута. Бачимо, що чим довший імпульс, тим більша ближня зона. Отримана залежність нагадує один з критеріїв, де починається зона Фраунгофера [131]:

$$R \gg \lambda/2\pi \quad (2.16)$$

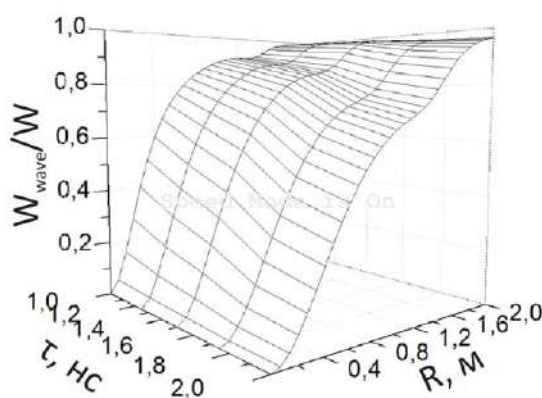


Рис. 2.17 Відношення хвильової до повної енергій від відстані R , при куті спостереження $\theta = \pi/4$ і різних тривалостях перехідного процесу τ

2.3. Дипольно-щілинний випромінювач нестационарних полів

2.3.1 Постановка задачі

Щілинний випромінювач Барнса [33] розмістимо в нескінченному екрані (Рис. 2.27). Будемо моделювати збудження напругою, що прикладена до центра щілини. Надширокосмуговість забезпечимо конусами з ідеальною провідністю, як показано на Рис. 2.28 і Рис. 2.29. Шляхом числового розрахунку будемо оптимізувати цю конструкцію за смуговими параметрами.

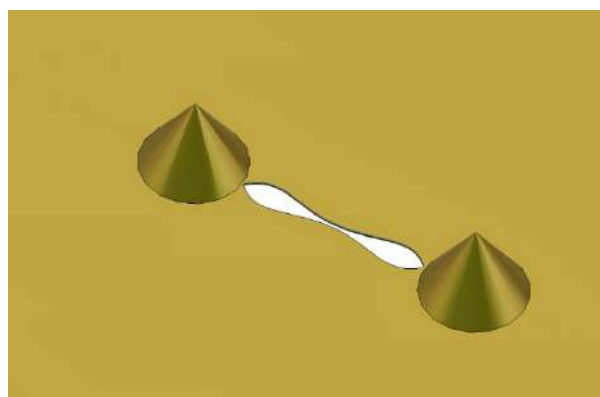


Рис. 2.27. Надширокосмугова щілина з патенту [33], що прорізана вібраторно-щілинний випромінювач нескінченному екрані

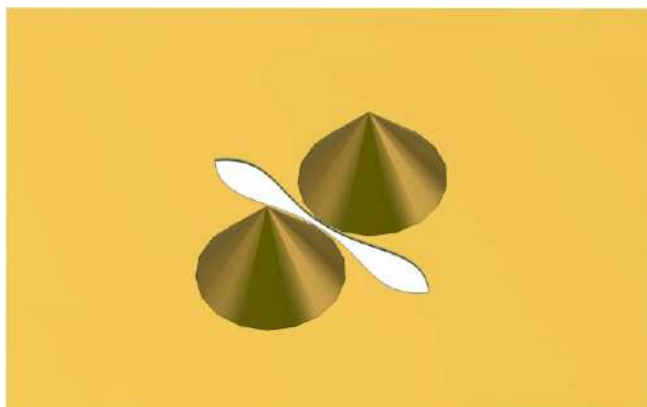


Рис. 2.29. Надширокосмуговий вібраторно-щілинний випромінювач як аналог випромінювача Клевїна

2.3.2 Числове моделювання

Методом FDTD створена модель, де екран має товщину 1 мм, всі частини є ідеальнопровідними. Оптимальні моделі забезпечили узгодження, що проілюстровано на Рис. 2.30. Складність структури [33] і розташування конусів пояснює те, що стояча хвиля напруги не має постійних періодів

В конструкції, що наведена на Рис. 2.28, вплив конусів малий через розміщення у мінімумі поля щілини, тоді як розміри конусів в моделі на Рис. 2.29 суттєво змінюють характеристики. Помічено, що класичне співвідношення $L/\lambda = 0.25$ створює важливий мінімум на частоті $f = 1,3$ ГГц (крива 2).

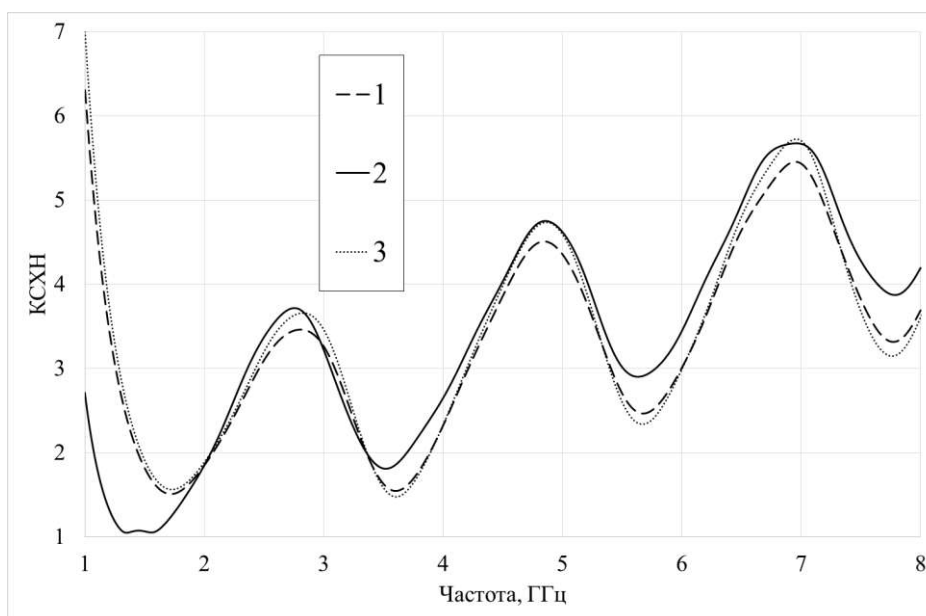


Рис. 2.30. Коефіцієнт стоячої хвилі напруги для різних частот для щілини на Рис. 2.27 (крива 1), випромінювача Клевіна (див. Рис. 2.29) (крива 2) і вібраторно-щілинного випромінювача на Рис. 2.28 (крива 3)

Але найбільшу цінність ці комбіновані випромінювачі одночасно і електричного, і магнітного типу, мають за свої властивості ефективно випромінювати короткі імпульсні сигнали, що конче потрібні для задач підповерхневого зондування. Для віддалення 0,3 м від центру цих структур електричне поле побудовано на Рис. 4.48 для $\Theta = 0^\circ$ в обох головних площинах при збудженні імпульсом Гауса тривалості 0,08 нс. Як видно з Рис. 2.31,

покращують випромінювання, але породжують шкідливі післяімпульсні коливання.

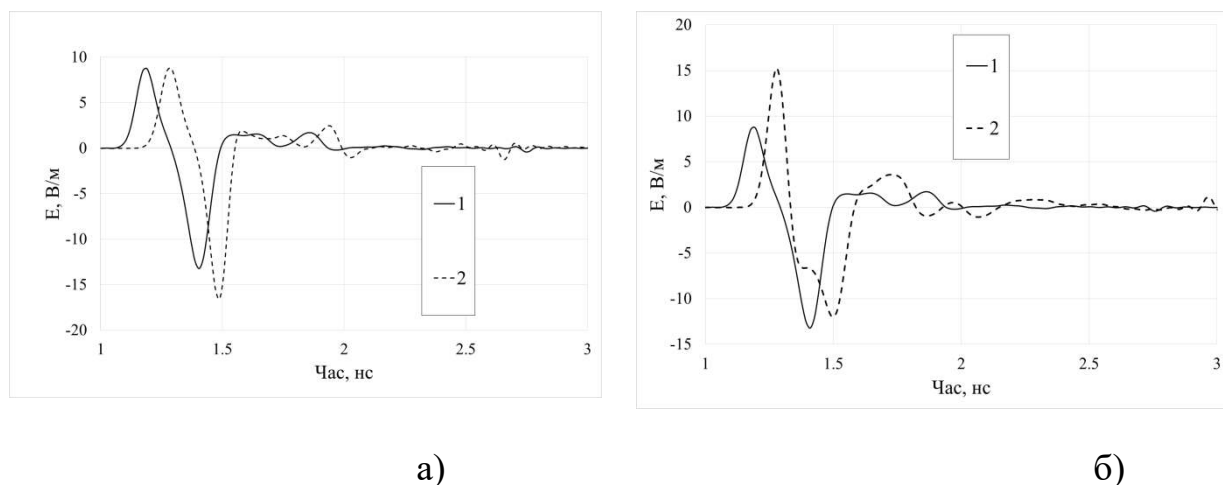
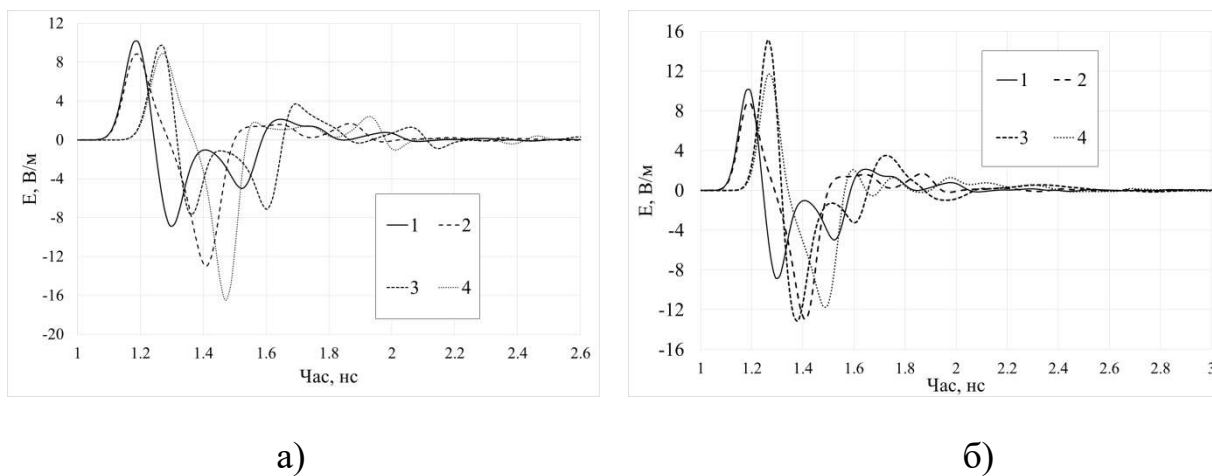
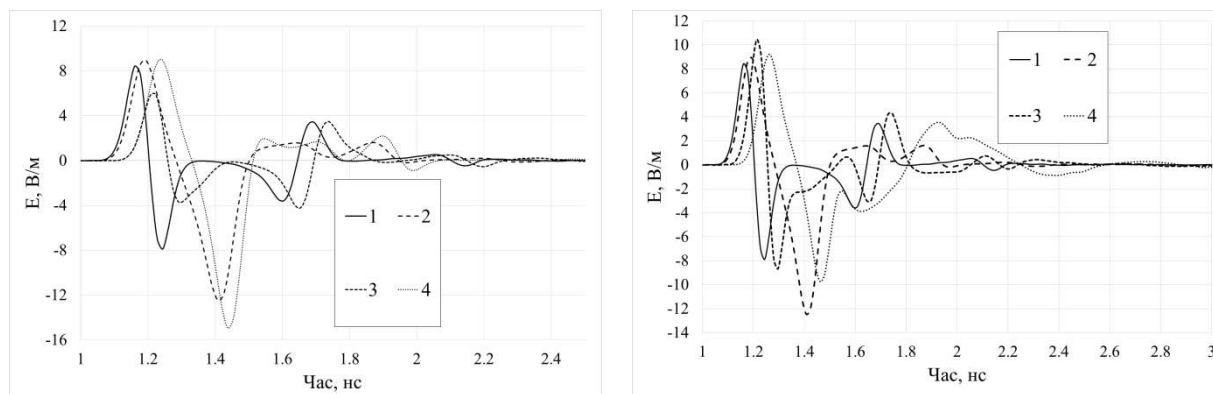


Рис. 2.31. Часова форма випромінюваного електричного поля для $r = 0,3$ м, $\Theta = 0^\circ$: 1—щілина Барнса, 2—вібраторно-щілинний випромінювач (а) або випромінювач Клевїна (б)

Аналогічні криві для площини Н побудовані на Рис. 2.32. Випромінювання усіх варіантів випромінювачів погіршилось. Хоча перший максимум для щілини на Рис. 2.32б більший за максимум на Рис. 2.31, але це компенсується тим, що наступний мінімум є високим на Рис. 2.32б. Те ж саме маємо в площині Е для випромінювача Клевїна (крива 4). Проілюстровано класичну ізоτροпію випромінювання щілини в площині Е (крива 2).





в)

г)

Рис. 2.32. Часові форми електричного поля для $r = 0,3$ м, $\Theta = 30^\circ$ (а, б) та $\Theta = 60^\circ$ (в, г) (1 – щілина у площині Н, 2 – щілина у площині Е, 3 – випромінювач Клевіна у площині Н, 4 – випромінювач Клевіна у площині Е

2.4. Висновки до розділу 2

Класичні формули для усіх компонент випромінюваного поля, в тому числі і в ближній зоні, є наближеними, так як отримані у наближенні малості довжини диполя і його товщини. Застосування розкладу компонент векторного потенціалу в ряд Тейлора за малим параметром з врахуванням більшої кількості членів ряду у порівнянні із класичною процедурою дозволяє отримати електромагнітні поля в аналітичному вигляді. Це дозволяє в явному вигляді побачити, що в безпосередній близькості від джерела струму складових випроміненої хвилі немає. Її ідентифікація легко проводиться завдяки використанню розв'язку у часовому просторі, тому що хвилева частина електромагнітного поля має іншу часову залежність, а саме, пропорційна першій похідній за часом від збуджуючого струму.

Аналіз на конкретній функції збудження критерію дальньої зони, запропонованого Хармутом, показав, що ближня границя дальньої зони приймає різні значення в залежності від моменту часу, але актуальним її значенням є те, що спостерігається в момент проходження тієї частини імпульсу, що має

найбільше інформаційне навантаження, найбільшу швидкість зміни в точці прийому.

Показано, що використання покращеного розв'язку для задач випромінювання систем електричних диполів Герца малих електричних розмірів не є принципово важливим. Уточнення розв'язку, що суттєво впливає на значення амплітуд полів на малих відстанях, за значущістю не перевершує вплив окремих повернутих та зміщених диполів. Обґрунтовано критерій межі хвильової зони для цього випромінювача, який у цьому випадку пов'язаний тільки з характерною тривалістю випроміненого імпульсу й зовсім не залежить від розмірів випромінювача. Перевірка впливу апроксимаційних моделей опису криволінійного струму засвідчила, що модель одиночного електричного диполя Герца може бути застосована як розв'язок цієї задачі, якщо відстань спостереження перевищує 4 м. Проте на менших відстанях необхідно використовувати більш складні моделі просторового розподілу імпульсного збуджуючого струму, як, наприклад такі, що розглянуті в даному розділі. Дослідження зміни часової форми поперечної електричної складової поля дає змогу рекомендувати до використання аналіз цієї залежності з метою визначення відстані до випромінювача, і як метод фіксації роботи рейкотронних систем.

Формування хвилі у ближній зоні випромінювача електричного типу можна докорінним чином покращити, розташовуючи в ній випромінювач магнітного типу, що має, як відомо, дуальні електродинамічні параметри до випромінювача електричного типу. Перевагою такого комбінованого випромінювача, аналога антени Клевіна, є ефективне формування в невеликому фізичному об'ємі імпульсної хвилі з малими післяімпульсними коливаннями без застосування додаткових штучних омічних втрат, що є актуальним для її застосування для різних задач, в тому числі передачі інформації та зондування.

РОЗДІЛ 3. ОПРОМІНЕННЯ ДІЕЛЕКТРИЧНОГО СЕРЕДОВИЩА АПЕРТУРНОЮ АНТЕНОЮ

Виявлення підповерхневих об'єктів, що занурені у діелектричне середовище із втратами, яким є ґрунти, за допомогою опромінення надширокосмуговими електромагнітними полями сучасних радарів, які в переважній більшості використовують антени апертурного типу, потребує теоретичного дослідження у часовому просторі процесів проходження нестационарних хвиль через границю розподілу двох середовищ. На відміну від класичних результатів, де використовується джерело у вигляді пласкої хвилі, тут розглядається апертурний випромінювач, як джерело, із подальшим аналітичним розв'язанням цієї задачі у часовому просторі методом еволюційних рівнянь. Також проведено дослідження властивостей окремих важливих складових цієї комплексної задачі, а саме, апертурного випромінювача, що містить вставку із метаматеріалу, та точному вимірюванні параметрів діелектрика. Незнання діелектричної проникності та втрат ґрунтів є однією з найсерйозніших проблем при їх радарних дослідженнях. Представлений декомпозиційний підхід є обґрунтованим через те, що, загалом, ця теоретико-практична задача є лінійною і тому дозволяє окремий розгляд її складових із подальшим врахуванням результатів досліджень. Результати цього розділу опубліковані в статтях [136, 138, 139] та додатково висвітлені в статтях і тезах міжнародних конференцій [137, 140, 141, 142, 143, 144].

3.1. Нестационарне поле апертурної антени на границі двох ідеальних середовищ

3.1.1 Постановка задачі

Розглянемо Н-хвилю, що збуджується джерелом у вигляді плаского однонапрявленого струму [45], заданого у циліндричній системі координат:

$$\vec{j}_0(\rho, \varphi, z, t) = \vec{x}_0 A_0 H(R - \rho) \delta(z) H(t), \quad (3.1)$$

де функція Хевісайда $H(R - \rho)$ задає випромінювач у вигляді круглої апертури радіусом R ; $H(t)$ показує стрибкоподібну часову залежність струму; t – часова змінна; z – поздовжня координата, дельта-функція Дірака $\delta(z)$ позначає нескінченно малу товщину випромінювача; A_0 – амплітуда струму; $\vec{x}_0 = \vec{\rho}_0 \cos \varphi - \vec{\varphi}_0 \sin \varphi$ – орт декартової системи координат; ρ – радіальна компонента циліндричної системи. Випромінювання здійснюється у вільний простір ($\varepsilon = 1, \mu = 1$), який безпосередньо контактує з нижнім середовищем без втрат ($\varepsilon > 1, \mu = 1$) при $z = 0$.

Математично Н-хвиля у вільному просторі описується диференціальним рівнянням у частинних похідних відносно еволюційного коефіцієнту, згідно еволюційного підходу [45]:

$$\left(\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} - \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \chi_i^2 \right) h_{m_i}^{inc}(z, t) = \sqrt{\mu_0} j_{m_i}(z, t); \quad V_{m_i}^{inc} = -\frac{1}{c} \frac{\partial h_{m_i}^{inc}}{\partial t}, \quad (3.2)$$

де індекс «*inc*» позначає падаючу хвилю; $c = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{M}}{\text{c}}$ – швидкість світла у вільному просторі; χ_i – спектральний параметр; $h_{m_i}^{inc}$ – еволюційний коефіцієнт, що знаходиться шляхом розв'язку першого еволюційного рівняння; $V_{m_i}^{inc}$ – еволюційний коефіцієнт поперечної електричної компоненти; j_{m_i} – функція-джерело, що є модовим розкладом стороннього струму \vec{j}_0 ,

$$j_{m_i} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^\infty \rho d\rho \vec{j}_0(\rho, \varphi, z, t) \cdot [\nabla \psi_{m_i}^* \times \vec{z}_0], \quad (3.3)$$

ψ_{m_i} – базисна (мембранна) функція, що залежить тільки від поперечних координат і задовольняє рівнянню Гельмгольца,

$$\psi_{m_i}(\rho, \varphi, \chi_i) = \frac{J_{m_i}(\chi_i \rho)}{\sqrt{\chi_i}} e^{im_i \varphi},$$

де $J_{m_i}(\chi_i \rho)$ – функція Бесселя.

Розв'язавши рівняння (3.2) відносно усіх мод, поперечна компонента електричного поля знаходиться через дискретну суму по кутовим модам та неперервну по спектральних параметрах:

$$\vec{E}^{inc}(\rho, \varphi, z, t) = \frac{1}{\varepsilon_0} \sum_{m_i=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} d\chi_i V_{m_i}^{inc} [\nabla \psi_{m_i} \times \vec{z}_0]. \quad (3.4)$$

$\varepsilon_0 \approx 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{\Phi}{\text{м}}$ – електрична, $\mu_0 \approx 1,26 \cdot 10^{-6} \frac{\Gamma_{\text{Н}}}{\text{м}}$ – магнітна сталі.

Підставляючи сторонні струми (3.1) до формули (3.3) та здійснюючи інтегрування за кутовою та радіальною координатами, отримаємо функцію-джерело, тобто, праву частину диференціального рівняння (3.2)

$$j_{m_i}(z, t) = -A_0 \frac{i\delta(z)H(t)R}{2} (\delta_{m_i,1} + \delta_{m_i,-1}) \frac{J_1(\chi_i R)}{\sqrt{\chi_i}}, \quad (3.5)$$

i – уявна одиниця, $J_1(\chi_i R)$ – функція Бесселя першого порядку, $\delta_{m,n}$ – символ Кронекера.

Рівняння (3.2) відносно коефіцієнта $h_{m_i}^{inc}$ називається неоднорідним диференціальним рівнянням Клейна-Гордона. Його розв'язок знаходиться за допомогою метода функції Рімана [14, 19], яка має такий вигляд:

$$h_{m_i}^{inc}(z, t) = \sqrt{\mu_0} \frac{c}{2} \int_0^{\infty} dz' \int_0^{\infty} dt' J_0(\chi_i \sqrt{c^2(t-t')^2 - (z-z')^2}) j_{m_i}(z', t', \chi_i).$$

Інтегруючи функцію Бесселя нульового порядку з функцією-джерелом за поздовжньою координатою та часовою змінною, прийдемо до такого виразу:

$$h_{m_i}^{inc}(z, t) = -A_0 \frac{\sqrt{\mu_0} R}{2} (\delta_{m_i,1} + \delta_{m_i,-1}) \frac{J_1(\chi_i R)}{\chi_i \sqrt{\chi_i}} U_1(i\chi_i(ct-z), \chi_i \sqrt{c^2 t^2 - z^2}), \quad (3.6)$$

де $U_n(W, Z)$ – функція Ломмеля двох змінних n -го порядку, яка являє собою нескінченну суму з функцій Бесселя [145]:

$$U_n(W, Z) = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \left(\frac{W}{Z}\right)^{n+2k} J_{n+2k}(Z).$$

Користуючись визначенням похідної від функції Ломмеля за кожною зі змінних [47]

$$\begin{aligned}\frac{\partial}{\partial Z} U_m(W, Z) &= -\frac{Z}{W} U_{m-1}(W, Z); \\ \frac{\partial}{\partial W} U_m(W, Z) &= \frac{1}{2} U_{m+1}(W, Z) + \frac{1}{2} \left(\frac{Z}{W}\right)^2 U_{m-1}(W, Z),\end{aligned}$$

еволюційний коефіцієнт електричної компоненти поля знаходиться шляхом диференціювання складеної функції [46]:

$$\begin{aligned}V_{m_i}^{inc} &= A_0 \frac{i\sqrt{\mu_0}R}{4} (\delta_{m_i,1} + \delta_{m_i,-1}) \frac{J_1(\chi_i R)}{\sqrt{\chi_i}} \\ &\sum_{k_i=0}^{\infty} \left\{ \left(\frac{ct-z}{ct+z}\right)^{k_i} J_{2k_i}(\chi_i \sqrt{c^2 t^2 - z^2}) - \right. \\ &\left. - \left(\frac{ct-z}{ct+z}\right)^{k_i+1} J_{2+2k_i}(\chi_i \sqrt{c^2 t^2 - z^2}) \right\}.\end{aligned}\quad (3.7)$$

3.1.2 Загальний розв'язок еволюційних рівнянь

Вираз (3.7) можна ще спростити, розрахувавши нескінченну суму. Остаточо виходить, що

$$V_{m_i}^{inc} = A_0 \frac{i\sqrt{\mu_0}A_0R}{4} (\delta_{m_i,1} + \delta_{m_i,-1}) \frac{J_1(\chi_i R)}{\sqrt{\chi_i}} J_0(\chi_i \sqrt{c^2 t^2 - z^2}). \quad (3.8)$$

Щоб знайти поперечне електричне поле на поздовжній осі ($\rho = 0$), потрібно до формули (3.4) підставити в явному вигляді еволюційний коефіцієнт (3.7). Завдяки символам Кронекера від нескінченної суми залишиться два доданки, і розклад (3.4) спроститься до інтегралу

$$\vec{E}^{inc} = -\vec{x} \frac{\sqrt{\mu_0} A_0 R}{\epsilon_0 4} \int_0^{\infty} d\chi_i J_1(\chi_i R) J_0(\chi_i \sqrt{c^2 t^2 - z^2}),$$

який розраховується за допомогою формули [146]

$$\vec{E}^{inc} = -\vec{\chi}A_0 \frac{\sqrt{\mu_0} R}{\varepsilon_0 4} \begin{cases} \frac{1}{R}, & 0 < \sqrt{c^2 t^2 - z^2} < R; \\ \frac{1}{2\sqrt{c^2 t^2 - z^2}}, & 0 < \sqrt{c^2 t^2 - z^2} = R; \\ 0, & 0 < R < \sqrt{c^2 t^2 - z^2}. \end{cases} \quad (3.9)$$

Проілюструємо часову залежність електричної компоненти поля на границі розділу середовищ. З Рис. 3.1 видно, що електричне поле на поздовжній осі має форму прямокутного імпульсу. Поява його викликана приходом сигналу від найближчої точки джерела, зникнення – приходом сигналу від зовнішнього радіусу диску. З рисунку видно, що радіус диску дорівнює 0,5 м.

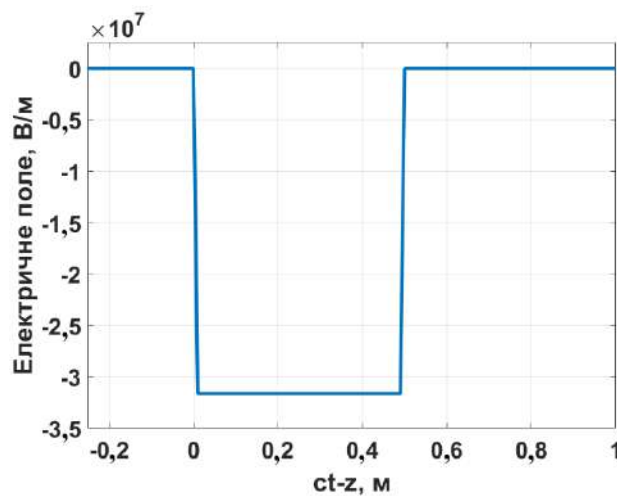


Рис. 3.1. Поперечна електрична компонента падаючої хвилі ($z=0$, $\rho=0$)

Електричне поле потрапило на границю розділу середовищ. Одна частина, згідно законам геометричної оптики, відіб'ється, а решта – пройде у середовище з діелектричною проникністю ε . Знайдемо ту частину поля, що відбилася, розв'язавши відповідне еволюційне рівняння у вільному просторі та записавши визначення еволюційного коефіцієнта електричної компоненти поля у такому випадку:

$$\left(\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} - \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \chi_r^2 \right) h_{m_r}^{ref}(z, t) = 0; \quad V_{m_r}^{ref} = -\frac{1}{c} \frac{\partial h_{m_r}^{ref}}{\partial t}, \quad (3.10)$$

де індекс «*ref*» позначає відбиту хвилю. У правій частині рівняння стоїть нуль, тому що дана частина поля не має джерела у вигляді струму, воно задається у граничних умовах для еволюційних коефіцієнтів. Розв'язується дане рівняння за

допомогою методу розділення змінних. Але якщо здійснити розділення класичним чином, тобто представити шукану функцію $h_{m_r}^{ref}(z, t)$ у вигляді добутку двох функцій, кожна з яких залежить окремо від \mathbf{z} і t , то вийде розв'язок, що еквівалентний застосуванню перетворення Фур'є. А це перехід до частотної області, який нас не цікавить, бо змушує втратити усі причинно-наслідкові зв'язки процесу поширення хвилі. Щоб це усунути, здійснимо іншу заміну змінних [147]:

$$\begin{cases} ct = u \operatorname{ch} v; \\ z = u \operatorname{sh} v; \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v = \frac{1}{2} \ln \frac{ct + z}{ct - z}; \\ u = \sqrt{c^2 t^2 - z^2}. \end{cases} \quad (3.11)$$

Підставляючи (3.11) у (3.10) та здійснюючи перетворення з похідними другого порядку, прийдемо до диференціального рівняння:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial u^2} + \frac{1}{u} \frac{\partial}{\partial u} + \chi_r^2 - \frac{1}{u^2} \frac{\partial^2}{\partial v^2} \right) h_{m_r}^{ref}(u, v) = 0, \quad (3.12)$$

яке також розв'язується таким розділенням змінних

$$h_{m_r}^{ref}(u, v) = \sum_{k_r=-\infty}^{\infty} V_{k_r}^{ref}(v) U_{k_r}^{ref}(u). \quad (3.13)$$

Після елементарних математичних перетворень приходимо до двох звичайних диференціальних рівнянь, що містять коефіцієнт розділення k_r ,

$$\frac{u^2}{U_{k_r}^{ref}} \frac{d^2 U_{k_r}^{ref}}{du^2} + \frac{u}{U_{k_r}^{ref}} \frac{d U_{k_r}^{ref}}{du} + \chi_r^2 u^2 = k_r^2; \quad \frac{1}{V_{k_r}^{ref}} \frac{d^2 V_{k_r}^{ref}}{dv^2} = k_r^2,$$

і розв'язання яких приводить нас до шуканого еволюційного коефіцієнта за умови відкидання функції Неймана як такої, що приймає нескінченне значення в точках, в яких, з точки зору фізики поширення хвилі, повинні бути обмежені значення електромагнітного поля:

$$h_{m_r}^{ref}(u, v) = \sum_{k_r=-\infty}^{\infty} A_{k_r}^{m_r, ref}(\chi_r) J_{k_r}(\chi_r u) (\tilde{B}_{k_r}^{m_r, ref}(\chi_r) e^{k_r v} + \tilde{C}_{k_r}^{m_r, ref}(\chi_r) e^{-k_r v}).$$

Здійснюючи обернену заміну (3.11) та вважаючи, що $A_{k_r}^{m_r,ref}(\chi_r)\tilde{B}_{k_r}^{m_r,ref}(\chi_r) = B_{k_r}^{m_r,ref}(\chi_r)$, а $\tilde{C}_{k_r}^{m_r,ref}(\chi_r) = 0$ через властивості відбитої хвилі, остаточно отримаємо

$$h_{m_r}^{ref}(z, t, \chi_r) = \sum_{k_r=-\infty}^{\infty} B_{k_r}^{m_r,ref}(\chi_r) J_{k_r}(\chi_r \sqrt{c^2 t^2 - z^2}) \left(\frac{ct+z}{ct-z} \right)^{\frac{k_r}{2}}. \quad (3.14)$$

Знаючи диференціальні та рекурентні співвідношення між функціями Бесселя [148]

$$\begin{aligned} J_m(\chi\rho) &= \frac{\chi\rho}{2m} (J_{m-1}(\chi\rho) + J_{m+1}(\chi\rho)); \\ \frac{\partial}{\partial\rho} J_m(\chi\rho) &= \frac{\chi}{2} (J_{m-1}(\chi\rho) - J_{m+1}(\chi\rho)), \end{aligned} \quad (3.15)$$

еволюційний коефіцієнт електричної компоненти поля легко обчислити за формулою (3.10):

$$\begin{aligned} V_{m_r}^{ref} &= \sum_{k_r=-\infty}^{\infty} \frac{\chi_r}{2} B_{k_r}^{m_r,ref}(\chi_r) \left\{ \left(\frac{ct+z}{ct-z} \right)^{\frac{k_r+1}{2}} J_{k_r+1}(\chi_r \sqrt{c^2 t^2 - z^2}) - \right. \\ &\quad \left. - \left(\frac{ct+z}{ct-z} \right)^{\frac{k_r-1}{2}} J_{k_r-1}(\chi_r \sqrt{c^2 t^2 - z^2}) \right\}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Коефіцієнт $B_{k_r}^{m_r,ref}(\chi_r)$ є невідомою функцією тільки від спектрального параметра, який буде знайдено за допомогою граничних умов на границі середовищ.

Еволюційне рівняння та еволюційний коефіцієнт для хвилі, що пройшла у середовище з діелектричною проникністю ε мають вигляд:

$$\left(\frac{1}{v^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} - \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \chi_p^2 \right) h_{m_p}^{prop}(z, t) = 0; \quad V_{m_r}^{prop} = -\frac{1}{c} \frac{\partial h_{m_p}^{prop}}{\partial t}. \quad (3.17)$$

де індекс «**prop**» позначає хвилю, що пройшла у середовище, а $v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}}$ – швидкість світла у середовищі. Диференціальне рівняння відносно $h_{m_p}^{prop}$ розв'язується так само, як і рівняння відносно $h_{m_r}^{ref}$, тому відразу перепишемо

розв'язок із заміною змінних (3.11) та врахуванням фізично обґрунтованої поведінки поля на нескінченності тобто, затухання:

$$h_{m_p}^{prop}(z, t) = \sum_{k_p=-\infty}^{\infty} B_{k_p}^{m_p,prop}(\chi_p) J_{k_p}(\chi_p \sqrt{v^2 t^2 - z^2}) \left(\frac{vt - z}{vt + z} \right)^{\frac{k_p}{2}}. \quad (3.18)$$

Еволюційний коефіцієнт електричної компоненти поля у такому випадку представляється як

$$V_{m_p}^{prop} = \frac{v}{c} \sum_{k_p=-\infty}^{\infty} \frac{\chi_p}{2} B_{k_p}^{m_p,prop}(\chi_p) \left\{ \left(\frac{vt - z}{vt + z} \right)^{\frac{k_p+1}{2}} J_{k_p+1}(\chi_p \sqrt{v^2 t^2 - z^2}) - \left(\frac{vt - z}{vt + z} \right)^{\frac{k_p-1}{2}} J_{k_p-1}(\chi_p \sqrt{v^2 t^2 - z^2}) \right\}. \quad (3.19)$$

Коефіцієнт $B_{k_p}^{m_p,prop}(\chi_p)$ є залежним тільки від спектрального параметру, і знаходиться через використання граничних умов на границі розділу середовищ. Після обчислення коефіцієнтів $B_{k_r}^{m_r,ref}(\chi_r)$, $B_{k_p}^{m_p,prop}(\chi_p)$ знайдемо явний вигляд еволюційних коефіцієнтів електричного поля для відбитої та заломленої хвиль, після чого за допомогою (3.4) розрахуємо відповідні компоненти полів.

3.1.3 Зшивання полів

Невідомі коефіцієнти розкладу $B_{k_r}^{m_r,ref}(\chi_r)$ і $B_{k_p}^{m_p,prop}(\chi_p)$ з'явилися внаслідок розв'язання диференціальних рівнянь (3.9), (3.16) у загальному випадку із врахуванням напрямків поширення хвиль. Щоб їх знайти, треба доповнити нашу задачу граничними умовами. У нашому випадку це буде співвідношення між компонентами полів на границі розділу середовищ ($\mathbf{z} = \mathbf{0}$). Суперпозиція хвиль, одна з яких падає, а інша – відбивається, має дати компоненту, що дорівнюватиме за напрямком і величиною електричній компоненті поля, яке поширюється у середовищі:

$$\vec{E}^{inc} + \vec{E}^{ref} = \vec{E}^{prop}. \quad (3.20)$$

Рівність (3.20) відбиває умову неперервності тангенціальних складових електричного поля, що виводиться в [149]. Підставимо до (3.20) розклади електричних компонент згідно (3.4):

$$\begin{aligned} \sum_{m_i=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} d\chi_i [\nabla\psi_{m_i} \times \vec{z}_0] V_{m_i}^{inc}(\chi_i, t) + \sum_{m_r=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} d\chi_r [\nabla\psi_{m_r} \times \vec{z}_0] V_{m_r}^{ref}(\chi_r, t) = \\ = \sum_{m_p=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} d\chi_p [\nabla\psi_{m_p} \times \vec{z}_0] V_{m_p}^{prop}(\chi_p, t). \end{aligned}$$

Домножимо цю рівність на векторний добуток, що містить градієнт від комплексноспряженої базисної функції та подіємо операторами інтегрування за кутовою та радіальною змінними:

$$\begin{aligned} \sum_{m_i=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} d\chi_i \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{\infty} \rho d\rho [\nabla\psi_{m_i} \times \vec{z}_0] \cdot [\nabla\psi_n^* \times \vec{z}_0] V_{m_i}^{inc}(\chi_i, t) + \\ + \sum_{m_r=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} d\chi_r \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{\infty} \rho d\rho [\nabla\psi_{m_r} \times \vec{z}_0] \cdot [\nabla\psi_n^* \times \vec{z}_0] V_{m_r}^{ref}(\chi_r, t) = \\ = \sum_{m_p=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} d\chi_p \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{\infty} \rho d\rho [\nabla\psi_{m_p} \times \vec{z}_0] \cdot [\nabla\psi_n^* \times \vec{z}_0] V_{m_p}^{prop}(\chi_p, t). \end{aligned}$$

Це дає змогу використати умову ортогональності базисних функцій [45],

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{\infty} \rho d\rho \nabla\psi_m(\chi) \cdot \nabla\psi_n^*(\xi) = \delta_{mn} \delta(\xi - \chi), \quad (3.21)$$

через що гранична умова значно спроститься:

$$\begin{aligned} \sum_{m_i=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} d\chi_i \delta_{m_i n} \delta(\xi - \chi_i) V_{m_i}^{inc}(\chi_i, t) + \\ + \sum_{m_r=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} d\chi_r \delta_{m_r n} \delta(\xi - \chi_r) V_{m_r}^{ref}(\chi_r, t) = \\ = \sum_{m_p=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} d\chi_p \delta_{m_p n} \delta(\xi - \chi_p) V_{m_p}^{prop}(\chi_p, t). \end{aligned}$$

Під інтегралом міститься дельта-функція, яка має відому властивість:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(\xi - \chi) f(\chi) d\chi = f(\xi). \quad (3.22)$$

Під оператором сумування міститься символ Кронекера, що також спрощує зшивання полів, що розкладені по кутовим модам:

$$\sum_{m_i=-\infty}^{\infty} \delta_{mn} f_m(\xi) = f_n(\xi). \quad (3.23)$$

Скориставшись математичними властивостями (3.22), (3.23), прийдемо до співвідношення між еволюційними коефіцієнтами електричних компонентів на границі розділу середовищ:

$$V_n^{inc}(\xi, t) + V_n^{ref}(\xi, t) = V_n^{prop}(\xi, t). \quad (3.24)$$

Перепишемо коефіцієнти електричного поля у явному вигляді, врахувавши усі спрощення, які були здійснені до (3.22):

$$\begin{aligned} V_n^{inc}(\xi, t) &= \frac{\xi}{2} \sum_{k_i=0}^{\infty} \tilde{B}_{2k_i}^{n,inc}(\xi) \left(J_{2k_i}(\xi ct) - J_{2+2k_i}(\xi ct) \right); \\ V_n^{ref}(\xi, t) &= \frac{\xi}{2} \sum_{k_r=-\infty}^{\infty} B_{k_r}^{n,ref}(\xi) \left(J_{k_r+1}(\xi ct) - J_{k_r-1}(\xi ct) \right); \\ V_n^{prop}(\xi, t) &= \frac{\xi v}{2c} \sum_{k_p=-\infty}^{\infty} B_{k_p}^{n,prop}(\xi) \left(J_{k_p+1}(\xi vt) - J_{k_p-1}(\xi vt) \right), \end{aligned} \quad (3.25)$$

де було позначено

$$\tilde{B}_{2k_i}^{n,inc}(\xi) = A_0 \frac{i\sqrt{\mu_0}R J_1(\xi R)}{2} \frac{1}{\xi\sqrt{\xi}} (\delta_{n,1} + \delta_{n,-1}). \quad (3.26)$$

Еволюційний коефіцієнт електричного поля падаючої хвилі візьмемо у формі (3.7), а не (3.8), оскільки саме такий вигляд нам зручний для аналізу. Щоб зробити його більш ідентичним до двох інших коефіцієнтів, здійснимо тотожні перетворення з оператором сумування. Зробимо заміну $2k_i \rightarrow k_i$ та перейдемо до суми у межах від $-\infty$ до $+\infty$:

$$V_n^{inc}(\xi, t) = \frac{\xi}{2} \sum_{k_i=-\infty}^{\infty} \tilde{B}_{k_i}^{n,inc}(\xi) \left(J_{k_i}(\xi ct) - J_{k_i+2}(\xi ct) \right).$$

Щоб отримана рівність була тотожною до тієї, що наведена у (3.25), коефіцієнт $\tilde{B}_{k_i}^{n,inc}(\xi)$ у нових доданках повинен дорівнювати нулю для непарних додатних $k_i = 2k_1 + 1$ і усіх від'ємних індексів:

$$\begin{aligned}\tilde{B}_{2k_1+1}^{n,inc}(\xi) &= \mathbf{0} \quad \forall k_1 \in \mathbb{N}_0; \\ \tilde{B}_{k_i}^{n,inc}(\xi) &= \mathbf{0} \quad \forall k_i < 0.\end{aligned}$$

Якщо змістити доданки на одиницю $k_i \rightarrow k_i - 1$, то

$$V_n^{inc}(\xi, t) = \frac{\xi}{2} \sum_{k_i=-\infty}^{\infty} \tilde{B}_{k_i-1}^{n,inc}(\xi) \left(J_{k_i-1}(\xi ct) - J_{k_i+1}(\xi ct) \right).$$

а коефіцієнт $\tilde{B}_{k_i-1}^{n,inc}(\xi)$ дорівнюватиме нулю за таких умов:

$$\begin{aligned}\tilde{B}_{2k_1-1}^{n,inc}(\xi) &= \mathbf{0} \quad \forall k_1 \in \mathbb{N}_0; \\ \tilde{B}_{k_i-1}^{n,inc}(\xi) &= \mathbf{0} \quad \forall k_i < 0.\end{aligned}$$

Для того, щоб було зручно зшивати поля, перепишемо цей вираз у більш зручній формі для нового коефіцієнту

$$\begin{aligned}\sum_{k_i=-\infty}^{\infty} \tilde{B}_{k_i-1}^{n,inc}(\xi) \left(J_{k_i-1}(\xi ct) - J_{k_i+1}(\xi ct) \right) \\ = \sum_{k_i=-\infty}^{\infty} B_{k_i}^{n,inc}(\xi) \left(J_{k_i+1}(\xi ct) - J_{k_i-1}(\xi ct) \right).\end{aligned}$$

Щоб перейти до нового коефіцієнта $B_{k_i}^{n,inc}(\xi)$, напишемо відповідні умови, за яких він дорівнює нулю:

$$\begin{aligned}B_{2k_1}^{n,inc}(\xi) &= \mathbf{0} \quad \forall k_1 \in \mathbb{N}_0; \\ B_{k_i}^{n,inc}(\xi) &= \mathbf{0} \quad \forall k_i < 0,\end{aligned}$$

оскільки усі індекси на одиницю більші, ніж у коефіцієнта $\tilde{B}_{k_i-1}^{n,inc}(\xi)$. Якщо подивитися на рівність, записану вище, яка їх пов'язує, то виходить, що вони будуть рівними, коли один з них буде узятий з протилежним знаком:

$$B_{2k_1+1}^{n,inc}(\xi) = -\tilde{B}_{2k_1}^{n,inc}(\xi) = -A_0 \frac{i\sqrt{\mu_0 R} J_1(\xi R)}{2 \xi \sqrt{\xi}} (\delta_{n,1} + \delta_{n,-1}) \quad \forall k \geq 0. \quad (3.27)$$

Також слід звернути увагу на те, що у рівності порядки функцій Бесселя не змінювались. Тобто, коли для $\tilde{B}_{2k_1}^{n,inc}(\xi)$ циліндричні функції приймали парні порядки, то для $B_{2k_1+1}^{n,inc}(\xi)$ вони також мають бути парними.

Перепишемо рівність (3.24) з урахуванням попередніх перетворень:

$$\begin{aligned} & \frac{\xi}{2} \sum_{k_1=0}^{\infty} B_{2k_1+1}^{n,inc}(\xi) \left(J_{2k_1+2}(\xi ct) - J_{2k_1}(\xi ct) \right) + \\ & + \frac{\xi}{2} \sum_{k_2=0}^{\infty} B_{2k_2+1}^{n,ref}(\xi) \left(J_{2k_2+2}(\xi ct) - J_{2k_2}(\xi ct) \right) = \\ & = \frac{\xi v}{2c} \sum_{k_3=0}^{\infty} B_{2k_3+1}^{n,prop}(\xi) \left(J_{2k_3+2}(\xi vt) - J_{2k_3}(\xi vt) \right). \end{aligned}$$

Межі сумування було змінено через очевидність значень коефіцієнтів $B_{k_1}^{n,inc}(\xi)$ для відповідних значень k_1 . Тоді, для відбитої і заломленої хвиль усі від'ємні та парні коефіцієнти мають занулитися, звідки й випливає заміна індексів k_r, k_p на k_2, k_3 . Запишемо усі умови, які було накладено на коефіцієнти:

$$B_{2k_1}^{n,inc}(\xi) = 0, \quad B_{2k_2}^{n,ref}(\xi) = 0, \quad B_{2k_3+1}^{n,prop}(\xi) = 0 \quad \forall k_1, k_2, k_3 \geq 0. \quad (3.28)$$

Врахувавши масштабувальне перетворення для третьої суми

$$\frac{v}{c} \xi = \xi',$$

отримаємо таку рівність:

$$\begin{aligned} & \frac{\xi}{2} \sum_{k_1=0}^{\infty} B_{2k_1+1}^{n,inc}(\xi) \left(J_{2k_1+2}(\xi ct) - J_{2k_1}(\xi ct) \right) + \\ & + \frac{\xi}{2} \sum_{k_2=0}^{\infty} B_{2k_2+1}^{n,ref}(\xi) \left(J_{2k_2+2}(\xi ct) - J_{2k_2}(\xi ct) \right) = \\ & = \frac{\xi'}{2} \sum_{k_3=0}^{\infty} B_{2k_3+1}^{n,prop} \left(\frac{c}{v} \xi' \right) \left(J_{2k_3+2}(\xi' ct) - J_{2k_3}(\xi' ct) \right). \end{aligned}$$

Згідно (3.26) коефіцієнти, залежні від спектрального параметру, для усіх додатних непарних індексів можуть бути винесені з-під оператора сумування:

$$B_{2k_1+1}^{n,inc}(\xi) \equiv B^{n,inc}(\xi); B_{2k_2+1}^{n,ref}(\xi) \equiv B^{n,ref}(\xi); B_{2k_3+1}^{n,prop}\left(\frac{c}{v}\xi'\right) \equiv B^{n,prop}\left(\frac{c}{v}\xi'\right).$$

Розрахунок сум дасть функції Бесселя нульового порядку, узятих з протилежним знаком. У рівності, записаній вище, вони скоротяться, і виходить просте співвідношення між коефіцієнтами-функціями від спектральних параметрів

$$B^{n,inc}(\xi) + B^{n,ref}(\xi) = B^{n,prop}(\xi), \quad (3.29)$$

де для заломленої хвилі було здійснено обернену масштабувальну заміну.

Коефіцієнти для відбитої та заломленої хвиль у рівності (3.29) можуть бути пов'язані з коефіцієнтом для падаючої таким чином [149]:

$$B^{n,ref}(\xi) = \frac{1 - \frac{c}{v}}{1 + \frac{c}{v}} B^{n,inc}(\xi) = A_0 \frac{\frac{c}{v} - 1}{\frac{c}{v} + 1} \frac{i\sqrt{\mu_0}R}{2} \frac{J_1(\xi R)}{\xi\sqrt{\xi}} (\delta_{n,1} + \delta_{n,-1}); \quad (3.30)$$

$$B^{n,prop}(\xi) = \frac{2}{1 + \frac{c}{v}} B^{n,inc}(\xi) = -A_0 \frac{2}{1 + \frac{c}{v}} \frac{i\sqrt{\mu_0}R}{2} \frac{J_1(\xi R)}{\xi\sqrt{\xi}} (\delta_{n,1} + \delta_{n,-1}),$$

звідки легко записати остаточні вирази для електричних еволюційних коефіцієнтів:

$$V_{m_r}^{ref} = -A_0 \frac{\frac{c}{v} - 1}{\frac{c}{v} + 1} \frac{i\sqrt{\mu_0}R}{2} (\delta_{m_r,1} + \delta_{m_r,-1}) \frac{J_1(\chi_i R)}{\chi_r \sqrt{\chi_r}} J_0(\chi_r \sqrt{c^2 t^2 - z^2}); \quad (3.31)$$

$$V_{m_p}^{prop} = A_0 \frac{\frac{v}{c}}{1 + \frac{c}{v}} \frac{i\sqrt{\mu_0}R}{2} (\delta_{m_p,1} + \delta_{m_p,-1}) \frac{J_1(\chi_p R)}{\chi_p \sqrt{\chi_p}} J_0(\chi_p \sqrt{v^2 t^2 - z^2}).$$

3.1.4 Числове моделювання

З порівняння еволюційних коефіцієнтів відбитої та заломленої хвиль (3.31) з падаючою (3.8) видно, що відносно спектральних параметрів функціональна залежність не змінилася, а тому й обчислення електричних полів нічим не відрізнятиметься від розрахунку падаючої хвилі. Запишемо результуючі вирази для поперечних електричних полів. Відбита хвиля

$$\vec{E}^{ref} = \vec{x} \frac{\frac{c}{v} - 1}{\frac{c}{v} + 1} \frac{\sqrt{\mu_0} A_0 R}{\varepsilon_0 4} \begin{cases} \frac{1}{R}, & 0 < \sqrt{c^2 t^2 - z^2} < R; \\ 1, & 0 < \sqrt{c^2 t^2 - z^2} = R; \\ 2\sqrt{c^2 t^2 - z^2}, & 0 < R < \sqrt{c^2 t^2 - z^2} \end{cases} \quad (3.32)$$

зображена на Рис. 3.2. Як і падаюча хвиля, відбита хвиля має часову залежність у вигляді прямокутного імпульсу. Можна помітити, що зі збільшенням відстані спостереження, тривалість імпульсу падає, а швидкість спадання зменшується. Енергія хвилі спадає пропорційно $\frac{1}{z}$, що підтверджує результати роботи [150] в якій вперше було описане явище електромагнітного снаряду – аномально повільного спадання електромагнітного поля у просторі.

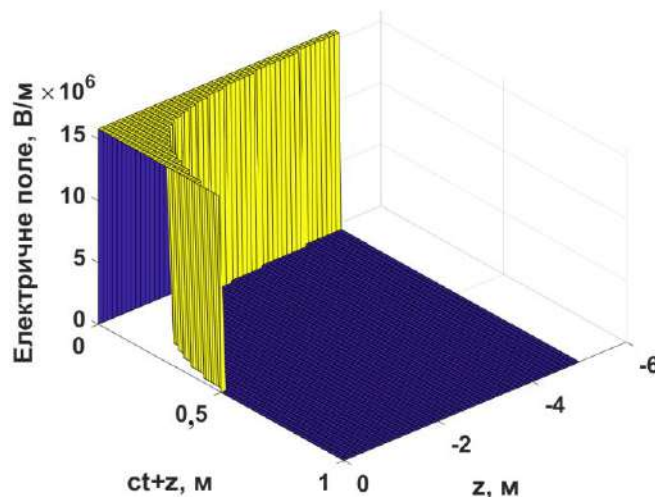


Рис. 3.2 Поперечна електрична компонента відбитої хвилі ($z < 0, \rho = 0$)

Хвиля, що пройшла

$$\vec{E}^{prop} = -\vec{x} \frac{\frac{v}{c}}{1 + \frac{c}{v}} \frac{\sqrt{\mu_0} A_0 R}{\varepsilon_0 4} \begin{cases} \frac{1}{R}, & 0 < \sqrt{v^2 t^2 - z^2} < R; \\ 1, & 0 < \sqrt{v^2 t^2 - z^2} = R; \\ 2\sqrt{v^2 t^2 - z^2}, & 0 < R < \sqrt{v^2 t^2 - z^2}, \end{cases} \quad (3.33)$$

показана на Рис. 3.3. Вона поводить себе як прямокутний імпульс. Це підтверджує однакову функціональну поведінку хвиль (3.9), (3.32), (3.33). Різниця між ними проявляється у параметрах і коефіцієнтах. Аналогічно до

Рис. 3.2, тривалість імпульсу падає зі збільшенням відстані спостереження. Його енергія також зменшується, але зі своєю асимптотикою, і швидкість спадання зменшується. Таким чином, ми вперше спостерігаємо явище електромагнітного снаряду [46, 150, 133] і в підстиляючому середовищі, опромінену імпульсною хвилею.

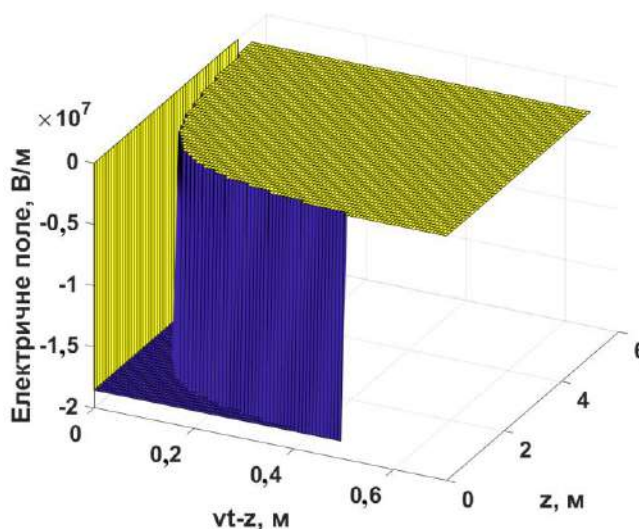


Рис. 3.3 Поперечна електрична компонента хвилі, що пройшла у середовище ($z > 0, \rho = 0$)

3.2. Вимірювання матеріальних параметрів діелектриків в НВЧ діапазоні

3.2.1 Вимірювання параметрів циліндричного зразка

Для забезпечення високої точності вимірювання діелектричної проникності пропонується проводити вимір обраного зразка не при фіксованому положенні, а в результаті вимірів різних його положень вздовж резонансного об'єму. Йде мова про використання залежності зсуву резонансної частоти від положення зразка.

В якості основи вимірювального модуля виступає прямокутний хвилевід з поперечними розмірами 23x10 мм (Рис. 3.4). Хвилевід доєднаний до двох портів векторного аналізатора, який вимірює коефіцієнт проходження S_{12} в діапазоні 7–

12 ГГц. Для збудження резонансних коливань в хвилеводі були використані тонкі мідні діафрагми (3) з товщиною $h = 0,3$ мм та діаметром отворів зв'язку (2) $d = 8$ мм. В результаті довжина резонансного модуля дорівнює (1) $L = 160$ мм. Щоб переміщувати досліджувані зразки (5) в резонансному об'ємі вздовж осі OZ, в широкій стінці хвилевода прорізана щілина (4) з довжиною 30 мм. На Рис. 3.4 вона зображена не відкритою, проте як в числовому розрахунку, так і в експериментальному прототипі щілина прикривається мідними пластинами зверху та знизу по всій довжині щілини. В цих металевих пластинах є спеціальні отвори, які допомагають фіксувати циліндричні зразки строго вертикально. Діаметр зразків рівний ширині щілини. Можна відмітити, що вимірювання можна проводити не тільки для циліндричних зразків, а й для прямокутних. Всі вищезгадані параметри вимірювального модуля були визначені як оптимальні в роботі [141]. Проте, для визначених геометричних параметрів варто з'ясувати умови застосування даного методу, які зможуть забезпечити високу точність вимірювання.

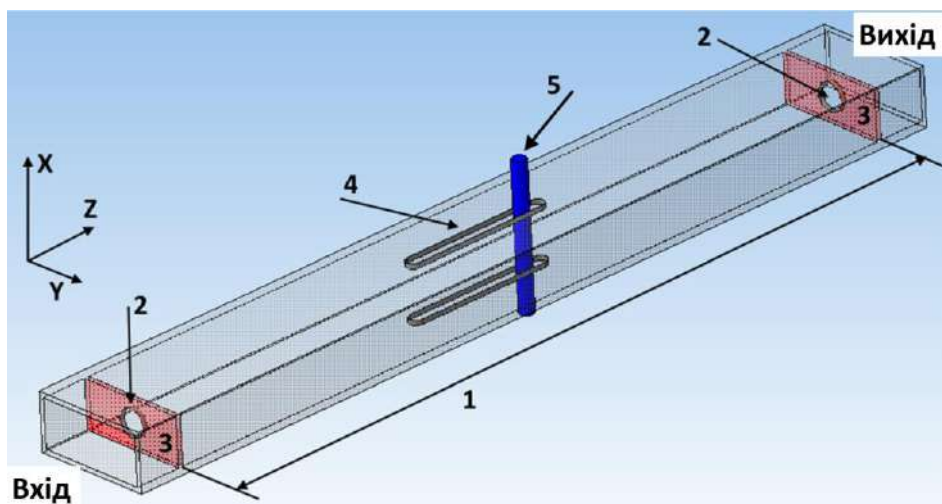


Рис. 3.4. Конструкція резонаторного модуля

На Рис. 3.5 представлений спектр порожнього резонатора. На ньому можна відмітити 8 чітких збуджених мод, які належать досліджуваному частотному діапазону 7–12 ГГц. Для вибору оптимального радіусу зразка була використана мода коливання TE_{107} з резонансною частотою $f = 9,199$ GHz. Числовий розрахунок добротності цього резонансного коливання показав $Q = 9200$.

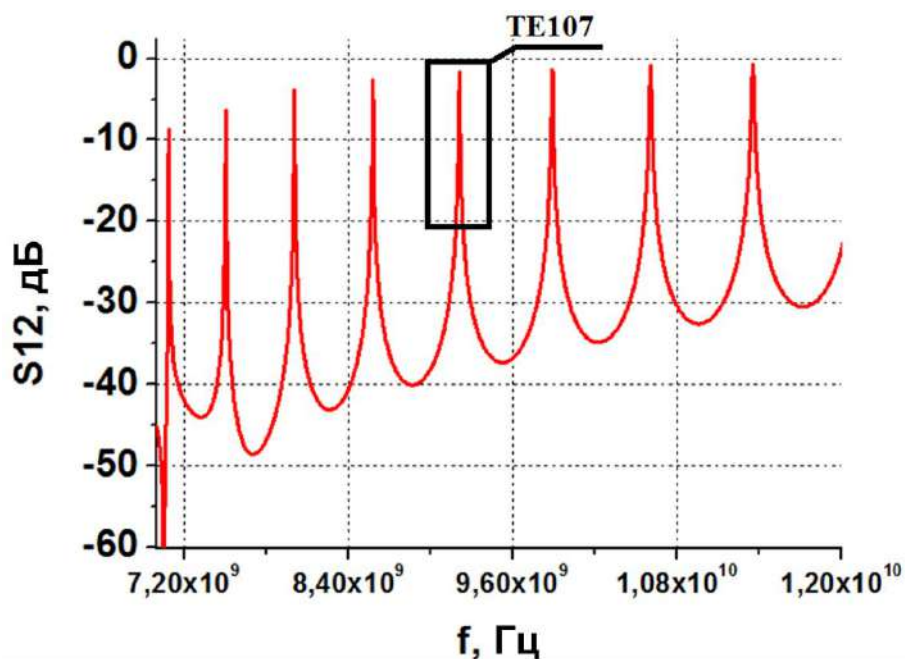


Рис. 3.5. Залежність коефіцієнту проходження від частоти для порожнього резонатора

Був сформований ряд критеріїв для визначення оптимального радіуса зразка.

КРИТЕРІЙ І. Розміщення досліджуваного зразка в резонансному об'ємі приводить до зміщення значення резонансної частоти. Першим критерієм вибору оптимального радіуса зразка є визначення величини резонансної частоти коливання TE_{107} при переміщенні зразка вздовж осі резонатора (Рис. 3.6).

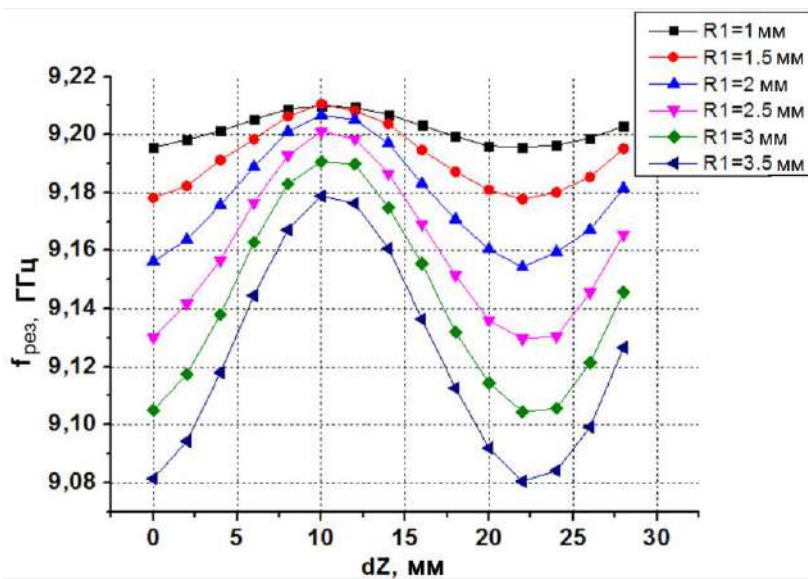


Рис. 3.6. Залежність значення резонансної частоти від положення зразку виконаного із тефлону з різними розмірами $R1=1 \div 3,5$ мм

Зі збільшенням радіуса зразка збільшується величина зсуву резонансної частоти, особливо це помітно для положення $dZ = 22$ мм, яке відповідає максимуму стоячої хвилі для резонансного коливання TE_{107} . Проте разом з цим збільшується зсув резонансної частоти в положенні мінімуму стоячої хвилі (положення $dZ = 10$ мм). Це пояснюється тим, що великі розміри зразку в точці мінімуму поля сильно зачіпають два сусідні максимуми поля стоячої хвилі. Це суперечить нашій умові використання методу малих обурень. Тому величина цього зсуву не має перевищувати 0,1%.

КРИТЕРІЙ II. В основі другого критерія теж лежить ідея використання методу малих обурень. Цього разу це стосується зміни розподілу електричного поля в резонаторі на резонансній частоті коливання TE_{107} . Разом із зсувом резонансної частоти, при наявному зразку в резонансному об'ємі, зменшується амплітуда стоячої хвилі, де знаходиться зразок. Залежність амплітуди вздовж резонатора від розміру зразка зображена на Рис. 3.7.

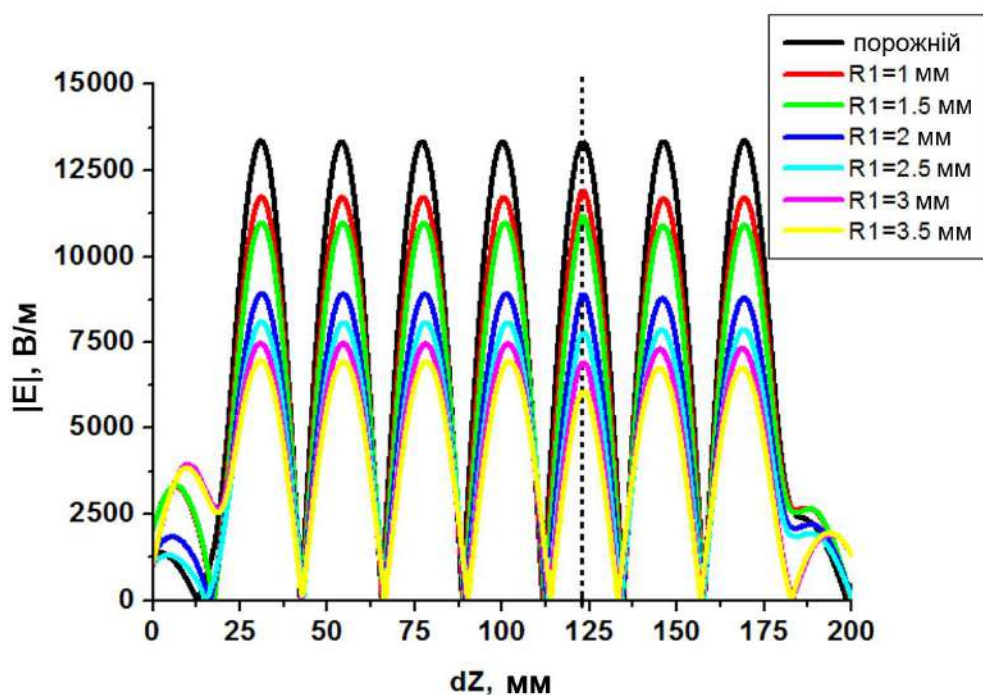


Рис. 3.7. Розраховані залежності електричної компоненти поля вздовж центральної осі резонатора зі зразком із тефлону всередині. Пунктиром показано розташування зразка

З Рис. 3.7 видно, як при збільшенні розміру падає напруженість електричного поля в резонаторі для даної моди, коли зразок розміщений в 5-й зліва пучності стоячої хвилі ($dZ = 124$ мм). Більше всього нас цікавить збереження форми резонансного коливання. Для зразка з розміром $R1 = 1$ мм всі піки мають однакову амплітуду та форму, хоча їх амплітуда і зменшується. Для $R1 = 1,5$ мм пучність, в якій знаходиться зразок навіть збільшує своє максимальне значення, на 1,5 % у порівнянні з іншими пучностями стоячої хвилі в резонаторі. Проте, починаючи з розміру $R1 = 2$ мм відносні зміни 5-ї зліва пучності збільшуються, а саме зміна відносно всіх інших максимумів складає вже 3,8 %. З подальшим збільшенням розміру відносні зміни стають ще більші.

Тому другим критерієм, який гарантує збереження точності даного методу виміру матеріальних параметрів є те, що відносна зміна електричного поля поблизу досліджуваного зразка не має перевищувати 1,5 % у порівнянні з усіма іншими максимумами поля в резонаторі.

Для значення розміру зразка $R1 = 1,5$ мм побудований розподіл електричної компоненти поля в площині XoZ (Рис. 3.8). Так виглядає мінімальний вплив на розподіл поля в резонансному об'ємі.

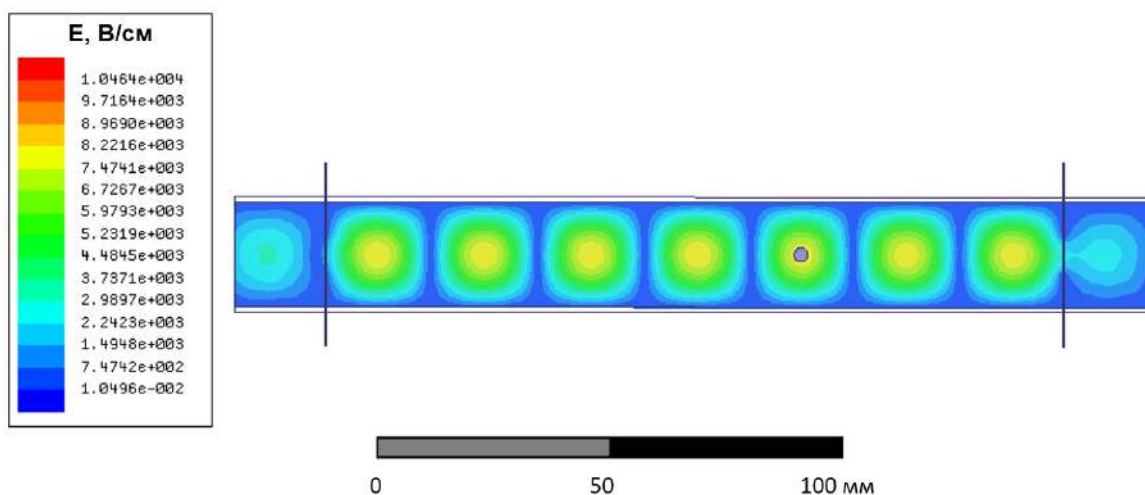


Рис. 3.8. Електрична компонента поля всередині резонатора в площині XoZ для розміру зразка із тефлону $R1 = 1,5$ мм на резонансній частоті

КРИТЕРІЙ III. Третій критерій – енергетичний, а саме стосується добротності резонансного коливання. Залежність добротності резонансного

коливання від радіусу зразка показана на Рис. 3.9. Бачимо, що вже за розміру зразка $R1 > 2$ мм падіння складає більше як 17 % у порівнянні з резонатором без зразка.

Тому третій критерій звучить так, що добротність резонансного коливання не має падати більше ніж на 15 % у порівнянні з не навантаженим резонатором. Така межа показана на Рис. 3.9.

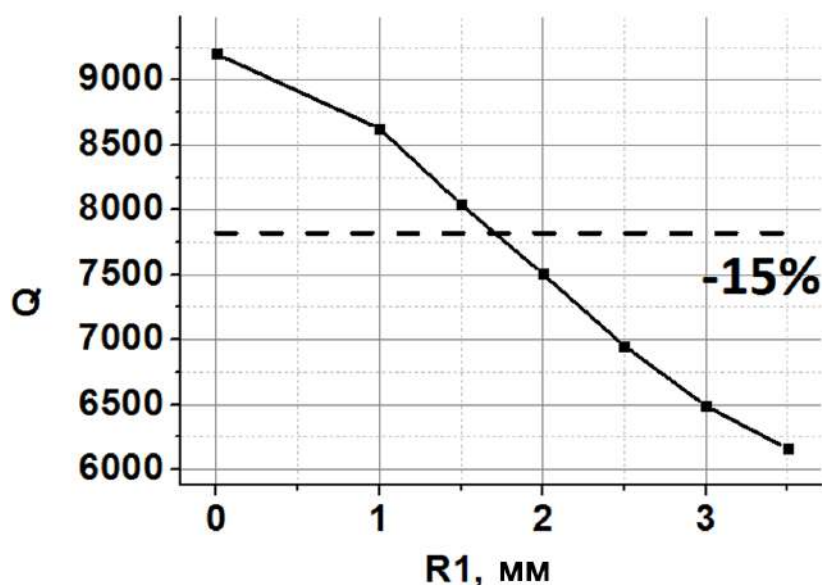


Рис. 3.9. Залежність розрахованої числовим методом добротності коливання TE_{107} зі зразком із тефлону від радіуса зразка

Виходячи з тих критеріїв, які були вказані раніше, тепер ми конкретно окреслили межі застосування даного методу визначення комплексної діелектричної проникності зразків. На прикладі, який розглянутий вище для зразка, виконаного з тефлону та типу коливання TE_{107} , можна сказати, що його оптимальний розмір є $R1 = 1,5$ мм, зміна резонансної частоти по відношенню до резонансної частоти пустого резонатора, коли зразок розміщений в одному з максимумів стоячої хвилі електричної компоненти електромагнітного поля, становить 0,0115 ГГц, а добротність $Q=7500$.

Після проведення ряду числових моделювань був розроблений прототип резонатору, який в подальшому використовувався для вимірювань комплексної діелектричної проникності різних зразків (Рис. 3.10).

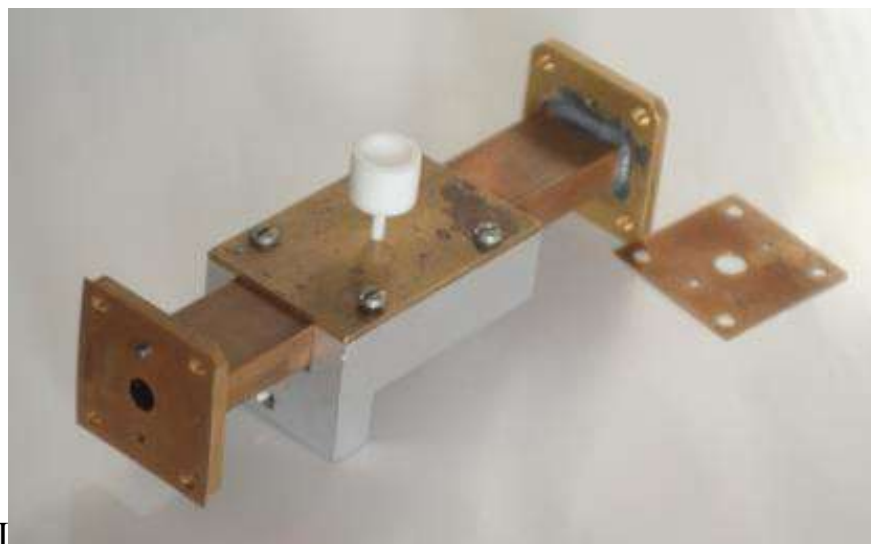


Рис. 3.10. Фото прототипу резонатора

Одним із етапів знаходження діелектричної проникності зразків є створення бази даних у вигляді залежностей резонансної частоти від положення в поздовжніх щілинах резонатора, де параметром була ϵ . (Рис. 3.11). Ця база даних отримується за допомогою числового моделювання в частотному просторі.

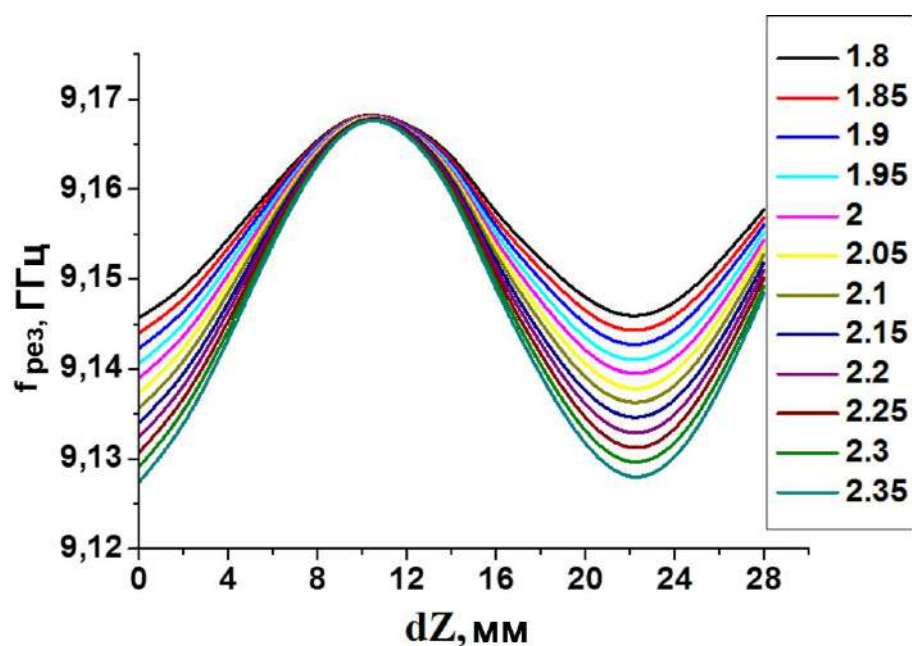


Рис. 3.11. Приклад розрахованих залежностей резонансної частоти від положення в поздовжніх щілинах резонатора для коливання TE_{107}

Для тефлонового циліндра з розміром $R1 = 1,5$ мм був проведений експеримент, де зразок переміщувався вздовж поздовжніх щілин резонатора з

кроком 2 мм. Для кожного положення були визначені значення резонансних частот для коливання TE_{107} . Порівняння з найближчим значенням ϵ із нашої бази даних представлено на Рис. 3.12.

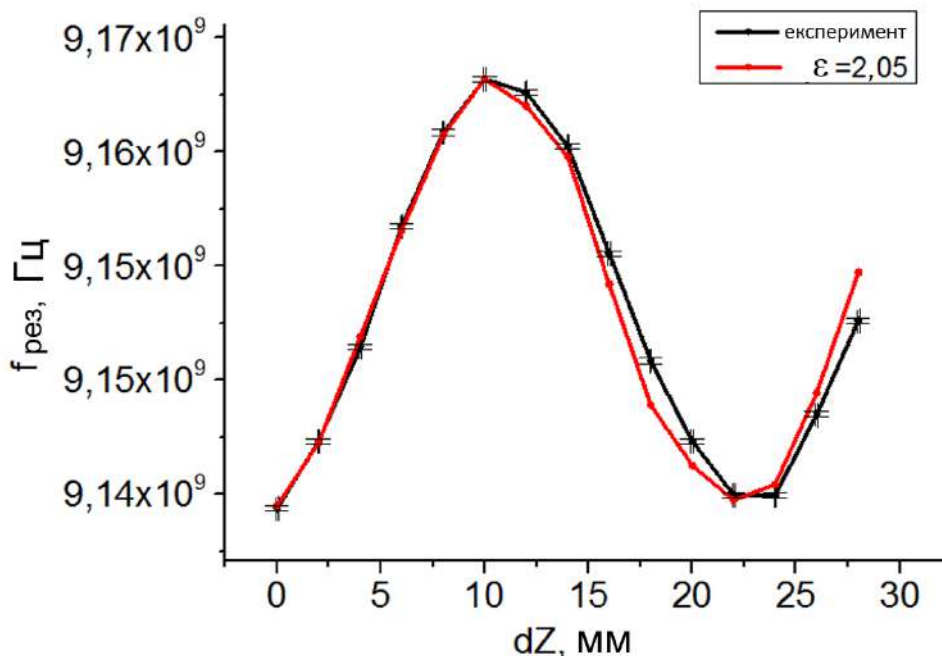


Рис. 3.12. Залежність резонансної частоти від положення зразка в поздовжніх щілинах для тефлону

Для визначення величини діелектричної проникності досліджуваного зразку необхідно знайти найбільш подібну до експериментальної залежності із наявної бази даних. Для порівняння експериментальних даних з розрахованою базою даних було використано значення стандартного відхилення, яке описується формулою (3.34).

$$\sigma = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^N (A_n - C_n)^2}}{N}; C_n = \frac{A_n + B_n}{2}; \quad (3.34)$$

де A_n – експериментальна залежність, B_n – залежності для різних ϵ із бази даних, яка розрахована числовим методом, σ – стандартне відхилення, N – кількість вимірювань.

Після розрахунку всіх значень стандартного відхилення можемо побудувати його залежність від ϵ (Рис. 3.13).

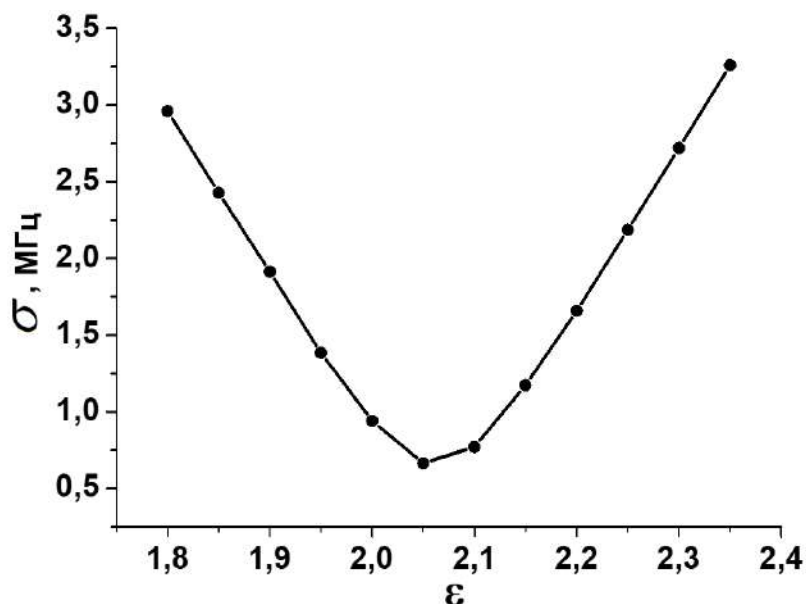


Рис. 3.13. Залежність стандартного відхилення від ϵ для зразку із тефлону

Для даного зразку було визначена діелектрична проникність величини 2,05. Це значення знайдене за мінімальним значенням стандартного відхилення.

Застосувавши даний підхід до всіх резонансних коливань в робочому діапазоні частот 7–12 ГГц було визначено, що тефлон не має дисперсії діелектричної проникності на цих частотах, і значення ϵ рівне 2,05.

Після визначення діелектричної проникності зразку можна за подібним алгоритмом знаходити тангенс кута діелектричних втрат. Відмінність у тому, що в якості змінного параметру в числовому моделюванні виступає тангенс кута діелектричних втрат з фіксованою, визначеною раніше, діелектричною проникністю та в тому, що замість резонансної частоти для кожного положення відслідковується амплітуда коливання на резонансній частоті.

В даному методі похибка вимірювання діелектричної проникності ($\Delta\epsilon$) складається з похибки вимірювання частоти $\Delta f = \pm 0,00002$ ГГц (яка відома з векторного аналізатора) та похибки виготовлення зразка ($\Delta r = \pm 0,01$ мм, де r – радіус зразка). Для знаходження величини діелектричної проникності зразка розраховуємо числовим методом два випадки, коли $r_{\max} = r + \Delta r$ та $r_{\min} = r - \Delta r$. Далі для цих двох випадків розраховується стандартне відхилення σ та відповідно отримується за мінімальними значеннями цієї функції ϵ_{\max} та ϵ_{\min} .

Знаючи ці дві величини визначаємо довірчий інтервал значення ε ($2\Delta\varepsilon = \varepsilon_{\max} - \varepsilon_{\min}$). На Рис. 3.11 представлений приклад розрахунку ε_{\max} та ε_{\min} для зразку з граніту для коливання TE_{107} на частоті $f = 9,12625$ ГГц. Для цього зразку було визначено $\varepsilon = 5,91$, абсолютна $\Delta\varepsilon = \pm 0,03$ та відносна похибки $\delta\varepsilon = 0,5 \%$.

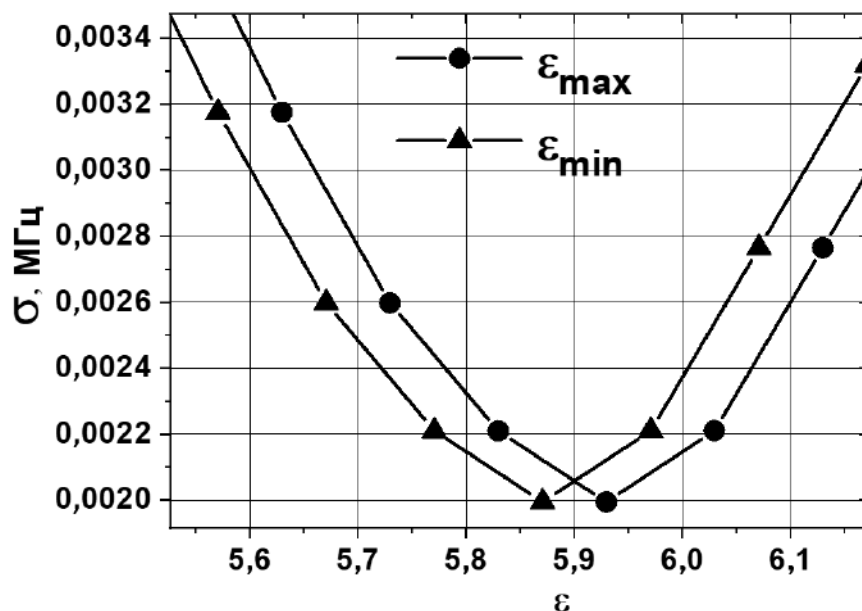


Рис. 3.14. Приклад розрахунку ε_{\max} та ε_{\min} для зразку із граніту для коливання типу TE_{107}

Алгоритм розрахунку похибки тангенса кута втрат аналогічний описаному вище. На Рис. 3.15 для прикладу проілюстровано результат розрахунку $\text{tg}\delta_{\max}$ та $\text{tg}\delta_{\min}$ для коливання типу TE_{107} . Для зразка із граніту був визначений $\text{tg}\delta = 2,975 \times 10^{-3}$ для коливання TE_{107} на частоті $f = 9,12625$ ГГц. Відповідно була розрахована похибка вимірювання абсолютна $\Delta\text{tg}\delta = \pm 0,49 \times 10^{-3}$ та відносна $\delta\text{tg}\delta = 5 \%$

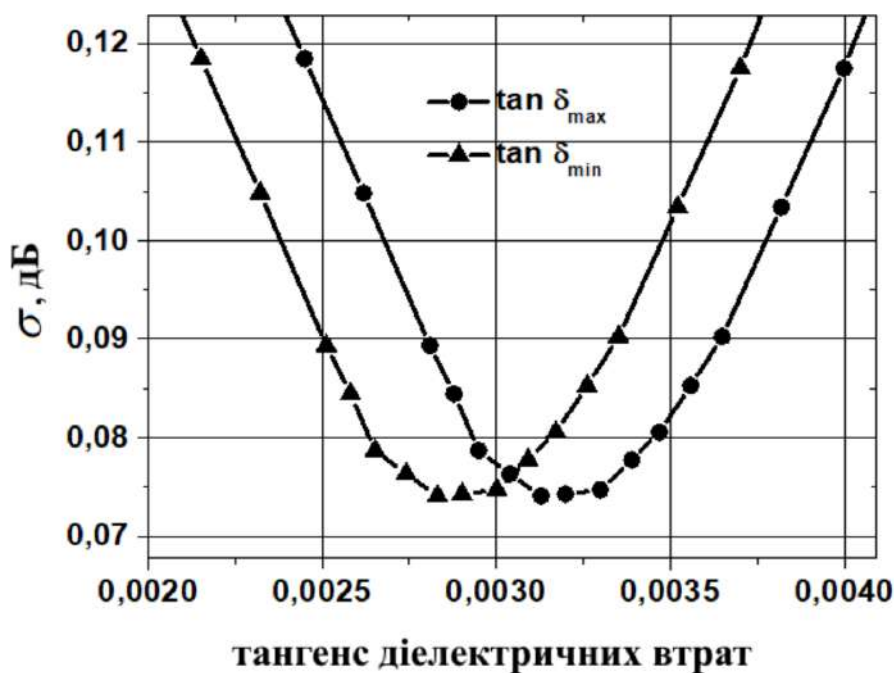


Рис. 3.15. Приклад розрахунку $\tan \delta_{\max}$ та $\tan \delta_{\min}$ для зразку із граніту для коливання типу TE_{107}

В якості досліджуваних об'єктів були обрані наступні зразки: граніт, ферит, мікрохвильова кераміка з різним складом, фторид свинцю PbF_2 , який леговано трифторидом гольмію HoF_3 (1%) та окремо зразок фториду свинцю PbF_2 легований фторидом ербію ErF_3 з двома варіантами концентрації 0,5% та 4%.

Для повноти аналізу, крім визначення комплексної діелектричної проникності зразків, були визначені хімічні елементи, з яких вони складаються та їх відсотковий вміст. Це було зроблено за допомогою електронного мікроскопа ZEISS EVO 50XVP з комбінованою системою енергодисперсійного аналізу INCA ENERGY 450 та структурного аналізу HKL Channel 5. Результати наведені в Таблиці 3.1.

Таблиця 3.1.

Хімічний склад зразків у відсотках

| Ферит | | | | | | |
|-------------------|-------|-------|-------|-------|-------|--------|
| Склад | C | O | Al | Fe | Y | Total |
| | 13.44 | 16.95 | 2.97 | 30.86 | 35.78 | 100.00 |
| Кераміка 1 | | | | | | |
| Склад | C | O | Si | | | |
| | 42.92 | 25.67 | 31.41 | | | 100.00 |
| Кераміка 2 | | | | | | |
| | 14.82 | 2.03 | 83.15 | | | 100.00 |
| Кераміка 3 | | | | | | |
| Склад | C | O | Al | | | |
| | 15.18 | 35.12 | 49.69 | | | 100.00 |

Рис. 3.15, який був отриманий за допомогою числового розрахунку вимірювального модуля в діапазоні частот 7–12 ГГц, показує наявність 7-ми окремих резонансних коливань TE_{10q} ($q=7$), не враховуючи резонансу на найнижчій частоті робочого діапазону. Досліджуваний зразок рухається вздовж поздовжніх щілин резонатора (вісь OZ) з кроком 0,5 мм, для кожного положення вимірюється коефіцієнт пропускання S_{12} . При русі зразка значення резонансних частот змінюються для кожної моди, відповідні зміни резонансних частот окремо для кожної моди формують залежність значення резонансної частоти та її амплітуди від положення зразка.

Методику визначення комплексної діелектричної проникності застосовуємо до наших зразків. У Таблиці 3.2 представлені результати для зразків, які не мають дисперсії в межах визначених похибок експерименту в робочому діапазоні частот.

Таблиця 3.2

Діелектрична проникність і тангенс кута діелектричних втрат зразків без дисперсії

| Зразок | PbF ₂ :H ₀ F ₃ (1%) | PbF ₂ :ErF ₃ (0.5%) | Кераміка 1 | Кераміка 2 | Кераміка 3 |
|---------------------|---|--|-------------------|----------------------|---------------------|
| ε | 22.41 | 23.98 | 3.2 | 15.61 | 8.99 |
| $\text{tg } \delta$ | $2.75 \cdot 10^{-2}$ | $2.37 \cdot 10^{-2}$ | $7 \cdot 10^{-4}$ | $6.31 \cdot 10^{-2}$ | $1.5 \cdot 10^{-3}$ |

Проаналізувавши дані з Таблиці 3.1, бачимо, що Кераміка 1 та Кераміка 2 складаються з однакових елементів, проте з різним співвідношенням. Як далі видно з Таблиці 3.2 це і визначає їхні електродинамічні властивості. Якщо точніше, більший вміст кремнію та у 2,5 рази менший вміст кисню в Кераміці 2 по відношенню до складу Кераміки 1, збільшує її ε у 5 разів і також збільшує втрати в 42 рази.

Також можна відмітити те, що незначне додавання трифториду гольмію H₀F₃ (1%) або фториду ербію ErF₃ (0,5%) до фториду свинцю PbF₂ не приводить як до сильної зміни матеріальних параметрів, так і до появи дисперсійних властивостей, які ми б могли зареєструвати. Проте, більша концентрація фториду ербію ErF₃ до 4% у фториді свинцю PbF₂, приводить до появи дисперсії матеріальних параметрів в робочому діапазоні частот (Рис. 3.16). Це також стосується граніту, до складу якого входить оксид алюмінію Al₂O₃ (Рис. 3.17).

Важливо відмітити, що наші результати визначення залежності тангенсу кута діелектричних втрат від частоти для граніту співпадають з результатами, які були отримані іншими науковцями. Йдеться про те, що тангенс кута втрат граніту в цьому частотному діапазоні є поліноміальною функцією частоти з рівнянням 6-го порядку з піком в межах частот 7,4–9,4 ГГц [152].

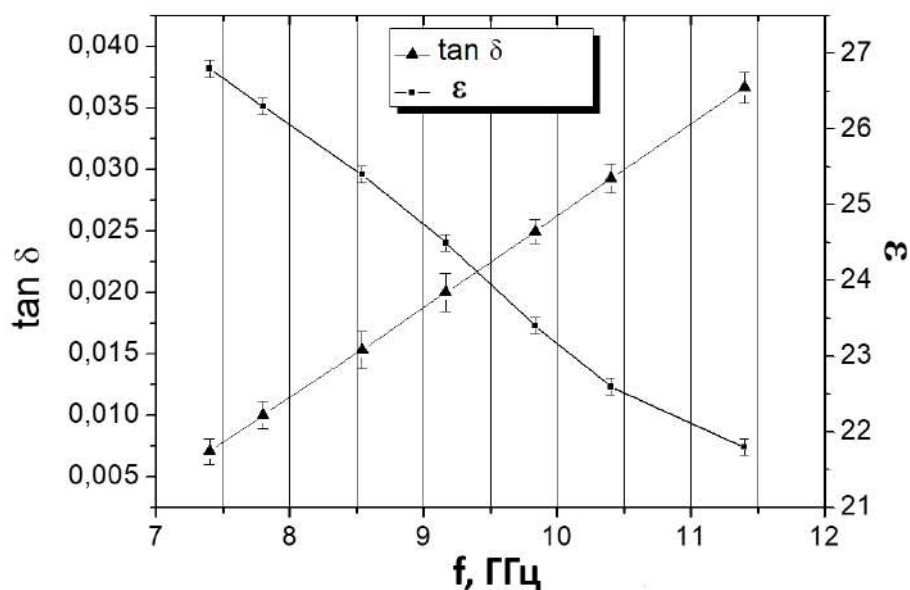


Рис. 3.16. Частотна залежність діелектричної проникності та тангенса кута втрат фториду PbF_2 з фторидом ербію ErF_3 (4%)

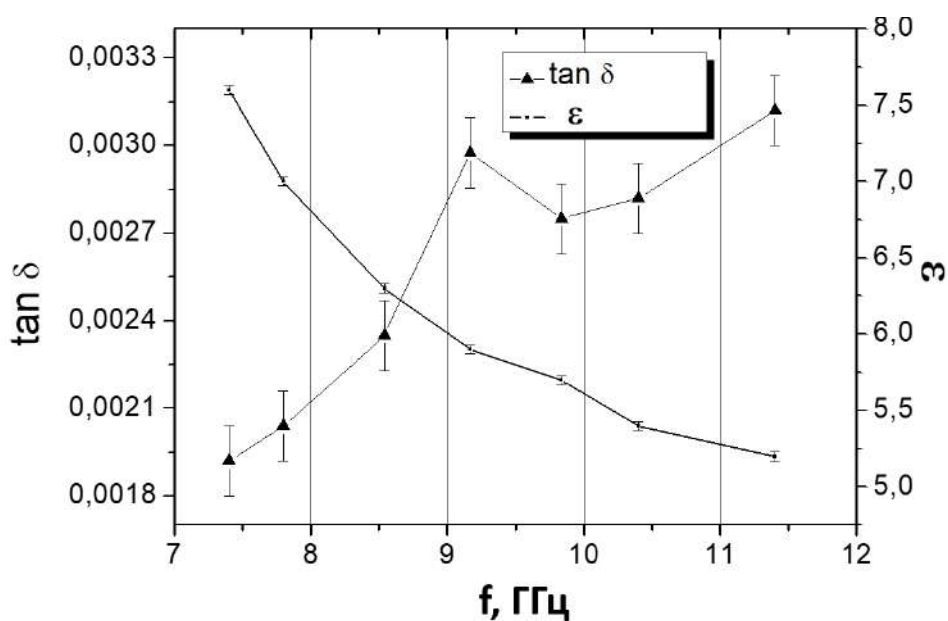


Рис. 3.17. Частотні залежності діелектричної проникності та тангенса кута втрат граніту

Дивлячись на отримані залежності, можна сказати, що PbF_2 з фторидом ербію ErF_3 та зразок граніту, який ми дослідили, є полярними діелектриками, які мають дисперсійні властивості в діапазоні частот 7–12 ГГц.

Також показана дисперсія зразка із фериту, для якого діелектрична проникність в даному діапазоні частот збільшується зі збільшенням частоти від

13,4 до 14,4 (приріст 7 %) і також збільшення тангенсу кута діелектричних втрат від 4×10^{-4} до $2,4 \times 10^{-3}$ (Рис. 3.18).

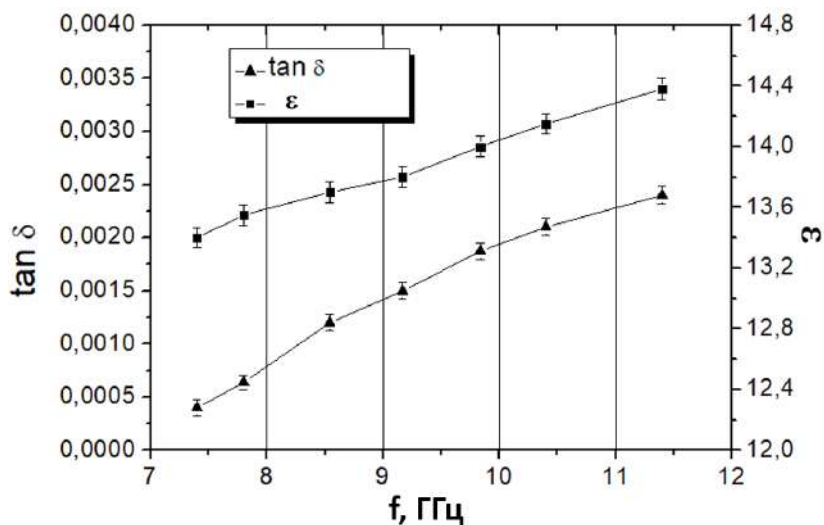


Рис. 3.18. Частотні залежності діелектричної проникності та тангенсу кута втрат фериту

3.2.2 Куб в тефлоновій матриці, новий метод виміру матеріальних параметрів

Наведемо опис нового методу, метою якого є визначення матеріальних параметрів досліджуваних зразків, а саме визначення комплексної діелектричної проникності матеріалів. У даному методі використовується стандартний прямокутний хвилевід X-діапазону з довжиною 200 мм. Біля одного з його кінців розміщується тефлоновий паралелепіпед з розмірами 23x10x30 мм, які повністю відповідають внутрішньому розміру хвилевода, та має довжину 30 мм. Таке компонування дає можливість перетворити звичайний хвилевід в резонатор. До обох сторін хвилеводу через VNA адаптери доєднується векторний аналізатор (Rohde & Schwarz), що дає змогу вимірювати коефіцієнт проходження S_{12} для даного модуля (Рис. 3.19).

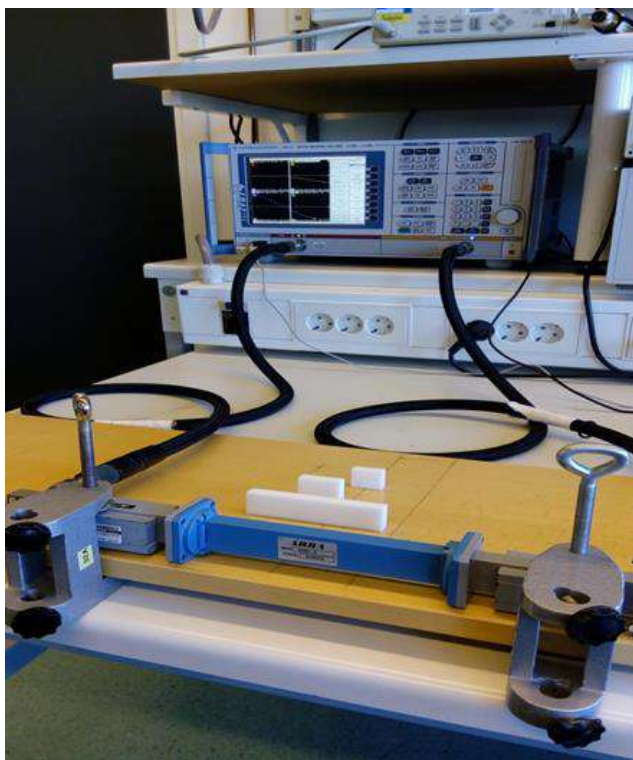


Рис. 3.19. Фото експериментальної установки

Тефлоновий паралелепіпед в експерименті був виконаний як збірна матриця, по центральній осі якої можна розміщувати в різних положеннях досліджувані зразки з розмірами $3 \times 3 \times 3$ мм. Така конструкція зображена на Рис. 3.20. Як видно з фотографії, знявши верхню частину матриці можна дістатись центру матриці та змінюючи довжини паралелепіпедів в центральній осі з обох боків від досліджуваного зразку, можна змінювати положення кубуку. Для прикладу на фото зображений зразок із рубіна з центральним положенням матриці.

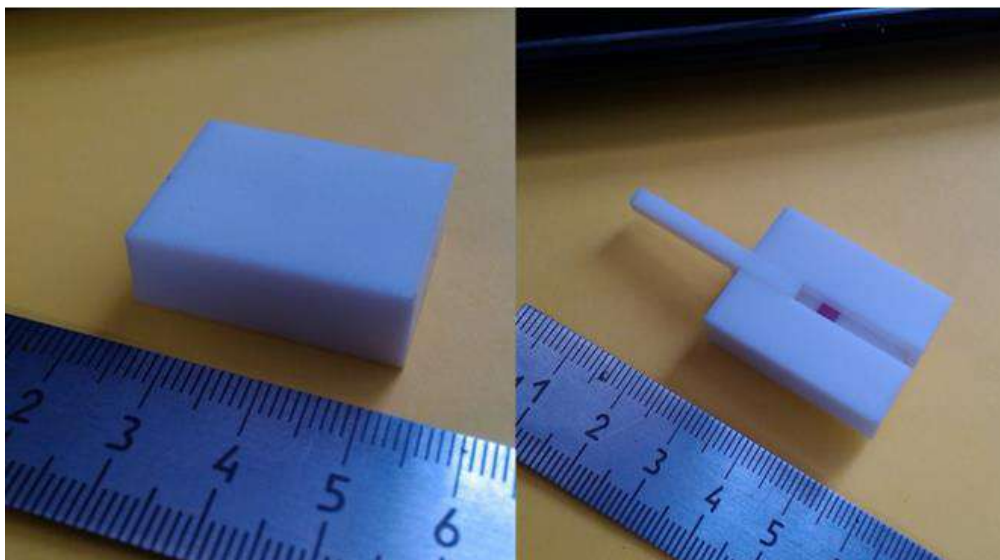


Рис. 3.20. Фото тefлонової матриці

В даному методі також застосовується числове моделювання в середовищі ANSYS HFSS. Для кращої ілюстрації геометрії даного пристрою на Рис. 3.21 представлена 3D модель, яка була використана в розрахунках. Як видно, тefлонова матриця розміщується біля лівого порта хвилеводу. В даному випадку кубик має центральне положення в матриці, і він може змінювати своє положення вздовж осі OX.

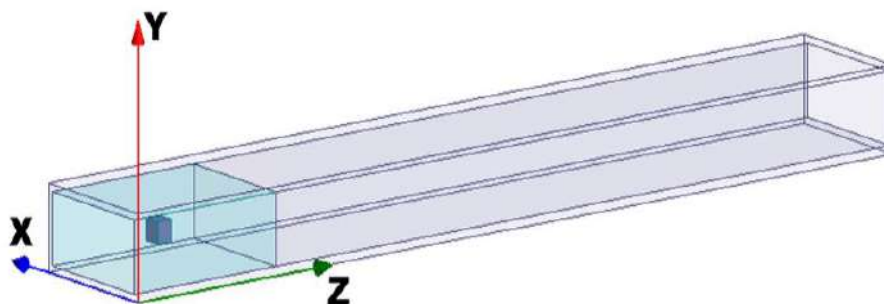


Рис. 3.21. 3D модель резонатора з центральним положенням кубика

Далі буде описаний сформований підхід для виміру комплексної діелектричної проникності зразків. Спочатку збирається конструкція, як описано на Рис. 3.22, проте матриця повністю заповнюється тefлоновими вставками. Векторний аналізатор калібрується на цю структуру з метою отримання нульового значення коефіцієнта пропускання S_{12} та для фази лінійної функції частоти в робочій смузі

частот, а саме 7-12 ГГц. Далі, в матрицю кладуть досліджуваний зразок, і вимірюється амплітуда коефіцієнту проходження в робочій смузі частот. Для прикладу, на Рис. 3.23 наведені два приклади положень кубика в матриці, $dx = 12,5$ мм (центр матриці) та $dx = 6,25$ мм (зміщення по осі OX).

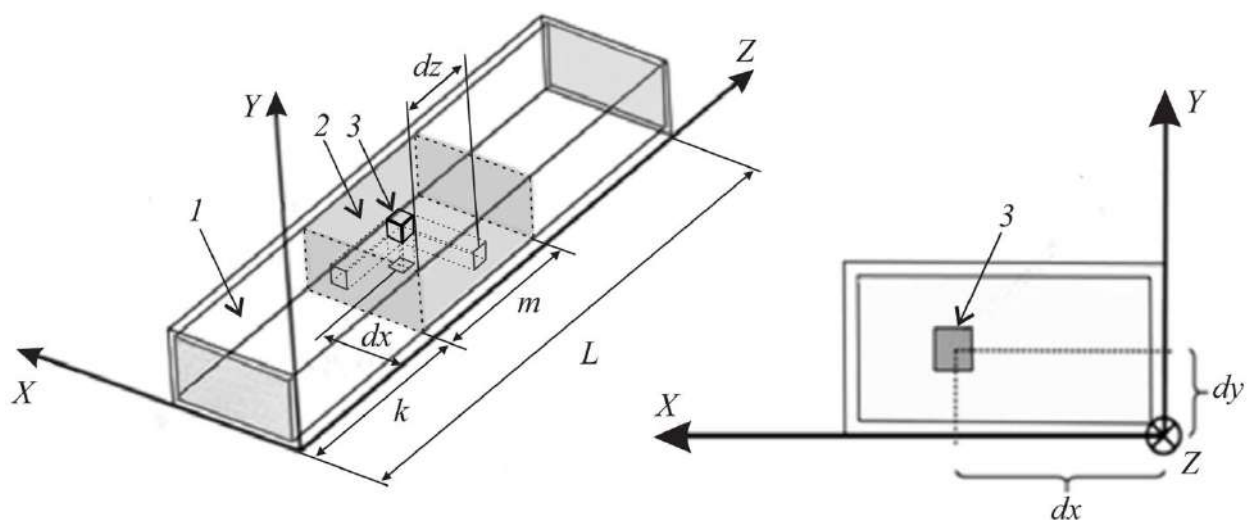
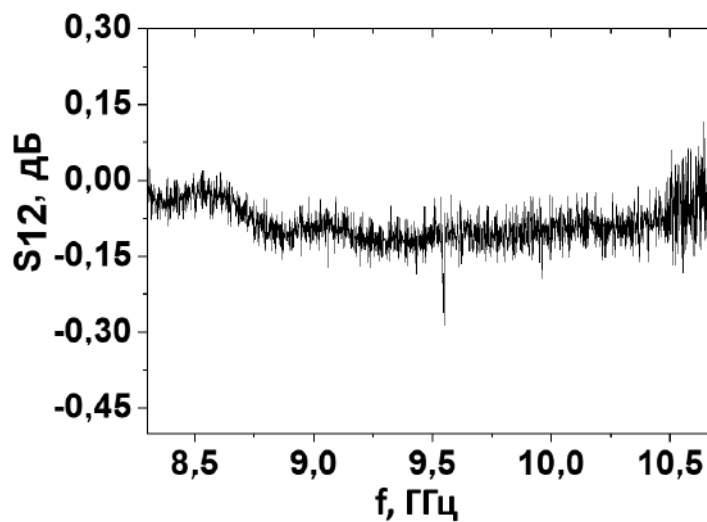


Рис. 3.22. Геометрія модуля, де 1 – хвилевід X-діапазону, 2 – тефлонова матриця та 3 – досліджуваний кубик



a)

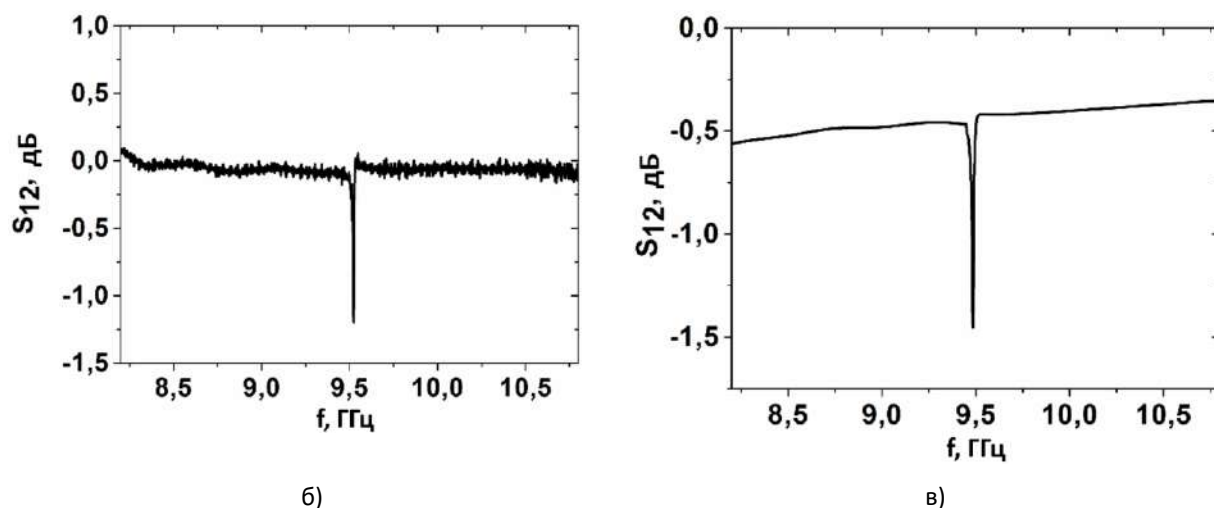


Рис. 3.23. Частотна залежність S_{12} : кварцовий куб знаходиться в геометричному центрі матриці (а); куб знаходиться за координатою $dz = 15$ мм, $dx = 7,5$ мм: (б) – експеримент, (в) – моделювання

Для випадку з центральним положенням кубика (Рис. 3.23а) можемо спостерігати невеличкий резонанс на частоті $f = 9,55751$ ГГц. Після зміщення кубика по осі Ox від центру резонансу (Рис. 3.23б) амплітуда резонансу збільшується та резонансна частота становить $f = 9,522502$ ГГц. З такими ж параметрами було розраховано коефіцієнт пропускання в електродинамічному симуляторі за допомогою FEM (finite element method) в частотному просторі (Рис. 3.23в).

Також симулятор дає змогу відтворити розподіл електромагнітного поля всередині цієї структури на резонансній частоті. Так на Рис. 3.24 представлений розподіл електричної компоненти поля в площині XoZ , яка перетинає досліджуваний кубик.

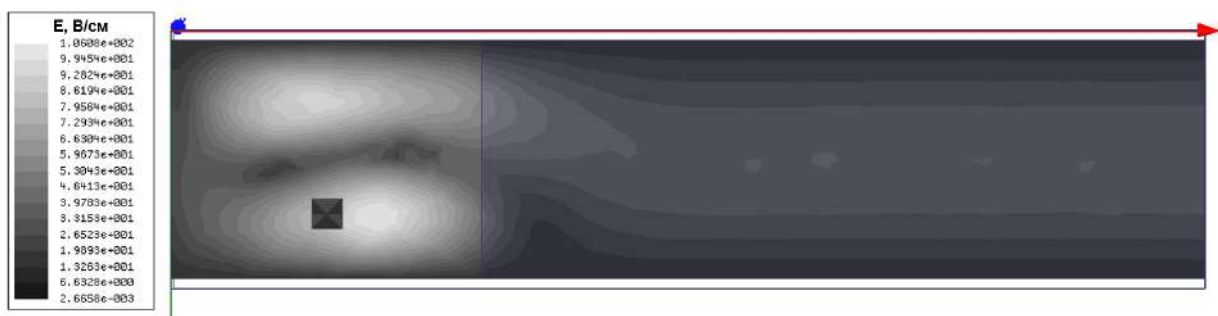


Рис. 3.24. Розподіл електричного поля в площині XoZ на резонансній частоті $f = 9,522502$ ГГц для зразка з кварцу

Як результат, бачимо, що на резонансній частоті в об'ємі діелектричної матриці з'являються дві зміни поля вздовж осі ОХ. Фізична сутність цього явища пояснюється наступним. За умови, коли зразок має вищу діелектричну проникність у порівнянні з проникністю матриці, при падінні електромагнітної хвилі на дану неоднорідність у вигляді «хвилевід-матриця-куб», на межах «матриця-куб» виникають як відбиті, так і заломлені хвилі через «ефект порушеного повного внутрішнього відбиття». На певній частоті відбувається резонанс електричного поля, через виконання умов для амплітуд та фаз відбитого поля. Таким чином ми отримуємо резонатор у вигляді структури «хвилевід-матриця-куб». Представлений розподіл електричного поля в хвилеводі (Рис. 3.24) демонструє зв'язок хвилеводу та резонатору, через заломлення поля (верхній максимум електричного поля в матриці).

Була досліджена залежність резонансної частоти від поздовжнього розміру матриці $m = 10\text{--}50$ мм при розташуванні куба в максимумі поля $dx = 6,25$ мм та розміром грані 3 мм. Рис. 3.25 демонструє результати розрахунків, а саме, при збільшенні поздовжнього розміру матриці зменшується резонансна частота. Така залежність дає нам можливість вимірювати матеріальні параметри в діапазоні частот 9,21–11,37 ГГц. Для експериментальних досліджень був обраний розмір матриці $m = 30$ мм.

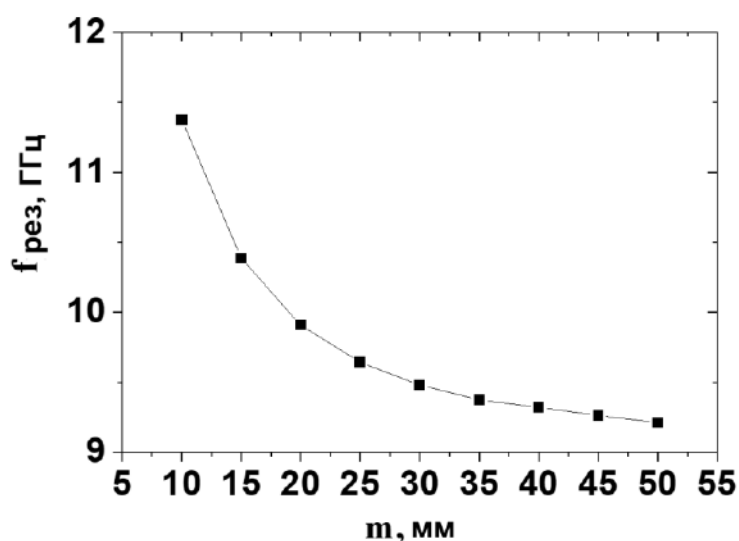


Рис. 3.25. Залежність резонансної частоти від поздовжнього розміру матриці

Для випадку розміру матриці $m = 30$ мм була досліджена залежність резонансної частоти від розміру грані куба (Рис. 3.26). Куб також розташовується в одній із пучностей електричного поля всередині матриці. Проте важливо відмітити, що для матриці з $m = 30$ мм при збільшенні розміру куба більше як $6 \times 6 \times 6$ мм значення резонансної частоти починає збільшуватись у зворотньому напрямку.

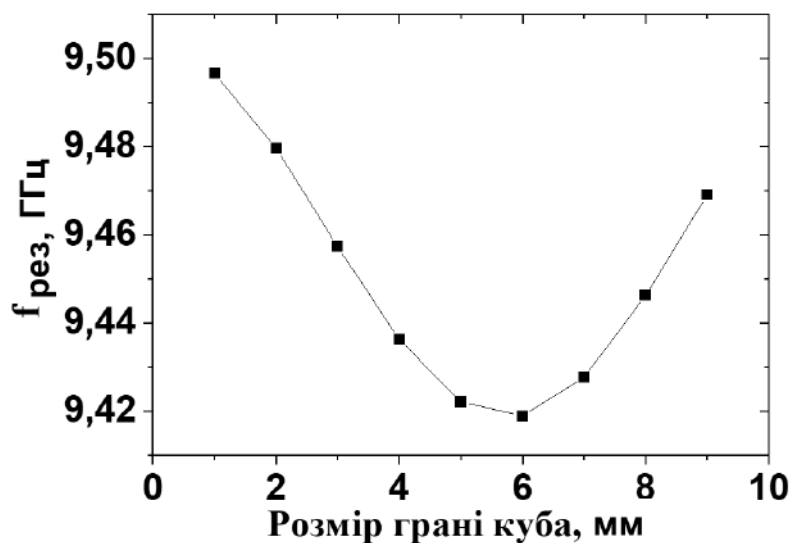


Рис. 3.26. Залежність резонансної частоти від розміру куба із кварцу

Така поведінка резонансної частоти пояснюється тим, що дві пучності поля в матриці, які виникають на резонансній частоті мають протилежну поляриність. Це продемонстровано на Рис. 3.27 для куба з довжиною грані 3 мм. Коли розмір грані більша за 6 мм зразок починає сильніше впливати на сусідню пучність поля, що призводить до збільшення резонансної частоти і, як наслідок для нашого методу, до меншої чутливості виміру. Для коректності вимірів, в даному випадку, рекомендується обрати розмір грані куба не більше ніж 6 мм, для уникнення неоднозначності у вимірах.

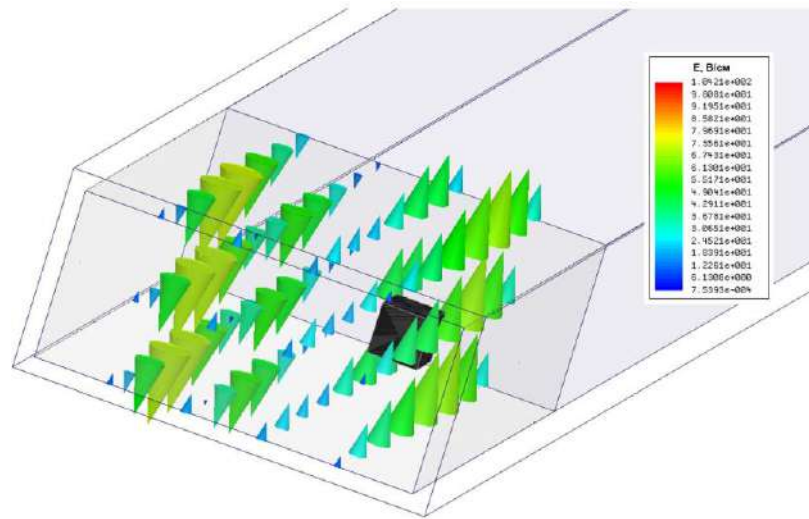


Рис. 3.27. Приклад розподілу електричної компоненти поля у вигляді векторів, які ілюструють полярність окремих пучностей поля в матриці

Алгоритм знаходження комплексної діелектричної проникності, а саме визначення діелектричної проникності та тангенсу кута діелектричних втрат описаний нижче.

Проводиться експеримент з вищезазначеними умовами для невідомого зразку, з положенням кубу в матриці $dx = 6,25$ мм та центральними положеннями в площинах OY та OZ тефлонової матриці. В робочій смузі частот вимірюється та калібрується коефіцієнт проходження S_{12} . Визначається значення резонансної частоти. Далі, для відповідної постановки задачі, виконується розрахунок за допомогою числового моделювання методом FEM в програмі ANSYS HFSS, де в якості змінного параметру виступає діелектрична проникність з фіксованим тангенсом кута діелектричних втрат. Формується база даних, в якій мінімальний крок цього змінного параметру є 0,0015, а максимальний дорівнює 0,0038. Після отримання цієї бази даних розраховується відхилення значення резонансної частоти $\Delta f_{res}(\epsilon)$ за формулою (3.35) [153]

$$\Delta f_{res}(\epsilon) = \sqrt{f_{exp}^2 - f_{cal}^2(\epsilon)}, \quad (3.35)$$

де f_{exp} – резонансна частота, що отримана в експерименті, а $f_{cal}(\epsilon)$ – значення резонансної частоти, отримане за допомогою числового розрахунку.

Побудувавши отриману залежність, бачимо чіткий мінімум цієї функції (Рис. 3.29), який вказує нам на діелектричну проникність зразку із кварцу, а саме $\varepsilon' = 3,806$.

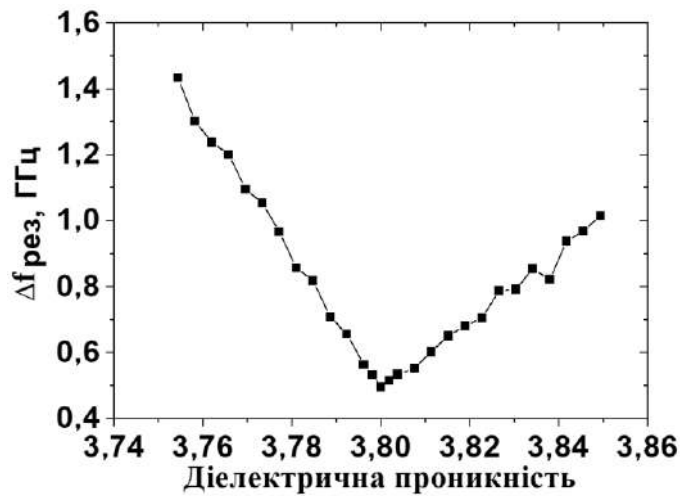


Рис. 3.29. Відхилення розрахованого значення резонансної частоти від експериментальної, яке залежить від діелектричної проникності, отриманої за допомогою числового розрахунку для кубу із кварцу

Також даний метод включає в себе визначення тангенсу кута діелектричних втрат. Алгоритм його знаходження аналогічний описаному вище з невеликими відмінностями. В якості вимірюваного параметру виступає добротність резонансу та те, що в числовому розрахунку значення діелектричної проникності обирається раніше знайденою константою, а змінним параметром виступає тангенс кута діелектричних втрат. Для отримання залежності відхилення розрахованого значення добротності від експериментального використовуємо дану формулу (3.36). При побудові бази даних максимальний крок для параметру $\text{tg } \delta$ становив $0,17 \cdot 10^{-3}$, а мінімальний $0,075 \cdot 10^{-3}$.

$$\Delta Q(\text{tg } \delta) = \sqrt{Q_{\text{exp}}^2 - Q_{\text{cal}}^2(\text{tg } \delta)} \quad (3.36)$$

де Q_{exp} — значення добротності, яке отримано в експерименті, а $Q_{\text{cal}}(\text{tg } \delta)$ — значення добротності, отримане в ході числового розрахунку.

Побудувавши цю залежність (Рис. 3.30), також бачимо мінімум цієї функції, який вказує на тангенс кута діелектричних втрат досліджуваного зразка із

граніту, який дорівнює $\text{tg } \delta = 2,975 \cdot 10^{-3}$. Важливо відмітити, що даний метод має обмеження по визначенню $\text{tg } \delta$, і це обмеження накладається нижнім значенням, а саме значенням діелектричних втрат тефлонової матриці ($\text{tg } \delta \sim 5,4 \cdot 10^{-4}$).

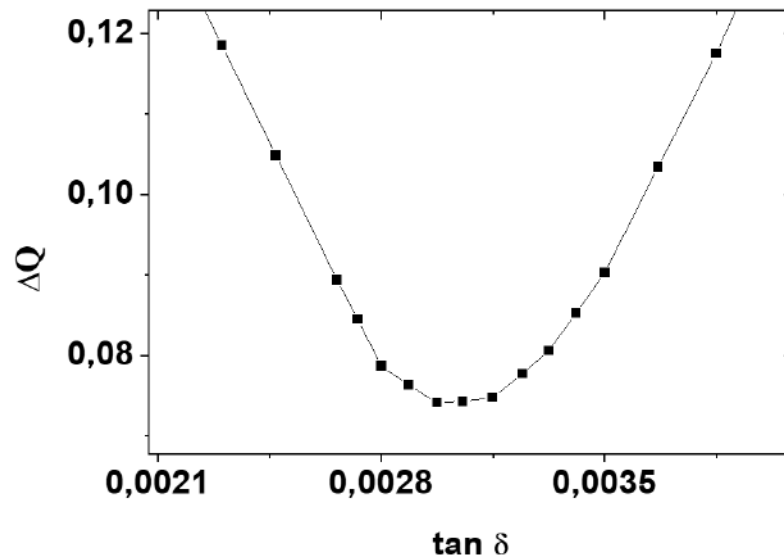


Рис. 3.30. Відхилення розрахованого значення добротності від експериментальної, яке залежить від $\text{tg } \delta$ числового розрахунку для кубу із граніту

В даній задачі для визначення діелектричної проникності ϵ джерелом похибок є похибка визначення частоти в експерименті ($\Delta f = \pm 1$ кГц) і в числовому розрахунку ($\Delta f = \pm 0,5$ кГц). Точність виготовлення зразку $\Delta a = \pm 0,01$ мм. Для оцінки похибки виміру діелектричної проникності був застосований даний підхід. А саме, припускається, що зразок виготовлений з максимально можливим розміром $a_{\max} = a + \Delta a$ і це значення використовується для розрахунку бази даних. Далі, за формулою (3.35) розраховується $\Delta f_{\text{res}}(\epsilon_{\max})$, на Рис. 3.31 крива ϵ_{\max} . Аналогічний розрахунок проводимо для випадку $a_{\min} = a - \Delta a$, результати якого також відмічені на Рис. 3.31, крива ϵ_{\min} . Знаючи мінімальні значення для функцій $\Delta f_{\text{res}}(\epsilon_{\max})$ та $\Delta f_{\text{res}}(\epsilon_{\min})$ можемо вирахувати межі довірчого інтервалу $2\Delta\epsilon = \epsilon_{\max} - \epsilon_{\min}$. На Рис. 3.31 для прикладу показано визначення такого довірчого інтервалу для зразку із кварцу, а саме $\Delta\epsilon = \pm 0,03$ і, відповідно, відносне значення дорівнює $\delta\epsilon = 0,1$ %.

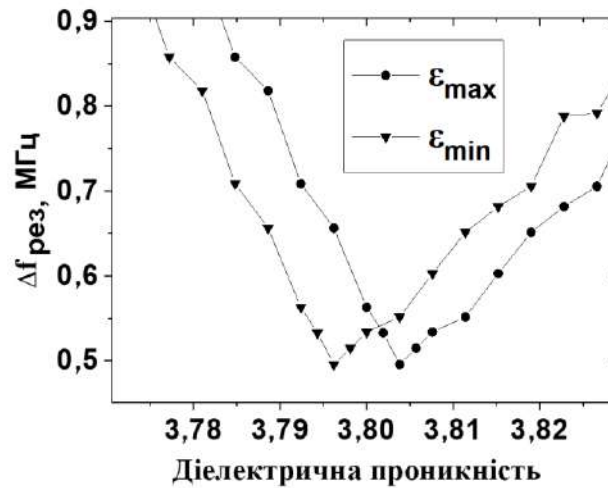


Рис. 3.31. Відхилення розрахованого значення резонансної частоти від експериментальної, яке залежить від діелектричної проникності числового розрахунку, яке використовується для визначення меж довірчого інтервалу

Для визначення похибки тангенсу кута втрат використовується аналогічний алгоритм. Приклад виконання даного підходу проілюстрований на Рис. 3.32 для зразку із граніту. Для нього значення тангенсу кута діелектричних втрат дорівнює $\text{tg } \delta = 2,975 \cdot 10^{-3}$, $\Delta \text{tg } \delta = \pm 0,149 \cdot 10^{-3}$ та, відповідно, відносне значення похибки $\delta \text{tg } \delta = 5\%$.

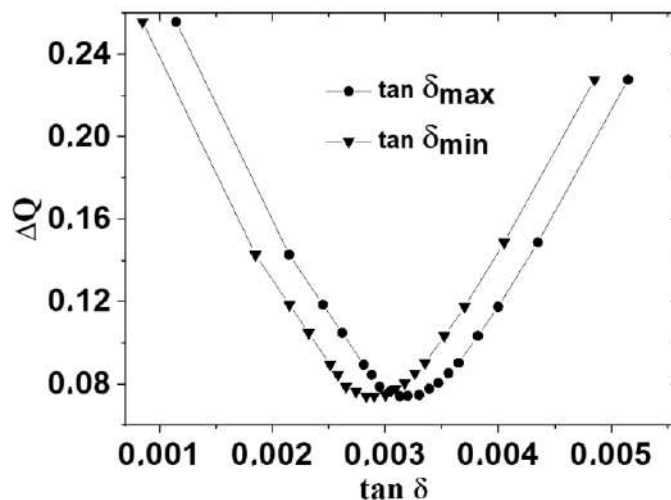


Рис. 3.32. Відхилення розрахованого значення добротності резонансу від експериментального, яке залежить від $\text{tg } \delta$ числового розрахунку, яке використовується для визначення меж довірчого інтервалу значення $\text{tg } \delta$ для зразку із граніту

Описані вище підходи були застосовані для визначення комплексної діелектричної проникності зразків з різних матеріалів, які теж досліджувались в попередньому підрозділі. Результати досліджень наведені в Таблиці 3.3.

Таблиця 3.3.

Комплексна діелектрична проникність досліджуваних зразків

| З р а з о к | $PbF_2:H_0$ F_3 (1%) | $PbF_2:Er$ F_3 (0.5%) | $PbF_2:Er$ F_3 (4%) | Керам іка 1 | Керам іка 2 | Кера міка 3 | Гра ніт | Фер ит |
|----------------------------|---------------------------|-------------------------------|--------------------------|----------------|----------------|-------------------|------------|-----------|
| ϵ' | 22.411 | 23.988 | 24.012 | 3.198 | 15.608 | 8.995 | 5.553 | 13.687 |
| ϵ'' | 0.6163 | 0.5685 | 0.5523 | 0.0022 | 0.9848 | 0.0135 | 0.0161 | 0.0233 |

3.3. Висновки до розділу 3

Завдяки еволюційному підходу було аналітично розв'язано у часовому просторі задачу опромінення діелектрика нестационарною хвилею апертурним джерелом скінченних розмірів. Шляхом зшивання компонент поля у часовому просторі вдалося у першому наближенні отримати аналітичні вирази для відбитого поля і поля, що пройшло в середовище. Вперше продемонстрована можливість формування «електромагнітного снаряду» у середовищі, що опромінене імпульсною електромагнітною хвилею надкороткої тривалості. Отримані результати можна легко узагальнити для випадку імпульсу довільної форми за допомогою методу інтегралу Дюамеля та для довільних точок спостереження.

Вперше запропонована апертурна антена X-діапазону у вигляді відкритого хвилеводу з гібридною діелектричною вставкою з локальними неоднорідностями діелектричних циліндрів з різною діелектричною проникністю (повітряні та кварцові). Результати демонструють можливість контролювати розподіл ближнього поля і, отже, характеристики антени за

допомогою специфічних комбінацій діелектричної проникності циліндрів. Симетричне (відносно осі хвилеводу) розташування кварцового та повітряного циліндрів призводить до розширення смуги робочих частот ($\Delta f > 3,7$ ГГц) порівняно з однорідною решіткою та спричиняє спрямування променя діаграми спрямованості в Н- площини. Несиметричне розташування кварцового і повітряного циліндрів (відносно осі хвилеводу) дозволяє отримати діаграми спрямованості практично з однаковою шириною пучка в Н- і Е-площинах, але в більш вузькій смузі частот ($\Delta f = 1,35$ ГГц).

Визначення діелектричної проникності проведено шляхом порівняння розрахункових залежностей коефіцієнта передачі резонатора від розташування зразка при різних значеннях з аналогічною вимірюваною залежністю по мінімуму значення стандартного відхилення. Отримане значення діелектричної проникності 2.04 ± 0.015 відповідає відомим даним та підтверджує правильність запропонованих критеріїв. У новому резонансному методі використовується збудження резонансу в структурі «хвилевід-матриця-включення». Діелектрична проникність і коефіцієнт втрат різних матеріалів визначені з похибкою 0,1% і 5% відповідно. Розрахунки показують, що метод ефективний для дослідження зразків з діелектричною проникністю до 80.

РОЗДІЛ 4. РОЗПІЗНАВАННЯ ВИПРОМІНЕНИХ ІМПУЛЬСІВ ШТУЧНОЮ НЕЙРОННОЮ МЕРЕЖЕЮ ТА МЕТОДОМ КОРЕЛЯЦІЇ ДЛЯ ЗАДАЧ ПОЗИЦІОНУВАННЯ ТА ПІДПОВЕРХНЕВОГО ЗОНДУВАННЯ

Даний розділ присвячений застосуванню штучних нейронних мереж для прямого, в часовому просторі, розпізнавання прийнятих надширокосмугових сигналів з метою визначення положення приймача відносно стаціонарних випромінювачів, збуджених імпульсними струмами, та типу і положення прихованого під поверхнею ґрунту об'єкту. Стійкість класифікації об'єктів тестується за допомогою вивчення реакції ШНМ на внесення адитивного шуму. Швидкість і надійність розпізнавання перевіряється порівнянням з кореляційним підходом. Практична цінність запропонованого підходу ілюструється використанням близького до реального джерела полів з обмеженою енергією, розташованого на невеликій висоті від ґрунту, застосуванням такого складного для розпізнавання об'єкта, як реальна протипіхотна міна, та спроба прямого навчання штучної нейронної мережі на розпізнавання мін з даних експериментальних радарограм, знятих в умовах, близьких до реальних.

Основні результати цього розділу опубліковані в статтях [78, 154, 125, 155, 156, 157, 158] та додатково висвітлені в статтях і тезах міжнародних конференцій [159, 160, 161, 162, 163, 164, 165, 122, 166, 167, 168, 169, 170, 42, 126, 171].

4.1. Система позиціонування на надширокосмугових сигналах

4.1.1 Розпізнавання кута випромінення за допомогою штучної нейронної мережі

Для вирішення задачі визначення положення приймальної системи використовується явище зміни форми випроміненої часової залежності

електромагнітної хвилі, яке притаманне надширокосмуговим випромінювачам [78]. З ціллю перевірки ефективності даного підходу було розглянуто двовимірний випадок, для коректної роботи якого необхідно використовувати два джерела НШС випромінювання, які рознесені між собою на відому відстань. В свою чергу приймальна система має реєструвати в широкому секторі кутів нестаціонарний сигнал і по його формі визначати кути випромінювання кожного з випромінювачів. В якості опромінювачів були використані дві однакові антени типу «метелик», проте вони мали різні тривалості збуджуючої гаусової часової залежності: 0,2 нс та 0,15 нс відповідно. Випромінювання НШС хвиль було розраховане за допомогою FDTD метода. Для кожного випромінювача були розраховані часові залежності випроміненого електромагнітного поля в дальній зоні в секторі кутів 0–90 градусів з кроком в 1 градус. Для задачі класифікації часових форм зареєстрованих приймальною системою була використана штучна нейронна мережа [165].

В даній моделі опромінювачі були розташовані в двох кутах прямокутної області з відстанню між ними $d = 50$ м, як зображено на Рис. 4.1. Антени «метелик» як і більшість надширокосмугових випромінювачів, мають недолік у вигляді сильного спотворення часової форми випроміненого сигналу для різних кутів спостереження [162]. Приймач реєструє Х-електричну компоненту випроміненої електромагнітної хвилі в невідомій точці (X, Y) заданої прямокутної області. Для однозначного визначення положення приймальної системи необхідно знати кути від кожного випромінювача θ_1 і θ_2 та відстань між ними і не потребує часової синхронізації між усіма підсистемами. Класифікацію кутів проводить ШНМ, яка тренується на розрахованих часових залежностях сигналів для кожного випромінювача та для всіх заданих кутів.

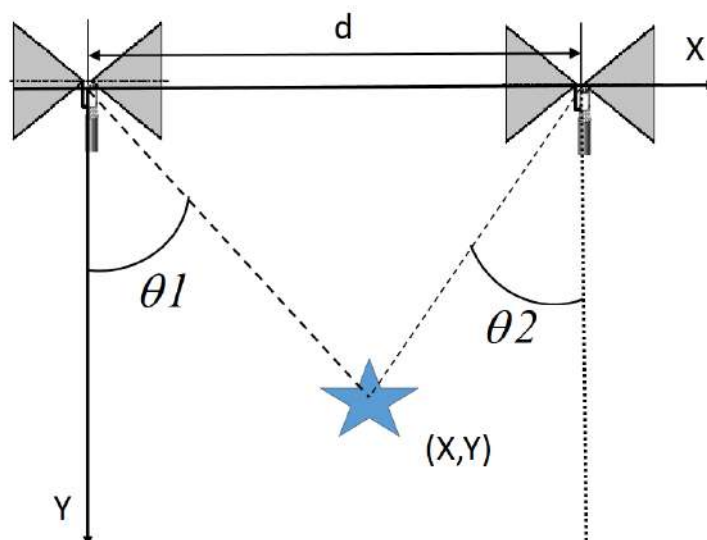


Рис. 4.1. Постановка задачі надширокосмугового позиціонування

Ще однією особливістю є те, що ми використовували одну ШНМ для розпізнавання сигналів від обох випромінювачів. Це стало можливим через використання різних тривалостей збуджуючих імпульсів для кожної з антен. В якості тренувальних, і відповідно, вхідних даних для ШНМ виступали нормовані, дискретизовані (0,01 нс) та інтерпольовані часові залежності електричної компоненти зареєстрованого поля. Важливо відмітити, що цей підхід коректно працює за умови знання часу приходу сигналу. Проте це теж можна виправити збільшивши тренувальний набір ШНМ.

Змодельовані часові залежності електричного поля в секторі кутів 0–90 градусів представлені на Рис. 4.2 та Рис. 4.3. Можна відмітити сильну залежність часової форми сигналу від кута для обох антен. На перший погляд може здатись, що відмінність між випроміненими полями двох антен незначна. Проте як далі буде видно, цих відмінностей буде достатньо.

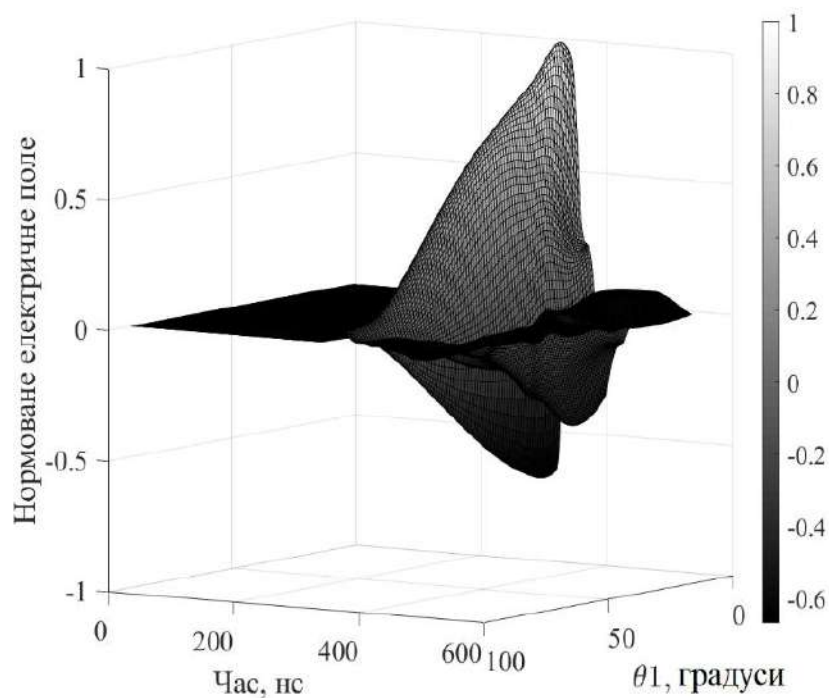


Рис. 4.2. Розраховані часові залежності електричного поля для різних кутів спостереження для першої антени, заживленої імпульсним сигналом з тривалістю 0,2 нс

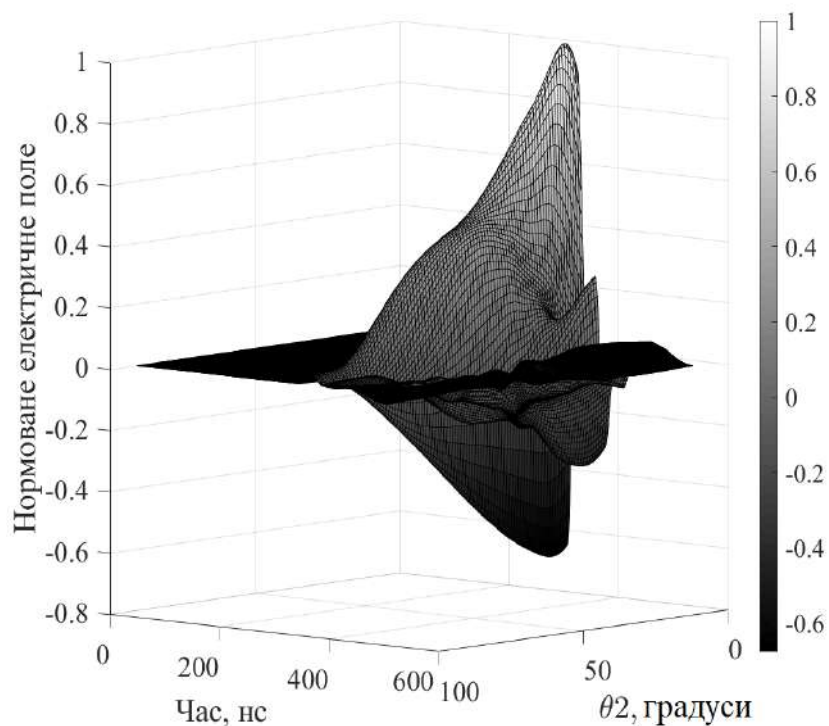


Рис. 4.3. Розраховані часові залежності електричного поля для різних кутів спостереження для другої антени, заживленої імпульсним сигналом з тривалістю 0,15 нс

Для даного завдання була обрана глибока повнозв'язна штучна нейронна мережа зі структурою, яка зображена на Рис. 4.4. Вхідний шар має 540 нейронів. Ця кількість відповідає довжині кожної часової залежності, яка надходить до неї. В якості збуджуючої функції кожного нейрона була використана кусково-лінійна функція активації (ReLU). На виході ми маємо 182 вихідні нейрони, які відповідають кутам першої антени 0–90 градусів (вихід 1-91) та другої антени 0–90 градусів (вихід 92-182). Важливим також є прихований шар SoftMax, який відповідає за нормалізацію вихідних даних в межах 0–1. Це дає нам змогу більш зручно розглядати вихідні сигнали та трактувати їх як ймовірнісні величини.

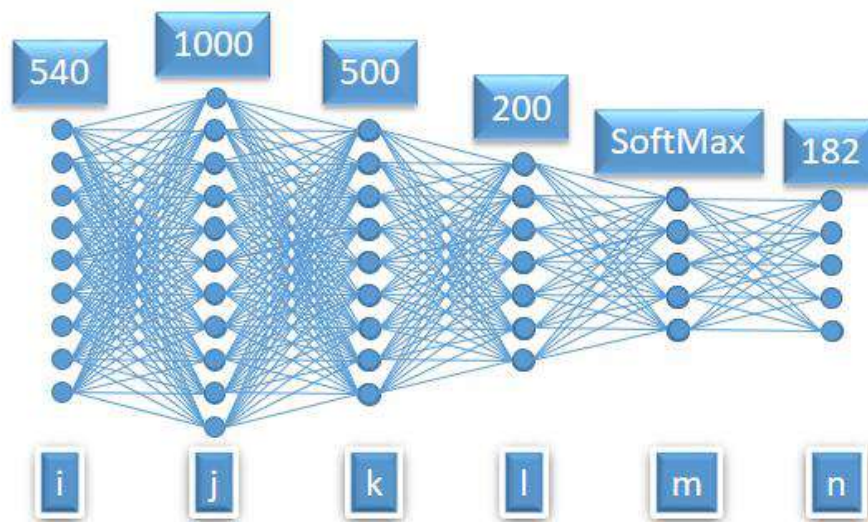


Рис. 4.4. Архітектура ШНМ

Ефективна робота будь-якої штучної нейронної мережі ґрунтується на визначенні коректних вагових коефіцієнтів між всіма нейронами. В роботі [159] було яскраво показано, як перед першим прихованим шаром нейронна мережа визначає свій власний підхід до обробки даних. А особливо цікаво відмітити, що іноді можна прослідкувати, яку саме інформацію серед вхідних даних штучний інтелект вважає важливою. Так і в цій роботі, якщо подивитись на часові залежності, які брали участь у тренуванні (Рис. 4.2 та Рис. 4.3) можна відмітити багато значень близьких до нуля. Очевидно, що ці точки не несуть ніякої інформації, крім тієї, що вказує на відсутність електричного поля. Якщо бути більш точним, то для всіх часових залежностей сигнал починається з семплу

більше 300-го номеру. До цього там електричне поле відсутнє. Це напряму пов'язане з тим, що в даній моделі ми працюємо тільки з одним варіантом затримки зареєстрованого сигналу в часовому вікні. Як результат, можемо спостерігати на Рис. 4.5 не нульові значення амплітуд вагових коефіцієнтів після часового відліку, більшого за 300.

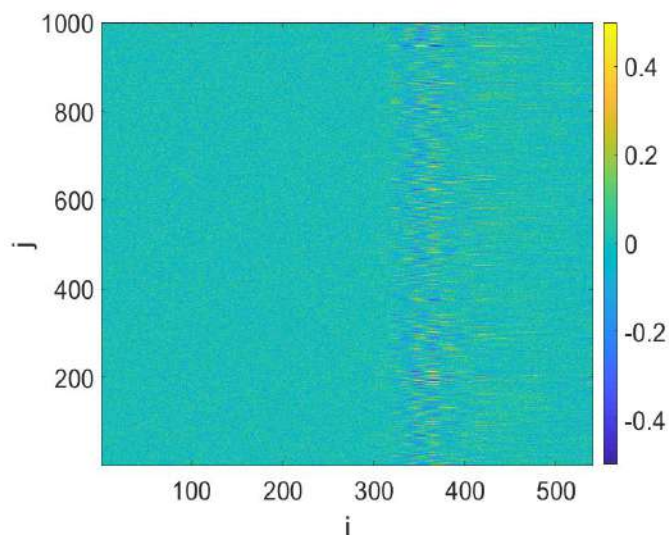


Рис. 4.5. Амплітуди вагових коефіцієнтів перед першого шару мережі

Результат навчання перевіряється подаванням тренувальних часових залежностей. Отримані вихідні сигнали з нейронів переведені у відповідні кутові значення та представлені на Рис. 4.6. Ідеальна відповідь мала б мати вигляд прямої лінії під кутом 45 градусів. Проте бачимо невеликі відхилення, особливо в області малих кутів. Але все одно головна ідея підтверджена – ШНМ вправно ідентифікує сигнали для двох випромінювачів для всіх кутів.

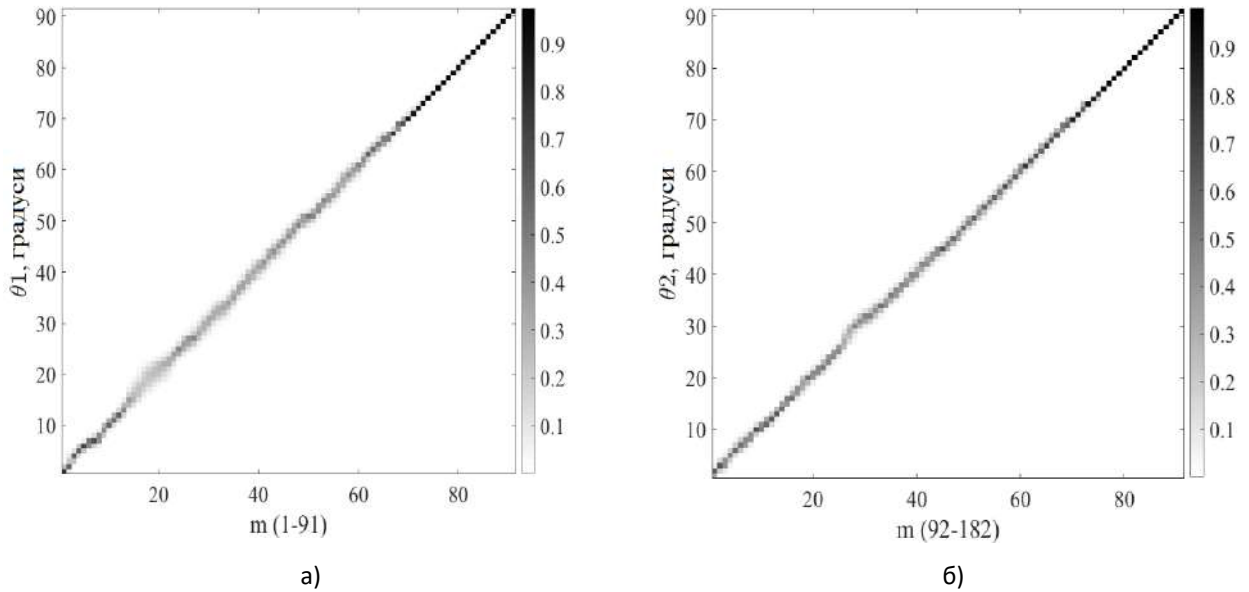


Рис. 4.6. Визначені кути випромінювання для першої (а) та другої (б) антени в залежності від правильних кутових значень

Щоб мати кращу можливість оцінити похибку у визначені кутів, були побудовані відхилення від реальних кутів (Рис. 4.7). В такому представленні можна краще оцінити величину відхилення при розпізнаванні малих кутів для обох антен. Іноді вона дорівнює 2 градуси. Складно пояснити причину гіршого розпізнавання при малих кутах, можна тільки припустити недостатню натренованість ШНМ. Проте тут треба бути обережним, так як абсолютно правильні відповіді можуть нести в собі явище перетренованості. Це може призвести до нестабільної роботи системи в цілому. А саме найменші зміни в формі очікуваного сигналу призведуть до його неправильної класифікації.

Наступне наше твердження теж виявилось правильним – ШНМ гарно справляється з класифікацією двох антен і не плутає їх між собою. І ще можна відмітити якісніше розпізнавання кутів другої антени у порівнянні з першою. Це пояснюється більш швидкими та різкими змінами у часовій формі випроміненого поля, що робить їх більш «впізнаваними»

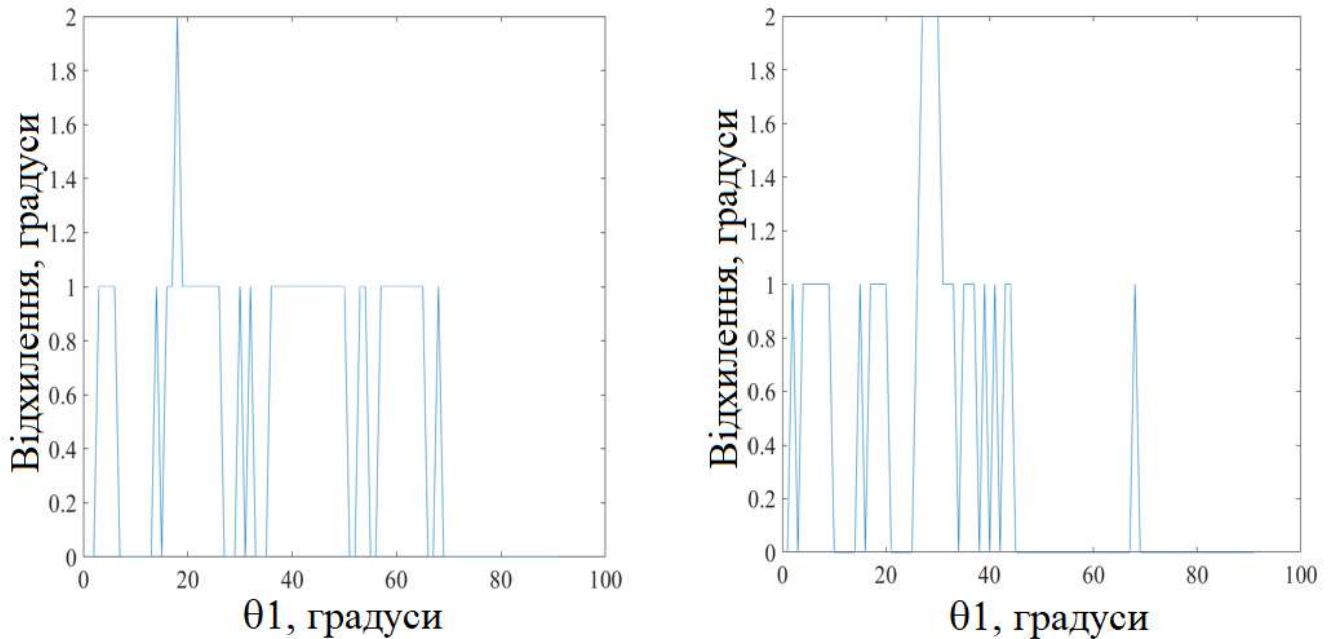


Рис. 4.7. Похибка у визначенні реальних кутів першої (а) та другої антени (б)

З іншого боку на результуючу похибку безпосередньо вплинув крок по розрахованим кутам, який дорівнює 1 градус. Тому результуюча мінімальна похибка визначення кута випромінювання не може бути менша за 0,5 градуса. Врахувавши мінімальну можливу похибку в пів градуса плюс похибка у визначенні самою ШНМ, була побудована променева ілюстрація Рис. 4.8, яка демонструє область, в якій може знаходитись приймач. Цей випадок відповідає кутам $\theta_1 = 70$ градусів та $\theta_2 = 50$ градусів, для яких ШНМ розпізнала кути випромінювання правильно. Так, на Рис. 4.9 зображений випадок, де помилка у визначенні кутів ШНМ дорівнює 1 градус. І найгірший випадок зображений на Рис. 4.10, це $\theta_1 = 18$ градусів та $\theta_2 = 68$ градусів.

Якщо узагальнити отримані результати, то можна сказати, що при успішному тренуванні ШНМ для даної постановки задачі система може забезпечити точність кращу за $\pm 0,62$ м, тоді як теперішня точність краща ніж ± 2 м.

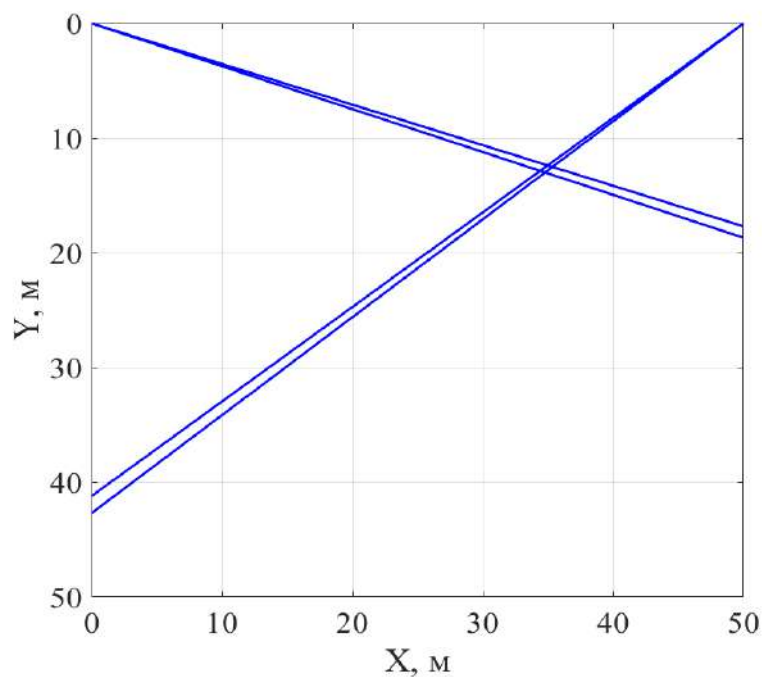


Рис. 4.8. Ілюстрація визначення ймовірного положення приймальної системи при кутах випромінювання $\theta_1 = 70$ градусів та $\theta_2 = 50$ градусів

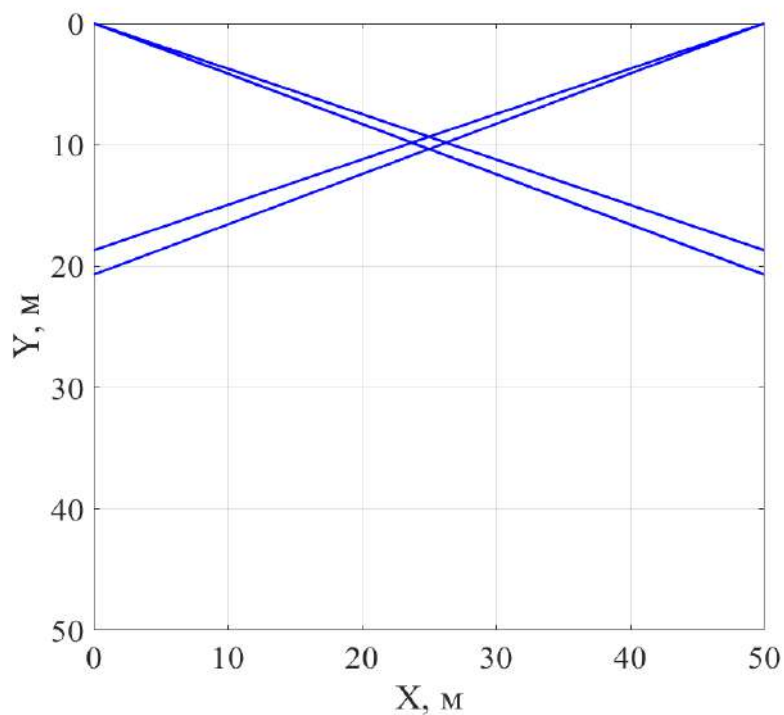


Рис. 4.9. Ілюстрація визначення ймовірного положення приймальної системи при кутах випромінювання з похибкою в 1 градус ($\theta_1 = 68$ градусів та $\theta_2 = 68$ градусів)

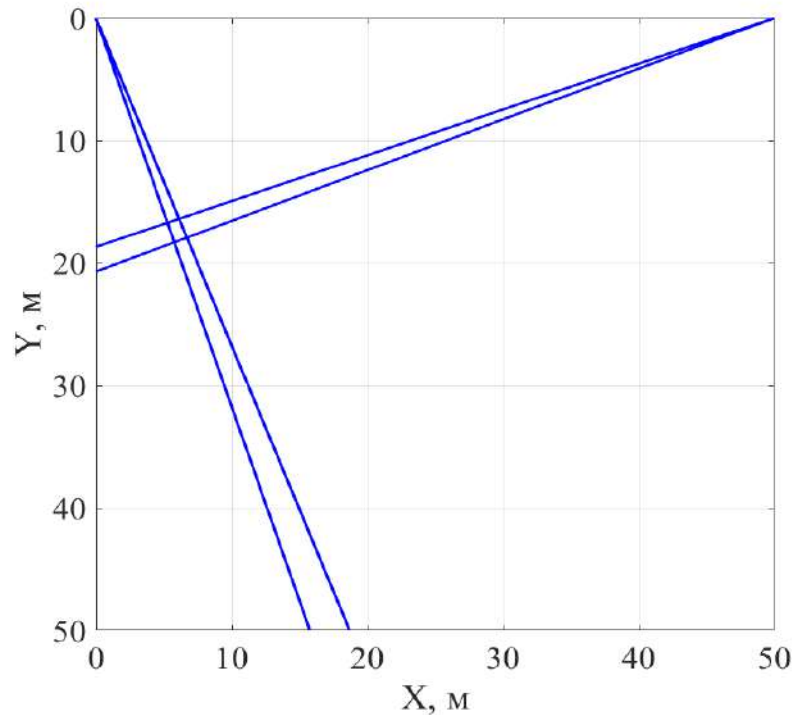


Рис. 4.10. Ілюстрація визначення ймовірного положення приймальної системи при кутах випромінювання з похибкою в для однієї з найгірших комбінацій кутів ($\theta_1 = 18$ градусів та $\theta_2 = 68$ градусів)

Ілюстрації Рис. 4.8 – 4.10 презентують окремі випадки. Проте, для кращої оцінки похибки для всіх комбінацій кутів можна побудувати відхилення для довільних комбінацій кутів. На Рис. 4.11 зображені абсолютні відхилення по x-координаті. За таким же принципом побудовані абсолютні похибки по y-координаті (Рис. 4.12). Порівнюючи їх, можна сказати, що похибки, які викликані неправильними класифікаціями ШНМ менші вздовж ОУ у порівнянні з помилками вздовж ОХ. Також на Рис. 4.13 зображені абсолютні значення сумарних відхилень. Можна відмітити, що величина абсолютної похибки будуть наближатись до нескінченності під малими кутами.

Як результат, можна додати, що точність можна покращити завдяки покращенню архітектури ШНМ, покращенню тренувального набору, вибору принципово різних часових залежностей збуджуючого струму для кожного випромінювача або використання більше ніж двох НШС випромінювачів.

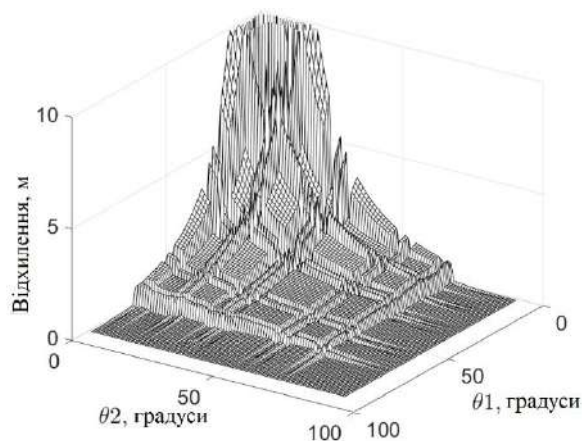


Рис. 4.11. Модуль відхилень від реального положення приймальної системи вздовж осі OX для всіх комбінацій кутів

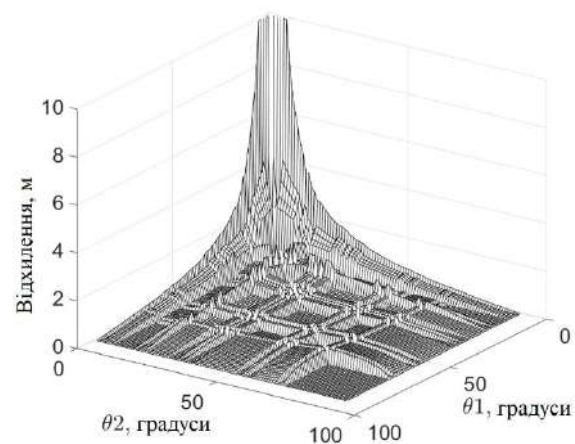


Рис. 4.12. Модуль відхилень від реального положення приймальної системи вздовж осі OY для всіх комбінацій кутів

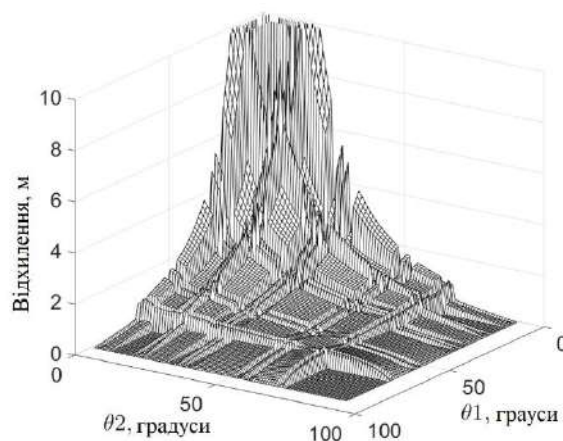


Рис. 4.13. Сумарний модуль відхилень від реального положення приймальної системи вздовж осі OY для всіх комбінацій кутів

4.1.2 Порівняння результатів розпізнавання випромінених кутів штучною нейронною мережею та методом кореляції

Для розв'язання задачі класифікації часових форм сигналів також існують й інші підходи. Гарну конкуренцію для ШНМ може скласти кореляційний аналіз, який вже багато часу використовують для знаходження певних патернів та закономірностей в сигналах [172]. Тому є цікавим перевірити ефективність цих двох методів для цієї задачі та порівняти результати. Ці два підходи аналізу

часових залежностей гарно себе зарекомендували в багатьох застосуваннях, наприклад в підповерхневій радіоінтроскопії [122].

Геометрія задачі повторює попередній пункт (Рис. 4.1). Маємо дві антени типу «Метелик», розташовані в двох кутках прямокутної області та збуджуються струмом гаусової форми з тривалостями імпульсу 0,2 та 0,15 нс. Головна ідея підходу залишається незмінною – отримавши методом скінчених різниць в часовому просторі (FDTD) [105] часові форми випроміненої Х-ї компоненти електричного поля для сектора кутів з певним кроком для кожної антени, класифікуємо їх та отримуємо поточні кути спостереження. Знаючи точну дистанцію між опромінювачами та кути приходу, можна легко обчислити положення приймальної системи в просторі (4.1):

$$\left\{ \begin{aligned} x &= \frac{d}{\left(\frac{\theta_1 \cdot \pi}{180^\circ}\right) + \left(\frac{\theta_2 \cdot \pi}{180^\circ}\right)}; & y &= x \cdot \left(\frac{\theta_1 \cdot \pi}{180^\circ}\right). \end{aligned} \right. \quad (4.1)$$

В даній моделі для класифікації кутів випромінених сигналів були використані ШНМ та кореляційний метод. Особливості використання ШНМ для цієї задачі були описані в попередньому пункті. Кореляційний підхід ґрунтується на розрахунку взаємно-кореляційної функції $B(\tau)$ (4.2) зареєстрованого сигналу та відомих сигналів, які були розраховані раніше,

$$B(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) g(t - \tau) dt \quad (4.2)$$

де $f(t)$ – прийнята часова залежність компоненти електричного поля, $g(t)$ – ті ж часові залежності компоненти електричного поля, які були використані для тренування ШНМ, τ – часове зміщення.

Вираз (4.2) є аналітичним, проте для нашого випадку був використаний її дискретний нормований аналог:

$$B_k = \frac{\sum_{(n)} f_n g_{n-k}}{\sqrt{\sum_{(n)} (f_n)^2 \sum_{(n)} (g_n)^2}}, \quad (4.3)$$

де n позначає загальну кількість відліків по часу, а k – відповідає за часове зміщення.

В якості вхідних часових залежностей були використані ті ж часові залежності X-ї компоненти електричного поля в секторі кутів 0–90 градусів для кожної антени. Часове вікно було обране рівним 5,4 нс з дискретизацією по часу 0,01 нс.

Для коректного порівняння була використана та ж архітектура ШНМ, яка була представлена на Рис. 4.4. Проте з однією відмінністю – ми спробували натренувати більш вдалу версію, і нам це вдалось. Результати тестування на тренувальних часових залежностях електричної компоненти поля для двох антен та всіх варіантів кута спостереження зображені на Рис. 4.14. Можна помітити суттєву різницю, якщо порівнювати з результатами на Рис. 4.6. Бачимо відсутність будь-яких відхилень по всім кутам. Такі кардинальні зміни можливі, через сам підхід у використанні ШНМ. Кожного разу, коли ми запускаємо на тренування ШНМ, генеруються перші ненульові випадкові вагові коефіцієнти, які потім з часом коригуються методом зворотного розповсюдження помилки [91]. І головне, ці випадкові вагові коефіцієнти індивідуальні для кожного тренування. Проте треба мати якісь запобіжні заходи, які б перевірили наявність перетренування даної ШНМ.

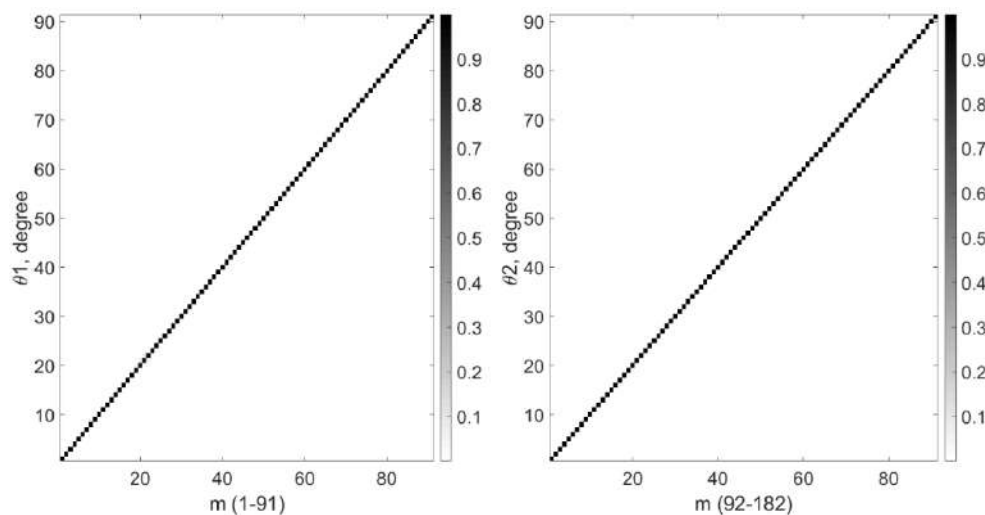
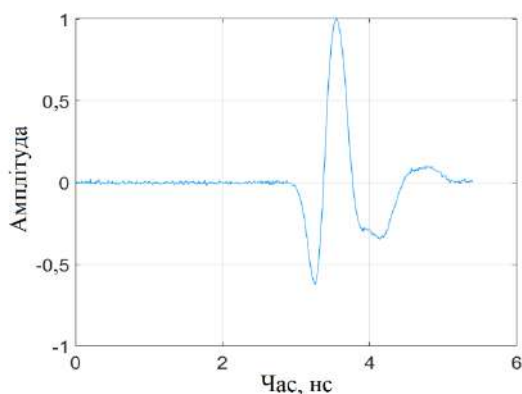


Рис. 4.14. Результати тестування ШНМ для першої антени (зліва) та другої антени (справа)

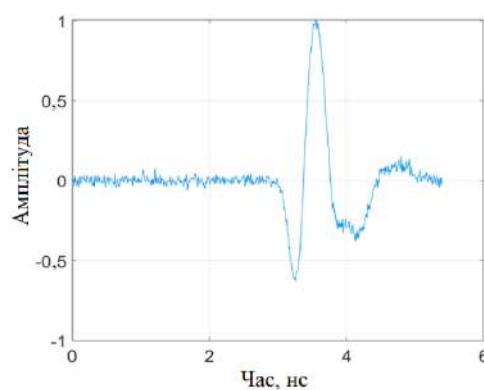
Визначення кута приходу від обох випромінювачів також будемо проводити за допомогою методу взаємної кореляції. B_k буде розраховуватись для кожного

прийнятого сигналу зі всіма наявними часовими залежностями та з усіма можливими запізненнями τ . Максимальне значення коефіцієнта B_k вказує на найбільш подібний сигнал.

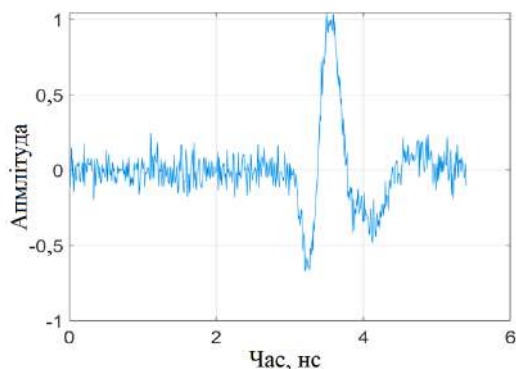
Для повноцінної перевірки підходу з використанням ШНМ та методу взаємної кореляції було вирішено додавати до вхідних часових залежностей білий гаусовий шум з різними значеннями співвідношення сигнал/шум (ССШ). Для кожного значення потужності ССШ буде проведено 1000 випадкових реалізацій адитивного шуму. Такий метод тестування дає можливість прибрати випадковий характер відповідей і також перевірити ШНМ на перетренування. Приклади для різних рівнів ССШ представлені на Рис. 4.15. Можна ще додати, що рівень ССШ розраховується відповідно до потужності кожного сигналу, до якого він застосовується.



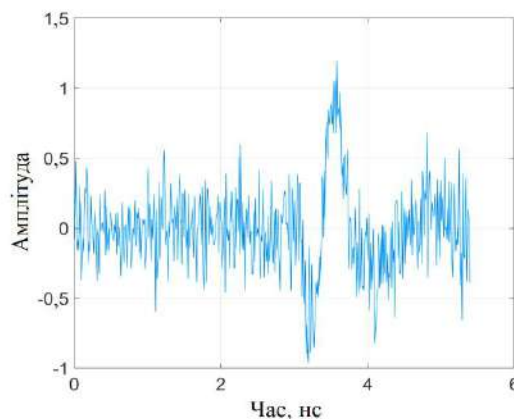
а)



б)



в)



г)

Рис. 4.15. Зразки часової залежності електричної компоненти зареєстрованого поля з різними рівнями адитивного шуму з рівнями ССШ: а) 30 дБ, б) 20 дБ, в) 10 дБ, г) 0 дБ

Перейдемо тепер до аналізу результатів тестування вищевказаних методів. Представлені нижче залежності на нижній осі мають значення 0–182 градуси, де перші 0–90 градусів відповідають кутам першій антені, а далі сигнали відповідають другій антені. Так візуально легше оцінювати випадки, коли ШНМ або метод кореляції під впливом сильних завад почнуть плутати сигнали від різних антен. Для випадку з ССШ = 30дБ для кута випромінювання $\theta_1 = 40$ градусів (Рис. 4.16), який в попередньому пункті давав найгірші показники для ШНМ взагалі не допускає помилок в класифікації. Метод кореляції дає абсолютно правильне розпізнавання тільки для 24 % всіх реалізацій шуму. Проте основна частина відповідей лежить в межах декількох градусів відносно правильного.

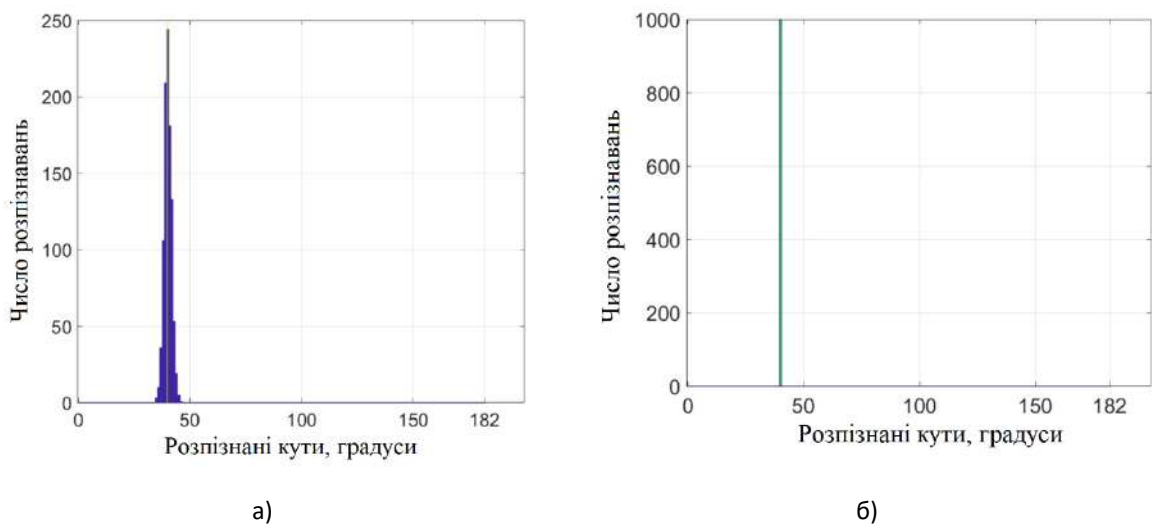


Рис. 4.16. Результати тестування методів взаємної кореляції (а) та ШНМ (б) для сигналу від першої антени під кутом 40 градусів з рівнем ССШ = 30 дБ

Для кута 40 градусів від другої антени (Рис. 4.17) показує схожий результат, тільки відмінність в тому, що для методу кореляції відсоток абсолютно правильних відповідей дорівнює 33 %. Помітно кращі результати розпізнаних

кутів для антени з коротшим збуджуючим імпульсом були ще помічені в попередньому пункті та робот [78].

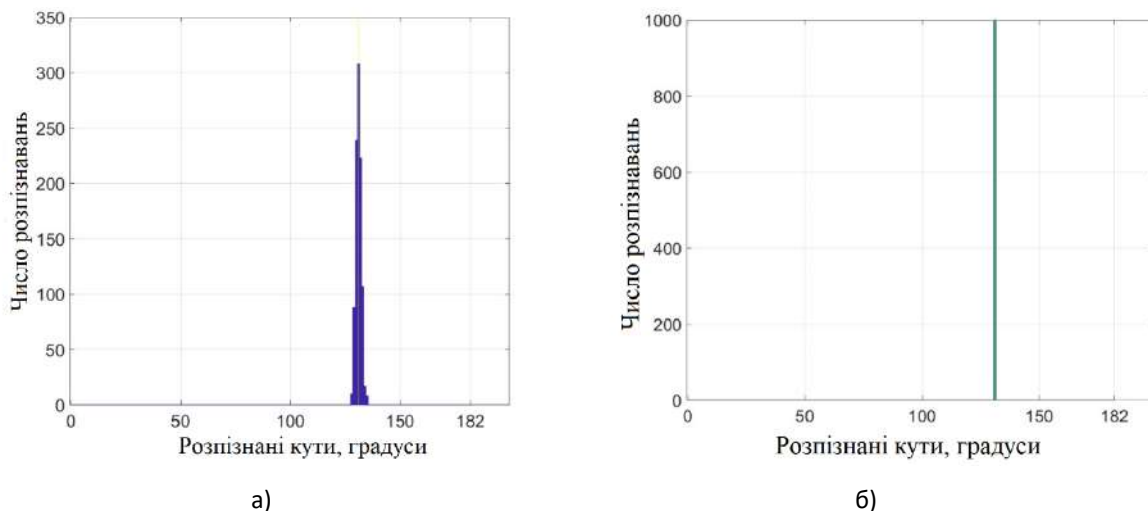


Рис. 4.17. Результати тестування методів взаємної кореляції (а) та ШНМ (б) для сигналу від другої антени під кутом 40 градусів з рівнем ССШ = 30 дБ

У випадку ССШ = 20 дБ для першої антени (Рис. 4.18) для методу взаємної кореляції відсоток правильних класифікацій падає з 24% до 13%. А для ШНМ зменшується зі 100% до 87%.

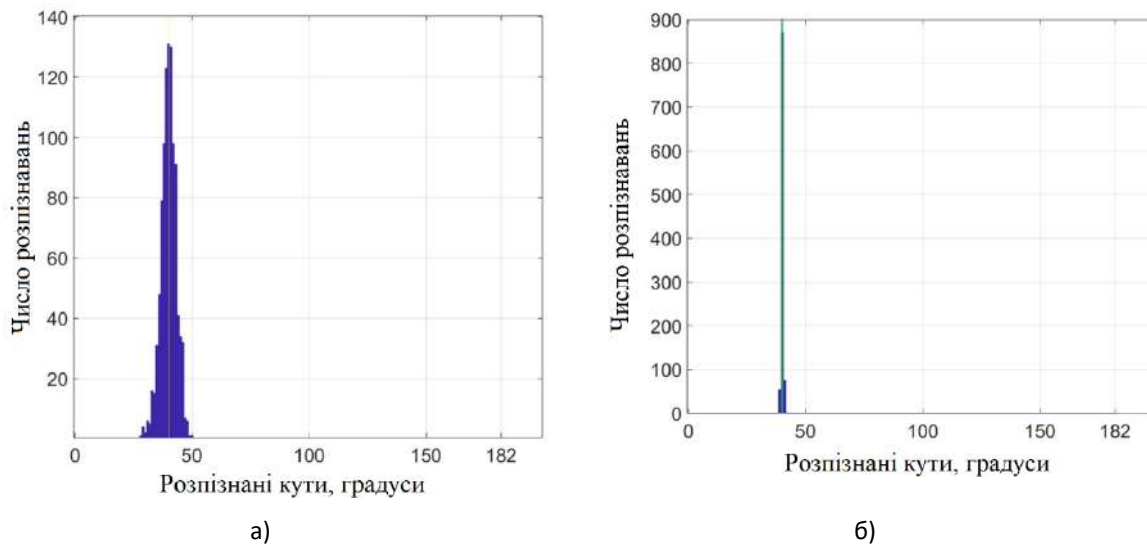


Рис. 4.18. Результати тестування методів взаємної кореляції (а) та ШНМ (б) для сигналу від першої антени під кутом 40 градусів з рівнем ССШ = 20 дБ

Для другої антени якість розпізнавання змінюється для методу взаємної кореляції зі 33% до 17% і для ШНМ зі 100% до 91% (Рис. 4.19).

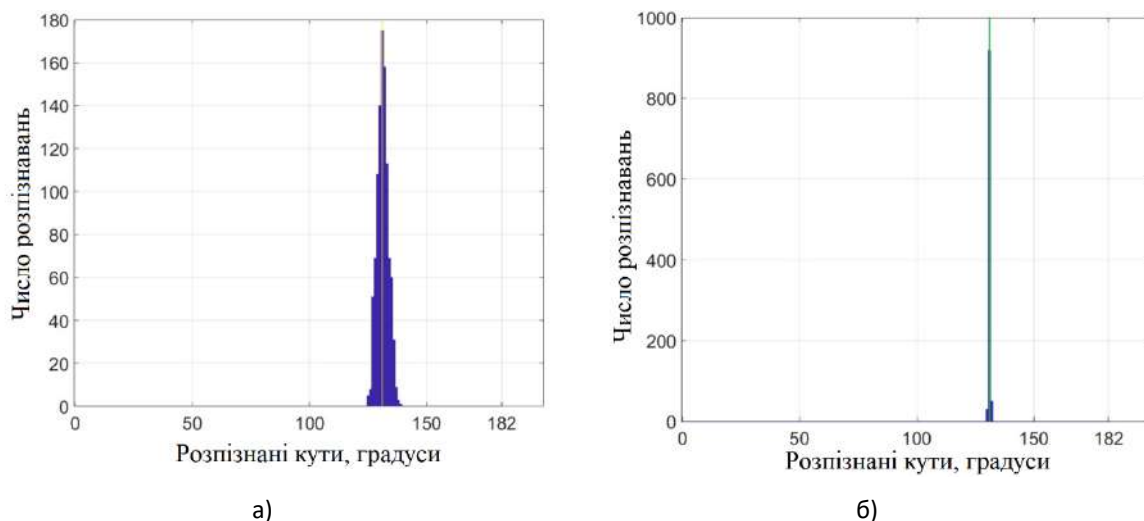


Рис. 4.19. Результати тестування методів взаємної кореляції (а) та ШНМ (б) для сигналу від другої антени під кутом 40 градусів з рівнем ССШ = 20 дБ

Випадок, який зображений на графіках Рис. 4.20 та Рис. 4.21 для двох антен для рівня ССШ = 10 дБ показує, що ШНМ помиляється, проте при даному рівні завад метод взаємної кореляції починає плутати отриманий сигнал з сигналом від іншої антени.

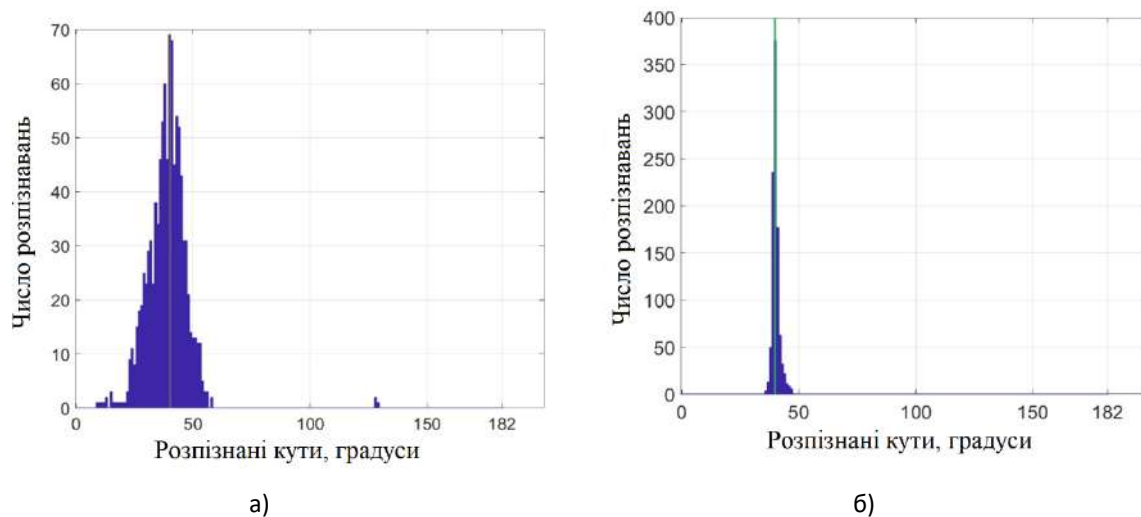


Рис. 4.20. Результати тестування методів взаємної кореляції (а) та ШНМ (б) для сигналу від першої антени під кутом 40 градусів з рівнем ССШ = 10 дБ

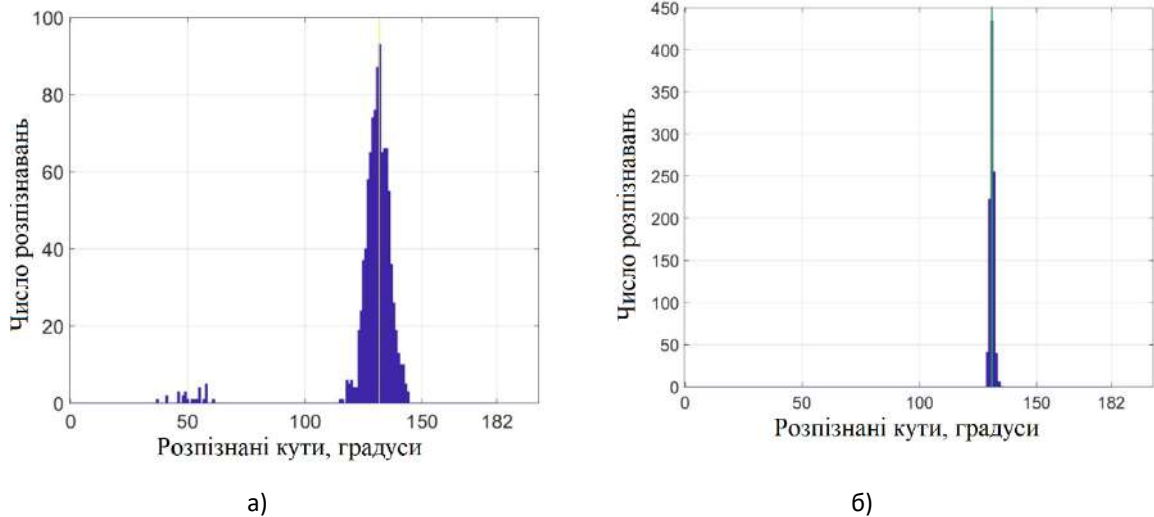


Рис. 4.21. Результати тестування методів взаємної кореляції (а) та ШНМ (б) для сигналу від другої антени під кутом 40 градусів з рівнем ССШ = 10 дБ

Останній випадок, який ми розглянемо тут, це рівень завади при ССШ = 0 дБ (Рис. 4.22 та Рис. 4.23). Можна помітити стрімке зростання неправильно визначених кутів, а для методу взаємної кореляції ріст кількості неправильно визначених антен. Як результат, можна відмітити, що ШНМ дає в 4 рази більше правильно визначених кутів.

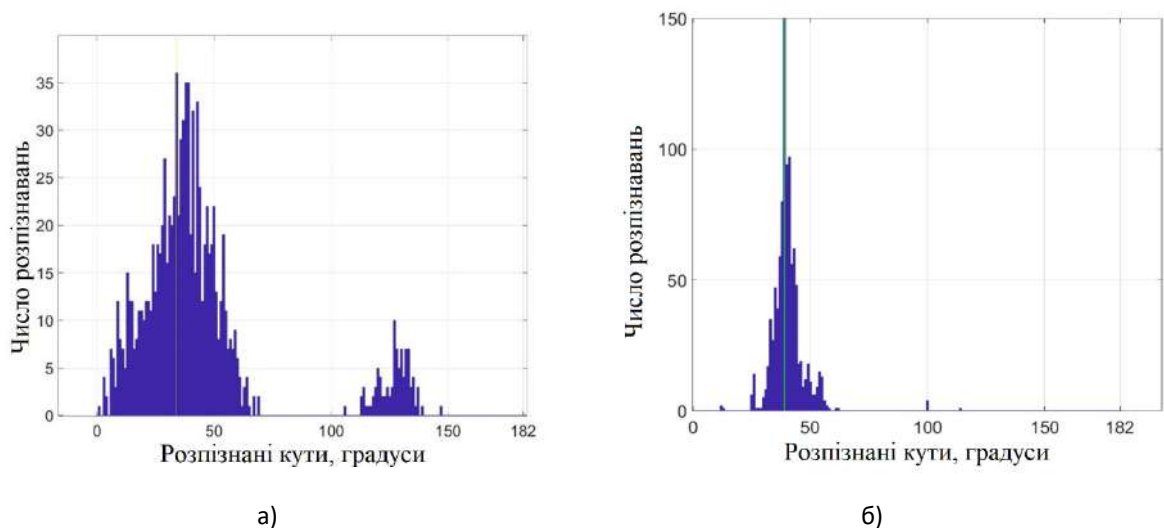


Рис. 4.22. Результати тестування метода взаємної кореляції (а) та ШНМ (б) для сигналу від першої антени під кутом 40 градусів з рівнем ССШ = 0 дБ

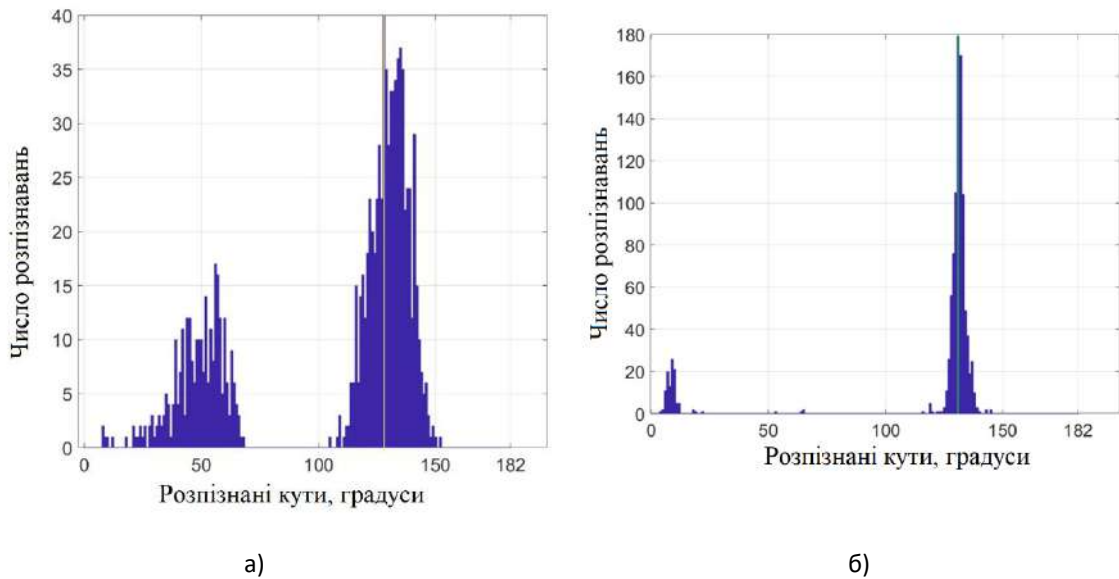


Рис. 4.23. Результати тестування метода взаємної кореляції (а) та ШНМ (б) для сигналу від другої антени під кутом 40 градусів з рівнем ССШ = 0 дБ

4.2. Класифікація об'єктів штучною нейронною мережею при імпульсному підповерхневому зондуванні

4.2.1 Визначення наявності труби в ґрунті по вимірним відбитим полям за допомогою штучних нейронних мереж. Випадок падіння плоскої хвилі

Для розв'язання зворотної задачі підповерхневого зондування, тобто виявлення та класифікації прихованих об'єктів було використане числове моделювання та аналіз нестационарних сигналів за допомогою ШНМ. Однорідне середовище, в якому прихований металевий об'єкт опромінюється НШС електромагнітною плоскою хвилею з часовою формою у вигляді функції Гауса. Перетворення електромагнітного поля в даній моделі розраховувались за допомогою методу кінцевих різниць у часовому просторі. На певній висоті над досліджуваним середовищем були розраховані часові залежності електричної компоненти відбитої електромагнітної хвилі. Ці залежності дискретизовані з фіксованим кроком по часу, мають визначену тривалість та нормуються на

власне максимальне значення. Після вищевказаної обробки, вектори передаються на вхід ШНМ. В якості об'єкта дослідження була запропонована металева труба, яка залягає на певній глибині в середовищі.

Тривалість гаусового імпульса, який падає нормально до середовища дорівнює 0,6 нс. Електродинамічна модель, з якою ми працювали, зображена на Рис. 4.24. Точки, в яких реєструється електрична компонента електромагнітного поля, знаходяться на висоті 250 мм над поверхнею землі та відмічені червоними крапками. Крок між ними рівний 100 мм. Ці точки імітують рух георадара над поверхнею землі.

Було розглянуто три моделі середовища: труба, яка залягає в однорідному середовищі з діелектричною проникністю $\epsilon = 9$ та провідністю $\sigma = 0,005$ См/м, труба, яка знаходиться в центрі траншеї розміром 600x600 мм з проникністю $\epsilon = 12$ або 6 та провідністю $\sigma = 0,005$ См/м. Труба разом із траншеєю орієнтовані перпендикулярно до напрямку розміщення датчиків електричного поля. Також було розглянуто два варіанти ідеально провідної труби з різними радіусами: 25 та 100 мм. Також її глибина змінюється в межах 175–425 мм з кроком рівним 25 мм.

В якості вхідних даних для ШНМ виступають нормовані часові залежності електричної компоненти електромагнітного поля з кроком в 0,03 нс та довжиною в 500 значень. Один із випадків глибини залягання об'єкту побудований на Рис. 4.25, де можна відмітити гаусіан з додатною полярністю, який відповідає падаючій хвилі, потім з від'ємним знаком йде відбита хвиля від розділу двох середовищ і далі вже йде розсіяне поле від ідеально провідної труби. На графіку відкладені 15 кривих, які відповідають А-сканам різним положенням датчиків (червоні крапки на Рис. 4.24) електричної компоненти поля. Це положення відраховується відносно центру металевої труби, значення в міліметрах. Зареєстровані сигнали з кожного датчика послідовно зшиті в один вектор розміром 7500 значень. Саме цей вектор є вхідним значенням для нашої ШНМ.

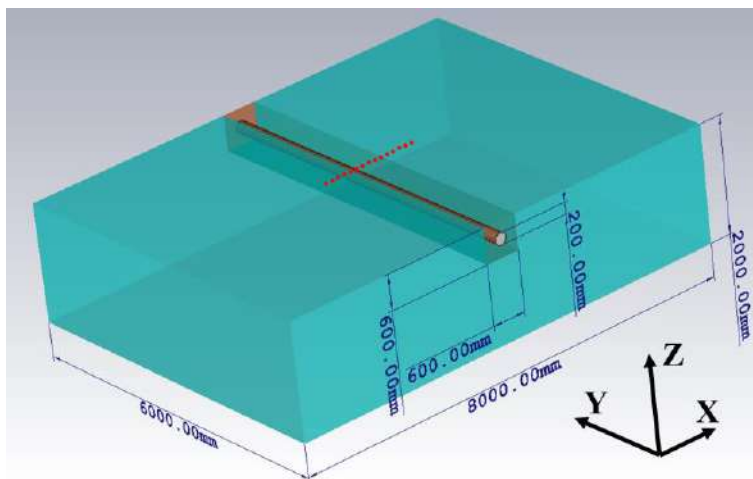


Рис. 4.24. Постановка задачі під поверхневої радіоінтроскопії

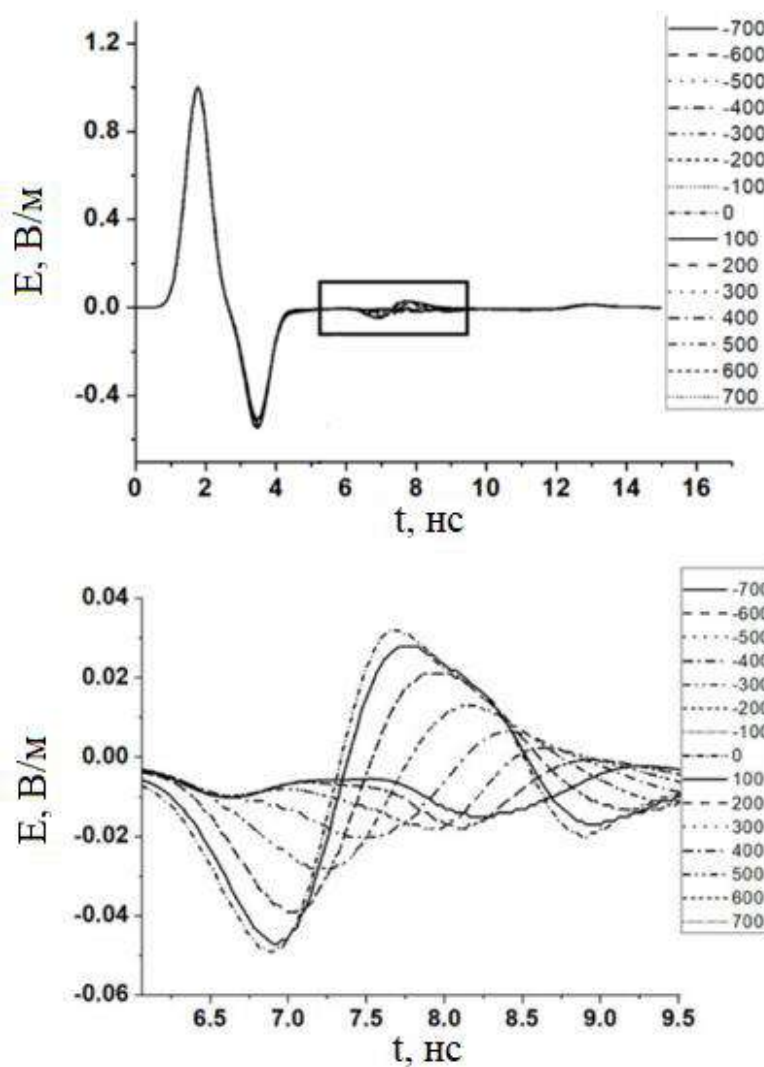


Рис. 4.25. Часові залежності розсіяної компоненти електричного поля для випадку з траншеєю $\epsilon = 12$ та трубою з радіусом 25 мм, яка прихована на глибині 175 мм

Проте для георадарних задач більш вживаними є представлення результатів у вигляді В-сканів, де на осі абсцис відкладають координати переміщення георадара, а вісь ординат направляють вниз, як це показано на Рис. 4.26.

Цікаво дослідити вплив параметрів траншеї на результуюче розсіяне електричне поле. Так, на Рис. 4.26 зображено 4 випадки: а) опромінення однорідного середовища з діелектричною проникністю $\epsilon = 9$ та провідністю $\sigma = 0,005$ См/м без об'єкта, б) те ж однорідне середовище тільки з металевою трубою радіусом 100 мм та на глибині 300 мм, в) однорідне середовище як в першому варіанті з додаванням траншеї з діелектричною проникністю $\epsilon = 6$ та з ідентичною провідністю, і останній варіант г) середовище таке ж, як і в попередньому варіанті, тільки з металевою трубою з радіусом 100 мм та на глибині 300 мм.

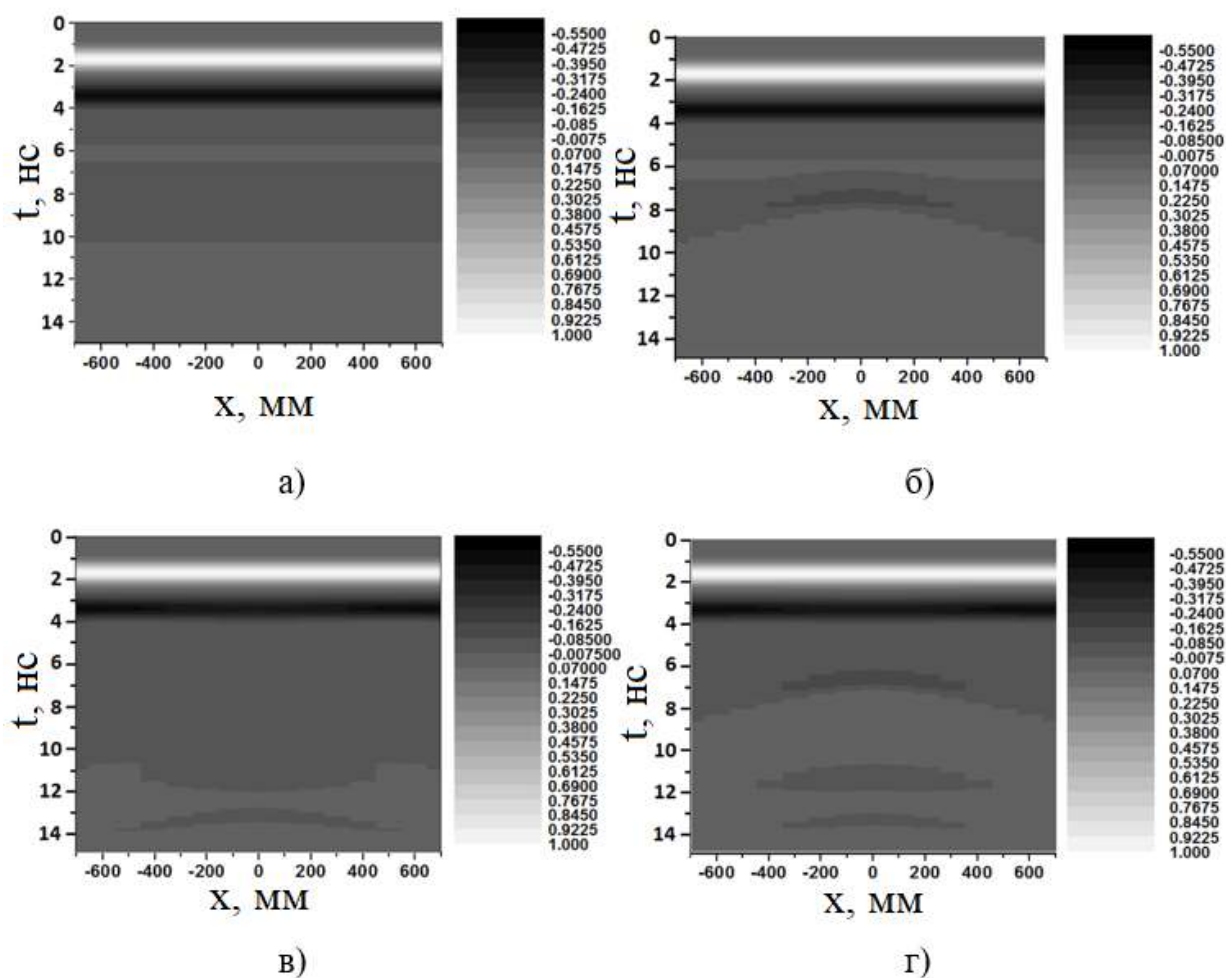


Рис. 4.26. В-скани для випадків: а) однорідного середовища; б) однорідного середовища з металевою трубою; в) з траншеєю без труби; г) траншея з трубою

Розсіяна хвиля від ідеально провідної труби дає в результаті гіперболоїдну форму сигналу, яку добре видно на Рис. 4.26 б. Це пояснюється часовою затримкою в досягненні точки спостереження [34]. Також можна відмітити схожість впливу траншеї з меншою діелектричною проникністю у порівнянні з оточуючим середовищем та впливу прямокутного хвилеводу на поведінку імпульсного поля [173]. Подібність цих двох випадків криється в тому, що перехід від середовища з меншим ϵ до більшого ϵ в нашій моделі є подібним до випадку граничного у хвилеводі, де менший ϵ межує з металом, який в свою чергу є представленням нескінченно великої діелектричної проникності.

Інший випадок, коли траншея має більшу діелектричну проникність у порівнянні з оточуючим середовищем, наприклад $\epsilon = 12$, отримуємо принципово інший результат, який зображений на Рис. 4.27. Тут маємо випадок а) без об'єкта з однорідним середовищем з діелектричною проникністю $\epsilon = 9$ та провідністю $\sigma = 0,005$ С/м з траншеєю з $\epsilon = 12$ та ідентичною провідністю та випадок б) ідентичний попередньому, крім наявної металевої труби з радіусом 100 мм та глибиною залягання 300 мм. Для випадку, який зображено на Рис. 4.27б можна відразу помітити більшу концентрацію електричної компоненти поля в траншеї.

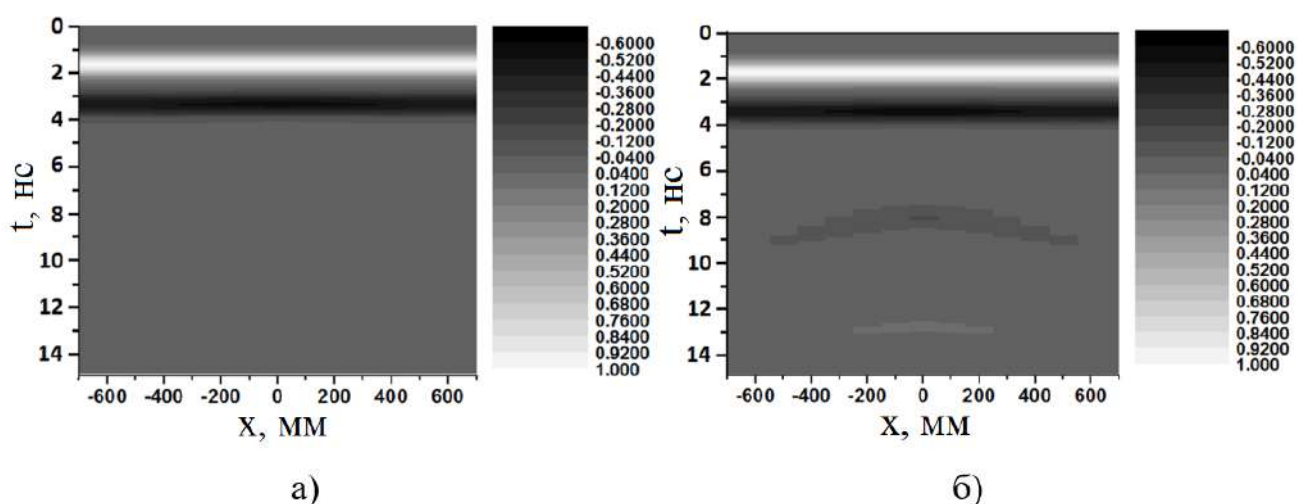


Рис. 4.27. Траншея з більшою діелектричною проникністю у порівнянні з оточуючим середовищем без труби (а), та аналогічний випадок тільки з присутністю металевої труби в траншеї (б)

Як вже було сказано вище, всі А-скани кожного окремого випадку послідовно зшиваються в один великий вектор довжиною в 7500 відліків. Таке представлення імітує одиночний прохід георадара над досліджуваною поверхнею. Ці вектори були використані в якості тренувальних даних для ШНМ різних архітектур для розв'язання задачі виявлення спочатку присутності прихованої труби, а потім і її глибини залягання. Хоч вони й мали різну архітектуру, вони всі використовували повнозв'язний тип зв'язків між прихованими шарами та сигмоїдальну функцію активації прихованих нейронів [91].

В ході розв'язання першої задачі, а саме визначення присутності труби, були натреновані різні ШНМ, результати показані в Табл. 4.1. На виході кожна з них має один вихідний нейрон, у якого вихідні сигнали трактуються наступним чином: 1 – труба є, 0 – труба відсутня.

Таблиця 4.1.

Найкращі архітектури ШНМ для задачі виявлення прихованої труби

| Варіант ШНМ | Параметри ШНМ | | | |
|-------------|-------------------|---------------------|---------|---------|
| | Архітектура ШНМ | Значення на виходах | | |
| | | Набір 1 | Набір 2 | Набір 3 |
| 1 | 7500-100-50-25-1 | 0,9943 | 1,2001 | 1,3316 |
| 2. | 7500-100-50-1 | 0,9809 | 0,9569 | 0,9493 |
| 3. | 7500-200-100-50-1 | 1,0085 | 1,0227 | 0,9471 |
| 4. | 7500-200-150-10-1 | 1,0065 | 1,0068 | 1,0099 |

В якості тестувальних даних були використані три випадки, які не брали участі в тренуванні. В кожному з них труба була зміщена в різні сторони на 20 мм від положення за умовчужанням в 300 мм. З отриманих результатів тестування, наведених в Табл. 4.1 можна відмітити, що краще за всіх впорались із завданням ШНМ номер 4, Це може бути пояснене тим, що в ній більш вдало підібрана

структура прихованих шарів або прихованих нейронів просто більше, і мережа має більшу інформаційну ємність. В будь-якому випадку, нам вдалось перевірити підхід, і прихований об'єкт був однозначно виявлений.

Далі ми будемо говорити про проблему визначення не тільки присутності/відсутності прихованого об'єкта, а й про визначення його глибини залягання.

Тут треба відмітити невелику відмінність, до цього в тренуванні та тестуванні ШНМ була використана модель труби з радіусом 100 мм. Далі ж буде використовуватись модель труби з радіусом в 25 мм. Тому треба врахувати, що зі зменшенням розміру ідеально провідного об'єкту відповідно зменшиться енергія розсіяного електромагнітного поля від нього. Щоб компенсувати це, будуть використані складніші ШНМ, щоб мати змогу ідентифікувати сигнали з малою амплітудою. В результаті краще всього показала себе архітектура 7500-1000-200-100-11. На виході маємо 11 вихідних нейронів, які відповідають за визначення глибини залягання труби в межах 175–425 мм з кроком в 25 мм. Тренування ШНМ відбувалось на випадку з трубою, яка знаходилась в межах траншеї з діелектричною проникністю $\epsilon = 12$ і провідністю $\sigma = 0,005$ См/м та з оточуючим середовищем з діелектричною проникністю $\epsilon = 9$ та провідністю $\sigma = 0,005$ См/м.

Для тестування були використані спочатку три випадки: два подібні до тренувальних, проте один з них з глибиною в 300 мм, а інший з глибиною в 100 мм, який не був в межах тренувального набору. Третій же тестовий випадок не мав труби взагалі і був взятий з цілю перевірити наявність хибних спрацювань на присутність/наявність об'єкту.

За результатами, які представлені на Рис. 4.28, можемо відмітити гарну однозначну класифікацію випадку з глибиною 300 мм. У випадку з відсутністю труби ШНМ скрізь видала значення, близькі до нуля, що каже про коректну роботу системи. Проте для випадку з глибиною в 100 мм бачимо хаотичні відповіді, це пояснюється тим, що цей випадок сильно виходить за рамки нашого тренувального набору.

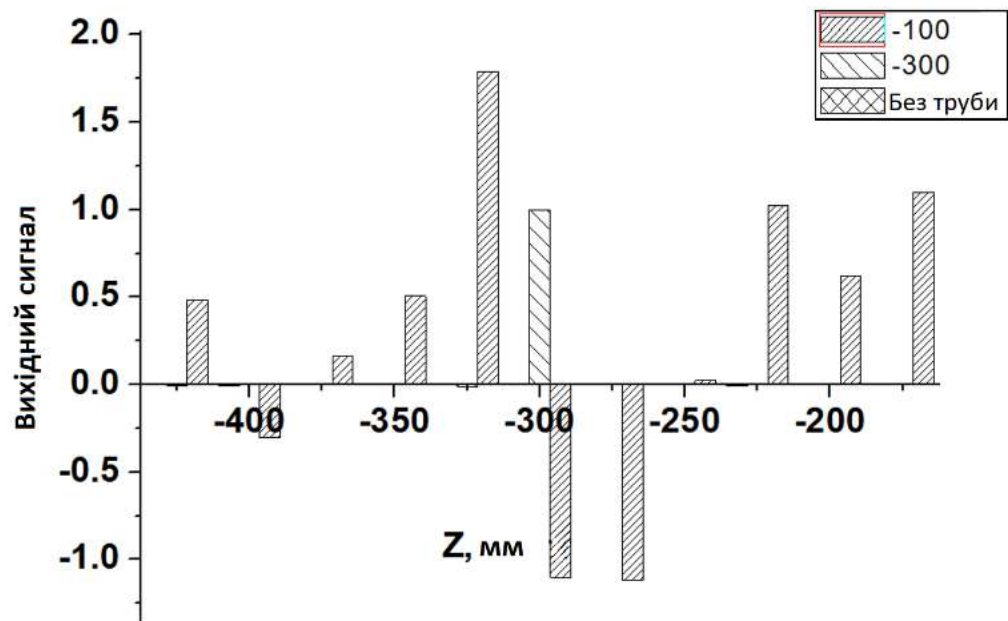
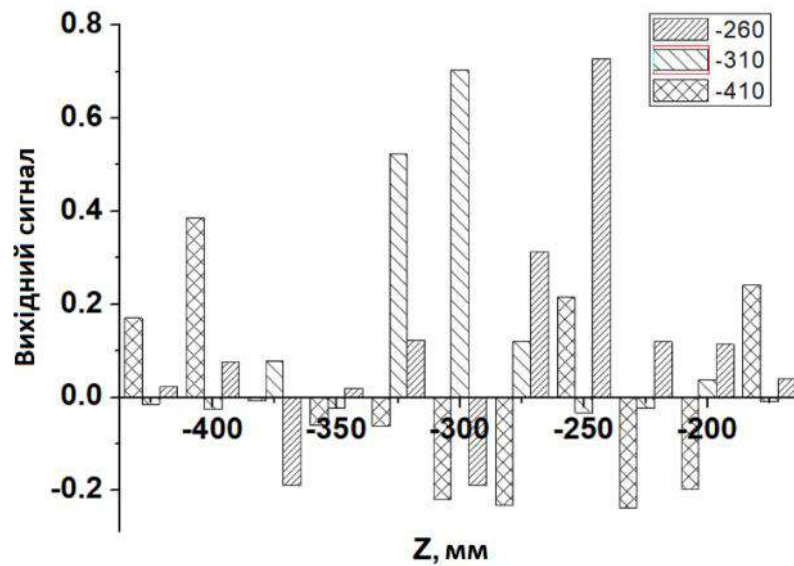


Рис. 4.28. Результати тестування ШНМ 7500-1000-200-100-11 для випадків труби на глибині $z = -100, -300$ мм та за відсутності труби

Попереднє тестування дало змогу оцінити чи працює система взагалі, а саме, як вона реагує на випадки, які були в навчанні та випадки, які сильно виходять за їхні межі. Проте цікаво перевірити апроксимаційні властивості ШНМ, а саме, як вона буде реагувати на певні проміжні випадки. З цією ціллю були підготовані три тестові випадки, які не виходили за межі тренувального набору глибин 175–425 мм. А саме 260, 310 та 410 мм. Результати перевірки зображені на Рис. 4.29. Проаналізувавши їх, можна впевнено сказати, що ШНМ гарно впоралася з проміжними варіантами тестувальних випадків. Видно, що для кожного випадку відповіді приймають розподіл близький до нормального з найбільшим значенням, яке є найближчим до правильної відповіді. А саме для тесту -260 мм це значення стало 250 мм, для -310 мм – 300 мм, та для -410 мм – 400 мм.



б)

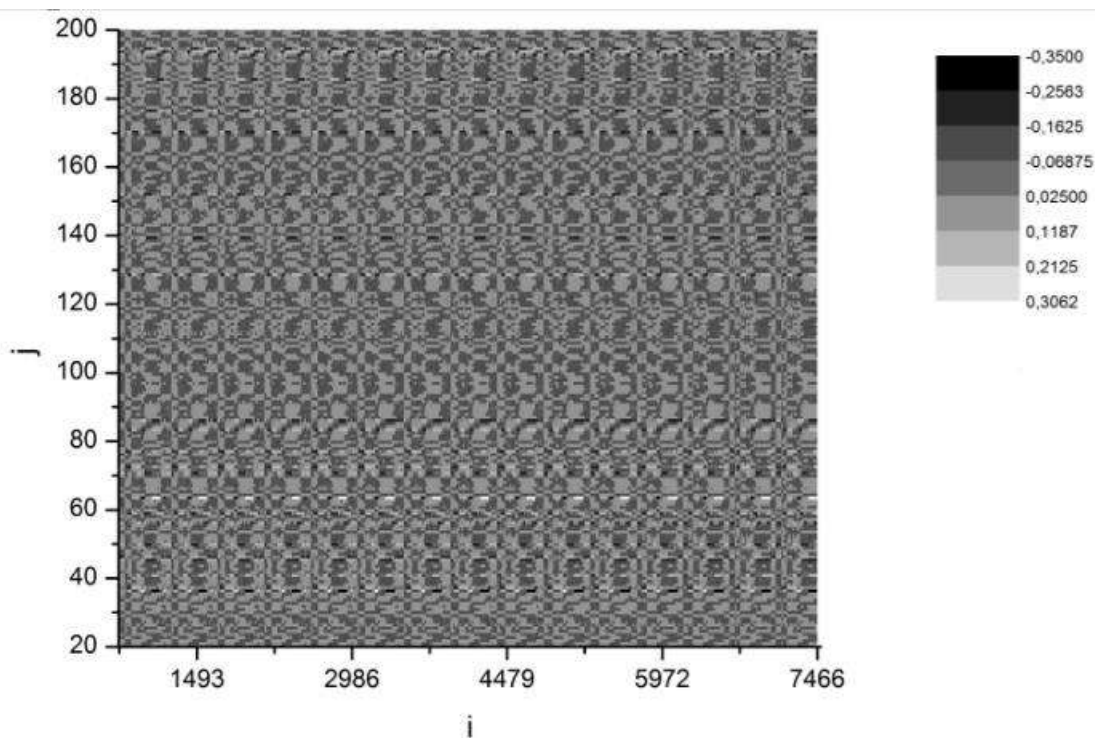
Рис. 4.29. Результати тестування ШНМ 7500-1000-200-100-11 для випадків труби на глибині $z = -210$ мм, -310 мм та -410 мм

Дуже часто роботу з ШНМ вважають за роботу з «чорним ящиком», який сам визначає свій алгоритм роботи, і зазирнути під його капот не є можливим. Вважається, що при роботі зі штучним інтелектом, керування ним можливе завдяки зовнішнім гіперпараметрам, які задають головні особливості його роботи. Проте, зараз ми спробуємо проаналізувати внутрішні процеси, які відбувались всередині ШНМ. Це можливо завдяки перегляду значень вагових коефіцієнтів, які ми отримуємо в результаті навчання. Саме ці вагові коефіцієнти визначають алгоритм роботи всієї системи. Його можна ще назвати «пам'яттю» ШНМ.

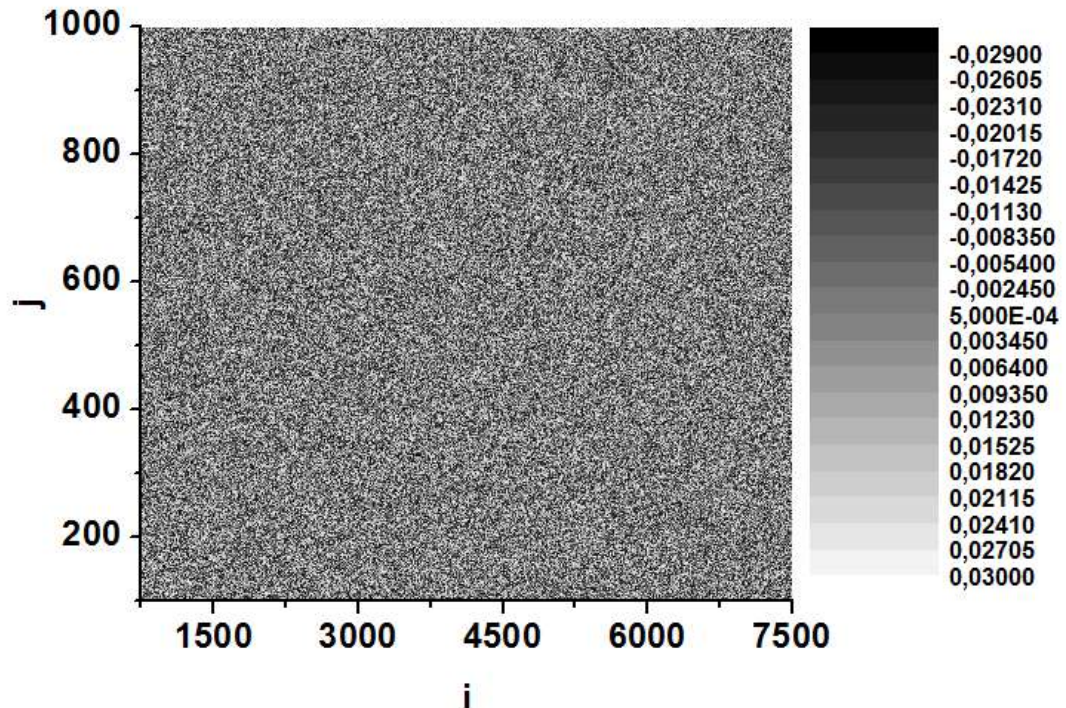
Давайте порівняємо матриці вагових коефіцієнтів двох найвдаліших варіантів ШНМ для наших двох задач. Для задачі з виявлення труби краще всього справилась ШНМ номер 4 з Табл. 4.1 з архітектурою 7500-200-150-10-1. Для другої задачі з визначення положення труби краще всього себе показала ШНМ зі структурою 7500-1000-200-100-11. Найбільш зрозумілою для нас можуть бути матриця вагових коефіцієнтів, яка пов'язує вхідний шар нейронів, які приймають значення та перший прихований шар нейронів. Якраз тут ми

можемо побачити, як саме ШНМ починає обробляти вхідні часові залежності, на які місця вона більше звертає уваги, надаючи певним часовим проміжкам додатні ваги, або навпаки від'ємні, щоб зменшити їхній подальший вплив. Так, ці матриці були побудовані на Рис. 4.30. По осям абсцис та ординат графіків відкладені порядкові номери між i -м вхідним нейроном та j -м вихідним прихованим нейроном в наступному шарі.

Як результат бачимо, що для першої ШНМ (Рис. 4.30 а) можна відслідкувати певну періодичність у вагових коефіцієнтах, це може казати про те, що ШНМ схожим чином обробляє сигнал з кожної часової залежності від 15 датчиків поля. З іншого боку, на Рис. 4.30б для випадку з ШНМ, яка займалась визначенням положення труби, вже стає майже неможливо відслідкувати якісь закономірності через велику кількість нейронів в першому прихованому шарі.



a)



б)

Рис. 4.30. Матриця вагових коефіцієнтів для ШНМ 7500-200-150-10-1 для задачі виявлення труби (а), та матриця коефіцієнтів для ШНМ 7500-1000-200-100-11 для задачі визначення положення труби

Як результат можна сказати, що нами було успішно застосований підхід ШНМ для задачі підповерхневого зондування, а саме були знайдені оптимальні структури для вирішення конкретних задач.

4.2.2 Визначення наявності та відстані до металевого об'єкта, прихованого в ґрунті, за допомогою реального випромінювача

Попередня модель підповерхневого зондування із використанням падіння плоскої електромагнітної хвилі на середовище є першим нашим наближенням до розв'язання цієї складної проблеми. Наступним кроком є створення моделі, де використана антена, яка виступила б у ролі опромінювача. Для задач імпульсного опромінення необхідно підібрати такий НШС випромінювач, для якого б виконувалась умова збереження фазового центру в достатньому

діапазоні частот. Це дасть змогу випромінювати наносекундні імпульси заданої часової форми без спотворень. Наприклад є приклади ефективного використання антенної решітки з антенами Вівальді для виявлення прихованих мін [93]. Також в цій сфері варто відмітити антени типу «метелик», які теж задовольняють необхідним параметрам для НШС випромінювання [94]. Одним із головних критеріїв, які висуваються до НШС випромінювачів, це узгодження антенної системи в широкій смузі частот, не виконання якого призводить до спотворення випроміненого імпульсу [95], [96].

Використання антен в задачах підповерхневого зондування створює умови для опромінення середовища на малих відстанях майже сферичною хвилею. Це приводить до багаторазових перевідбиттів між поверхнею та антенною системою та призводить до збільшення рівня фонових завад. Тому використання ШНМ для розв'язання цієї ускладненої задачі є більш ніж виправданим [91]. Приклад ефективності використання ШНМ для задачі визначення товщини прихованого шару повітря описаний в [97]. Також є зручним використання ШНМ для багаточастотних підповерхневого зондування [98]. Можна ще відмітити зручність використання ШНМ для аналізу зображень, адже в георадарних задачах дуже часто середовища аналізують по отриманим не тільки А-сканам, а й по зображенням В-сканів [99]. Це може бути дуже корисним в аналізі геологічних неоднорідностей, наприклад повітряних порожнин [100]. На вхід ШНМ в якості вхідних даних передаються А-скани, які відповідають часовим залежностям компоненти електричного поля, які реєструють приймачі поля поблизу поверхні досліджуваного середовища. Подібний підхід був використаний в роботі [160]. Це дозволило однозначно визначити присутність прихованого об'єкта в середовищі незважаючи на велику відмінність його розміру по відношенню до просторової тривалості опромінюючого імпульсу [125]. Також одною з причин вибору саме методу ШНМ є її апроксимаційні характеристики [110], які дуже цінуються в умовах наявності сильних сторонніх завад.

Головною відмінністю даної моделі, та моделі, що була описана в попередньому пункті 4.2.1 та в роботі [125] є опромінення досліджуваного середовища антеною, а не пласкою хвилею. З однієї сторони це є поступове наближення до реальної моделі, проте тепер у нас майже точкове опромінення середовища, що може ускладнити процес розпізнавання прихованих об'єктів. Для цієї задачі нами була обрана антена типу «метелик», модель якої зображена на Рис. 4.31.

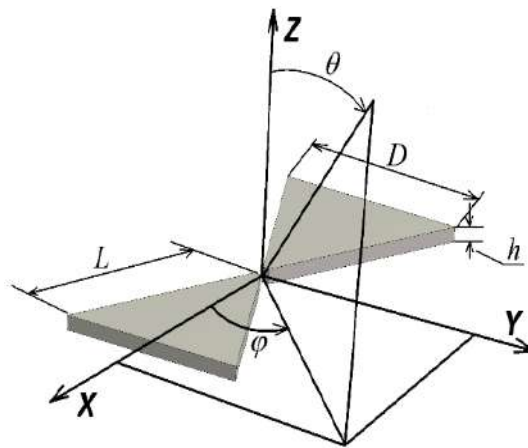


Рис. 4.31. Модель антени типу «метелик»

Відбите поле реєструється 4-ма приймачами електричного поля, які розташовані з чотирьох сторін від опромінюючої антени, подібно до антенної системи, яка описана в [174]. Нами обрана типова конфігурація антени цього типу. Була проведена її оптимізація, де цільовими характеристиками були мінімальний КСХН в широкому діапазоні частот та максимально можливе збереження часової форми випроміненого імпульсу в усіх напрямках. Таким чином, для наступних геометричних параметрів $L = 50$ мм, $h = 3$ мм, $D = 22$ мм був визначений оптимальний вихідний опір збуджуючого генератора 200 Ом. Залежність КСХН в робочому діапазоні частот для різних значень вхідного опору наведений на Рис. 4.32.

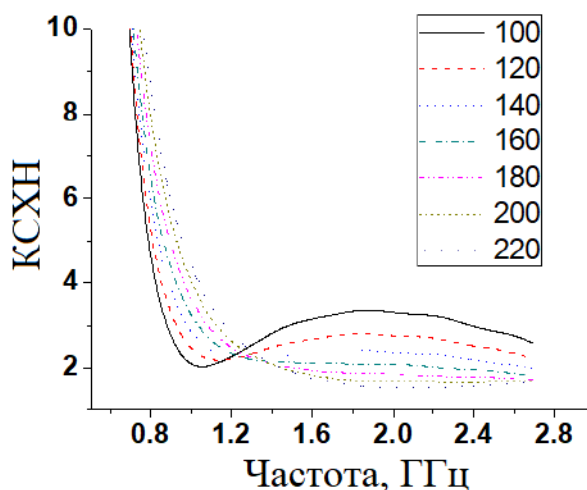


Рис. 4.32. Залежність коефіцієнту стоячої хвилі напруги від частоти для різних значень вихідного опору генератора, що живить антену

Результуючі форми часових залежностей електричного поля в двох площинах зображені на Рис. 4.33 ($\varphi = 0$ градусів) та Рис. 4.34 для площини $\varphi = 90$ градусів для кутів θ в межах $0-90$ градусів. Поля були розраховані в дальній зоні випромінювача.

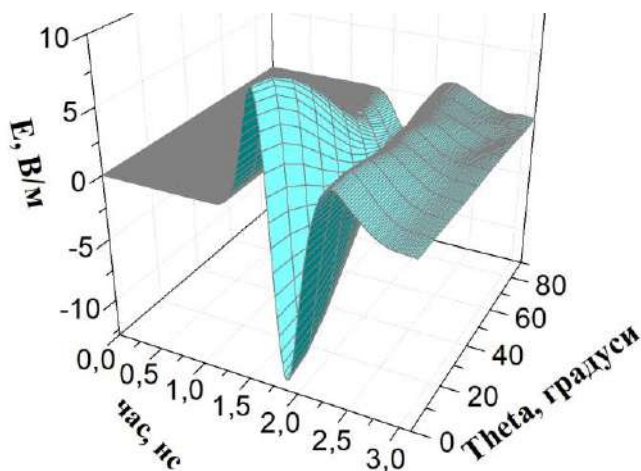


Рис. 4.33. Залежність часових форм випроміненого електричного поля під різними кутами θ в площині $\varphi = 0$ градусів

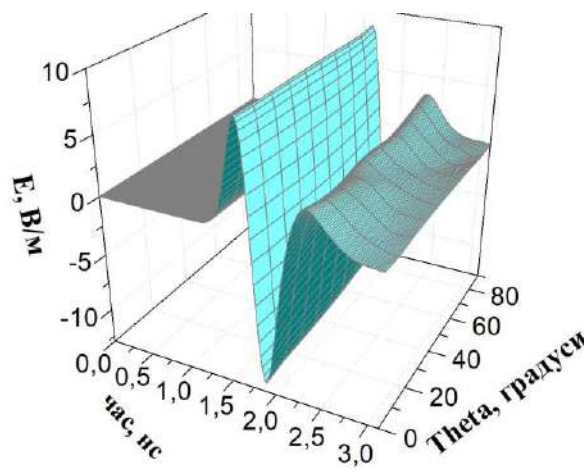


Рис. 4.34. Залежність часових форм випроміненого електричного поля під різними кутами θ в площині $\varphi = 90$ градусів

Можна помітити, що дана конфігурація антени забезпечує стабільну часову залежність випроміненого електричного поля в площині $\varphi = 90$ градусів,

що є важливим критерієм для задач підповерхневого зондування, А саме опромінення однаковим імпульсом поля середовища як під антенною, так і в напрямку руху георадара. Всі розрахунки були виконані за допомогою метода FDTD [105].

Для вирішення задачі визначення наявності прихованого об'єкту та відстані до нього була навчена ШНМ з архітектурою 3000-1000-200-100-7. В якості прихованого об'єкта був змодельований циліндр з висотою 53 мм та радіусом 55 мм та з заглибленням 30 мм. В якості вхідних даних виступали нормалізовані дискретизовані часові залежності зареєстрованого електричного поля від кожного з чотирьох приймачів. Кожна залежність мала 750 часових відліків, після чого ці вектори один за одним зшиваються в один вектор з довжиною в 3000 відліків. Цей вектор і був вхідним значенням для всіх змодельованих випадків. На виході ж маємо 7 вихідних нейронів, перший відповідає за присутність/відсутність об'єкта, а інші шість - за визначення відстані до прихованого об'єкта відносно геометричного центру антенної системи. Ці відстані дорівнюють 0, 50, 100, 150, 200 та 250 мм відповідно [155].

Тестування ШНМ проводиться з додаванням гаусового шуму до вхідних часових залежностей з різним рівнем ССШ. Таким чином перевіряється перетренованість ШНМ та її стійкість до зовнішніх завад. На Рис. 4.35 зображені приклади вхідних сигналів з додаванням різного рівня завади. Рівні ССШ розраховуються відповідно до енергії кожної часової залежності. Якщо проаналізувати сигнали на Рис. 4.35, може на перший погляд здатись, що там наведені невеликі рівні сторонніх завад. Це дійсно так, рівень невеликий у порівнянні до енергії загального сигналу. Проте якщо врахувати, що енергія саме розсіяного поля від прихованого об'єкта дуже мала, то насправді задача визначення його наявності та відстані до нього є дуже складною.

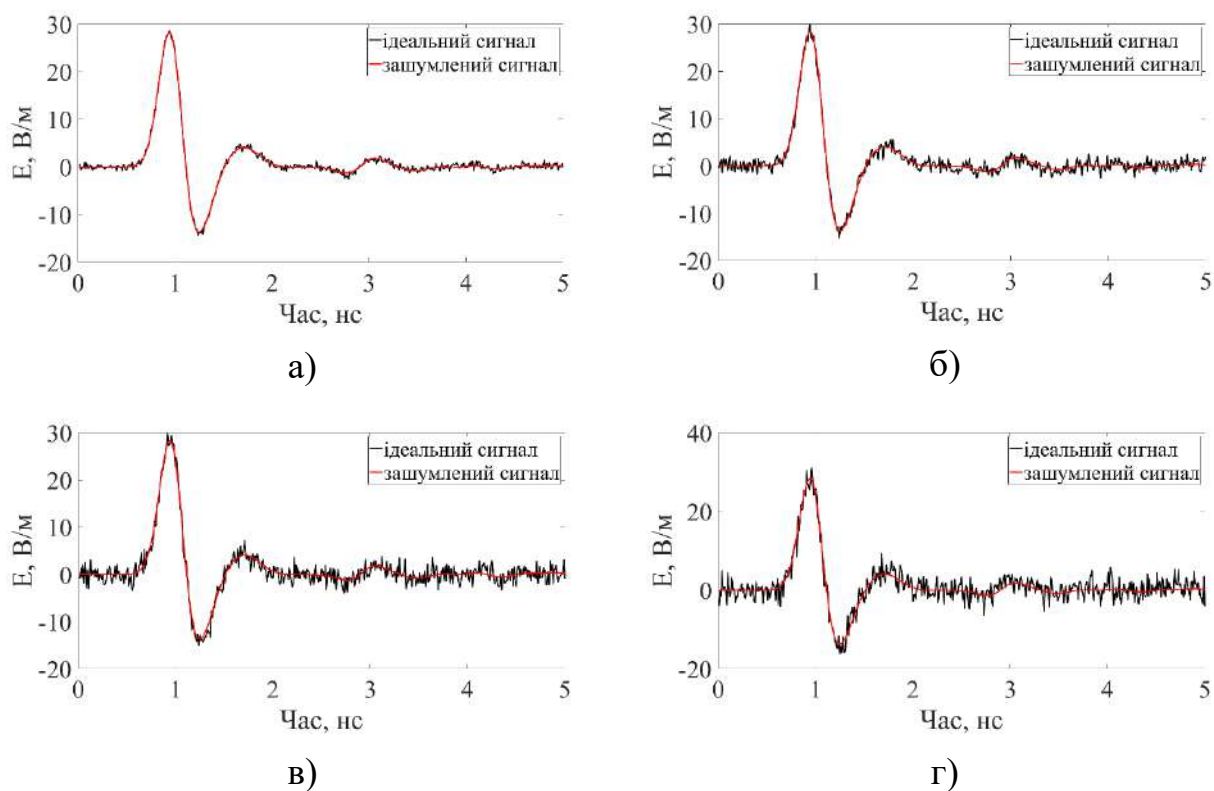


Рис. 4.35. Часові залежності полів для випадку об'єкта на відстані 100 мм для першого приймача: а) ССШ = 17,5 дБ, б) ССШ = 11,6 дБ, в) ССШ = 8,4 дБ, г) ССШ = 6,4 дБ

Далі будуть представлені результати тестування ШНМ. Так, на Рис. 4.36 наведені відповіді ШНМ, які вже переведені у відповідні відстані для тестуванні на випадках, які наведені на Рис. 4.35.

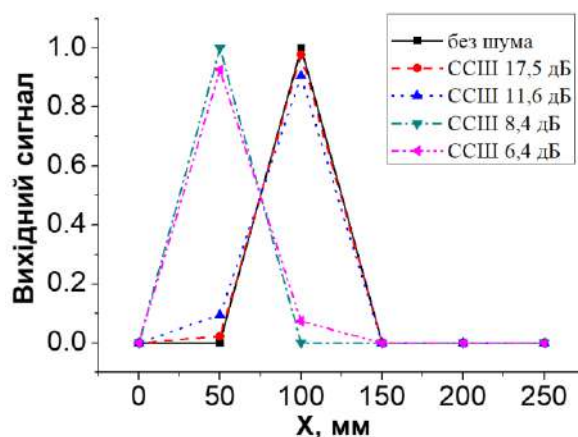


Рис. 4.35. Відповіді ШНМ на випадок з об'єктом на відстані 100 мм та ССШ = 17,5; 11,6; 8,4 та 6,4 дБ відповідно

Для випадку Рис. 4.35 можна зробити відповідні висновки, ШНМ не перетренована, адже при наявних завадах вона однозначно правильно класифікує наявність та відстань до об'єкта. Також важливо відмітити, що навіть при рівнях завад починаючи від 8,4 дБ вона починає помилятися на незначну відстань в 50 мм, проте все одно класифікує наявність об'єкта.

Також проводилось тестування ШНМ на випадках, коли прихований об'єкт зміщувався в поперечному напрямку по відношенню до руху георадара. Був взятий випадок з відстанню в 100 мм зі зміщеннями 20 та 40 мм. Результати тестування зображені на Рис. 4.36. В обох випадках видно, що це не викликає неправильних відповідей. Проте певно маючи менший крок по відстаням ми б могли побачити якісь незначні помилки.

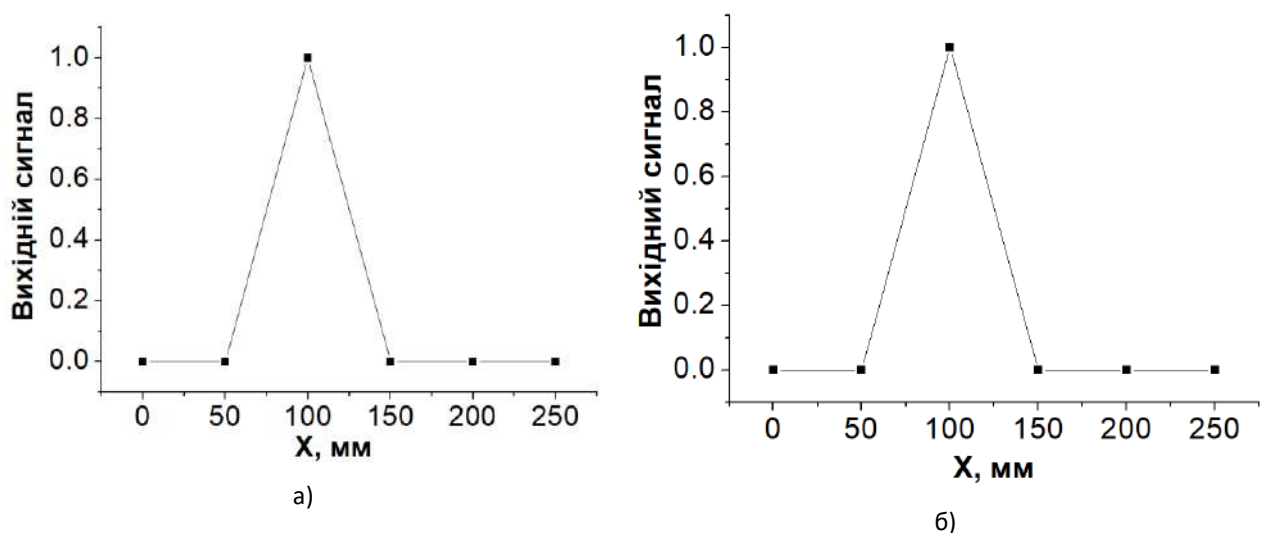


Рис. 4.36. Відповіді ШНМ на випадок з об'єктом на відстані 100 мм та поперечним зміщенням в 20 (а) та 40 мм (б)

Останньою перевіркою в цій моделі буде випробування зміною висоти антенної системи відносно поверхні середовища. Це відповідає реальній ситуації, адже під час вимірів георадар коливається під дією нерівностей поверхні або перешкод. ШНМ була натренована на висоту 320 мм. З цих міркувань було розраховано два тестові випадки висоти: 300 мм та 340 мм. Був обраний випадок відстані до об'єкта 100 мм. Результат тестування зображений на Рис. 4.37.

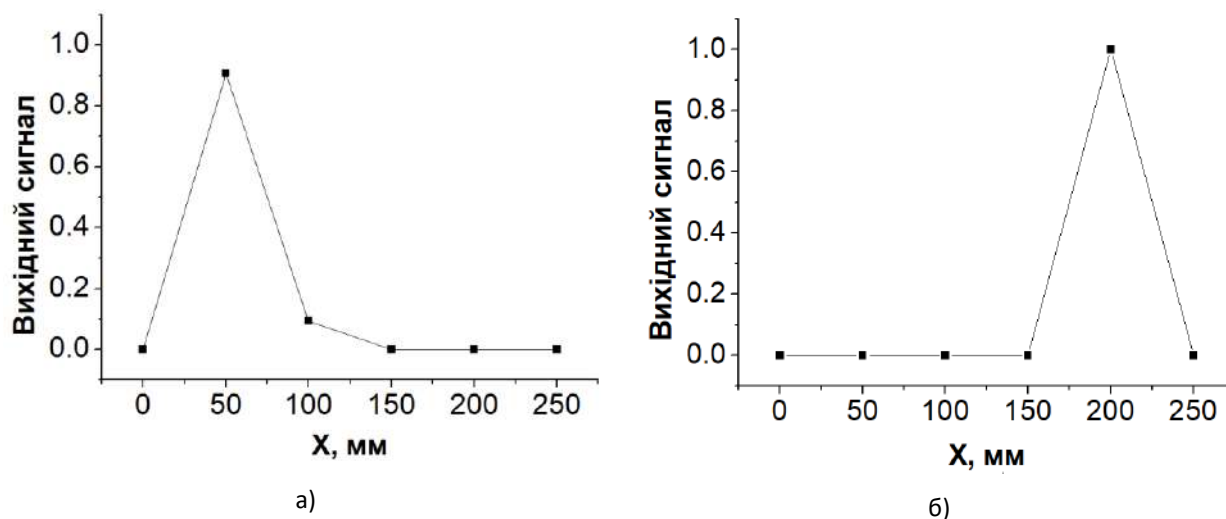


Рис. 4.37 Відповіді ШНМ на випадок з об'єктом на відстані 100 мм та висотами антенної системи 300 мм (а) та 340 мм (б)

Як результат бачимо, що ШНМ після такого роду тестувань починає робити помилки у передбачувані напрямки. Для випадку зменшення висоти, Рис. 4.37а вона вказує на меншу відстань до об'єкта, а у випадку більшої висоти, Рис. 4.37б вказує на більшу відстань. Це можна вважати задовільними результатами, адже в жодному з вищеперерахованих випадків ШНМ не вказала на відсутність об'єкта. А підвищення стійкості до тих чи інших видів завад можна прибрати відповідним додатковим розширенням тренувального набору.

4.2.3 Методи попередньої обробки А-сканів георадара

Досліджуваним об'єктом є підземна міна, яка моделюється ідеально провідним циліндром з радіусом 5,5 см та висотою 5,3 см, прихованим на глибині 3 см у середовищі з електричними характеристиками типового ґрунту, а саме, діелектричною проникністю $\epsilon = 9$ та провідністю $\sigma = 0,005$ См / м. Структура опромінюється плоскою електромагнітною хвилею з часовою залежністю у вигляді гаусового імпульсу тривалістю 0,6 нс, як у [159]. Відбита хвиля приймається системою з двох пар антен, як це представлено в роботі [174], щоб врахувати дві поляризації відбитої хвилі, отримуючи більше інформації, як це

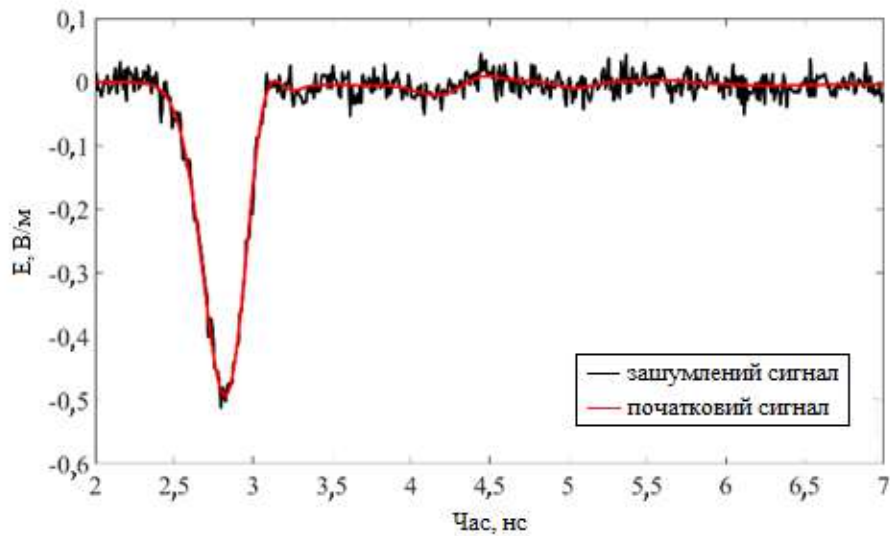
також рекомендується в роботі [102]. Усі чотири антени формують вхідні дані для визначення положення об'єкта.

Вибране положення приймальних антен призначене для автоматичного відкидання неінформативної частини відбитої хвилі, як це реалізовано в [175]. Попередня обробка чотирьох сигналів не проводиться через гіпотезу, що ШНМ винайде оптимальний аналіз даних для отримання необхідної інформації під час її навчання [91]. Отже, чотири сигнали були дискретизовані у часі [176] та об'єднані як один масив вхідних даних. Попередні дослідження цієї задачі показують хорошу чутливість підходу до класифікації електромагнітних та геометричних параметрів опроміненого об'єкта [92]. Повнозв'язна структура ШНМ була обрана через те, що для подібного класу задач не було помічено серйозного впливу структури на результати розпізнавання [177]. Розв'язання задачі має бути складнішим порівняно з [160] через використання чотирьох сигналів та меншу енергію відбитого поля тривимірним досліджуваним об'єктом, в той час як двовимірний об'єкт був успішно розпізнаний у попередніх роботах, наприклад у [160].

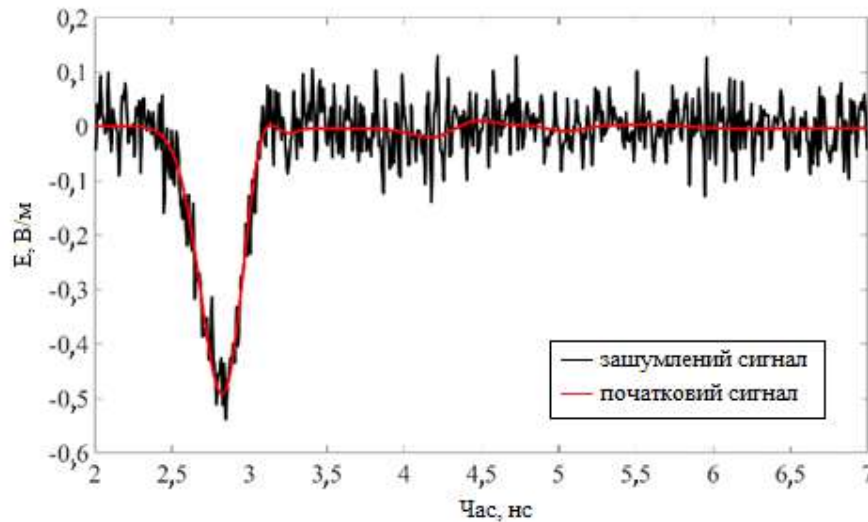
Проведемо дослідження впливу шуму на розпізнавання підповерхневих об'єктів раніше створеними ШНМ та шляхів вдосконалення його класифікації. На Рис. 4.38 представлені приклади вхідних сигналів ШНМ з додаванням білого шуму, які приймає наша антенна система [174] для різних значень співвідношення сигнал-шум (ССШ), а саме: 11,6 та 3,9 дБ. Проблема класифікації вирішується ШНМ структури 2000-1000-200-43 з гіперболічним тангенсом як функцією активації. Вона показує найкращий результат для розпізнавання порівняно з іншими функціями. Дані у вхідному шарі (2000 елементів) – це значення прийнятих сигналів у різні моменти часу (500 часових точок), які отримані чотирма антенами. Два виходи з 43 використовуються як індикатори присутності об'єкта в найближчій зоні на відстані менше 40 см від центру антенної системи та понад 40 см. Наступні виходи (41) вказують на відстань до об'єкта в межах 0-40 см відповідно, з кроком 1 см, як це

проілюстровано на Рис. 4.39а. Ми будемо ігнорувати дані перших двох виходів для простоти, зосереджуючи свою увагу на розпізнаванні відстані.

Для тренування ШНМ були використані ідеальні сигнали, обчислені тривимірним методом FDTD для 41 положення металевого циліндра із згаданим вище кроком 1 см. Як було сказано, ми керуємось ідеєю, що ШНМ під час навчання винайде власний метод обробки даних для набуття необхідних властивостей сигналу в дискретному вигляді [176]. Крім того, для тренування всіх 41 нульових виходів у разі розташування об'єкта поза 40 см, використані дані для 6 положень об'єкта з кроком 5 см, які також були розраховані методом FDTD. Оскільки використовується модель збудження плоскої хвилі, застосування методу тривимірного моделювання потребує великої кількості оперативної пам'яті та часу обчислення для врахування впливу найвіддаленіших точок геометрії задачі для найбільших проміжків часу спостереження для всіх чотирьох приймальних антени [174].



а)



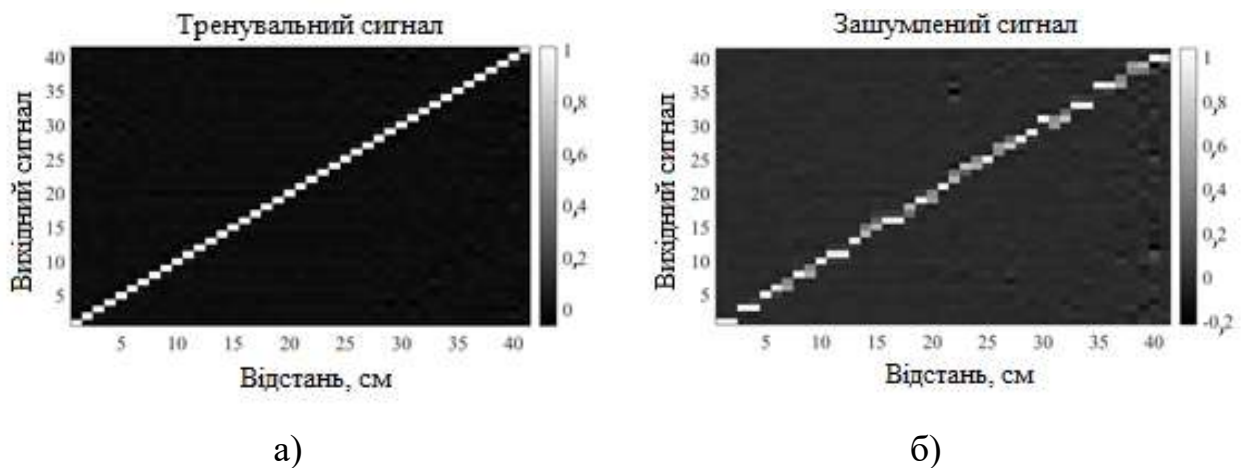
б)

Рис. 4.38. Приклади зашумлених сигналів, відбитих від моделі ґрунту з металевим об'єктом для а) ССШ = 11,6 дБ, б) ССШ = 3,9 дБ

Гіпотеза про можливість класифікації зашумленого сигналу ґрунтується на гарних апроксимаційних властивостях правильно навченої ШНМ [110]. В якості тестових методів знешумлення використаємо популярні в наш час, такі ефективні методи як вейвлет-перетворення та метод гусениці. Вейвлетами називаються ортогональні функції, що отримуються розтягуванням і двійковим перенесенням. Вони утворюють базис, за яким можна розкласти сигнал по компонентах та знешумити його, відкинувши деякі з них. Метод гусениці, що є різновидом методу головних компонентів, полягає у створенні і аналізі матриці, кожен рядок якої є один і той же часовий сигнал, здвигнутий на одну точку. Таке представлення дає змогу математично знаходити періодичні частини у сигналі, коли періодичність довільна, і знаходити складові в порядку зменшення їхнього енергетичного внеску. Знаходження і виключення з цих складових шумових дозволяє проводити знешумлення. Вихідні сигнали ШНМ в залежності від рівня шуму вхідних сигналів представлені на Рис. 4.39 для ідеального сигналу (Рис. 4.39а) та зашумленого сигналу із ССШ = 11,6 дБ без фільтрації шуму (Рис. 4.39б) і з фільтрацією за допомогою вейвлет-перетворення (Рис. 4.39в) та методу гусениці (Рис. 4.39г). Видно, що гаусовий шум такого рівня

(див. Рис. 4.38а) помітно зменшує точність визначення розташування. Видно, що зниження рівня шуму покращує класифікацію ШНМ, але це не добре простежується на Рис. 4.39в та Рис. 4.39г.

Для оцінки ефективності методів знешумлення пропонується обчислити середньоквадратичні відхилення максимумів вихідних сигналів всіх положень об'єкту для цих трьох випадків зашумленого сигналу (Рис. 4.39б-г) у порівнянні з результатами ідеального тренувального випадку (Рис. 4.39 а). На Рис. 4.40 представлені модулі відхилень від правильного положення об'єкта для вхідних сигналів із гаусовим шумом на рівні 11,6 дБ без обробки та із фільтрацією за допомогою цих двох методів. Для цього випадку моделювання гаусового шуму можна зробити висновок, що якість класифікації не покращується після знешумлення цими двома методами, причому метод гусениці дає гірший результат, ніж вейвлет-перетворення. Дійсно, результати, що зображені на Рис. 4.40, можуть серйозно змінюватись залежно від випадкової реалізації гаусових шумів. Отже, немає визначеної і стабільної переваги одного з методів у порівнянні з іншим. Крім того, іноді знешумлення призводить до гіршого розпізнавання, як це представлено на Рис. 4.40.



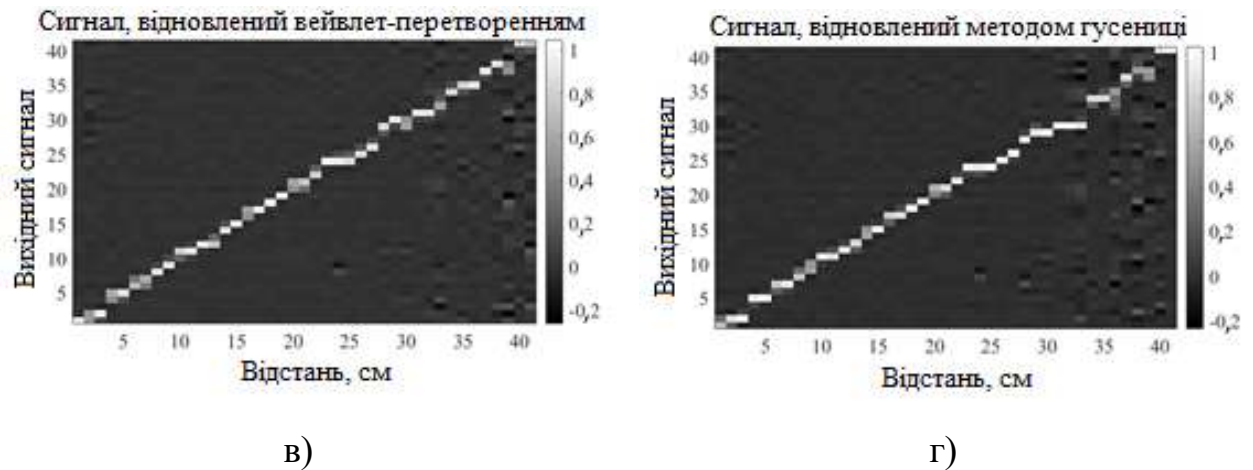
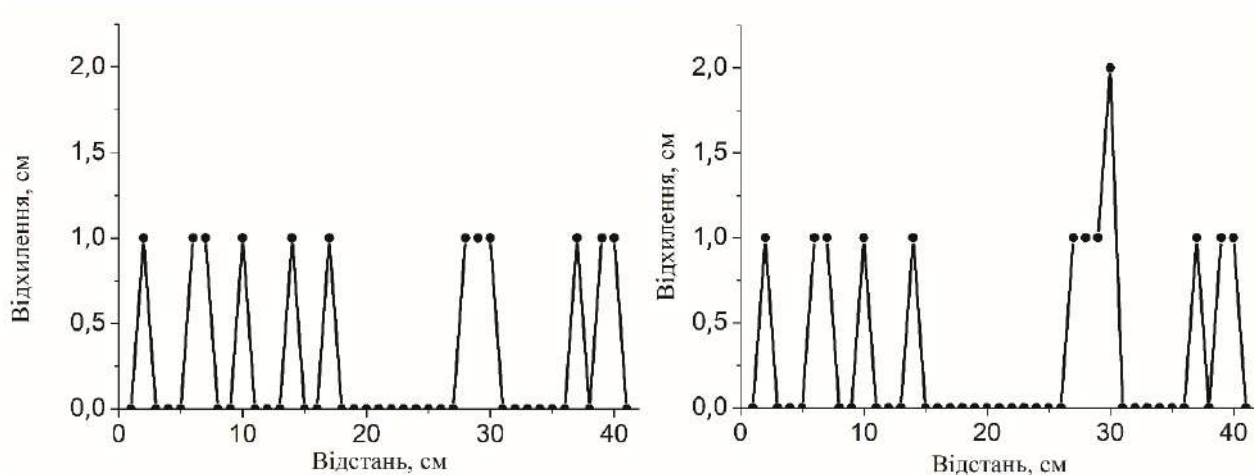


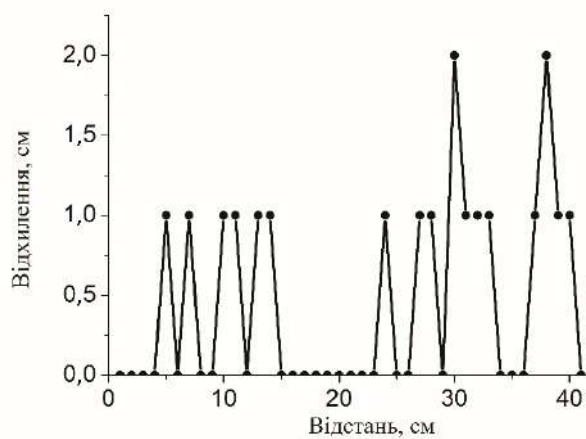
Рис. 4.39. Вихідні сигнали ШНМ в залежності від відстані до металевого об'єкту, відбите поле від якого аналізується ШНМ, для випадків вхідного сигналу а) без шуму (тренувальна вибірка), б) з ССШ= 11,6 дБ, в) з ССШ= 11,6 дБ після знешумлення вейвлет-перетворенням, г) з ССШ= 11,6 дБ після знешумлення методом гусениці

Для отримання статистично більш достовірної картини впливу знешумлення на якість класифікації ШНМ було змодельовано 1000 наборів гаусового шуму для п'яти значень ССШ. Отже, результати, що представлені на Рис. 4.40, були повторені 1000 разів і усереднені для кожної з 41 відстані. Середньоквадратичні відхилення від правильних відповідей ШНМ для ССШ = 23,5; 17,5; 11,6; 6,4; 3,9 дБ зображені на Рис. 4.41. Видно, що статистично вейвлет-перетворення дає кращі результати знешумлення для всіх значень ССШ порівняно з початковим зашумленим сигналом, але його перевага не є стабільною та вражаючою. Поганий вплив фільтрації методом гусениці можна пояснити самим принципом його роботи: обранням і збереженням ним компонентів сигналу з більшою енергією та відкиданням низькоенергетичних частин, в той час як основна інформація про прихований об'єкт міститься в низькоенергетичних складових сигналу через те, що основна енергія сигналу є відбита від поверхні землі, але вона не несе інформації про прихований об'єкт.



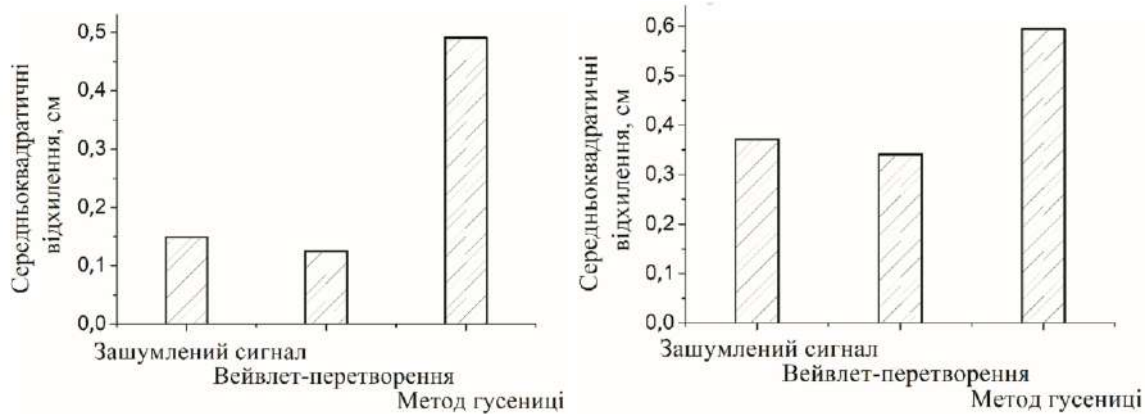
а)

б)



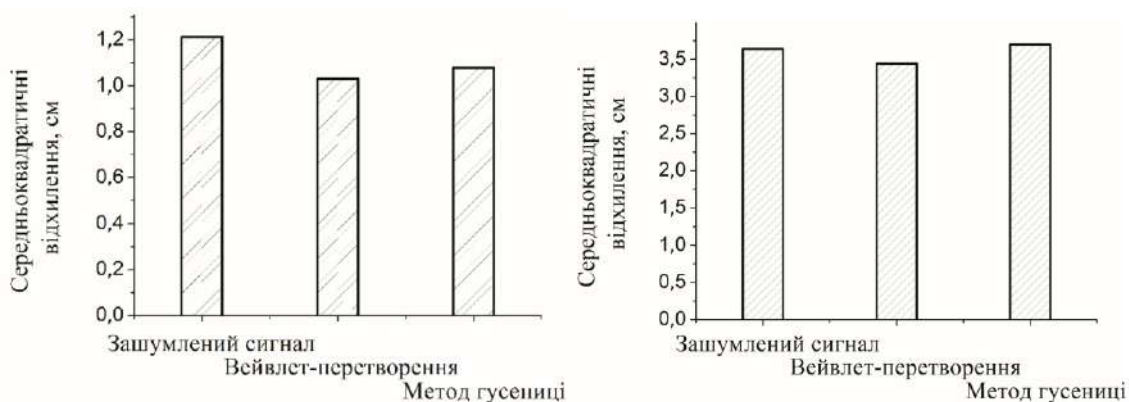
в)

Рис. 4.40. Середньоквадратичні відхилення від правильних значень вихідних сигналів ШНМ в залежності від відстані до металевого об'єкту для зашумлених гаусовим шумом (ССШ= 11,6 дБ) вхідних сигналів а) без знешумлення, б) зі знешумленням вейвлет-перетворенням, в) зі знешумленням методом гусениці



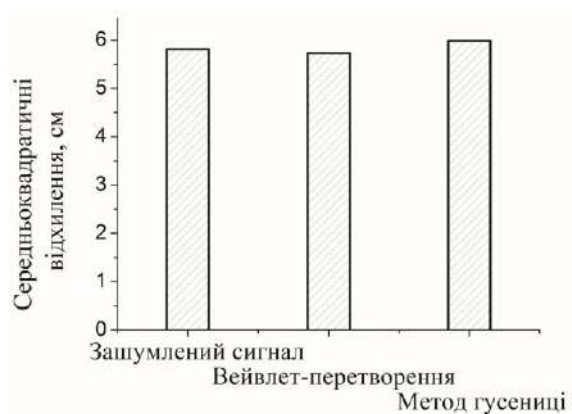
а)

б)



в)

г)



д)

Рис. 4.41. Середньоквадратичні відхилення у вихідних сигналах у порівнянні з тренувальним набором рівнів: без знешумлення, зі знешумленням вейвлет-перетворенням та методом гусениці для різних рівнів доданого шуму: а) ССШ = 23,5 дБ, б) ССШ = 17,5 дБ., в) ССШ = 11,6 дБ, г) ССШ = 6,4 дБ, д) ССШ = 3,9 дБ

4.2.4 Оптимізація структури ШНМ для задачі розпізнавання прихованого в товщі ґрунту циліндричного ідеального провідного об'єкту за допомогою антенної системи 1Tx+4Rx

В якості моделі для цієї задачі було використано ідентичні умови, як в попередньому пункті. В якості вхідних даних були використані 4 часові залежності, що отримані від чотирьох приймачів електричної компоненти поля. Їхнє положення в просторі повторює конструкцію георадару 1Tx+4Rx, який був розроблений в ІРЕ НАНУ [174]. Дані часові залежності були отримані за допомогою числових розрахунків методом FDTD. Їх дискретизація відповідає кроку в 0,01 нс з довжиною в 500 значень. Вхідний шар нейронів мав розмірність 2000, який складається з послідовного зшивання 4-х часових залежностей від приймачів електричного поля. Тренувальний масив даних складається з розрахованих часових залежностей для положень об'єкта 0–40 см з кроком 1 см. Ціллю тренування є визначення відстані від геометричного центру антенної системи 1Tx+4Rx до прихованого об'єкту. В якості тестових випадків були використані дві приклади, коли прихований об'єкт був зміщений вздовж та впоперек на 4 мм відносно руху антенної системи. Вихідні нейрони 1–41 позначають відстані 0–40 см до об'єкту відповідно. 42-й вихід показує присутність об'єкту.

Для збільшення контрастності вихідних значень був використаний шар SoftMax, який нормує вихідні значення у формат вірогідності в межах від 0 до 1, що є дуже зручним для нашої задачі. В якості функції активації була обрана функція ReLu, яка має лінійну залежність тільки для додатних значень, для всіх інших - нуль. Для запобігання явища перенавчання були застосовані приховані шари Dropout, які, в свою чергу, випадковим чином прирівнюють нулю певну кількість значень в прихованому шарі.

Перша структура, яка була випробувана, є 2000-100-42. Результати тестування на випадках поперечного та поздовжнього зсуву представлені на Рис. 4.42.

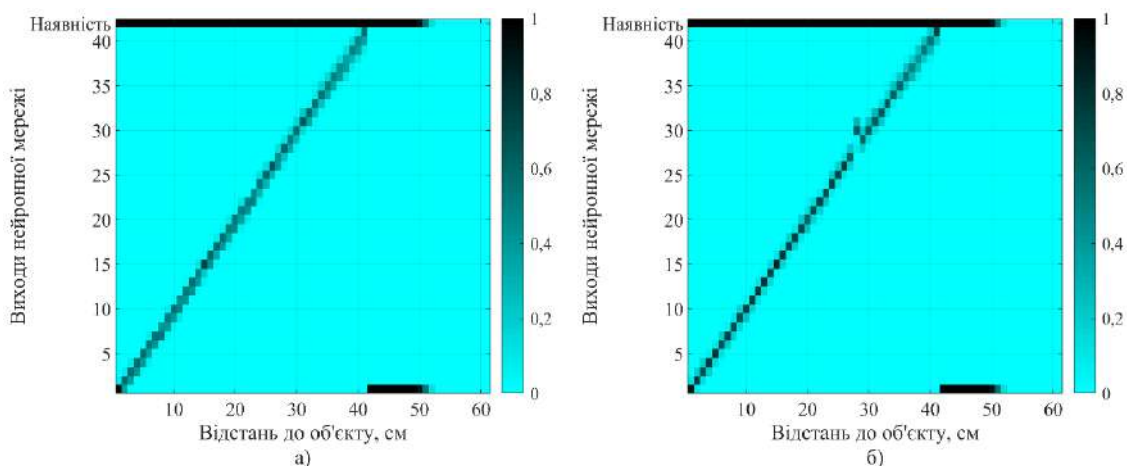


Рис. 4.4. Вихідні сигнали ШНМ структури 2000-100-42 для різних відстаней до циліндру для а) поздовжнього та б) поперечного зсуву на 4 мм

На осі абсцис відмічені реальні відстані, тоді як на осі ординат відмічені виходи нейронної мережі. Для даної структури мережа показує задовільні результати. Адже майже у всіх випадках максимально близько визначає положення об'єкту. Можна відмітити цікавий результат: для даних, які не були використані для тренування, а саме положення об'єкту більше за 40 см мережа продовжує ідентифікувати його наявність, хоч і з хибною відстанню. З додатковим прихованим шаром в 50 нейронів помітної різниці в якості розпізнавання не було помічено (Рис. 4.43).

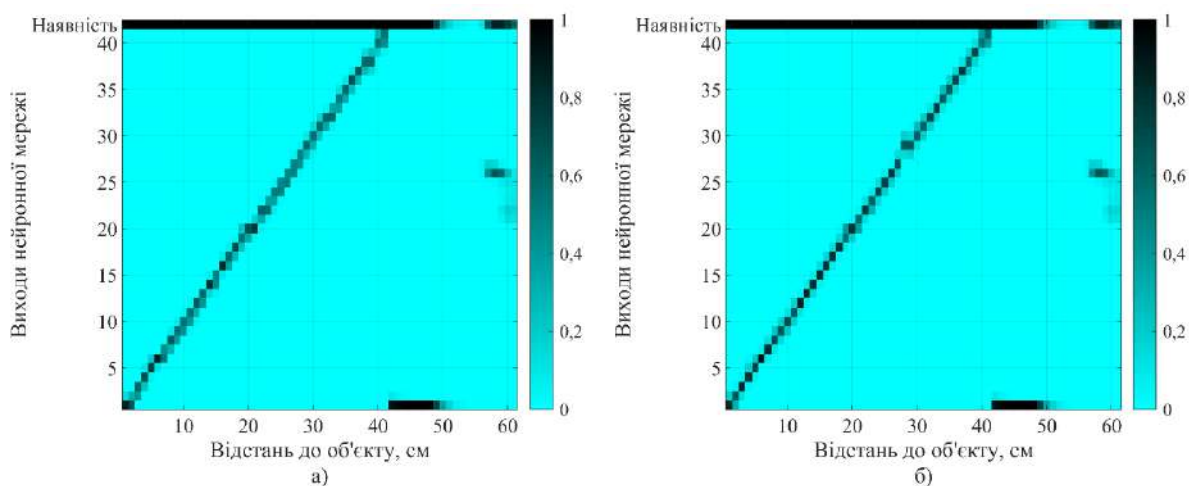


Рис. 4.43. Вихідні сигнали ШНМ структури 2000-100-50-42 для різних відстаней до циліндру для: а) поздовжнього та б) поперечного зсуву на 4 мм

Тільки при додаванні великого прихованого шару розміром в 1000 нейронів, як зображено на Рис. 4.44 можна помітити більш чіткі значення вихідних сигналів, хоч і з певними невеликими відхиленнями. Також для відстаней більших за 40 см видно, що мережа майже у всіх випадках відмічає присутність об'єкту, проте з хибним визначенням положення. Для реального використання це не припустимо, адже зареєстровані певні відбиття від прихованого об'єкту, який знаходиться відносно далеко від антенної системи не мають бути ідентифіковані як близькі відстані. Це призведе до неправильного визначення положення прихованого об'єкта. Тому важливим є вирішення питання правильної ідентифікації більш віддалених об'єктів.

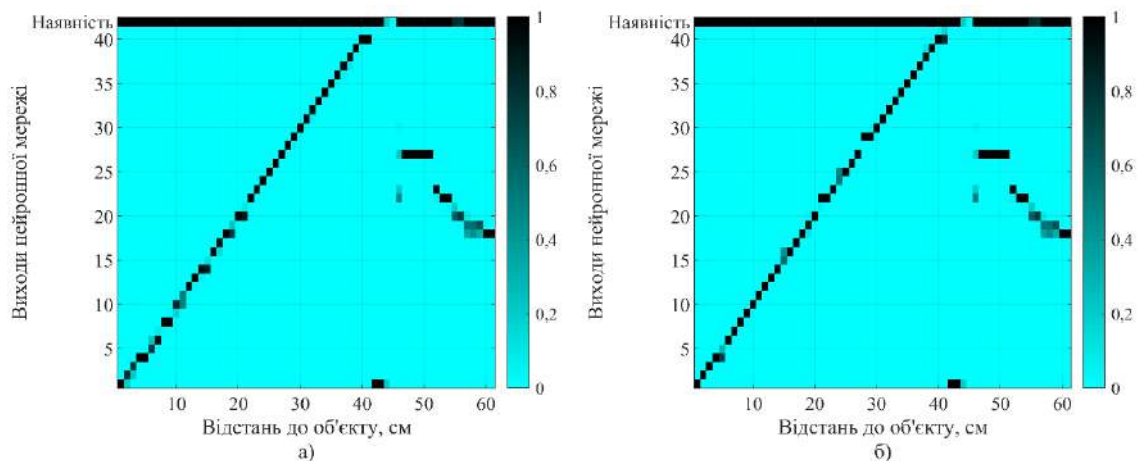


Рис. 4.44. Вихідні сигнали ШНМ структури 2000-1000-200-100-42 для різних відстаней до циліндру для: а) поздовжнього та б) поперечного зсуву на 4 мм

Варто також перевірити вплив шарів Dropout на ефективність натренованих мереж, а особливо, чи не виникає ефекту недонавчання. Для цього були побудовані та натреновані мережі з ідентичними структурами, які були показані раніше, тільки без шарів Dropout. На Рис. 4.45 представлений простий варіант мережі та на Рис. 4.46 представлена мережа з двома прихованими шарами.

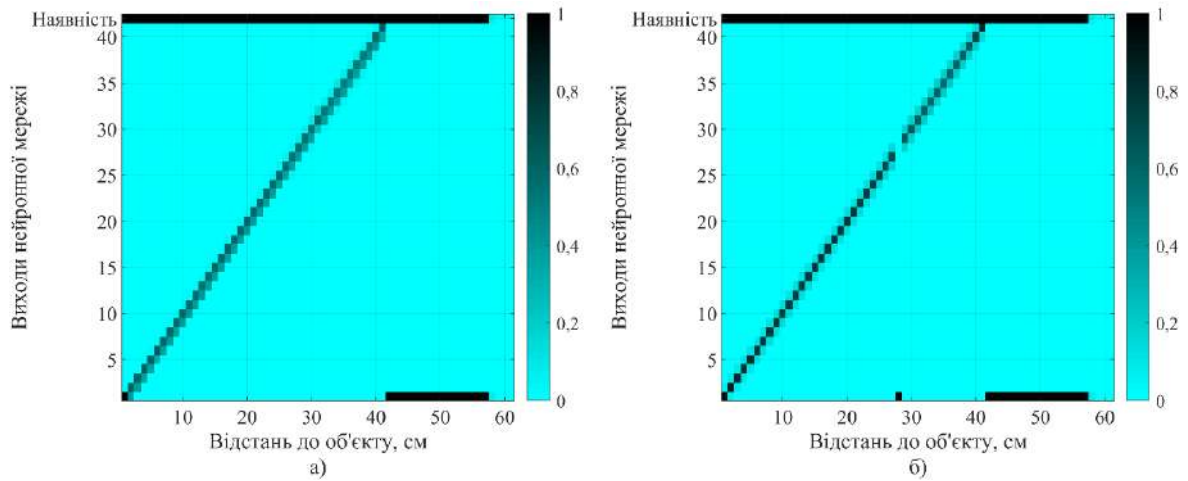


Рис. 4.45. Вихідні сигнали ШНМ структури 2000-100-42, що навчалась без застосування методу “Dropout” для різних відстаней до циліндру для: а) поздовжнього та б) поперечного зсуву на 4 мм

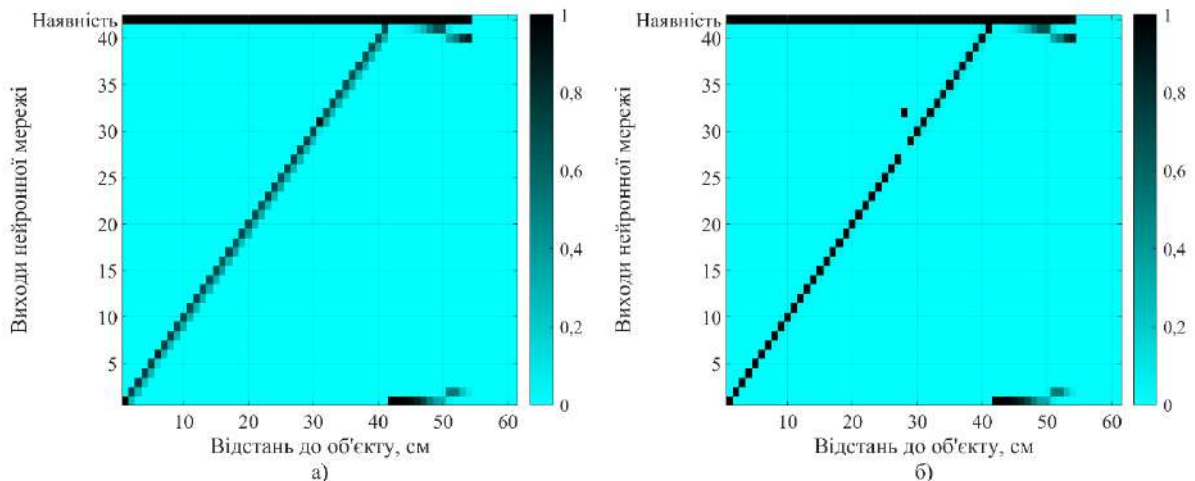


Рис. 4.46. Вихідні сигнали ШНМ структури 2000-100-50-42, що навчалась без застосування методу “Dropout” для різних відстаней до циліндру для: а) поздовжнього та б) поперечного зсуву на 4 мм

Порівнявши результати натренованих ШНМ з відносно невеликою кількістю прихованих шарів, йде мова про мережі зі структурами 2000-100-42 та 2000-100-50-42, можна сказати, що класифікація можлива, проте точність визначення бажає бути кращою. З іншого боку є певна перевага над більш точною мережею зі структурою 2000-1000-200-100-42. Матриці вагових коефіцієнтів невеликих мереж займають менший обсяг пам'яті та їх можна використовувати в малопотужних портативних пристроях, на кшталт Raspberry Pi Pico. Тренування

мережі 2000-100-50-42 без Dropout (Рис. 4.46) призводить до більш сильного відхилення «проблемної» точки на 30 см та гіршої апроксимації зсуву об'єкту на 4 мм на всіх дистанціях, ніж це зображено на Рис. 4.43. Також дослідження впливу шару Dropout для простої ШНМ показало те, що сигнал про наявність циліндра є неправильним для відстаней 42-57 см (див. Рис. 4.45), тоді як на Рис. 4.42 вони неправильні для відстаней 42-50 см. Крім того, реакція на «проблемну» точку 30 см на Рис. 4.45б є абсолютно неправильною, оскільки вихідний результат 0 см має максимальне значення, в той час як на Рис. 4.42 дана точка відхиляється на допустимі значення. Отже, слід зробити висновок, що використання Dropout не тільки не призводить до недонавчання, а й приносить переваги у роботі ШНМ.

Для вирішення задачі хибного спрацювання ШНМ на віддалені об'єкти, які знаходяться більше ніж на 40 см від центра антенної системи, було вирішено збільшити масив тренувальних даних для мережі. Для цієї цілі була обрана глибока ШНМ конструкції 2000-1000-200-100-43 з трьома прихованими шарами та гіперболічним тангенсом у якості функції активації. В якості додаткових даних були розраховані положення ідеальнопровідного циліндра на більших відстанях з кроком в 5 см. Для зручності роботи було вирішено додати ще один вихідний нейрон під номером 43 «Відсутність», який би полегшив сприйняття індикації вихідних нейронів ШНМ. Результати тренування зображені на Рис. 4.47 для тих самих тестових випадків. Тут теж помітна складність з визначенням положення точки близької до 30 см для поперечного зсуву. Проте тепер абсолютно зникли хибні спрацювання для великих відстаней до прихованого об'єкту. Саме ця структура ШНМ буде використана в наступному пункті, де буде порівнюватись її робота з методом кореляції.

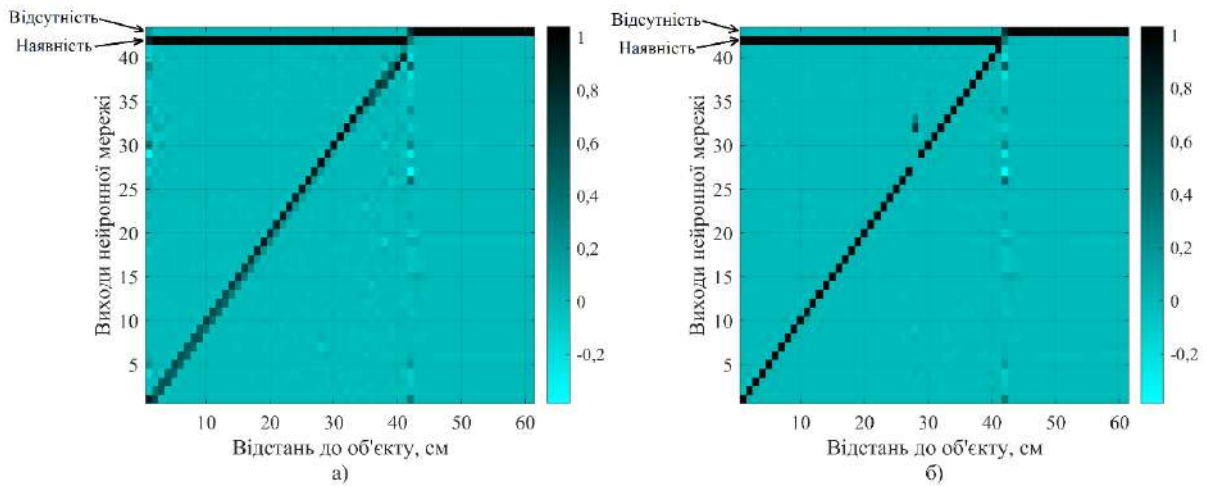


Рис. 4.47. Вихідні сигнали ШНМ структури 2000-1000-200-100-43, для різних відстаней до циліндру для: а) поздовжнього та б) поперечного зсуву на 4 мм

В даному розділі був показаний процес вибору структури ШНМ. Як впливає її структура на якість розв'язання поставленої задачі. Дуже важливо відмітити можливість масштабувати умови використання ШНМ, так, змінюючи, тренувальний набір можна швидко адаптуватись до тієї чи іншої умови. Показано, що навіть невеликих за розміром ШНМ достатньо, щоб розв'язувати задачу з обмеженою точністю. Збільшуючи кількість прихованих шарів та збільшуючи саму кількість прихованих нейронів можна покращити результати розпізнавання. Для контролю перетренування ШНМ ефективно застосовуються шари Dropout. Також була обрана краща ШНМ для подальшого порівняння з іншими існуючими методами класифікації.

Важливою є перевірка явища перетренування ШНМ. Простими словами йде мова про ідеалізацію тренувальних даних, в результаті чого ШНМ втрачає свої апроксимаційні властивості і найменше відхилення від тренувального масиву в результаті дає дуже великі помилки. Для перевірки спроможності ШНМ нормально функціонувати можна до тестових часових залежностей додати шум з відповідним рівнем потужності. Такий адитивний шум проілюстрований на Рис. 4.48 для різних рівнів ССШ: 23,5 дБ, 11,6 дБ, 3,9 дБ, -6 дБ. Відповідні рівні потужності шуму розраховуються за енергією часової залежності, до якої вони

додаються. Так як в якості завади була обрана модель білого шуму кожен тестовий випадок повторюється з 500-ма реалізаціями цього шуму.

Щоб проілюструвати вплив різних значень співвідношення сигнал-шум на визначення місцезнаходження моделі прихованого об'єкту, були побудовані розподіли відповідей ШНМ для фіксованого місця розташування об'єкта (див. Рис. 4.49), де червона лінія вказує на правильне розміщення об'єкта. Із Рис. 4.49 видно, що, як і очікувалося, збільшення співвідношення сигнал-шум призводить до монотонного зростання дисперсії розподілу відповідей щодо положення об'єкту.

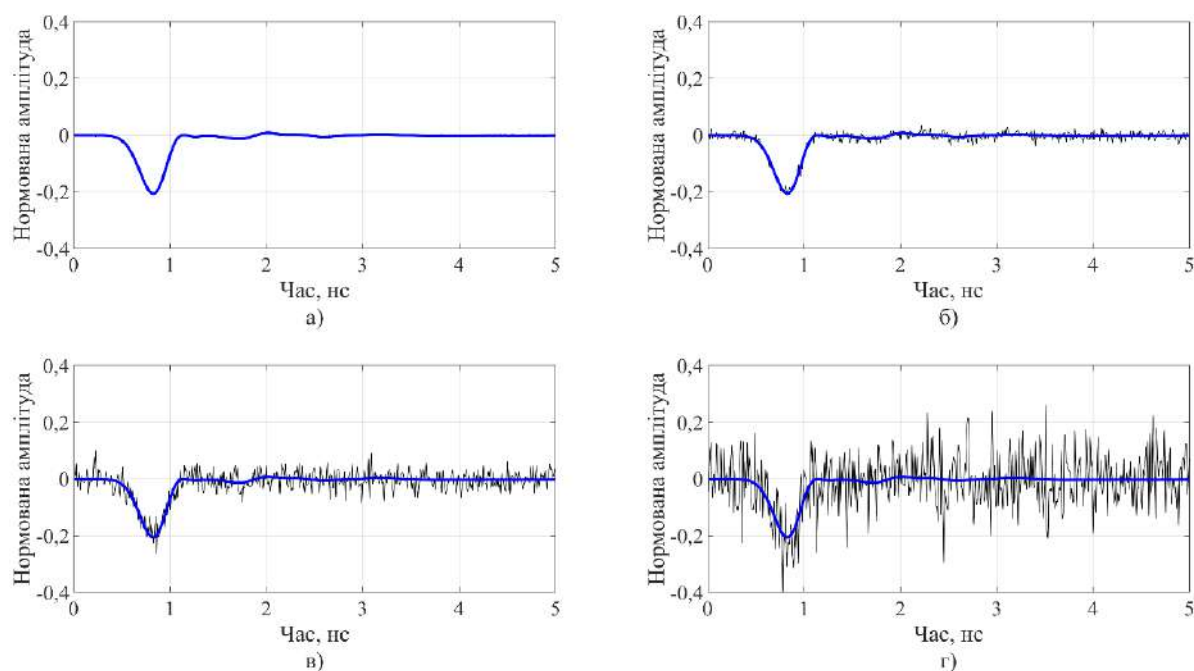


Рис. 4.48. Приклади вхідних сигналів для різних рівнів сигнал-шум: а) 23.5 дБ, б) 11.6 дБ, в) 3.9 дБ, г) -6 дБ

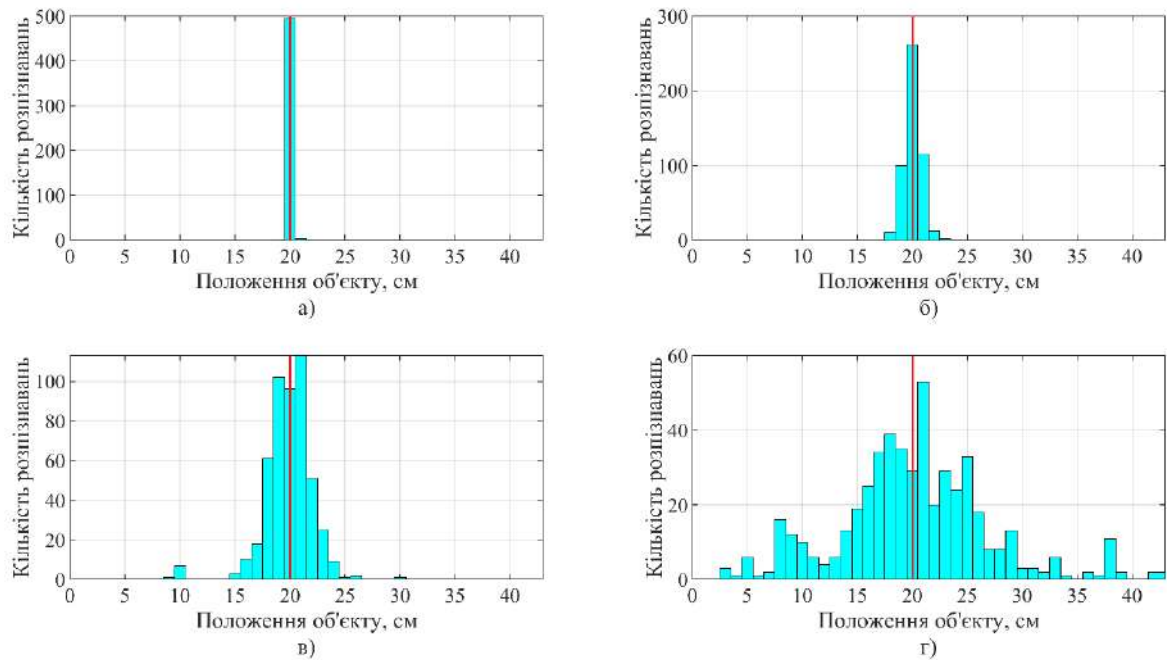


Рис. 4.49. Розподіли результату розпізнавання положення об'єкта ШНМ для різних рівнів сигнал-шум: а) 23.5 дБ, б) 11.6 дБ, в) 3.9 дБ, г) -6 дБ та постійного положення об'єкта 20 см

Стабільність класифікації ШНМ може залежати від положення об'єкта. Це пов'язано з багатовимірною апроксимуючою властивістю ШНМ [110]. Для її перевірки на Рис. 4.50 побудовані розподіли для різних розташувань об'єктів за постійного рівню сигнал-шум 3,9 дБ. Порівнюючи результати тестування для різних положень та фіксованого рівня завади, а саме Рис. 4.50 з Рис. 4.49в, можна помітити, що для близьких значень відстаней до об'єкту маємо майже нормальний розподіл відповідей, центр якого співпадає з правильною відповіддю. З іншого боку для дальніх значень відстаней хоч і кількість правильних відповідей переважає, проте присутні відчутні викиди.

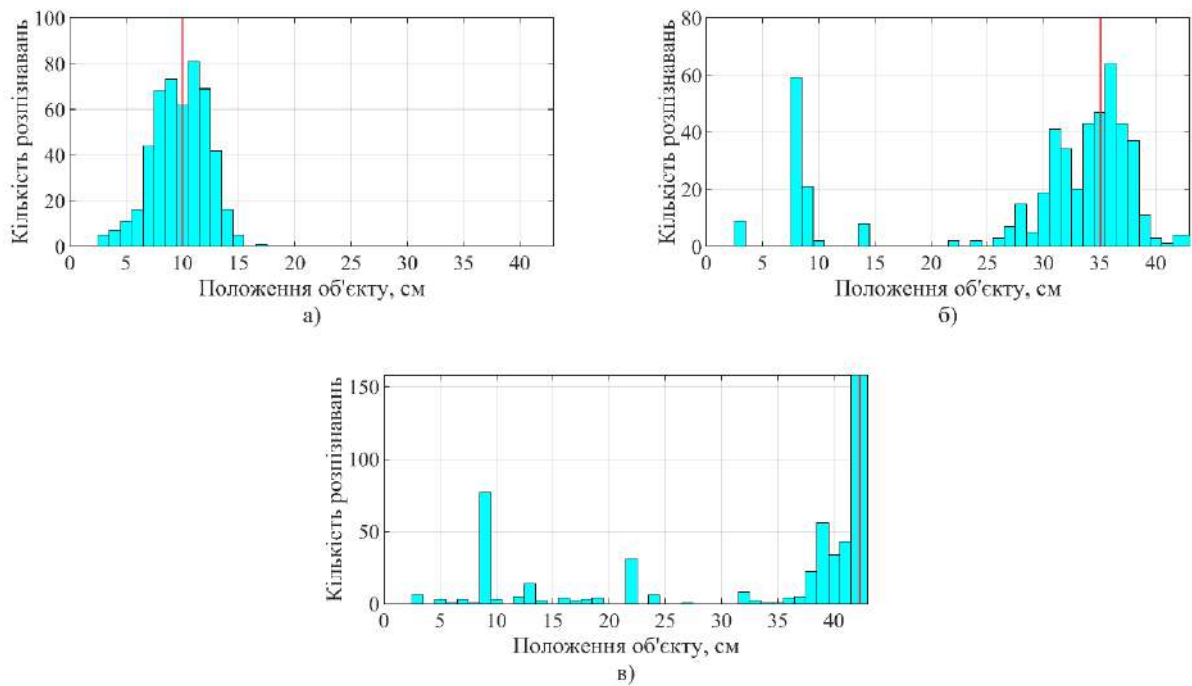


Рис. 4.50. Розподіли результату розпізнавання положення об'єкта ШНМ для різних відстаней від антени: а) 10 см, б) 35 см, в) 42 см та постійного рівня сигнал-шум 3,9 дБ

4.2.5 Порівняння результатів розпізнавання підповерхневого об'єкту штучними нейронними мережами та кореляційним методом

Безумовно, існує інтерес порівняти ефективність підходу ШНМ з іншими методами, наприклад з підходом взаємної кореляції. Функція взаємної кореляції [178] дозволяє оцінити схожість ідеального зразка сигналу з реальним зашумленим імпульсом (4.2), де тепер $f(t)$ – часова залежність досліджуваного сигналу, $g(t - \tau)$ часова форма зразкового сигналу із поступовим зміщенням від $f(t)$ із кроком τ . Ми використовуємо дискретний вхідний сигнал, тому будемо використовувати формулу (4.3) з нормалізацією, де k є цілим числом, яке позначає взаємне зміщення у часі між реальним прийнятим сигналом та ідеальним зразком. Максимальне значення функцій взаємної кореляції вказує на найбільшу подібність між цими сигналами. Щоб проілюструвати це, на Рис. 4.51 представлено 41 функцію взаємної кореляції для 41 положення об'єкта. З

Рис. 4.51 видно, що основний максимум усіх функцій дуже близький до одиниці, що можна пояснити подібністю всіх відповідей для різних місцезнаходжень об'єкта. Це відбувається через те, що хвиля, яка відбивається від об'єкта, несе дуже малу частину імпульсної енергії в порівнянні з відбитою від поверхні землі. Вирішальна різниця між функціями взаємної кореляції показана у збільшеному вигляді на тому ж Рис. 4.51, і єдине найбільше значення лише однієї функції взаємної кореляції вказує на номер відповіді для відповідного розташування об'єкта.

Умови тестування даного методу подібний до ШНМ. Використовуються однакові часові залежності. В результаті продемонстровані гістограми з розподілом відповідей по різних відстаням, адже теж, для кожного випадку виконується 500 реалізацій адитивного шуму відповідного рівня. Червона лінія вказує на правильний результат (Рис. 4.52). Одна із відмінностей використання ШНМ та кореляційного підходу, є те, що для кореляційного підходу можна отримувати результати визначення відстані по окремому приймальному каналу індивідуально. З цією ціллю на Рис. 4.52 та Рис. 4.53 побудовані відповіді як для 4-х каналів одночасно, так і для результату, розрахованому для одного з вхідних каналів.

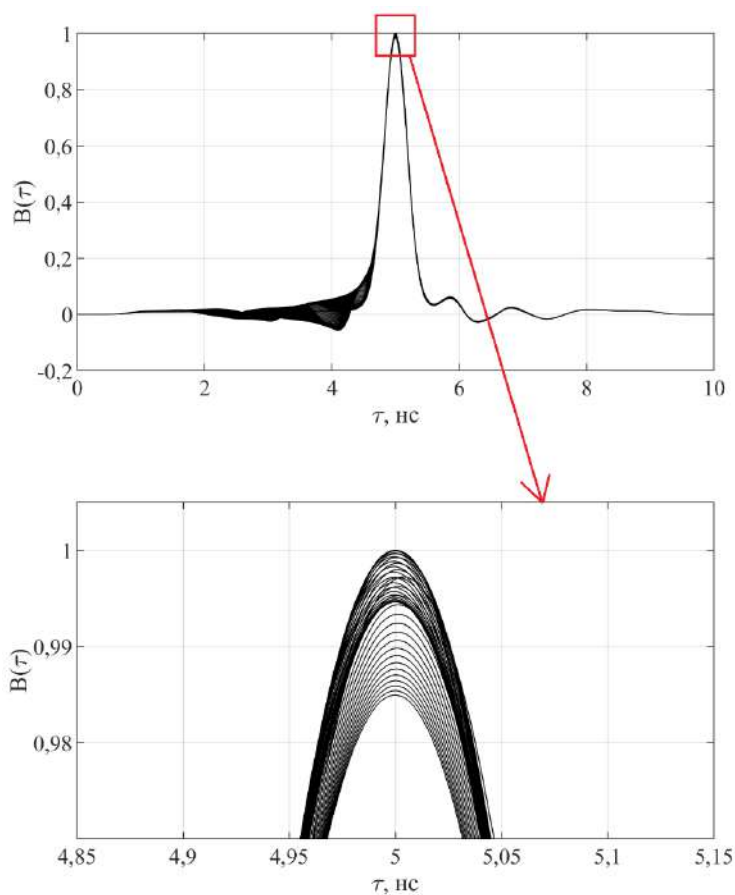


Рис. 4.51. Часові залежності функцій взаємної кореляції, що відповідають всім 41 можливим положенням об'єкта

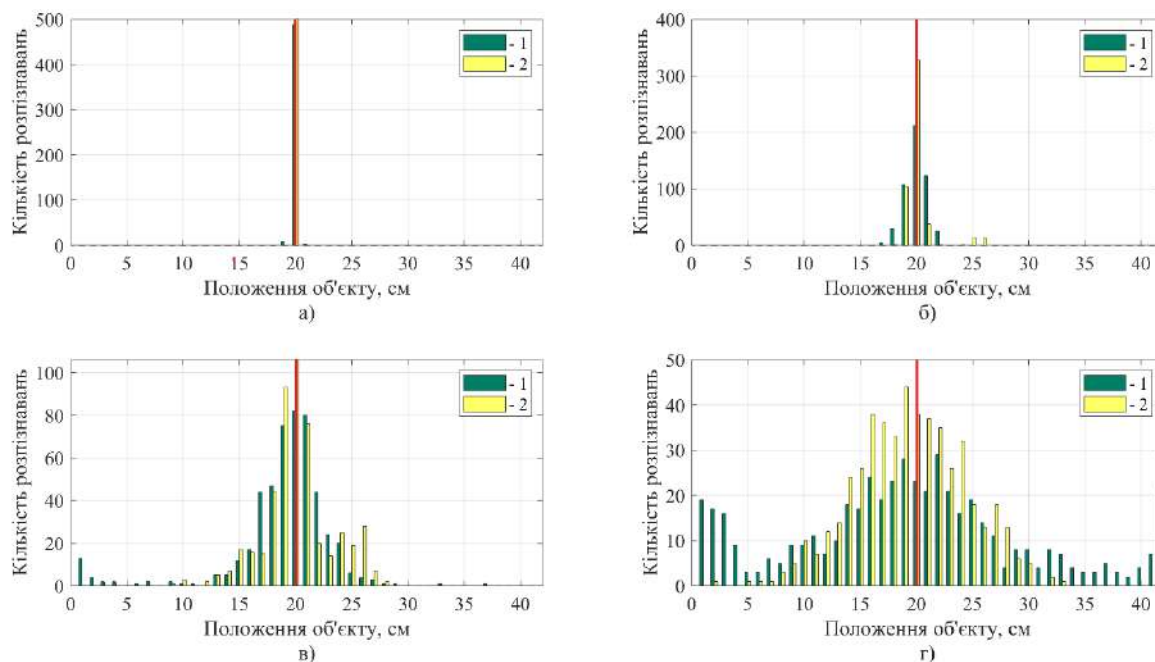


Рис. 4.52. Розподіли результату розпізнавання положення об'єкта методом взаємної кореляції для різних рівнів сигнал-шум: а) 23.5 дБ, б) 11.6 дБ, в) 3.9 дБ,

г) -6 дБ та постійного положення об'єкта 20 см, 1 – розпізнавання одним випромінювачем, 2 – розпізнавання чотирма випромінювачами

Видно, що для високих значень сигнал-шум відстань точно визначається за допомогою сигналів чотирьох антен настільки ж успішно, як і однією антеною, проте з незначною кількістю помилок (Рис. 4.52а). Але для більш зашумленого сигналу (Рис. 4.52г) кількість правильних розпізнавань за допомогою 4-х приймачів помітно краще у порівнянні з визначенням відстані за допомогою одного приймача. Це ще раз підкреслює ефективність обраної приймальної системи.

Також був розглянутий випадок з фіксованим рівнем ССШ = 3,9 дБ та різними положеннями прихованого об'єкта (Рис. 4.53). Тут теж можна відмітити, що чотири приймачі справляються з даною задачею помітно краще.

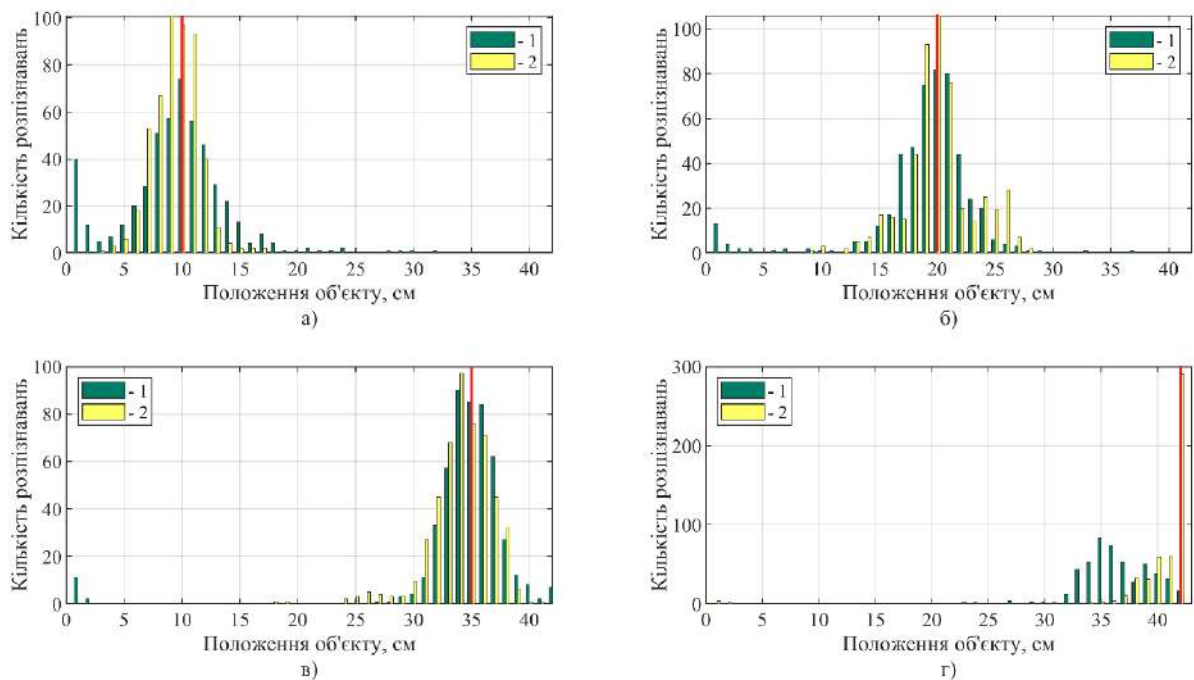


Рис. 4.53. Розподіли результату розпізнавання положення об'єкта методом взаємної кореляції для різних позицій: а) 10 см, б) 20 см, в) 35 см, г) 42 см та постійного значення сигнал-шум 3,9дБ, 1 – розпізнавання одним випромінювачем, 2 – розпізнавання чотирма випромінювачами

Тепер можна оцінити ефективність роботи обох підходів. Для цього треба переглянути результати представлені на Рис. 4.49 для ШНМ та Рис. 4.52 для методу взаємної кореляції. При рівні ССШ = 23,5 дБ результати однаково гарні. Проте вже починаючи з рівня ССШ = 11,6 дБ і при подальшому його збільшенні помітна різниця: в кожному випадку стовпчик, який має найбільше значення і відповідає правильній відстані для ШНМ має більше правильних відповідей на 10-20% у порівнянні з методом взаємної кореляції. Хоча все одно основна тенденція для обох підходів правильна – центр нормального розподілу тримається біля правильної відповіді. Також важливо відмітити швидкість спрацювання обох методів під час числових експериментів: ШНМ помітно швидше справляється зі своєю задачею.

4.2.6 Виявлення та класифікація наземних мін за допомогою надширокосмугового радару та штучних нейронних мереж

В цьому підрозділі буде розглянуто вирішення задачі класифікації та визначення положення різних типів прихованих об'єктів, таких як протипіхотні міни та деякі об'єкти, які можуть викликати хибні спрацювання. Постановка задачі повторює попередні пункти, проте з однією важливою відмінністю – була використана антенна система “1Tx + 4Rx” [179], яка зображена на Рис. 4.54. Опромінювач, який знаходиться в центрі системи опромінює середовище імпульсним електромагнітним полем з часовою залежністю у формі функції Гауса з тривалістю 0,23 нс [126]. Хвиля, відбита від компонентів приймальної антенної системи, наземних та підземних об'єктів, приймається чотирма антенами з різною орієнтацією поляризації. Особливе просторове розташування однакових антен дозволяє фіксувати відбиття хвилі від об'єктів, що досягають кожної антени в різні моменти часу, що вказує на напрямок приходу хвилі. Крім того, чим більше незалежних каналів прийому, тим стійкішим є процес класифікації [180]. Слід зазначити, що антени мають різну орієнтацію площини поляризації, що допомагає отримати більше інформації від відбитої хвилі та

дізнаватись про напрямок приходу сигналу. Для врахування всіх особливостей антенної системи, електрофізичних параметрів ґрунту та складних конструкцій об'єктів дослідження, електромагнітна задача моделюється методом скінченних різниць в часовому просторі (FDTD).

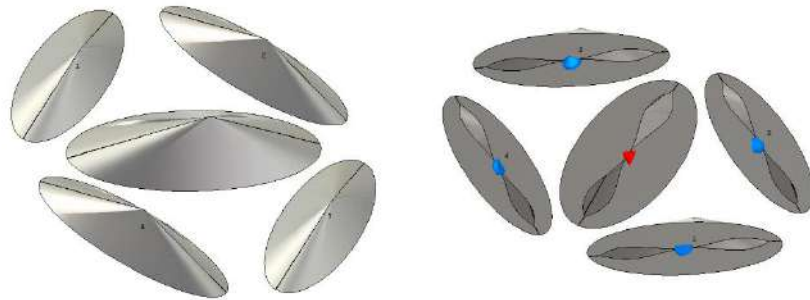


Рис. 4.54. НІС антенна система. Центральна антена – випромінювач електромагнітних полів, антени на краях – приймачі відбитого сигналу

Так як в якості антенної системи тут уже використовуються моделі реальної антенної системи, варто врахувати методи попередньої обробки зареєстрованих часових залежностей електричного поля. Спочатку переглянемо, що це за сигнали. На Рис. 4.55 представлені вже дискретизовані за часом та нормовані на квадратні корені від їхньої енергії E часові залежності отримані від 4-х приймачів. Кожен із цих чотирьох сигналів можна умовно розділити на 2 частини: перша – перевідбиття між всіма елементами антенної системи та відбиття від земної поверхні, друга – та, що несе інформацію про прихований об'єкт. Бачимо, що амплітуда другої, потрібної нам частини сигналу, значно менша за амплітуду завад у першій частині. І це можна сказати про всі сигнали цих чотирьох приймачів. Це може дуже ускладнити розпізнавання, так як досліджуваний об'єкт може знаходитись на різній відстані від приймальної антени, але в той же час відбитий від нього імпульс під час руху антенної системи буде змінюватись незначним чином за рахунок змін тільки у малоамплітудній частині часової залежності. Крім цього, скоріш за все, малоамплітудні зміни будуть ігноруватись нейронною мережею під час роботи, особливо, якщо прийнятий сигнал буде зашумленим.

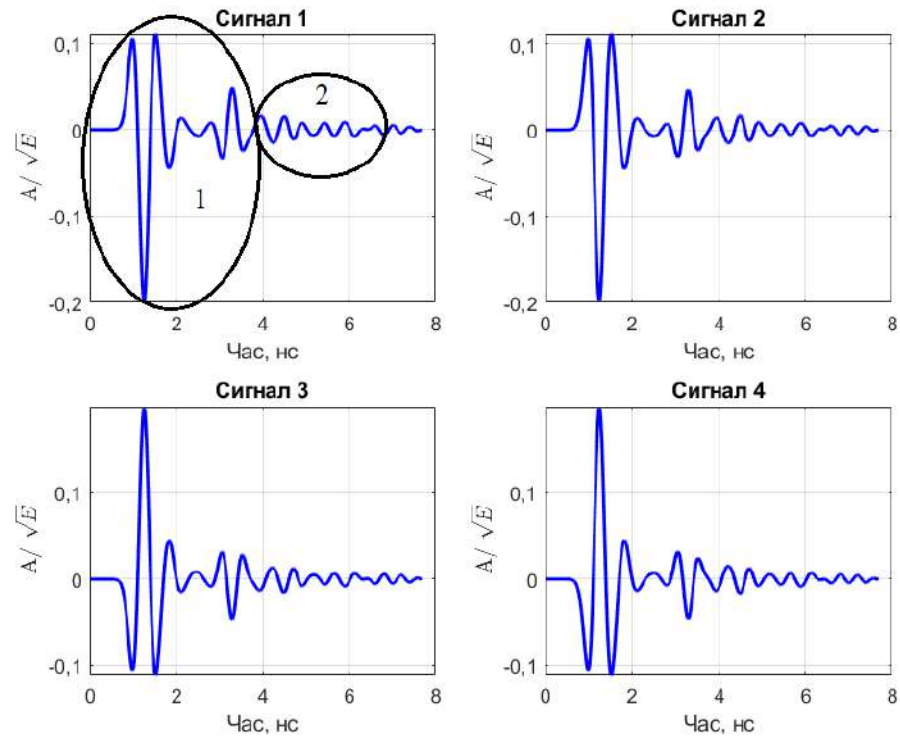


Рис. 4.55. Приклади сигналів, отриманих ШНС антенною системою, де 1 - взаємні відбиття від антенної системи, 2 - корисна частина сигналу, що містить інформацію про прихований об'єкт

Тому для зменшення взаємного впливу антен пропонується використати різницеві сигнали, що являють собою сумування та віднімання сигналів, отриманих приймачами. Це є можливим завдяки різній поляризації окремих приймачів, і дає змогу прибрати однакові за амплітудою інтерференції між антенами та відбиття від землі. На Рис. 4.56 показані шість можливих комбінацій віднімання та додавання початкових сигналів між собою. Таким чином, отримано усі 6 можливих комбінацій. Результати операцій послідовно об'єднуються в єдиний масив даних, який посилається на вхідний шар ШНМ. Цей результуючий сигнал – вхідний масив даних для навчання або тренування ШНМ. Врахувавши попередній досвід побудови структури ШНМ було вирішено використовувати повнозв'язну нейронну мережу, що має 7 шарів, де перший шар містить 4614 вхідних нейронів, що відповідає розмірності масиву зшитих даних (див. вісь абсцис на Рис 4.56). Наступні п'ять прихованих шарів мають по 4000 нейронів у кожному шарі. Вихідний шар має 65 нейронів, що відповідають всім

об'єктам на всіх можливих змодельованих відстанях від опромінюючої установки, а також додатковий вихід для виявлення присутності або відсутності об'єкта в даній області.

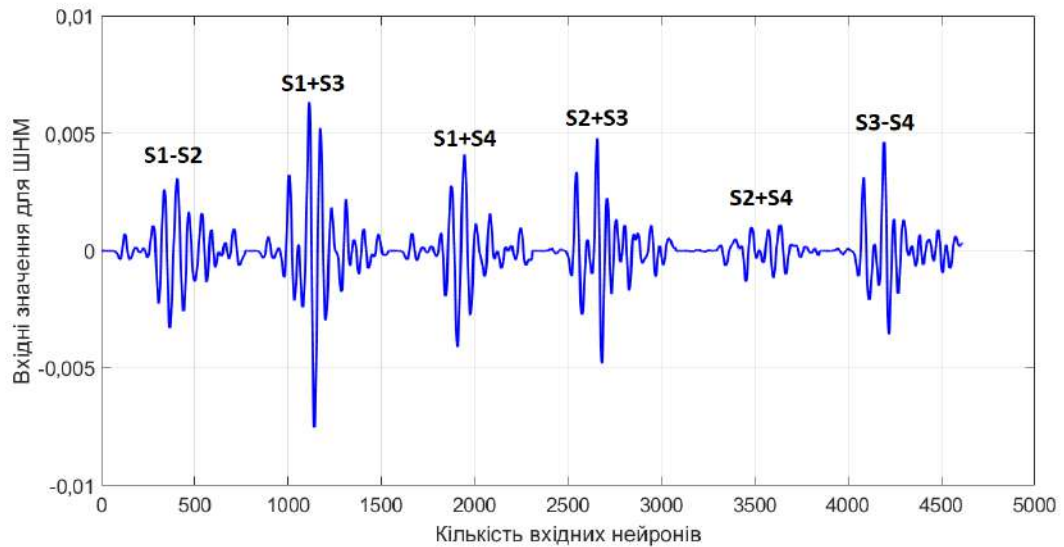


Рис. 4.56. Приклад сигналу для навчання ШНМ, який містить результати операцій додавання та віднімання чотирьох прийнятих сигналів

В якості об'єктів дослідження були обрані одні із поширених протипіхотних мін, які використовуються для мінування територій на території України, а саме ПМН-1 та ПМН-4. Варто зауважити, що вибір саме цих мін не є принциповим. Даний підхід можна відносно швидко адаптувати для інших прихованих об'єктів.

Модель міни ПМН-1 має висоту 53 мм і діаметр 110 мм (див. Рис. 4.57). Її корпус показаний оранжевим кольором, матеріалом якого є бакеліт. Зверху міна обладнана каучуковим ковпаком, що помічений сірим кольором. В середині міна має проміжний шар з повітрям, металевий механізм детонації та вибухову речовину з матеріальними параметрами $\epsilon = 3$ та $\sigma = 0,044$ См/м [181], [182].

Міна ПМН-4 зображена на Рис. 4.58. Вона має висоту 42 мм і діаметр 95 мм. ПМН-4 має схожу внутрішню конструкцію, як у ПМН-1, але її металевий механізм детонації більш масивний, що даватиме більше відбиття електромагнітного імпульсу, і як наслідок можливо більш стабільне виявлення.

Матеріали корпусу та електричні характеристики вибухової речовини у ПМН-4 такі ж, як і у ПМН-1.

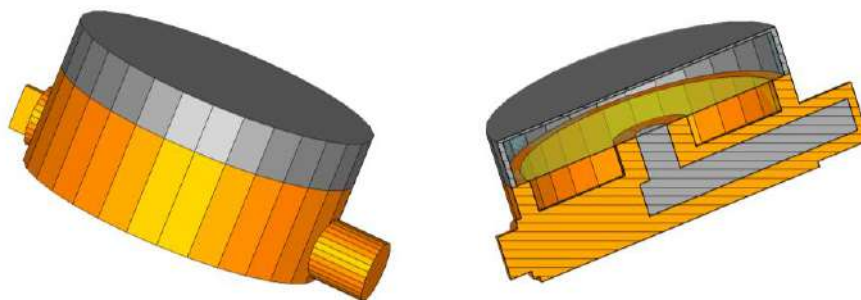


Рис. 4.57. Модель міни ПМН-1

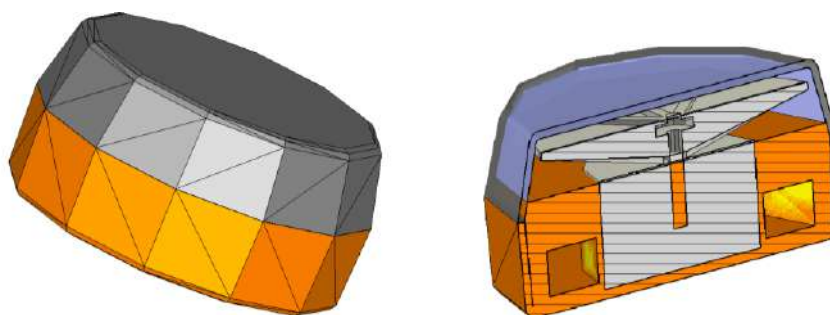


Рис. 4.58. Модель міни ПМН-4

Для вирішення задачі гуманітарного розмінування важливо точно класифікувати об'єкт за відбитою хвилею, до того ж в режимі реального часу [183]. Крім того, пристрій для проведення розмінування має забезпечити мінімальну кількість помилкових спрацювань. Під ними мається на увазі визначення небезпечної міни у якості, наприклад, сміття чи використаних бляшанок. Територія проведення військових конфліктів вдосталь переповнена подібними об'єктами, тому, щоб наблизити задачу до реальних умов, було вирішено врахувати можливість присутності у обстежуваному просторі використаної металеві банки в різних станах у якості хибного об'єкту.

В свою чергу, навчання ШНМ на розпізнавання як мін, так і інших предметів забезпечить якість підповерхневого зондування. Для числового моделювання були обрані найбільш поширені типи банок в Україні. Перша типова форма має діаметр 10 см і висоту 3,5 см. Вона може знаходитись у 3 можливих станах, позначених як can1 – відкрита бляшанка без кришки, can2 – бляшанка з відкритою кришкою, can3 – порожниста бляшанка із закритою кришкою, яка

утворює майже кільцеву щілину (див. Рис 4.59). Друга конструкція банки має діаметр 8,5 см і висоту 5 см. Вона відповідно може бути в тих самих станах як і попередня, які вже позначені як can4, can5 та can6. Таким чином, ШНМ повинна навчитися відрізняти протипіхотну міну від подібного сміття, яке може гальмувати процес розмінування та взагалі робити його вкрай неефективним.

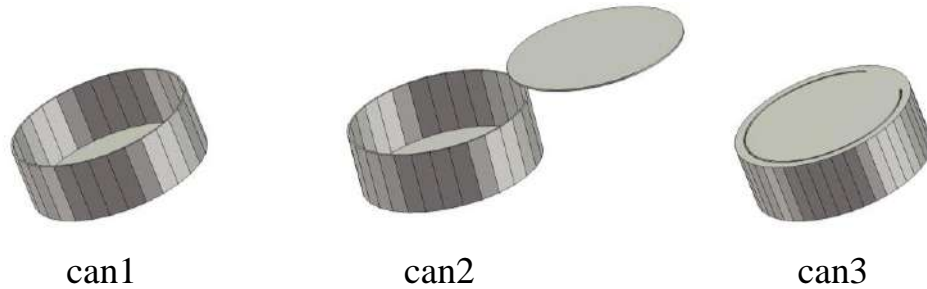


Рис. 4.59. Три стани бляшанки, де can1 – бляшанка без кришки, can2 – бляшанка з відкритою кришкою, can3 – бляшанка із закритою кришкою, що формує щілину

Для тестування якості отриманої ШНМ до часових залежностей додавався гаусовий шум з різними рівнями потужності. Гаусовий шум додається до початкових чотирьох сигналів і лише після цього застосовується їхнє віднімання та додавання. Такий порядок операцій значно погіршує якість результуючого сигналу навіть для невеликих співвідношень сигнал-шум у початкових прийнятих сигналах, але в свою чергу це відповідає реальним умовам підповерхневого зондування, так як ми приймаємо вже зашумлені сигнали і після цього маємо можливість виконувати над ними певні операції. Ефект погіршення рівню сигнал-шум відбувається тому, що відокремлення низькоенергетичної частини сигналу, що містить інформацію про об'єкт, значно зменшує початковий максимум сигналу до якого було застосовано певний шум, тим самим погіршуючи співвідношення корисного сигналу до шуму.

Цей ефект проілюстрований на Рис 4.60. На верхніх рисунках зображено порівняння часової форми сигналу, що приймається однією з чотирьох антен (Сигнал 1), і різницевого сигналу. На нижніх графіках задіяно масштабування для отримання більш детальної картини. Для вибраного рівня сигнал-шум 25 дБ, коли початковий прийнятий сигнал несуттєво змінює свою часову форму,

різницевий сигнал, що надходить до ШНМ, серйозно спотворений завадами, як видно на нижніх графіках на Рис 4.60. Таким чином, перед нейронною мережею стоїть складне завдання вилучення корисної інформації із більш зашумлених даних, отриманих з різницевого сигналу.

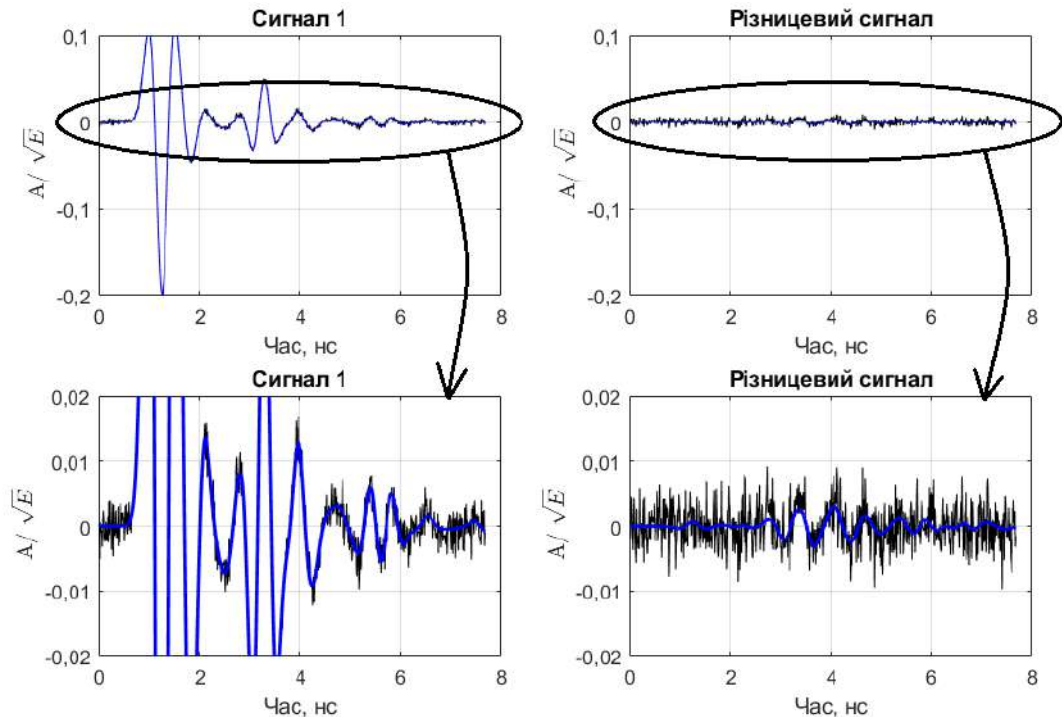


Рис. 4.60. Ілюстрація зміни рівня сигнал-шум у прийнятому нормованому сигналі та різницевому сигналі для співвідношення сигнал-шум 25 дБ у прийнятому сигналі

Для гарного сприйняття та інтерпретації вихідних сигналів ШНМ були побудовані об'ємні стовпчикові діаграми, на яких відображені всі виходи мережі, а саме, різні комбінації об'єктів з їх відстанями. Також тут для кожного випадку було виконано 1000 реалізацій, відповіді після кожного записуються у відповідний стовпець.

Результати тестування для ПМН-4 на відстані 20 см від геометричного центру приймальної системи для різних рівнів ССШ представлені на Рис. 4.61. На даному етапі можна вже казати, що ШНМ не є перетренована, адже ще при ССШ = 20дБ вона впевнено ідентифікує відстань та ПМН-4. При рівні ССШ = 10 дБ бачимо межу, при якій ще об'єкт ідентифікується правильно, а ось

при ССШ = 5 дБ ШНМ ідентифікує ПМН-4 як металеву банку Can 1 з відстанню 0 см.

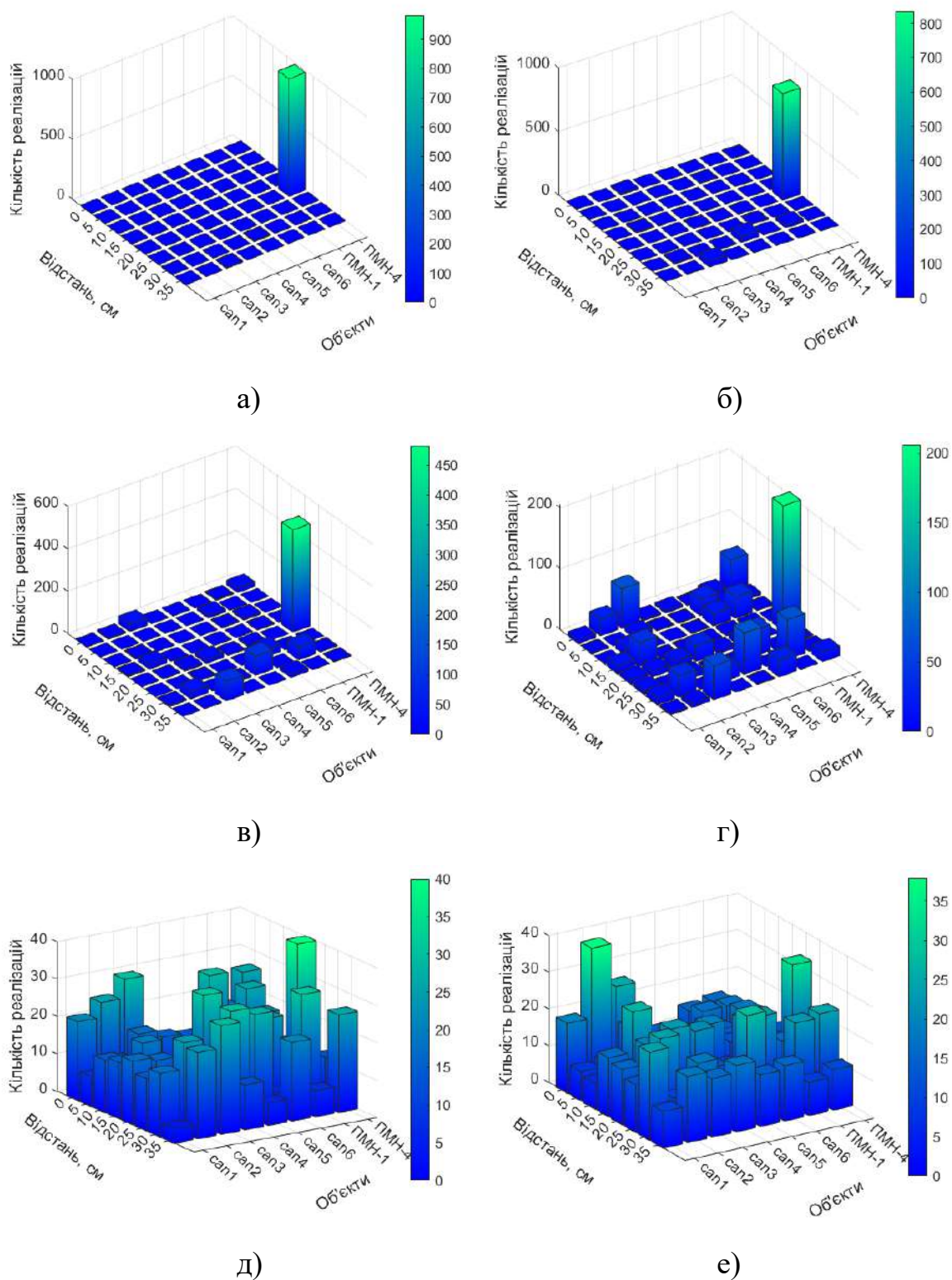
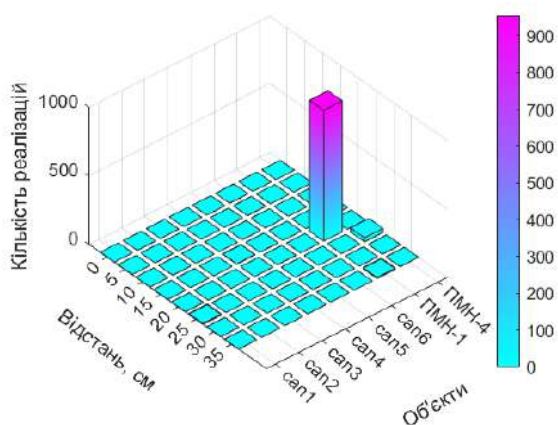
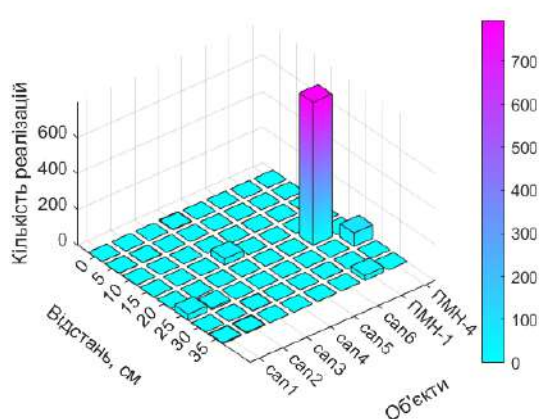


Рис. 4.61. Статистичний розподіл відповідей нейронної мережі для розпізнавання міни ПМН-4 на відстані 20 см від антени для таких рівнів сигнал-шум: а) 35 дБ, б) 30 дБ, в) 25 дБ, г) 20 дБ, д) 10 дБ, е) 5 дБ

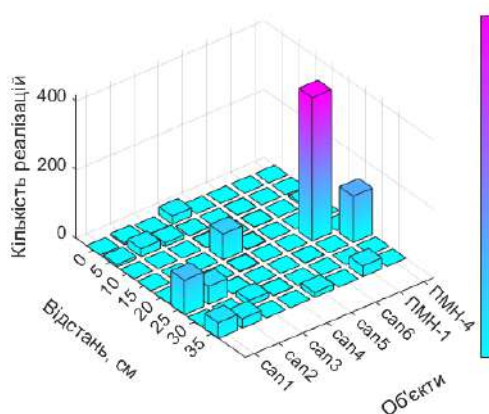
Те саме моделювання, але для міни ПМН-1, проілюстровано на Рис. 4.62, де ми бачимо, що результати класифікації об'єкта та визначення відстані менш стабільні за наявності шуму різних рівнів, аналогічних до випадку з ПМН-4. Тут розпізнавання стає неможливим вже на рівні сигнал-шум 10 дБ. Однак така стійкість до шуму також є прийнятною. Також слід нагадати, що ПМН-1 має менш масивний металічний механізм детонації, ніж ПМН-4, що дає гірше відбиття електромагнітної імпульсної хвилі. І це, в свою чергу, як ми і припускали, ускладнило розпізнавання.



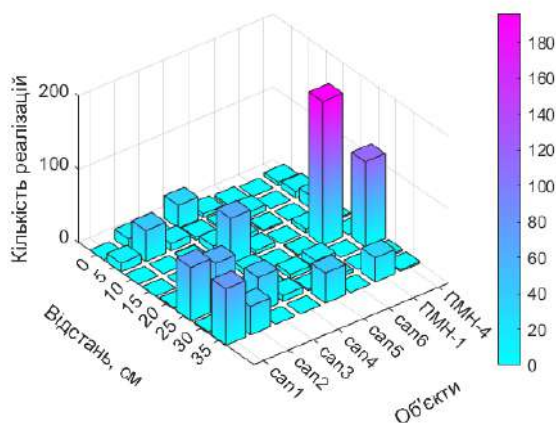
а)



б)



в)



г)

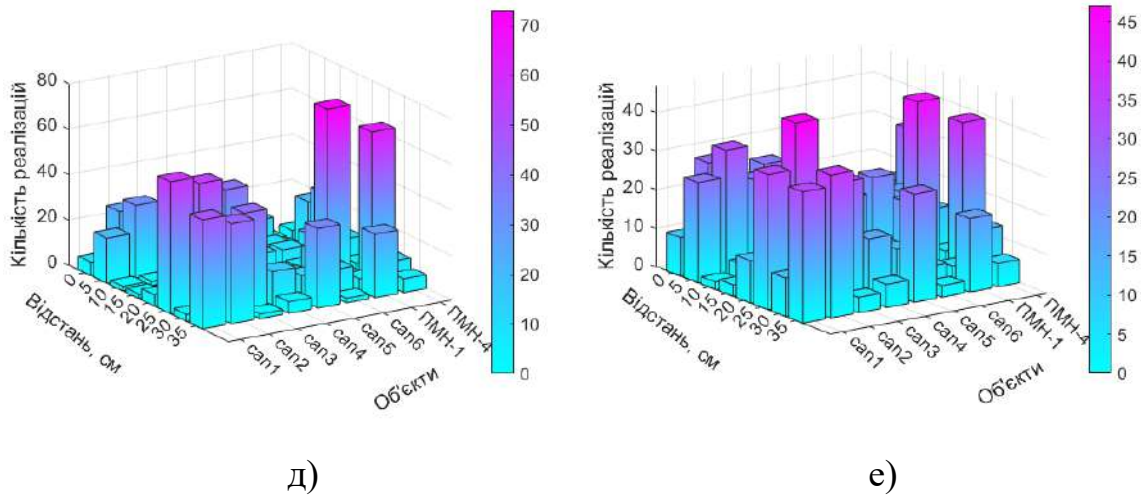


Рис. 4.62. Статистичний розподіл відповідей нейронної мережі для розпізнавання міни ПМН-1 на відстані 20 см від антени для таких рівнів сигнал-шум: а) 35 дБ, б) 30 дБ, в) 25 дБ, г) 20 дБ, д) 15 дБ, е) 10 дБ

Із Рис. 4.62в–д можна помітити, що із додаванням шуму ШНМ починає плутати ПМН-1 та ПМН-4 і відстань (20 та 25 см). Для гуманітарного розмінування така помилка у класифікації міни не є принциповою, бо принаймні до рівня сигнал-шум 15 дБ ми маємо чітку вказівку на міну, а не на бляшанку.

Далі розглянемо, як нейронна мережа розпізнає граничні положення об'єктів, а саме, коли об'єкт знаходиться під антенною системою, тобто відстань 0 см, і на максимально віддаленій змодельованій відстані від приймачів – 35 см.

Ми бачимо, що якщо ПМН-1 (Рис. 4.63) або ПМН-4 (Рис. 4.64) знаходиться під антеною, то при високих значеннях шуму ШНМ буде спрацьовувати краще для ПМН-1, однак, в обох випадках спостерігається стабільна класифікація. Це відбувається завдяки попередньому розширенню тренувальної вибірки як корисними, так і хибними об'єктами.

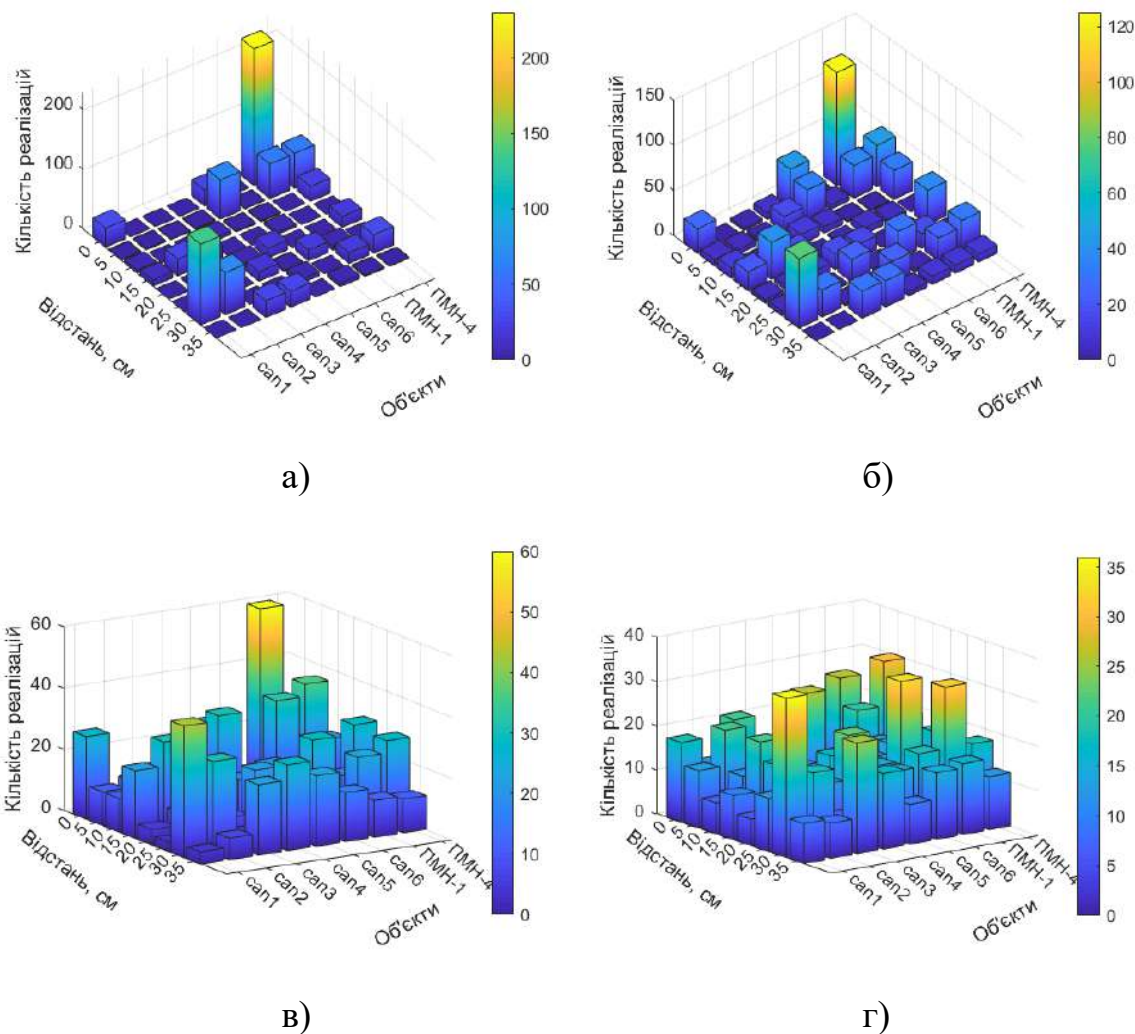
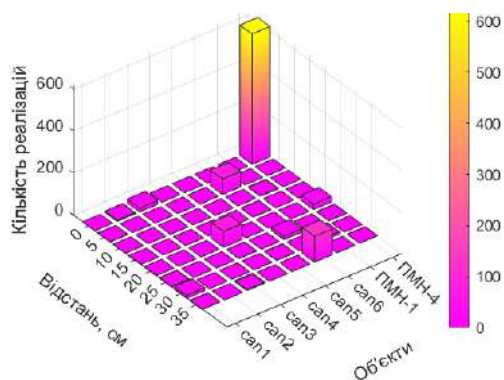


Рис. 4.63. Статистичний розподіл відповідей нейронної мережі для розпізнавання міни ПМН-1 на відстані 0 см від антени для таких рівнів сигнал-шум: а) 25 дБ, б) 20 дБ, в) 15 дБ, г) 10 дБ

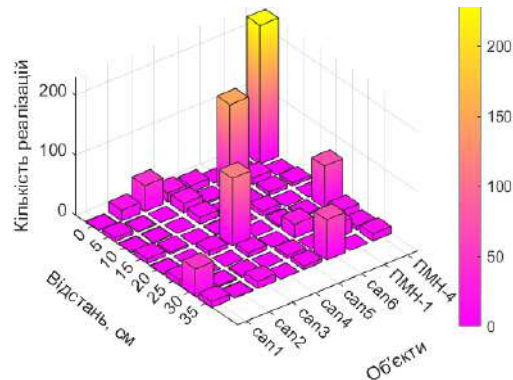
Далі розглянемо найбільш віддалене положення ПМН-1 та ПМН-4. Результати його розпізнавання зображені на Рис. 4.65 та Рис. 4.66. З Рис.4.65-Рис. 4.66 ми бачимо впевнену класифікацію за високих рівнів сигнал-шум. Для обох мін було отримано подібний результат щодо стабільності розпізнавання, але тут ПМН-4 визначається краще [170].

За результатами моделювання можна сказати, що нейронна мережа у поєднанні з підповерхневим радаром краще розпізнає середнє положення об'єкту у досліджуваному просторі із врахуванням вибраної дискретизації сектору обстеження. Це, можливо, обумовлено відсутністю навчальних зразків за межами використання ШНМ. Для вирішення даної проблеми досліджувану

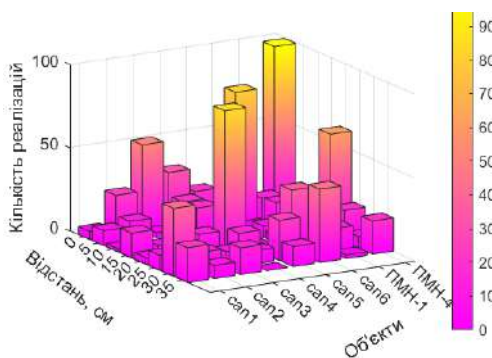
область можна подовжити та удосконалити із врахуванням фізичних особливостей задачі підповерхневого зондування.



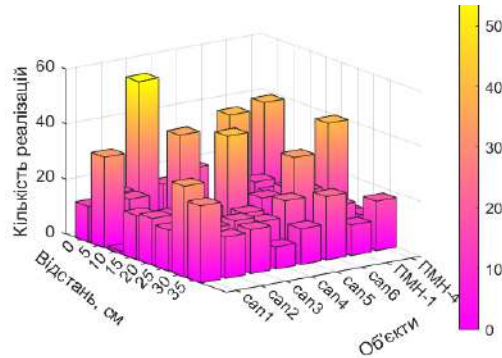
а)



б)

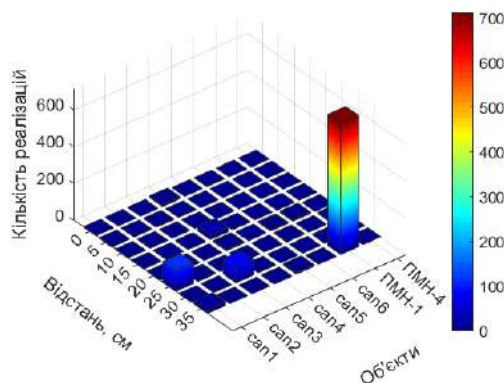


в)

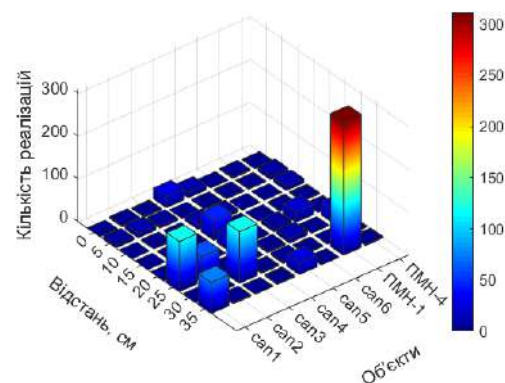


г)

Рис. 4.64. Статистичний розподіл відповідей нейронної мережі для розпізнавання міни ПМН-4 на відстані 0 см від антени для таких рівнів сигнал-шум: а) 35 дБ, б) 30 дБ, в) 25 дБ, г) 20 дБ



а)



б)

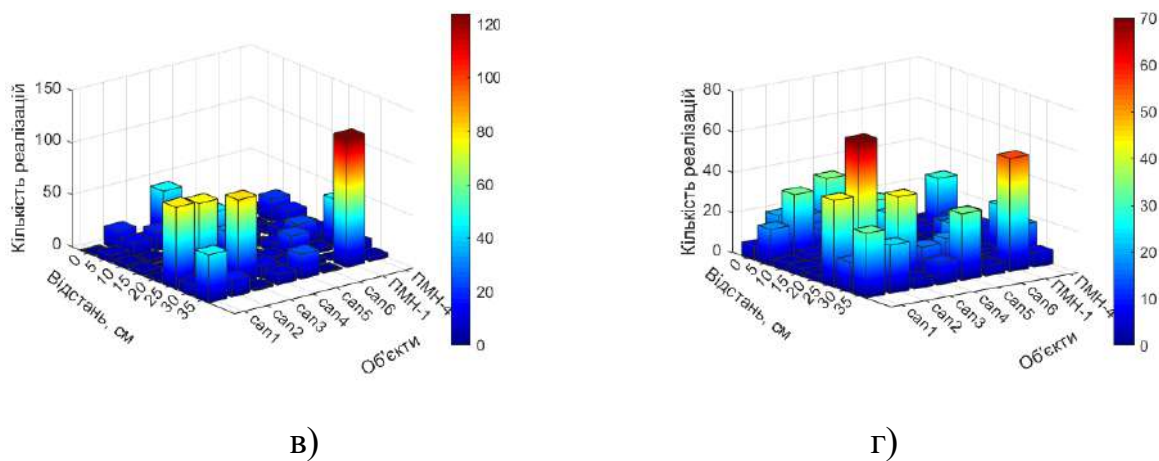


Рис. 4.65. Статистичний розподіл відповідей нейронної мережі для розпізнавання міни ПМН-1 на відстані 35 см від антени для таких рівнів сигнал-шум: а) 35 дБ, б) 30 дБ, в) 25 дБ, г) 20 дБ

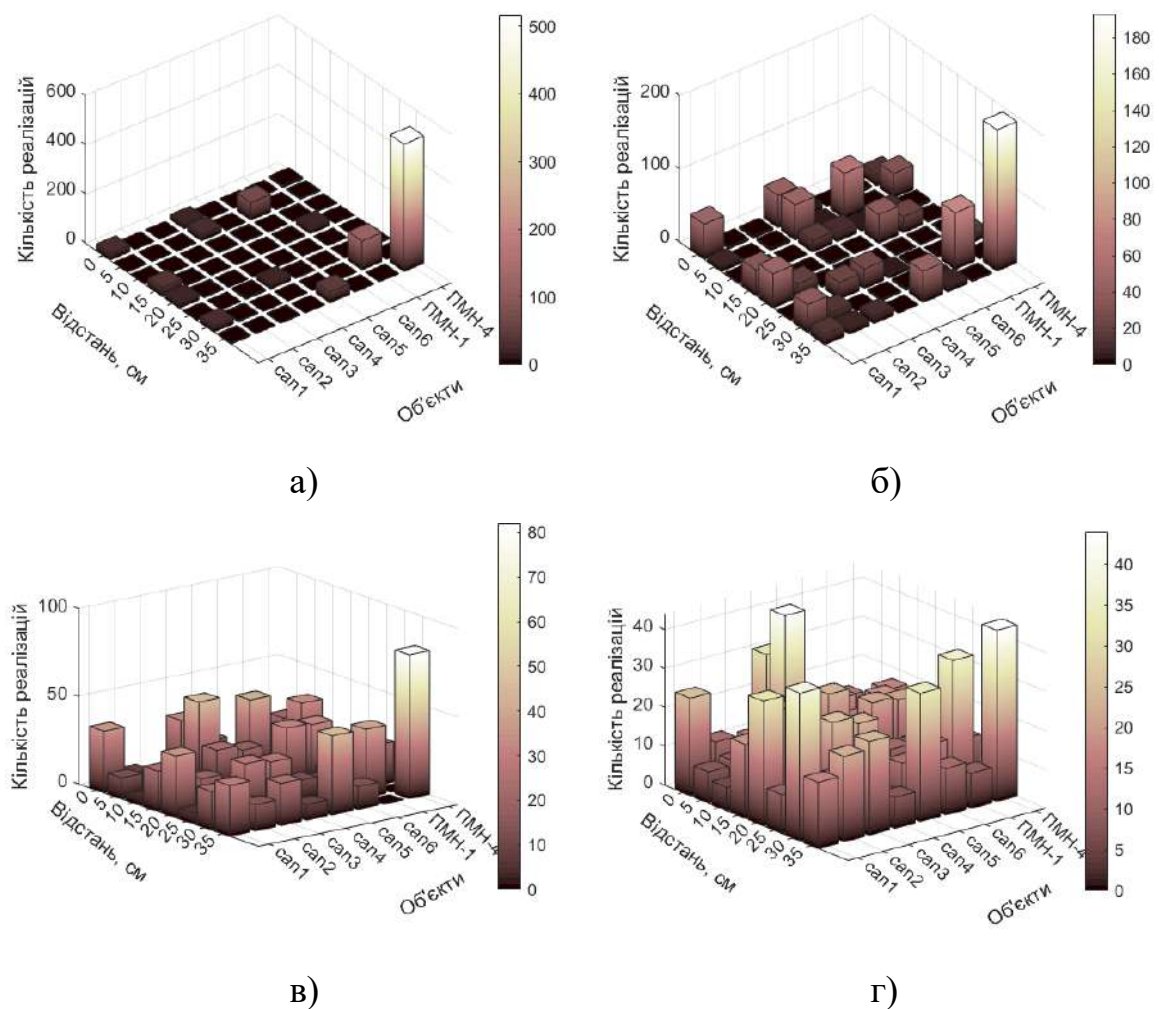


Рис. 4.66. Статистичний розподіл відповідей нейронної мережі для розпізнавання міни ПМН-4 на відстані 35 см від антени для таких рівнів сигнал-шум: а) 30 дБ, б) 25 дБ, в) 20 дБ, г) 15 дБ

4.2.7 Апробація запропонованого підходу ШНМ до обробки реальних радарограм, отриманих надширококугловим радаром в польових умовах

Наступним етапом цього дослідження було застосування цього підходу до експериментальних даних, отриманих за допомогою реального георадару. Антенна система 1Tx + 4Rx [179] була встановлена на роботизованій платформі, як показано на Рис. 4.67. Принцип дії антенної системи описані в [184]. З метою збільшення потужності випромінюваного сигналу габаритні розміри передавальної антени були збільшені в 1,5 рази по відношенню до передавальної антени, описаної в роботі.

Діапазон частот поточного георадара використовує антени діапазону частот 0,8 ГГц і 1,6 ГГц із центральною частотою 1,2 ГГц. Висота антенної системи над поверхнею землі при радіолокаційних вимірюваннях становить 32 см. Предмети були закопані в землю. Товщина ґрунту над об'єктами становила близько 3 см. Дискретизація по часу дорівнює 10 нс. Загальна кількість відліків в А-скані становить 512. Це означає, що загальне вікно часу становить 5,11 нс. Довжина досліджуваного шляху (Рис. 4.67) 2,6 м. Весь шлях складається з 513 А-сканів, розташованих приблизно на 0,50 см уздовж шляху. Відстань між предметами становила 60 см. В якості об'єктів дослідження були використані металеві банки та імітатори двох поширених протипіхотних мін ПМН-4 та ПМН-1. Об'єкти були закопані в землю на глибині 3 см по лінійній траєкторії з відстанню 60 см між об'єктами, як показано на Рис. 4.67.

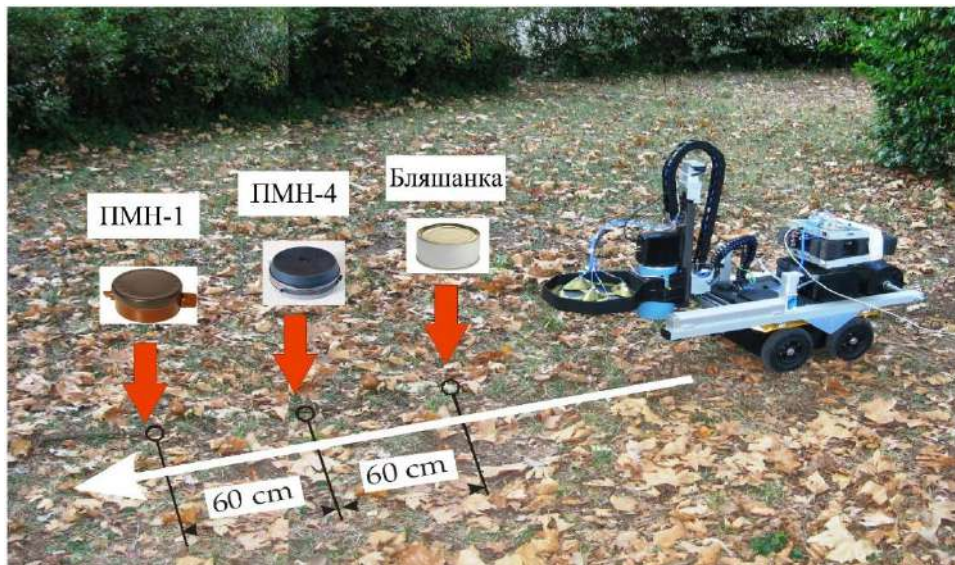


Рис. 4.67. Роботизована платформа на лінійному тестовому шляху

Часова залежність напруги збудження подібна до тієї, що використовується в числовому моделюванні. Для тренування ШНМ необхідно підготувати дані. Процес попередньої обробки вимірних сигналів детально описаний в [169] та [185]. Він включає в себе віднімання від сигналів прямого сигналу між опромінювачем та приймачами, прибиранні відбиття від землі. В результаті залишається тільки сигнал, який несе в собі інформацію про приховані об'єкти (Рис. 4.68).

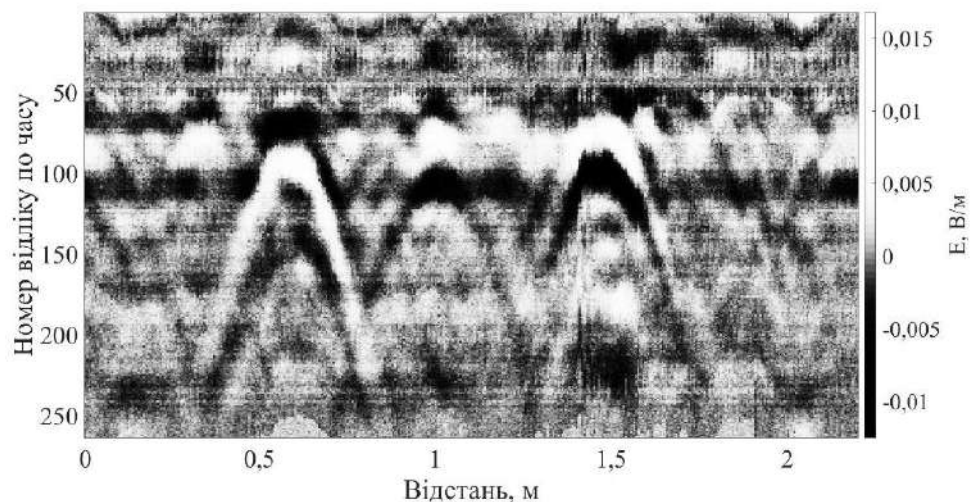


Рис. 4.68. Результати попередньої обробки А-сканів на відстані 0-2,6 м з трьома прихованими об'єктами

В результаті попередньої обробки сигнали з 4-х каналів послідовно зшиваються, і в результаті отримуємо вектор з довжиною в 1052 елементи. Такі зшиті часові залежності для різних положень в просторі георадару вступають в ролі тренувальних даних для ШНМ.

Для даного випадку була обрана конфігурація повнозв'язної ШНМ зі структурою 1052-500-250-94-SoftMax з нейронами, у яких лінійна функція активації, яка зображена на Рис. 4.69. Тут 1052 вхідних нейрона відповідають довжині вектору зшитих 4-х часових залежностей отриманих від приймачів. З іншого боку, на виході нейронної мережі було використано 94 вихідні нейрони з нормалізацією вихідного сигналу за допомогою функції SoftMax, яке встановлює рівень вихідного сигналу в межах 0–1. Вони допомагають у визначенні відстані від геометричного центру антенної системи до об'єктів дослідження. Перший вихідний нейрон відповідає положенню металевої банки безпосередньо під антенною, а 2–31 нейрони вказують на відстані 0–18 см для банки. 32 нейрон вказує про знаходження ПМН-4 безпосередньо під антенною системою, 32–62 відстані 0–18 см і аналогічно 63 нейрон вказує про відстань 0 см для ПМН-1 та 63–93 для відстаней 0–18 см. Обов'язкова наявність нейрону, який є індикатором присутності або відсутності об'єкту, в даному випадку це останній 94-й нейрон.

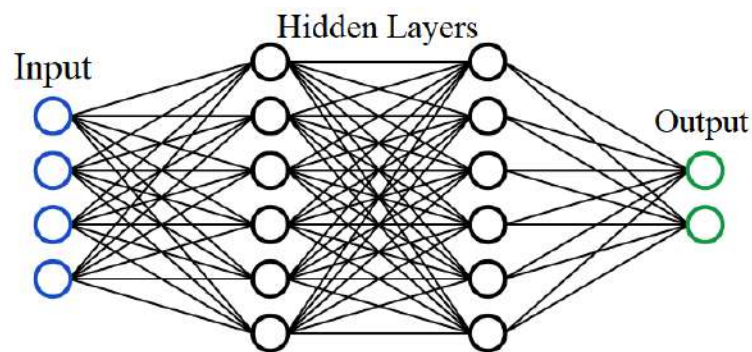


Рис. 4.69. Структура нейронної мережі

Додатково дані були зашумлені гаусовим шумом з відповідним рівнем енергії в межах ССШ = 35–10 дБ. Для кожного випадку було виконано 1000 таких реалізацій, а результати сигналів на виході усереднюються. Важливо також

відмітити, що рівень ССШ розраховується відповідно до енергії необробленого сигналу з георадару.

Розберемо на прикладі тестового проїзду результуючий графік Рис. 4.70, до якого не було застосований відносно слабкий рівень адитивного гаусового шуму з ССШ = 35 дБ. Тут ми бачимо 4 окремі вікна, які зображають відстань до конкретного об'єкту та окреме вікно з індикацією відсутності будь-якого об'єкту. Нормування функцією SoftMax дає нам змогу інтерпретувати вихідні усереднені сигнали по 1000 реалізацій адитивного шуму як вірогідність того чи іншого випадку. Для даного рівня ССШ = 35 дБ бачимо, що відстані до об'єктів ідентифікуються однозначно та вірно і те, що при віддалені на 18 см від геометричного центру антени система коректно каже нам про відсутність об'єкту.

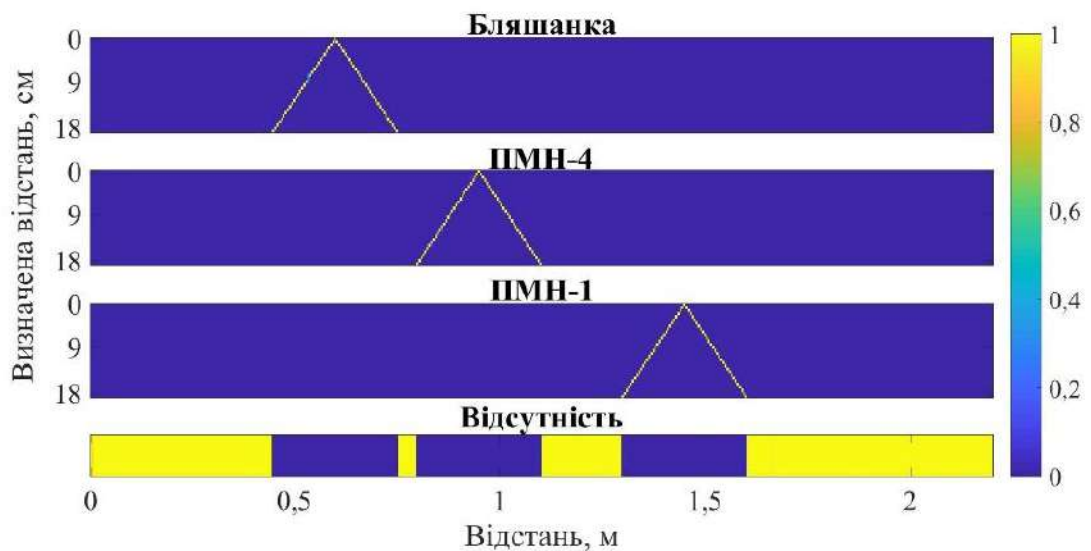


Рис. 4.70. Середні значення розпізнаних об'єктів і відповідних їм відстаней з ССШ = 35 дБ

Подальше тестування зі збільшенням адитивного шуму представлено на Рис. 4.71–4.75. Поступове збільшення рівня завади підвищує неоднозначність отриманих результатів – також росте рівень хибних спрацювань, коли при відсутності будь-якого об'єкту наявна індикація якогось із них. Межею рівня

завади, коли вже система точно не працює була визначена при рівні ССШ = 10 дБ
(Рис. 4.75).

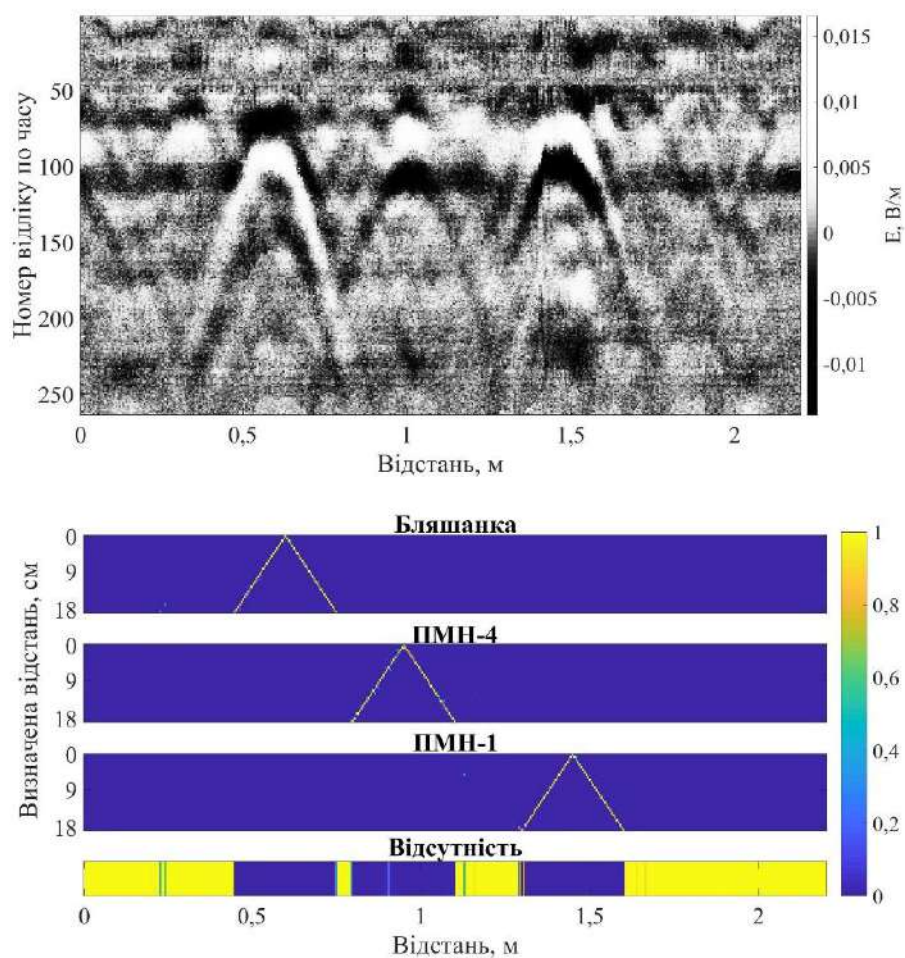
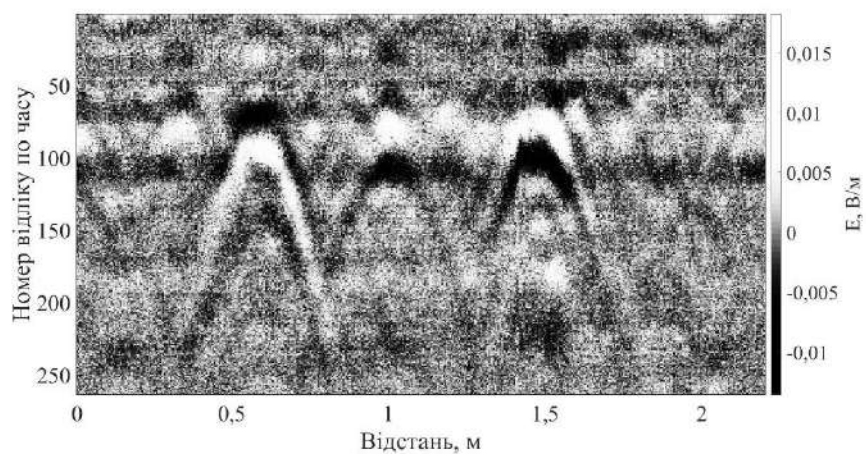


Рис. 4.47. Середні значення розпізнаних об'єктів і відповідних їм відстаней з ССШ = 30 дБ



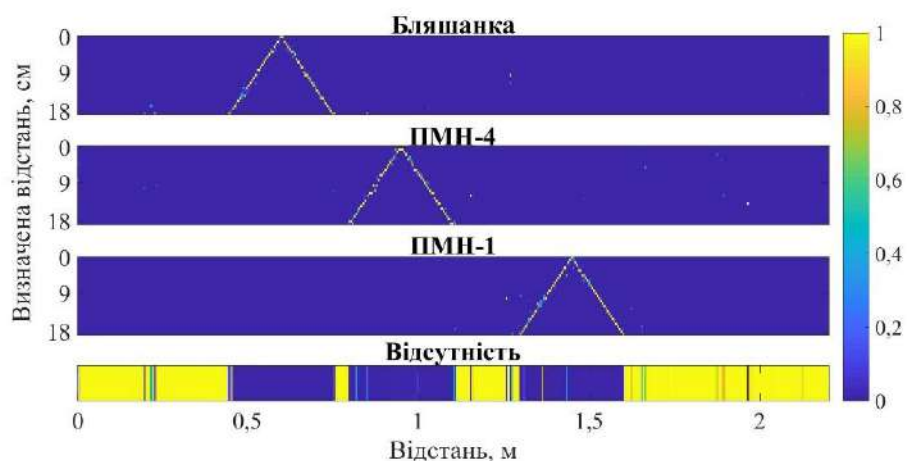


Рис. 4.72. Середні значення розпізнаних об'єктів і відповідних їм відстаней з ССШ = 25 дБ

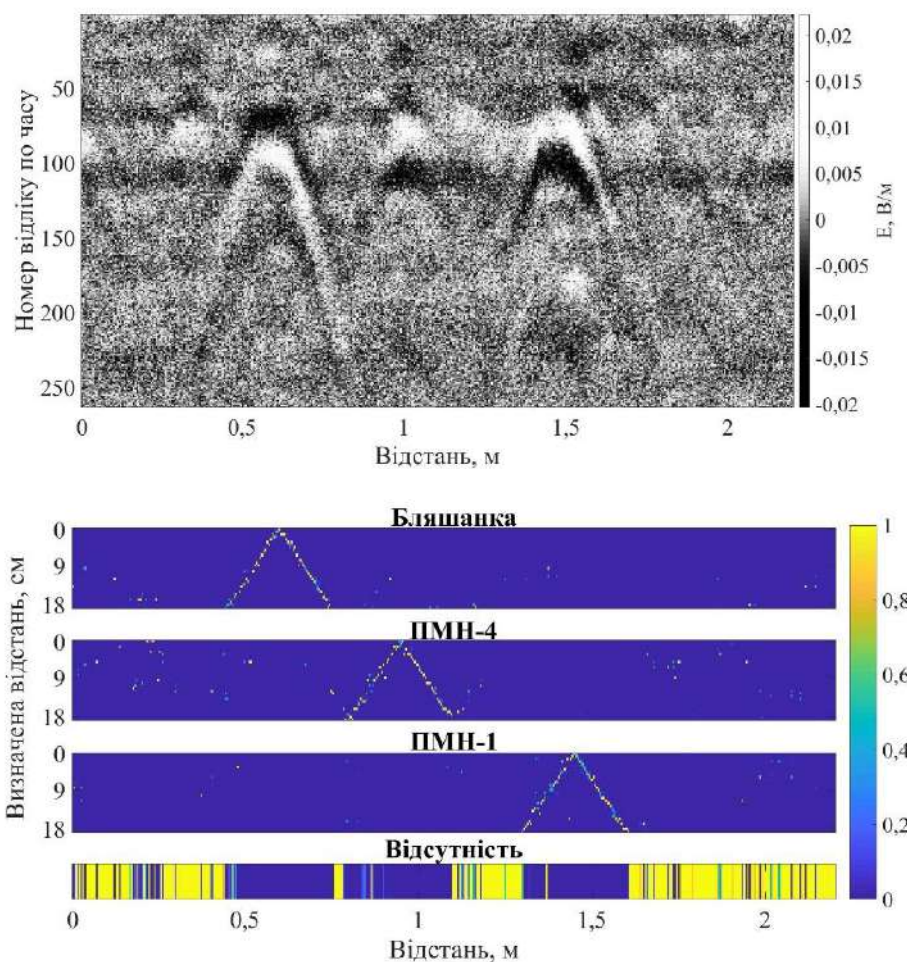


Рис. 4.73. Середні значення розпізнаних об'єктів і відповідних їм відстаней з ССШ = 20 дБ

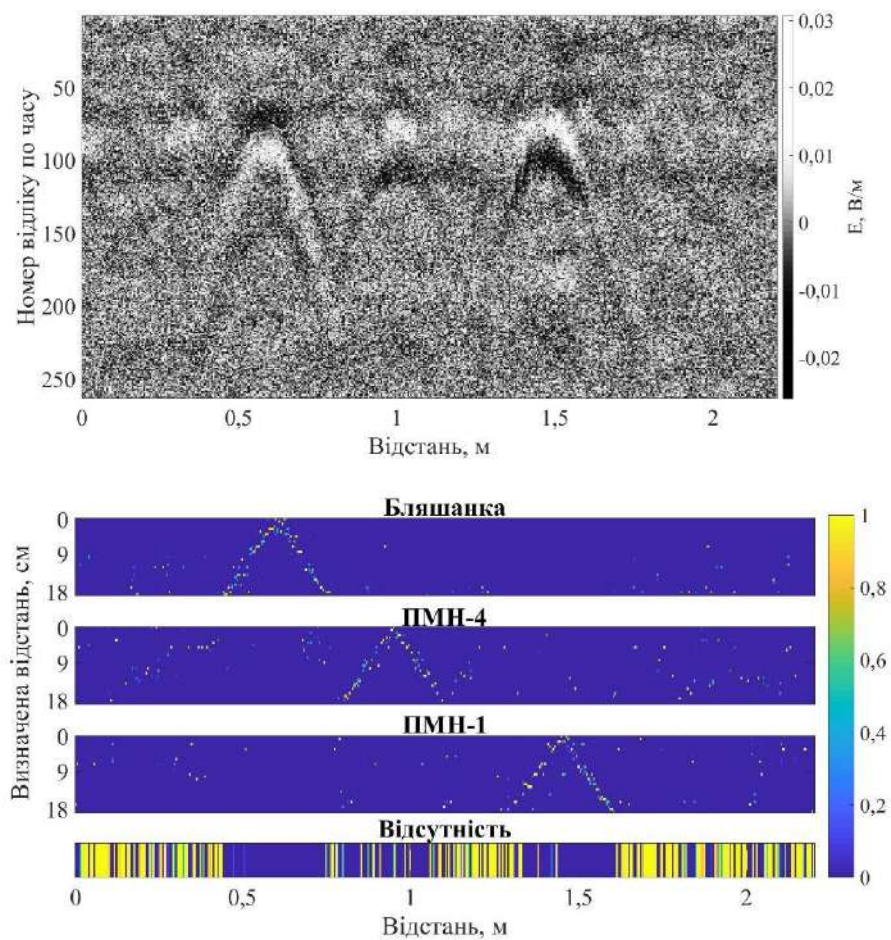
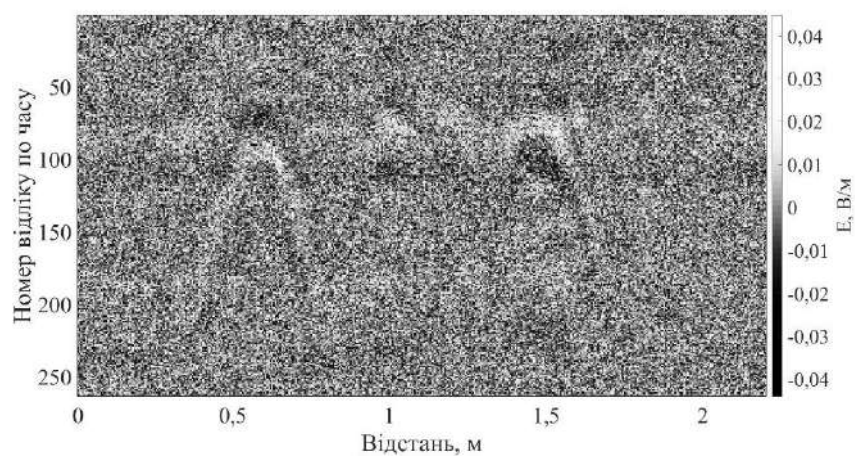


Рис. 4.74. Середні значення розпізнаних об'єктів і відповідних їм відстаней з ССШ = 15 дБ



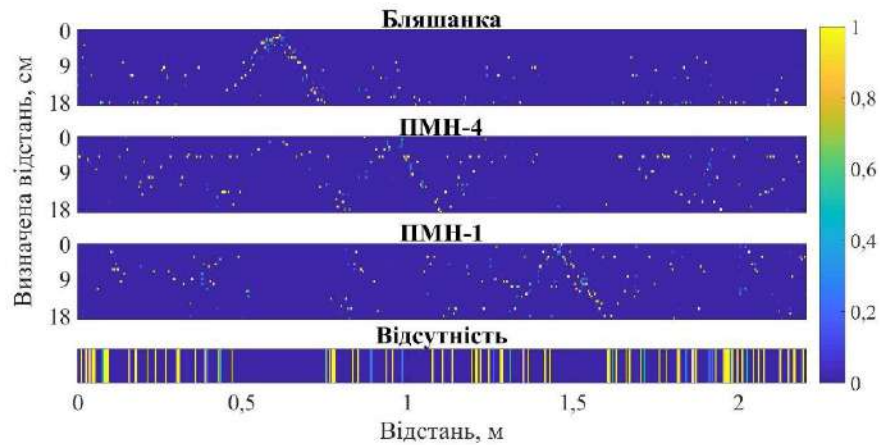


Рис. 4.75. Середні значення розпізнаних об'єктів і відповідних їм відстаней з ССШ = 10 дБ

4.3. Висновки до розділу 4

Система позиціонування на зміні форми випроміненої хвилі без носійного гармонічного коливання може бути ефективно використана у закритих приміщеннях та обмежених за розміром площах. Відмінною особливістю позиціонування на імпульсних електромагнітних хвилях є її висока завадостійкість до існуючих вузькосмугових електромагнітних хвиль. Порівняння ШНМ та методів кореляції для розпізнавання кутів показує, що штучні нейронні мережі можуть продемонструвати кращу точність, ніж кореляційний підхід. Надійним є використання ШНМ до значення ССШ = 10 дБ та вище і методу взаємної кореляції для ССШ = 20 дБ та вище. Але навіть для ССШ = 0 дБ ШНМ дає коректне розпізнавання кутів після статистичного усереднення результатів класифікації. ШНМ в числовому моделюванні демонструє час розрахунку на три порядки менший, ніж нам потрібно для розрахунку функції взаємної кореляції. Можна відзначити, що використання коротшого електромагнітного імпульсу підвищує якість класифікації кутів за наявності шуму для обох представлених методів.

Задача виявлення глибини розташування металевого об'єкту, який прихований в однорідному середовищі за допомогою ШНМ, що аналізує відбите

імпульсне електромагнітне поле, є більш складною, ніж задача встановлення його присутності. Для випадку моделі з надширокосмуговим опромінювачем типу «Метелик» важливо відмітити суттєву чутливість ШНМ до зміни висоти антенної системи, проте це можна компенсувати збільшенням тренувального набору.

Апроксимаційні властивості ШНМ дозволяють їм ефективно протистояти шумам у вхідних даних. Застосування попередньої обробки вхідних сигналів для знешумлення без знання шумової природи призводить до непередбачуваних результатів класифікації ШНМ. Статистично незначне поліпшення розпізнавання об'єкта досягнуто шляхом застосування вейвлет-перетворення, тоді як метод гусениці майже завжди призводив до погіршення класифікації об'єктів через те, що при дистанційному зондуванні корисна інформація міститься в складових відбитого поля, що мають малу енергію.

Розпізнавання моделі міни, захованої в ґрунті, може бути ефективно здійснено за допомогою ШНМ різних структур. Застосування шару SoftMax робить відповіді ШНМ більш контрастними, але призводить до ледве помітних помилок. Застосування методу Dropout в цілому підвищило якість роботи ШНМ для цієї задачі. Екстраполяція для нетренованих випадків не підходить для всіх видів ШНМ. Найкращих результатів розпізнавання для даної задачі вдалось досягти за допомогою глибокої ШНМ з нелінійною функцією збудження та без шару SoftMax.

Порівняння методів ШНМ та взаємної кореляції за наявності білого шуму різного рівня показує, що немає достовірних переваг у кінцевих результатах розпізнавання позицій об'єкта для обох підходів. Метод взаємної кореляції не потребує синхронізації часу між випромінювачем та приймачем, на відміну від ШНМ, але вимагає значного часу розрахунку. Існує можливість покращити якість класифікації розташування об'єкта, поєднавши ці два підходи. Виправдане використання різницевого сигналу у якості тренувальних даних для нейронної мережі. ШНМ забезпечує стабільні результати розпізнавання протипіхотних мін, незважаючи на сильну зашумленість вхідних сигналів.

ПІДСУМКИ

Класичні формули для усіх компонент випромінюваного поля, в тому числі і в ближній зоні, є наближеними, так як отримані у наближенні малості довжини диполя і його товщини. Застосування розкладу компонент векторного потенціалу в ряд Тейлора за малим параметром з врахуванням більшої кількості членів ряду у порівнянні із класичною процедурою дозволяє отримати електромагнітні поля в аналітичному вигляді. Це дозволяє в явному вигляді побачити, що в безпосередній близькості від джерела струму складових випроміненої хвилі немає. Її ідентифікація легко проводиться завдяки використанню розв'язку у часовому просторі, тому що хвилева частина електромагнітного поля має іншу часову залежність, а саме, пропорційна першій похідній за часом від збуджуючого струму.

Аналіз на конкретній функції збудження критерію дальньої зони, запропонованого Хармутом, показав, що ближня границя дальньої зони приймає різні значення в залежності від моменту часу, але актуальним її значенням є те, що спостерігається в момент проходження тієї частини імпульсу, що має найбільше інформаційне навантаження, найбільшу швидкість зміни в точці прийому.

Показано, що використання покращеного розв'язку для задач випромінювання систем електричних диполів Герца малих електричних розмірів не є принципово важливим. Уточнення розв'язку, що суттєво впливає на значення амплітуд полів на малих відстанях, за значущістю не перевершує вплив окремих повернутих та зміщених диполів. Обґрунтовано критерій межі хвильової зони для цього випромінювача, який у цьому випадку пов'язаний тільки з характерною тривалістю випроміненого імпульсу й зовсім не залежить від розмірів випромінювача. Дослідження зміни часової форми поперечної електричної складової поля дає змогу рекомендувати до використання аналіз цієї залежності з метою визначення відстані до випромінювача, і як метод фіксації роботи рейкотронних систем.

Формування хвилі у ближній зоні випромінювача електричного типу можна докорінним чином покращити, розташовуючи в ній випромінювач магнітного типу, що має, як відомо, дуальні електродинамічні параметри до випромінювача електричного типу. Перевагою такого комбінованого випромінювача, аналога антени Клевіна, є ефективне формування в невеликому фізичному об'ємі імпульсної хвилі з малими післяімпульсними коливаннями без застосування додаткових штучних омичних втрат, що є актуальним для її застосування для різних задач, в тому числі передачі інформації та зондування.

Завдяки еволюційному підходу було аналітично розв'язано у часовому просторі задачу опромінення діелектрика нестационарною хвилею апертурним джерелом скінченних розмірів. Шляхом зшивання компонент поля у часовому просторі вдалося у першому наближенні отримати аналітичні вирази для відбитого поля і поля, що пройшло в середовище. Вперше продемонстрована можливість формування «електромагнітного снаряду» у середовищі, що опромінене імпульсною електромагнітною хвилею надкороткої тривалості. Отримані результати можна легко узагальнити для випадку імпульсу довільної форми за допомогою методу інтегралу Дюамеля та для довільних точок спостереження.

Визначення діелектричної проникності проведено шляхом порівняння розрахункових залежностей коефіцієнта передачі резонатора від розташування зразка при різних значеннях з аналогічною вимірною залежністю по мінімуму значення стандартного відхилення. Отримане значення діелектричної проникності 2.04 ± 0.015 відповідає відомим даним та підтверджує правильність запропонованих критеріїв. У новому резонансному методі використовується збудження резонансу в структурі «хвилевід-матриця-включення». Діелектрична проникність і коефіцієнт втрат різних матеріалів визначені з похибкою 0,1% і 5% відповідно. Розрахунки показують, що метод ефективний для дослідження зразків з діелектричною проникністю до 80.

Система позиціонування на зміні форми випроміненої хвилі без носійного гармонічного коливання може бути ефективно використана у закритих

приміщеннях та обмежених за розміром площах. Відмінною особливістю позиціонування на імпульсних електромагнітних хвилях є її висока завадостійкість до існуючих вузькосмугових електромагнітних хвиль. Порівняння ШНМ та методів кореляції для розпізнавання кутів показує, що штучні нейронні мережі можуть продемонструвати кращу точність, ніж кореляційний підхід. Надійним є використання ШНМ до значення ССШ = 10 дБ та вище і методу взаємної кореляції для ССШ = 20 дБ та вище. Але навіть для ССШ = 0 дБ ШНМ дає коректне розпізнавання кутів після статистичного усереднення результатів класифікації. ШНМ в числовому моделюванні демонструє час розрахунку на три порядки менший, ніж нам потрібно для розрахунку функції взаємної кореляції. Можна відзначити, що використання коротшого електромагнітного імпульсу підвищує якість класифікації кутів за наявності шуму для обох представлених методів.

Задача виявлення глибини розташування металевого об'єкту, який прихований в однорідному середовищі за допомогою ШНМ, що аналізує відбите імпульсне електромагнітне поле, є більш складною, ніж задача встановлення його присутності. Для випадку моделі з надширокосмуговим опромінювачем типу «Метелик» важливо відмітити суттєву чутливість ШНМ до зміни висоти антенної системи, проте це можна компенсувати збільшенням тренувального набору.

Апроксимаційні властивості ШНМ дозволяють їм ефективно протистояти шумам у вхідних даних. Застосування попередньої обробки вхідних сигналів для знешумлення без знання шумової природи призводить до непередбачуваних результатів класифікації ШНМ. Статистично незначне поліпшення розпізнавання об'єкта досягнуто шляхом застосування вейвлет-перетворення, тоді як метод гусениці майже завжди призводив до погіршення класифікації об'єктів через те, що при дистанційному зондуванні корисна інформація міститься в складових відбитого поля, що мають малу енергію.

Розпізнавання моделі міни, захованої в ґрунті, може бути ефективно здійснено за допомогою ШНМ різних структур. Застосування шару SoftMax

робить відповіді ШНМ більш контрастними, але призводить до ледве помітних помилок. Застосування методу Dropout в цілому підвищило якість роботи ШНМ для цієї задачі. Екстраполяція для нетренованих випадків не підходить для всіх видів ШНМ. Найкращих результатів розпізнавання для даної задачі вдалось досягти за допомогою глибокої ШНМ з нелінійною функцією збудження та без шару SoftMax.

Порівняння методів ШНМ та взаємної кореляції за наявності білого шуму різного рівня показує, що немає достовірних переваг у кінцевих результатах розпізнавання позицій об'єкта для обох підходів. Метод взаємної кореляції не потребує синхронізації часу між випромінювачем та приймачем, на відміну від ШНМ, але вимагає значного часу розрахунку. Існує можливість покращити якість класифікації розташування об'єкта, поєднавши ці два підходи. Виправдане використання різницевого сигналу у якості тренувальних даних для нейронної мережі. ШНМ забезпечує стабільні результати розпізнавання протипіхотних мін, незважаючи на сильну зашумленість вхідних сигналів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. R. Akhmedov, "Neural Radio in DS-UWB IoT Applications," in *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 1073-1078, doi: [10.1109/UkrMW49653.2020.9252611](https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252611).
2. Q. Zhou, C. Shen, X. Chen and G. Feng, "UWB wireless positioning technology in the application," in *2016 IEEE Conference on Wireless Sensors (ICWiSE)*, Langkawi, Malaysia, 2016, pp. 106-109, doi: [10.1109/ICWISE.2016.8188551](https://doi.org/10.1109/ICWISE.2016.8188551).
3. M. Lu, X. Xiao, Y. Pang, G. Liu and H. Lu, "Detection and Localization of Breast Cancer Using UWB Microwave Technology and CNN-LSTM Framework," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 70, no. 11, pp. 5085-5094, Nov. 2022, doi: [10.1109/TMTT.2022.3209679](https://doi.org/10.1109/TMTT.2022.3209679).
4. S. Suwan, K. Southisombath and S. Promwong, "A Low Power Transmission Model Based UWB Technology for BAN Applications," in *2020 6th International Conference on Engineering, Applied Sciences and Technology (ICEAST)*, Chiang Mai, Thailand, 2020, pp. 1-4, doi: [10.1109/ICEAST50382.2020.9165470](https://doi.org/10.1109/ICEAST50382.2020.9165470).
5. M. Rokunuzzaman, A. Ahmed, T. Baum and W. S. T. Rowe, "UWB Power Penetration Inside a Realistic Human Head Model," in *2019 IEEE International Conference on Consumer Electronics - Asia (ICCE-Asia)*, Bangkok, Thailand, 2019, pp. 36-38, doi: [10.1109/ICCE-Asia46551.2019.8941606](https://doi.org/10.1109/ICCE-Asia46551.2019.8941606).
6. S. S. M. Chung and Y. -C. Chuang, "Characteristics of Electromagnetic Radiation of a Railgun at the Final Firing Stage," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 44, no. 1, pp. 49-59, Jan. 2016, doi: [10.1109/TPS.2015.2502268](https://doi.org/10.1109/TPS.2015.2502268).
7. S. S. M. Chung and Yu-Chou Chuang, "Electromagnetic radiation of railgun and shielding effects from its structures," in *2015 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, Taipei, Taiwan, 2015, pp. 474-477, doi: [10.1109/APEMC.2015.7175261](https://doi.org/10.1109/APEMC.2015.7175261).
8. K. Hong and S. Braidwood, "Stopping car engines using high power electromagnetic pulses," in *2010 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Sydney, NSW, Australia, 2010, pp. 378-381, doi: [10.1109/ICEAA.2010.5653113](https://doi.org/10.1109/ICEAA.2010.5653113).

9. G. -L. Zhang, J. -Y. Cai, G. Pan, W. Li and B. -F. Ren, "Research on accelerated electrical stress test for electronic product," in *2013 International Conference on Quality, Reliability, Risk, Maintenance, and Safety Engineering (QR2MSE)*, Chengdu, China, 2013, pp. 1106-1109, doi: [10.1109/QR2MSE.2013.6625759](https://doi.org/10.1109/QR2MSE.2013.6625759).
10. I. Pochanina, T. Ogurtsova, N. Blinova, G. Pochanin, V. Ruban and M. Nesterenko, "Regularities of UWB Pulse Reception by Ferrite Antenna," in *2022 IEEE 2nd Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Ukraine, 2022, pp. 695-700, doi: [10.1109/UkrMW58013.2022.10037039](https://doi.org/10.1109/UkrMW58013.2022.10037039).
11. O. Dumin, P. Fomin, V. Plakhtii and N. Mikhail, "Ultrawideband Combined Monopole-Slot Radiator of Clavin Type," in *2020 IEEE XXVth International Seminar/Workshop Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, Tbilisi, Georgia, 2020, pp. 32-36, doi: [10.1109/DIPED49797.2020.9273399](https://doi.org/10.1109/DIPED49797.2020.9273399).
12. G. Pochanin et al., "Application of the Industry 4.0 Paradigm to the Design of a UWB Radiolocation System for Humanitarian Demining," in *2018 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS)*, Odessa, Ukraine, 2018, pp. 50-56, doi: [10.1109/UWBUSIS.2018.8520226](https://doi.org/10.1109/UWBUSIS.2018.8520226).
13. S. Gutierrez et al., "Advances on the detection of Landmines and IEDs in Colombia using UWB GPR and Machine Learning Techniques," in *2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Dusseldorf, Germany, 2021, pp. 1-4, doi: [10.23919/EuCAP51087.2021.9411214](https://doi.org/10.23919/EuCAP51087.2021.9411214).
14. S. Wang and S. Wang, "UWB Radar Imaging Method for the Longwall Retreat and Creep Displacements Measurement in Underground Coal Mine," *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, pp. 1–12, Jan. 2023, doi: [10.1109/tase.2023.3298948](https://doi.org/10.1109/tase.2023.3298948)
15. S. Pandey et al., "Optimized Sensor for Broadband Dielectrometry of Biological Liquids of Small Volume," in *2021 51st European Microwave Conference (EuMC)*, London, United Kingdom, 2022, pp. 781-784, doi: [10.23919/EuMC50147.2022.9784378](https://doi.org/10.23919/EuMC50147.2022.9784378).

16. Hertz H. *Miscellaneous papers*. London: Macmillan and Co., Ltd., 1896. 341 p.
17. H. Schantz, *The art and Science of ultrawideband antennas*. Artech House, Boston, Mass, USA, 2005.
18. I. S. Volvach, O. M. Dumin and O. O. Dumina, "The energy of the field radiated by Hertz dipole," in *2011 VIII International Conference on Antenna Theory and Techniques*, Kyiv, Ukraine, 2011, pp. 86-88, doi: [10.1109/ICATT.2011.6170717](https://doi.org/10.1109/ICATT.2011.6170717).
19. G. P. Pochanin and I. Y. Pochanina, "Proper mode of excitation for large current radiators," in *2010 5th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, Sevastopol, Ukraine, 2010, pp. 218-220, doi: [10.1109/UWBUSIS.2010.5609136](https://doi.org/10.1109/UWBUSIS.2010.5609136).
20. J. Luszcz and R. Smolenski, "Low Frequency Conducted Emissions of Grid Connected Static Converters," *IEEE Electromagnetic Compatibility Mag.*, vol. 4, no. 1, pp. 86–100, 2015, doi: <https://doi.org/10.1109/MEMC.2015.7098518>.
21. M. Pous, F. Silva. "Prediction of the impact of transient disturbances in real-time digital wireless communication systems," *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, vol. 3, no. 3, pp. 76–83, 2014, doi: <https://doi.org/10.1109/memc.2014.6924332>.
22. M.H. Vogel, "Impact of lightning and high-intensity radiated fields on cables in aircraft," *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, vol. 3, no. 2, pp. 56–61, 2014, doi: <https://doi.org/10.1109/memc.2014.6849545>.
23. H. Tanaka, Y. Baba, C.F. Barbosa, "Effect of Shield Wires on the Lightning-Induced Currents on Buried Cables," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 58, no. 3, pp. 738–746, Feb. 2016, doi: <https://doi.org/10.1109/temc.2016.2523522>.
24. T. Maloney, "Pulsed Hertzian dipole radiation and electrostatic discharge events in manufacturing," *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, vol. 2, no. 3, pp. 37–46, 2013, doi: <https://doi.org/10.1109/memc.2013.6623294>.

25. D. Rodger, P.J. Leonard, J.F. Eastham, “Modelling electromagnetic rail launchers at speed using 3D finite elements,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 27, no. 1, pp. 314–317, Jan. 1991, doi: <https://doi.org/10.1109/20.101047>.
26. S. Tan, J. Lu, X. Zhang, B. Li, Y. Zhang, Y. Jiang, “The Numerical Analysis Methods of Electromagnetic Rail Launcher With Motion,” *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 44, no. 12, pp. 3417–3423, Dec. 2016, doi: <https://doi.org/10.1109/tps.2016.2605164>.
27. K.-T. Hsieh and B. K. Kim, “3D modeling of sliding electrical contact,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no. 1, pp. 237–239, Jan. 1997, doi: [10.1109/20.559961](https://doi.org/10.1109/20.559961).
28. O. Dumin, I.S. Volvach, O. Dumina “Transient Near Field of Hertzian dipole,” In Proc. 6th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS–2012), 2012. pp. 69–71. [10.1109/UWBUSIS.2012.6379735](https://doi.org/10.1109/UWBUSIS.2012.6379735)
29. O.M. Dumin, V.A. Plakhtii, I.S. Volvach, O.O. Dumina, “Near field of Hertzian dipole excited by impulse current”, in *Proc. 10th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT-2015)*, Kharkiv, Ukraine, pp. 90-92, 21-24 April 2015, doi: [10.1109/ICATT.2015.7136790](https://doi.org/10.1109/ICATT.2015.7136790)
30. О.М. Думін, В.А. Плахтій, Я.С. Вольвач, О.А. Думіна “Ближнее нестационарное поле диполя Герца” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*. Вип. 24, №1115, с. 29–34, 2014.
31. H.Harmuth, *Nonsinusoidal Waves for Radar and Radio Communications*. New York, Academic Press, 1981.
32. Y. M. Penkin, V. A. Semenikhin, L. P. Yatsuk, “Investigation of the internal and external characteristics of radiators such as a Clavin radiator,” *Radio Eng.* 1987, 83, pp. 3–10. (in Russian)
33. M.A. Barnes, “Ultra-wideband magnetic antenna,” U. S. Patent 6,091,374, 18 Jul.; 2000.
34. J. D. Taylor, *Ultrawideband radar: applications and design*. Boca Raton, Fl: Taylor & Francis, 2012.

35. Nathan Blaunstein; Christos G. Christodoulou, "Electromagnetic Aspects of Wave Propagation over Terrain," in *Radio Propagation and Adaptive Antennas for Wireless Communication Networks*, Wiley, 2014, pp.81-116, doi: <https://doi.org/10.1002/9781118816707.ch4>.
36. C. G. Windsor, L. Capineri, and P. Falorni, "A Data Pair-Labeled Generalized Hough Transform for Radar Location of Buried Objects," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 11, no. 1, pp. 124–127, Jan. 2014, doi: <https://doi.org/10.1109/LGRS.2013.2248119>.
37. Wei Li, Huilin Zhou, and Xiaoting Wan, "Generalized Hough Transform and ANN for subsurface cylindrical object location and parameters inversion from GPR data," 2012 14th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR), Jun. 2012, doi: <https://doi.org/10.1109/ICGPR.2012.6254874>.
38. N. Smitha, D. R. Ullas Bharadwaj, S. Abilash, S. N. Sridhara, and V. Singh, "Kirchhoff and F-K migration to focus ground penetrating radar images," *International Journal of Geo-Engineering*, vol. 7, no. 1, Apr. 2016, doi: <https://doi.org/10.1186/s40703-016-0019-6>.
39. R. F. Bloemenkamp and P. M. van den Berg, "Time-domain gradient-type methods for inversion of the subsurface," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2001 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting* (Cat. No.01CH37229), doi: <https://doi.org/10.1109/APS.2001.959809>.
40. W. Zhong, L. Jun, Y. Shengbao, J. Yanju, and Z. Guohua, "ATTEM: An Instrument System Using Transient Electromagnetic Pulse for Subsurface Imaging," in *2006 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings*, Apr. 2006, doi: <https://doi.org/10.1109/imtc.2006.328568>.
41. F. L. Teixeira and Weng Cho Chew, "Finite-difference computation of transient electromagnetic waves for cylindrical geometries in complex media," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 38, no. 4, pp. 1530–1543, Jul. 2000, doi: <https://doi.org/10.1109/36.851953>.

42. O. Pryshchenko, O. Dumin, V. Plakhtii, and G. Pochanin, "Subsurface Object Detection in Randomly Inhomogeneous Medium Model," *2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, pp. 167–171, Aug. 2021, doi: <https://doi.org/10.1109/ukrcon53503.2021.9575688>.
43. S. B. Nikitskiy, O. A. Tretyakov, and K. M. Yemelyanov, "Waveguide propagation of electromagnetic step signal," in *MELECON '98. 9th Mediterranean Electrotechnical Conference. Proceedings (Cat. No.98CH36056)*, pp. 263–266, doi: <https://doi.org/10.1109/melcon.1998.692387>.
44. O. A. Tretyakov, "Essentials of Nonstationary and Nonlinear Electromagnetic Field Theory," In: Hashimoto M, Idemen M, Tretyakov OA, editors. *Analytical and numerical methods in electromagnetic wave theory*. Ch. 3. Tokyo: Science House Co., Ltd.; 1993.
45. O. Dumin and O. Tretyakov, "Radiation of arbitrary signals by plane disk," in *MMET '96. VIth International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. Proceedings*, Lviv, Ukraine. pp. 248–251, doi: <https://doi.org/10.1109/mmet.1996.565704>.
46. O. A. Tretyakov, A. N. Dumin, "Emission of Nonstationary Electromagnetic Fields by a Plane Radiator," *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 54, no. 1, pp. 2–15, 2000, doi: <https://doi.org/10.1615/telecomradeng.v54.i1.10>.
47. O. M. Dumin, O. A. Tretyakov, R. D. Akhmedov, O. O. Dumina, "Evolutionary approach for the problem of electromagnetic field propagation through nonlinear medium," *Visnyk of V.N. Karazin Kharkiv National University, series "Radio Physics and Electronics"*, vol. 24 (1115), pp. 23-28, 2014.
48. R. Akhmedov, O. Dumin, V. A. Katrich, "Impulse radiation of antenna with circular aperture," *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 77, no. 20, pp. 1767–1784, 2018, doi: <https://doi.org/10.1615/telecomradeng.v77.i20.10>.
49. R. G. Carter, "Accuracy of microwave cavity perturbation measurements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 5, pp. 918–923, May 2001, doi: <https://doi.org/10.1109/22.920149>.

50. Z. Abbas, R. D. Pollard, and R. W. Kelsall, "Complex permittivity measurements at Ka-Band using rectangular dielectric waveguide," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, no. 5, pp. 1334–1342, 2001, doi: <https://doi.org/10.1109/19.963207>.
51. Y. N. Noskov, "Method for measuring properties of high relative dielectric constant materials in a cutoff waveguide cavity," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 3, pp. 329–333, Mar. 2000, doi: <https://doi.org/10.1109/22.826830>.
52. C. Qian and W.B. Dou, "A new approach for measuring permittivity of dielectric materials," *Journal Electromagnetic Wave and Applications*, Vol. 19, 795–810, 2005.
53. A. Bogle, M. Havrilla, D. Nyquis, L. Kempel, and E. Rothwell. "Electromagnetic material characterization using a partially filled rectangular waveguide," *Journal Electromagnetic Wave and Applications*, Vol. 19, 1291–1306, 2005.
54. P. Banerjee, S. K. Biswas, G. Ghosh, "Dielectric Properties of EVA Rubber Composites at Microwave Frequencies Theory, Instrumentation and Measurements," *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy (JMPEE)*, 45(1), pp 24-29, 2011.
55. J. Baker-Jarvis, M.D. Janezic, D.C. deGroot, "Tutorial on high frequency dielectric measurements," *IEEE Instrumentation and Measurements Magazine*. 2010, 13, pp. 24–31.
56. D.C. Dube, L.T. Lanagan, J.H. Kim, S.J. Jang, "Dielectric measurements on substrates materials at microwave frequencies using cavity perturbation technique," *J. Appl. Phys.* 1988, 63, pp. 2466–2468.
57. Jyh Sheen, "Study of microwave dielectric properties measurements by various resonance techniques," *Measurement*, vol. 37, no. 2, pp. 123–130, 2005.
58. P. Banerjee, G. Ghosh, S. K. Biswas. "Measurement of dielectric properties of medium loss samples at X-band frequencies," *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*, vol.12, no.6, pp. 1367-1371, 2010.

59. B. W. Hakki, P. D. Coleman, "A dielectric resonator method of measuring inductive capacities in the millimeter range," *IRE Trans. Microwave Theory Tech. MTT-8 (1960)*, pp. 402–410.
60. A. Kumar, S. Sharma, and G. Singh, "Measurement of dielectric constant and loss factor of the dielectric material at microwave frequencies," *Progress in Electromagnetics Research*, 2007, vol. 69, pp. 47–54, 2007.
61. S. Balmus, G. Pascariu, F. Creanga, I. Dumitru, and D. Sandu, "The cavity perturbation method for the measurement of the relative dielectric permittivity in the microwave range," *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*, vol. 8, no. 3, pp. 971 – 977, 2006.
62. A. Brovko, E. K. Murphy, M. Rother, H. P. Schuchmann, and V. V. Yakovlev, "Waveguide Microwave Imaging: Spherical Inclusion in a Dielectric Sample," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 9, pp. 647–649, Sep. 2008, doi: <https://doi.org/10.1109/lmwc.2008.2002498>.
63. A. Brovko, E. Murphy, M. Rother, H. Schuchmann, and V. Yakovlev, "Microwave Imaging in Closed Cavities — Locating Spatial Inhomogeneities of Dielectric Objects," *PIERS*, pp. 631–637, Aug. 2009.
64. M. D. Deshpande, C. J. Reddy, P. I. Tiemsin, and R. Cravey, "A new approach to estimate complex permittivity of dielectric materials at microwave frequencies using waveguide measurements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 3, pp. 359–366, Mar. 1997, doi: <https://doi.org/10.1109/22.563334>.
65. A. Aydoğan, M. N. Akıncı, and F. Akleman, "Complex permittivity determination only with reflection coefficient in partially filled waveguides," *Measurement Science and Technology*, vol. 29, no. 11, Oct. 2018, doi: <https://doi.org/10.1088/1361-6501/aadcabc>.
66. M. P. Robinson, L. C. Fitton, A. Little, S. N. Cobb, and S. P. Ashby, "Dielectric replica measurement: a new technique for obtaining the complex permittivity of irregularly shaped objects," *Measurement Science and Technology*, vol. 30, no. 4, pp. 045902–045902, Mar. 2019, doi: [10.1088/1361-6501/ab0466](https://doi.org/10.1088/1361-6501/ab0466).

67. J. -C. Bolomey and L. Jofre, "Three decades of active microwave imaging achievements, difficulties and future challenges," *2010 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems*, Honolulu, HI, USA, 2010, pp. 1-4, doi: [10.1109/ICWITS.2010.5611904](https://doi.org/10.1109/ICWITS.2010.5611904).
68. M. Chiappe and G. L. Gragnani, "Analytical Solution to Inverse Electromagnetic Scattering: Shape and Position Reconstruction of Dielectric Objects," *2007 IEEE International Workshop on Imaging Systems and Techniques*, Cracovia, Poland, 2007, pp. 1-6, doi: [10.1109/IST.2007.379589](https://doi.org/10.1109/IST.2007.379589).
69. Gian Luigi Gragnani, "Shape reconstruction of 2-D dielectric objects by an analytical method," *International Journal of Signal and Imaging Systems Engineering*, vol. 3, no. 2, pp. 81–81, Jan. 2010, doi: [10.1504/ijssise.2010.034997](https://doi.org/10.1504/ijssise.2010.034997).
70. A. Smirnov, E. A. Sheina, Yury Shestopalov, and A. N. Semenov, "Numerical simulation of a nonuniform dielectric inclusion in a waveguide aimed at reconstructing its permittivity," Sep. 2015, doi: [10.1109/iceaa.2015.7297147](https://doi.org/10.1109/iceaa.2015.7297147).
71. A. Smirnov, Y. Shestopalov, A. Semenov, "FDTD Simulation of Waveguide with Non-uniform Dielectric Slab" in *Progress in Electromagnetics Research Symposium*, Stockholm, Sweden, August 12-15 2013, pp. 76–83
72. E. A. Sheina, A. P. Smirnov, and Yury Shestopalov, "Influence of standing waves on the solution of the inverse problem of reconstructing parameters of a dielectric inclusion in a waveguide," *URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS)*, Espoo, Finland, August 14-18 2016, pp 643–46, doi: [10.1109/ursi-emts.2016.7571479](https://doi.org/10.1109/ursi-emts.2016.7571479).
73. P. Misra, P. Enge, *Global positioning system: Signals, measurements, and performance*. Ganga-Jamuna Press, 2011.
74. Wu, C. Chen, N. Yang, H. Hui, and P. Xu, "Design of Differential GPS System Based on BP Neural Network Error Correction for Precision Agriculture," In *Proc. 2019 Chinese Intelligent Automation Conference '08*, 2019, pp. 426–438, doi: https://doi.org/10.1007/978-981-32-9050-1_49.
75. X. Cui, J. Li, J. Li, J. Liu, T. Huang, and H. Chen, "Research on autocorrelation and cross-correlation analyses in vehicular nodes positioning,"

International Journal of Distributed Sensor Networks, vol. 15, no. 4, Apr. 2019, doi: <https://doi.org/10.1177/1550147719843864>.

76. A. Martinelli, M. Dolfi, S. Morosi, L. Mucchi, M. Paoli, and A. Agili, “Ultra-wide Band Positioning in Sport: How the Relative Height Between the Transmitting and the Receiving Antenna Affects the System Performance,” *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 27, no. 1, pp. 18–29, Oct. 2019, doi: <https://doi.org/10.1007/s10776-019-00470-7>.

77. R. F. Brena, J. P. García-Vázquez, C. E. Galván-Tejada, D. Muñoz-Rodríguez, C. Vargas-Rosales, and J. Fangmeyer, “Evolution of Indoor Positioning Technologies: A Survey,” *Journal of Sensors*, pp. 1–21, 2017, doi: <https://doi.org/10.1155/2017/2630413>.

78. О.М. Думін, В.А. Плахтій, І.Д. Персанов, Ш. Као, “Система позиціонування на імпульсних надширококутових полях,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 31, с. 36-46, 2019, doi: [10.26565/2311-0872-2019-31-04](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2019-31-04)

79. H. G. Schantz, R. E. DePierre, “System and method for near-field electromagnetic ranging,” U. S. 6,963,301 B2, 8 Nov., 2005.

80. H. G. Schantz, C. Weil, and A. H. Unden, “Characterization of error in a Near-Field Electromagnetic Ranging (NFER) Real-Time Location System (RTLIS),” *IEEE Radio and Wireless Symposium*, Jan. 2011, doi: <https://doi.org/10.1109/rws.2011.5725491>.

81. A. S. Turk, K. A. Hocaoglu, A. A. Vertiy, *Subsurface Sensing*, John Wiley & Sons, 2011.

82. 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*, pp. 13-18, Sep. 2014.

83. I. J. Immoreev, “Main capabilities and features of ultra wideband (UWB) radars. Radio Physics and Radio Astronomy,” vol. 7, no. 4, pp. 339-344, 2002.

84. H. F. Harmuth, R. N. Boules, M. G. M. Hussain, *Electromagnetic signals: reflection, focusing, distortion, and their practical applications*. New York: Kluwer Academic, Plenum Publishers, 1999.
85. I. Immoreev, S. Samkov, Teh-HoTao, "Short-Distance Ultra-Wideband Radars," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 20, no. 6, pp. 9–14, 2005.
86. D. V. Shirokorad, A. N. Dumin, O. A. Dumina, V. A. Katrich, "Analysis of Pulsed Fields Reflected from a Layered Lossy Medium Using Artificial Neural Network," *Telecommunications and radio engineering*, vol. 70, no.10, pp. 873–881, 2011.
87. J. C. Cook, "Proposed monocycle-pulse very high frequency radar for airborne ice and snow measurement", *Trans. AIEE Commun. Electron.*, no. 79, pp. 588–594, 1960.
88. G. Pochanin, S. Masalov, I. Pochanina, L. Capineri, P. Falorni, T. Bechtel, "Modern Trends in Development and Application of the UWB Radar Systems", Proc. 8th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, Sep. 2016, pp. 7–11, doi: [10.1109/UWBUSIS.2016.7724141](https://doi.org/10.1109/UWBUSIS.2016.7724141)
89. D. H. Hubel and T. N. Wiesel, "Receptive fields, binocular interaction, and functional architecture in the cat's visual cortex," *Journal of Physiology*, vol. 160, pp. 106–154, 1962.
90. D. Hebb, *Organization of behaviour*, New York, J. Wiley, 1949.
91. Haykin S. *Neural Networks*, 2nd ed., New Jersey: Prentice-Hall, 1999
92. O. M. Dumin, O. O. Dumina and D. V. Shyrokora, "Time domain analysis of fields reflected from model of human body surface using artificial neural network," *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, Berlin, Germany, 2009, pp. 235-238.
93. 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, Feb. 2004, doi: [10.3997/1873-0604.2003011](https://doi.org/10.3997/1873-0604.2003011)

94. 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*, pp. 846–849, 2010, doi: [10.23919/EUMC.2010.5616384](https://doi.org/10.23919/EUMC.2010.5616384)
95. X. Gao, F. Podd, W. van Verre, D. J. Daniels, A. J. Peyton, “Investigating the Performance of Bi-Static GPR Antennas for Near-Surface Object Detection,” *Sensors*, vol. 19, no. 1, p. 170, Jan. 2019, doi: <https://doi.org/10.3390/s19010170>.
96. Q. 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*, Aug. 2011, doi: <https://doi.org/10.5772/16717>.
97. O. Drobakhin, A. Doronin, “Estimation of thickness of subsurface air layer by neuron network technology application to reflected microwave signal”, in *Proc. XII Int. Conf. on MMET*, 2008, pp. 150-152, doi: [10.1109/MMET.2008.4580920](https://doi.org/10.1109/MMET.2008.4580920)
98. O. O. Drobakhin, A. V. Doronin, “Neural network application for dielectric structure parameter determination by multifrequency methods”, in *Proc. Third International Conference of Ultrawideband and ultrashort impulse signals*, 2006, pp. 358–360, doi: [10.1109/UWBUS.2006.307256](https://doi.org/10.1109/UWBUS.2006.307256)
99. X. L. Travassos, S. L. Avila, N. Ida, “Artificial Neural Networks and Machine Learning techniques applied to Ground Penetrating Radar: A review,” *Applied Computing and Informatics*, Oct. 2018, doi: <https://doi.org/10.1016/j.aci.2018.10.001>.
100. 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, doi: [10.1515/amcs-2015-0068](https://doi.org/10.1515/amcs-2015-0068)
101. A. Ristic, M. Govedarica, M. Vrtunski, D. Petrovacki, “Application of GPR for creating underground structure model of specific areas of interest,” in *Proc. 15th International Conference on Ground Penetrating Radar '06-07*, 2014, pp. 450–455, doi: [10.1109/ICGPR.2014.6970464](https://doi.org/10.1109/ICGPR.2014.6970464)

102. H. Liu, X. Huang, B. Xing, J. Cui, B.F. Spencer, Q. H. Liu, “Estimating Azimuth of Subsurface Linear Targets By Polarimetric GPR,” in *Proc. IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium '07*, 2018, pp. 6784–6787, doi: [10.1109/IGARSS.2018.8517637](https://doi.org/10.1109/IGARSS.2018.8517637)
103. F. H. C. Tivive, A. Bouzerdoum, C. Abeynayake, “GPR Target Detection by Joint Sparse and Low-Rank Matrix Decomposition,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 57, no. 5, Nov., pp. 2583–2595, 2018, doi: [10.1109/TGRS.2018.2875102](https://doi.org/10.1109/TGRS.2018.2875102)
104. S. Zhao, I. L. Al-Qadi, “Super-Resolution of 3-D GPR Signals to Estimate Thin Asphalt Overlay Thickness Using the XCOMP Method,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 57, no. 2, Aug., pp. 893–901, 2018, doi: [10.1109/TGRS.2018.2862627](https://doi.org/10.1109/TGRS.2018.2862627)
105. A. Taflove, S. Hagness, “Computational Electromagnetics: The Finite-Difference Time-Domain Method” in *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, Boston, London, Artech House; 2005, pp. 629–669.
106. Y. Liu and L. Guo, “FDTD investigation on GPR detecting of underground subsurface layers and buried objects,” In *Proc. IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization '07*, 2016, pp. 1–2, doi: [10.1109/nemo.2016.7561622](https://doi.org/10.1109/nemo.2016.7561622).
107. I. Giannakis, A. Giannopoulos, C. Warren, “A Machine Learning-Based Fast-Forward Solver for Ground Penetrating Radar With Application to Full-Waveform Inversion,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 57, no. 7, Jan., pp. 4417–4426, 2019, doi: [10.1109/TGRS.2019.2891206](https://doi.org/10.1109/TGRS.2019.2891206)
108. K. Hasija, S. Vadhera, A. Kumar, A. Kishore, “Detection and location of faults in underground cable using Matlab/Simulink/ANN and OrCad,” in *Proc. 6th IEEE Power India International Conference '12*, 2014, pp. 1–5. doi: [10.1109/poweri.2014.7117624](https://doi.org/10.1109/poweri.2014.7117624).
109. S. Birkenfeld, “Automatic detection of reflexion hyperbolas in gpr data with neural networks,” in *Proc. of the World Automation Congress '09*, 2010, pp. 1–6.

110. 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,” in *Proc. Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves '02*, 2010, pp. 1–3, doi: <https://doi.org/10.1109/MSMW.2010.5546075>
111. W. M. Moon, X. G. Miao, V. Singhroy, P. D. Lowman, “Integrated geophysical imaging of the Sudbury Structure using ERS-1 SAR and other airborne geophysical data,” in *Proc. of the IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium '08*, 1994, p. 711, doi: [10.1109/IGARSS.1994.399236](https://doi.org/10.1109/IGARSS.1994.399236)
112. Y. Zhou, W. Chen, “MCA-Based Clutter Reduction From Migrated GPR Data of Shallowly Buried Point Target,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 57, no. 1, pp. 432–448, Jan. 2019, doi: [10.1109/tgrs.2018.2855728](https://doi.org/10.1109/tgrs.2018.2855728).
113. X. Bai, X. Peng, “Radar Image Series Denoising of Space Targets Based on Gaussian Process Regression,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 57, no. 7, pp. 4659–4669, Feb. 2019, doi: [10.1109/tgrs.2019.2892183](https://doi.org/10.1109/tgrs.2019.2892183).
114. H.M. El-Bakry, Q. Zhao, “A modified frequency domain cross correlation implemented in MATLAB for fast sub-image detection using neural networks,” In *Proc. 2005 IEEE International Joint Conference on Neural Networks '07-08*, 2005, doi: [10.1109/ijcnn.2005.1556152](https://doi.org/10.1109/ijcnn.2005.1556152)
115. The North Atlantic Treaty Organization, “NATO supports humanitarian demining in Ukraine,” *NATO News*, May 2016 Available: https://www.nato.int/cps/en/natohq/news_131607.htm?selectedLocale=en. [Accessed: Oct 2023]
116. M. K. Habib, “Development of robot and navigation techniques for humanitarian demining,” *6th IEEE International Conference on Industrial Informatics*, Jul. 2008, doi: [10.1109/INDIN.2008.4618135](https://doi.org/10.1109/INDIN.2008.4618135).
117. S. L. Earp, E. Hughes, T. J. Elkins, R. Vickers, “Ultra-wideband ground-penetrating radar for the detection of buried metallic mines,” in *Proc. 1996 IEEE National Radar Conference '05*, 1996, doi: [10.1109/NRC.1996.510648](https://doi.org/10.1109/NRC.1996.510648).

118. P. Millot, L. Castanet, L. Casadebaig, N. Maaref, A. Gaugue, M. Ménard, J. Khamlichi, G. Louis, N. Fortino, J.-Y. Dauvignac, G. Clementi, M. Schortgen, L. Quellec, V. Laroche, “An UWB Through-The-Wall radar with 3D imaging, detection and tracking capabilities,” in *European Radar Conference (EuRAD)*, Sep. 2015, doi: [10.1109/EuRAD.2015.7346281](https://doi.org/10.1109/EuRAD.2015.7346281).
119. Y. Hai-zhong, Ouyang Yu-feng, H. Chen, “Application of ground penetrating radar to inspect the metro tunnel,” in *14th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR)*, Jun. 2012, doi: [10.1109/ICGPR.2012.6254963](https://doi.org/10.1109/ICGPR.2012.6254963).
120. Z. Hölbling, H. Mihaldinec, D. Ambruš, H. Džapo, V. Bilas, D. Vasić, “UWB localization for discrimination-enabled metal detectors in humanitarian demining,” in *IEEE Sensors Applications Symposium (SAS)*, Mar. 2017, doi: [10.1109/SAS.2017.7894073](https://doi.org/10.1109/SAS.2017.7894073).
121. A. W. Morgenthaler and C. M. Rappaport, “Fast GPR underground shape anomaly detection using the Semi-Analytic Mode Matching (SAMM) algorithm,” in *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium – IGARSS*, Jul. 2013, doi: [10.1109/IGARSS.2013.6723051](https://doi.org/10.1109/IGARSS.2013.6723051).
122. O. Dumin, V. Plakhtii, O. Pryshchenko, G. Pochanin, “Comparison of ANN and Cross-Correlation Approaches for Ultra Short Pulse Subsurface Survey,” in *15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET – 2020)*, Feb. 2020, <https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235459>.
123. P. Sharma, B. Kumar, D. Singh, S.P. Gaba, “Metallic Pipe Detection using SF -GPR: A New Approach using Neural Network,” in *2016 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, Jul. 2016. <https://doi.org/10.1109/IGARSS.2016.7730726>.
124. R. Callan, *The essence of neural networks*. New York: Prentice Hall Europe, 1999.
125. О. М. Думін, В. А. Плахтій, О. А. Прищенко, Д. В. Широкоград, “Розпізнавання об'єктів під поверхнею землі при надширококутній радіоінтроскопії за допомогою штучних нейронних мереж,” *Вісник Харківського*

національного університету імені В.Н. Каразіна. *Радіофізика та електроніка*, no. 28, с. 24-29, 2018.

126. О. М. Думін, В.А. Плахтій, О. А. Прищенко, Д. В. Широкоград, Я. С. Вольвач, “Вплив зменшення шуму вхідного сигналу на класифікацію місцезнаходження об’єкту штучною нейронною мережею при надширокосмуговій радіоінтроскопії,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, no. 31, с. 27–35, 2019, doi: [10.26565/2311-0872-2019-31-03](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2019-31-03).

127. О.М. Думін, В.А. Плахтій, П.Г. Фомін, М.В. Нестеренко, “Надширокосмуговий комбінований вібраторно-щілинний випромінювач типу клевіна” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 32, с. 18–24. 2020, doi: [10.26565/2311-0872-2020-32-02](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2020-32-02)

128. О.М. Думін, В.А. Плахтій, Я.С. Вольвач, О.А. Думіна, “Зоны излучения импульсного излучателя малых электрических размеров,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 26, с. 35–41, 2017.

129. V. A. Plakhtii, O. M. Dumin, V. A. Katrich, and O. O. Dumina, “Field regions of impulse current radiator of small size,” 2016 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW), Jun. 2016, doi: [10.1109/msmw.2016.7538066](https://doi.org/10.1109/msmw.2016.7538066).

130. V. A. Plakhtii, O. M. Dumin, V. A. Katrich, O. O. Dumina, and I. S. Volvach, “Energy transformation of transient field of Herzian dipole,” 2016 IEEE International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET), Jul. 2016, doi: [10.1109/mmet.2016.7544054](https://doi.org/10.1109/mmet.2016.7544054).

131. C.A. Balanis, *Antenna Theory*. New York: Wiley, 1997, 941 pp.

132. R.C. Hansen, *Microwave Scanning Antennas*. New York: Academic Press, 1964, 442 pp.

133. L.G. Sodin, “Characteristics of pulsed radiation from antennas (An electromagnetic missile),” *Radiotekhnika i Elektronika*, vol. 36, no. 5, p. 1014–1022.

134. N. N. Gorobets and R. I. Tsekhmistro, "Phase relations in the near zone field of short vibrator antennas," in *1999 9th International Crimean Microwave Conference 'Microwave and Telecommunication Technology'. Conference Proceedings (IEEE Cat. No.99EX363)*, Sevastopol, Ukraine, 1999, pp. 223-224, doi: [10.1109/CRMICO.1999.815211](https://doi.org/10.1109/CRMICO.1999.815211).
135. G.P. Pochanin, S.A. Masalov, "Large current radiators. Problems and progress Electromagnetic phenomena," vol.7, №1(18). pp. 45-75, 2007.
136. Д.І. Гавриленко, О.М. Думін, В.А. Плахтій, "Аналіз імпульсного електромагнітного поля у часовому просторі на границі розділу двох середовищ» *Вісник Харківського національного університету імені імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка»,* вип. 35, с. 39–52, 2021, doi: <https://doi.org/10.26565/2311-0872-2021-35-04>
137. D. Havrylenko, O. Dumin and V. Plakhtii, "Irradiation of Medium by Plane Disk with Uniform Distribution of Transient Current," *2021 IEEE 26th International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, Tbilisi, Georgia, 2021, pp. 74-77, doi: [10.1109/DIPED53165.2021.9552298](https://doi.org/10.1109/DIPED53165.2021.9552298).
138. I. Ivanchenko, M. Khruslov, N. Popenko, V. Plakhtii, D. Rönnow, and Y. Shestopalov, "A novel resonance method for determining the complex permittivity of local inclusions in a rectangular waveguide," *Measurement Science and Technology*, vol. 31, no. 9, p. 097001, Jun. 2020, doi: [10.1088/1361-6501/ab870f](https://doi.org/10.1088/1361-6501/ab870f).
139. I. Ivanchenko, M. Khruslov, N. Popenko, V. Plakhtii, V. Tkach, "Modified cavity perturbation method for high-precision measurements of complex permittivity throughout the X-band," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 62, no. 10, pp. 3180–3185, May 2020, doi: [10.1002/mop.32456](https://doi.org/10.1002/mop.32456).
140. I. Ivanchenko, N. Popenko, M. Khruslov and V. Plakhtii, "Numerical Simulations of the X-band Waveguide Partially Filled with a Dielectric with Local Inhomogeneity Inside," *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 688-691, doi: [10.1109/UkrMW49653.2020.9252647](https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252647).

141. I. V. Ivanchenko, D. Ivanchenko, M. M. Khruslov, N. A. Popenko, and V. Plakhtii, "Criteria of applicability of the resonant microwave method for measuring the dielectric constants in the frequency band," *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 76, no. 18, pp. 1661–1669, 2017, doi: [10.1615/telecomradeng.v76.i18.70](https://doi.org/10.1615/telecomradeng.v76.i18.70).
142. D. Ivanchenko, I. Ivanchenko, M. Khruslov, N. Popenko and V. Plakhtiy, "Definition permittivity of weakly concentrated solutions in the microwave range," *2016 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2016, pp. 1-3, doi: [10.1109/MSMW.2016.7538188](https://doi.org/10.1109/MSMW.2016.7538188).
143. I. Ivanchenko, M. Khruslov, N. Popenko, V. Plakhtii and S. Mykhaliuk, "X-band resonator for studying the various axially symmetric inhomogeneities in the frequency band," *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kyiv, UKraine, 2017, pp. 229-232, doi: [10.1109/UKRCON.2017.8100480](https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100480).
144. I. Ivanchenko, M. Khruslov, V. Plakhtiy and N. Popenko, "A new approach to the measurement of dielectric constants of water solutions in the frequency band," *2017 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Verona, Italy, 2017, pp. 1083-1085, doi: [10.1109/ICEAA.2017.8065451](https://doi.org/10.1109/ICEAA.2017.8065451).
145. Elena Dekanosidze, *Table of Jomel Function of two variables*, Pergamon Puss, 1960.
146. *Integrals and Series*. Vol. 2: Special functions. Translated by Queen, N. M. (1 ed.). OPA (Overseas Publishers Association) Amsterdam B.V. / Gordon & Breach Science Publishers: CRC Press. 2002
147. O.A. Tretyakov, "Propagation of Super – Wideband Signals through Waveguides," in *Proc. International Conf. on Math. Methods in Electromagnetic Theory V (MMET–94)*, 1994; Kharkiv, Ukraine. p. 434.
148. G. N. Watson, *A Treatise on the Theory of Bessel Functions*, 2nd Edition Part of Cambridge Mathematical Library, August 1995, 814 p

149. I. E. Tamm, *Fundamentals of the Theory of Electricity*, Mir; First Edition (January 1, 1979), 684 p.
150. T.T. Wu, "Electromagnetic missiles," *J. Appl. Phys*, vol. 57, no. 7, pp. 2370–2373, 1985.
151. A. S. Andrenko *et al.*, "Active Broad X-Band Circular Patch Antenna," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, pp. 529-533, 2006, doi: [10.1109/LAWP.2005.860200](https://doi.org/10.1109/LAWP.2005.860200).
152. H. Nejati and P. Radziszewski, "Microwave heating applications for in situ resonance utilization and space mining," in *14th ASCE Intern. Conf. on Engineering, Science, Construction and Operations in Challenging Environments*, October 27-29, St. Louis (Missouri), 2014.
153. T. Kariya, H. Kurata, *Generalized Least Squares*, Hoboken: Wiley. 2004.
154. І. Д. Персанов, О. М. Думін, В. А. Плахтій, О. А. Прищенко, П. Г. Фомін, "Порівняння методів кореляції та штучних нейронних мереж для визначення положення об'єктів за допомогою надширокосмугових полів," *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 34, с. 39–47, 2021, doi: [10.26565/2311-0872-2021-34-05](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2021-34-05)
155. І.Д. Персанов, О.М. Думін, В.А. Плахтій, Д.В. Широкоград, "Розпізнавання об'єктів під поверхнею ґрунта за допомогою імпульсного опромінювання антеною типу «метелик» та штучної нейронної мережі" *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 29, с. 27–34, 2018, doi: [10.26565/2311-0872-2018-29-04](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2018-29-04)
156. О. М. Думін, О. А. Прищенко, В. А. Плахтій, Г. П. Почанін, "Виявлення та класифікація наземних мін за допомогою надширокосмугового радару та штучних нейронних мереж," *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 33, с. 7–19, 2020, doi: [10.26565/2311-0872-2020-33-01](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2020-33-01)
157. O. Dumin, V. Plakhtii, O. Prishchenko, D. Shyrokograd, and V. A. Katrich, "Ultrashort impulse radar for detection and classification of objects in layered medium

by artificial neural network,” *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 78, no. 19, pp. 1759–1770, 2019, doi: [10.1615/telecomradeng.v78.i19.80](https://doi.org/10.1615/telecomradeng.v78.i19.80).

158. Oleksandr Pryshchenko, Vadym Plakhtii, Oleksandr Dumin, Gennadiy Pochanin, Vadym Ruban, Lorenzo Capineri, Fronefield Crawford, “Implementation of an Artificial Intelligence Approach to GPR Systems for Landmine Detection,” *Remote Sensing*, vol. 14, no. 17, p. 4421, Sep. 2022, doi: [10.3390/rs14174421](https://doi.org/10.3390/rs14174421).

159. O. Dumin, O. Prishchenko, G. Pochanin, V. Plakhtii, D. Shyrokorad, "Subsurface Object Identification by Artificial Neural Networks and Impulse Radiolocation," *2018 IEEE Second International Conference on Data Stream Mining & Processing (DSMP)*, Lviv, Ukraine, 2018, pp. 434-437, doi: [10.1109/DSMP.2018.8478481](https://doi.org/10.1109/DSMP.2018.8478481)

160. O. Dumin, O. Prishchenko, D. Shyrokorad, V. Plakhtii, “Application of UWB Electromagnetic Waves for Subsurface Object Location Classification by Artificial Neural Networks,” *2018 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS)*, Sep. 2018, doi: [10.1109/UWBUSIS.2018.8520097](https://doi.org/10.1109/UWBUSIS.2018.8520097).

161. O.M. Dumin, V.A. Plakhtii, O.A. Prishchenko, D.V. Shyrokorad, “Neural Network Application in Object Classification by Impulse Radiolocation,” *Conf. Proc. Intellectual Systems for Decision Making and Problems of Computational Intelligence (ISDMCI–2019)*, Zaliznyi Port, Ukraine, May 21-25, 2019, pp. 61–63.

162. I. Persanov, O. Dumin, V. Plakhtii and D. Shyrokorad, "Subsurface Object Recognition in a Soil Using UWB Irradiation by Butterfly Antenna," *2019 XXIVth International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 160-163, doi: [10.1109/DIPED.2019.8882577](https://doi.org/10.1109/DIPED.2019.8882577).

163. V. Plakhtii, O. Dumin, O. Prishchenko, D. Shyrokorad and G. Pochanin, "Influence of Noise Reduction on Object Location Classification by Artificial Neural Networks for UWB Subsurface Radiolocation," *2019 XXIVth International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic*

Wave Theory (DIPED), Lviv, Ukraine, 2019, pp. 64-68, doi: [10.1109/DIPED.2019.8882590](https://doi.org/10.1109/DIPED.2019.8882590).

164. O. Dumin, V. Plakhtii, O. Prishchenko and D. Shyrokorad, "Signal Processing in UWB Subsurface Radiolocation by Artificial Neural Networks," *2019 IEEE International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 383-386, doi: [10.1109/PICST47496.2019.9061427](https://doi.org/10.1109/PICST47496.2019.9061427).

165. O. Dumin, V. Plakhtii, I. Persanov and S. Cao, "Positioning System Using Classification of Ultra Short Electromagnetic Pulse Forms by ANN," *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 1-6, doi: [10.1109/TCSET49122.2020.235460](https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235460).

166. Д.В. Ширококорад, О.М. Думін, В.А. Плахтій, Г.В. Корніч, "Обробка сигналів при підповерхневій радіолокації штучними нейронними мережами," в *22 Міжнародний науково-практичний семінар «Комбінаторні конфігурації та їхні застосування»*, Запоріжжя-Кропивницький, Україна, 15-16 травня 2020, pp. 384–387.

167. O. Dumin, O. Pryshchenko, V. Plakhtii and G. Pochanin, "Dielectric Object Subsurface Survey by Ultrawideband Radar and ANN," *2020 IEEE XXVth International Seminar/Workshop Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, Tbilisi, Georgia, 2020, pp. 13-18, doi: [10.1109/DIPED49797.2020.9273400](https://doi.org/10.1109/DIPED49797.2020.9273400).

168. I. Persanov, V. Plakhtii, O. Pryshchenko, O. Dumin and P. Fomin, "Noise Immunity of UWB Positioning System on ANN," *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 1083-1088, doi: [10.1109/UkrMW49653.2020.9252637](https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252637).

169. O. Dumin, V. Plakhtii, G. Pochanin and D. Shyrokorad, "Object classification using artificial neural network processing of data obtained by impulse GPR with 1 Tx + 4Rx antenna system," *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week*

(UkrMW), Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 1140-1144, doi: [10.1109/UkrMW49653.2020.9252613](https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252613).

170. O. Dumin, O. Pryshchenko, V. Plakhtii and G. Pochanin, "Landmine detection and classification using UWB antenna system and ANN analysis," *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 1030-1035, doi: [10.1109/UkrMW49653.2020.9252574](https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252574).

171. О.М. Думін, О.А. Прищенко, В.А. Плахтій, Д.В. Широкоград, Г.П. Почанін, "Порівняння результатів розпізнавання підповерхневого об'єкту штучними нейронними мережами та кореляційним методом," *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 32, с. 25–36, 2020, [10.26565/2311-0872-2020-32-03](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2020-32-03)

172. О. Ф. Тирнов, В. П. Тишковець, *Статистична радіофізика. Приклади та задачі : навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів*, Харків: ХНУ імені В. Н. Каразіна, 2015, 128 с.

173. V.A. Katrich, A.N. Dumin, "Study of non-stationary fields from rectangular waveguide open end," *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij. Radioelektronika*, Volume 46, Issue 11, pp. 34–42, 2003.

174. 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", in *Proc. 9th Int. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS–2018)*, Odessa, Ukraine, Sep. 4-7, 2018, pp. 161–164, doi: [10.1109/UWBUSIS.2018.8520088](https://doi.org/10.1109/UWBUSIS.2018.8520088)

175. L. A. Varianytsia-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, Ukraine, 2016, pp. 145-147, doi: [10.1109/UWBUSIS.2016.7724173](https://doi.org/10.1109/UWBUSIS.2016.7724173).

176. D. V. Shyrokorad, O. M. Dumin and O. O. Dumina, "Time domain analysis of reflected impulse fields by artificial neural network," *2008 4th*

International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, Sevastopol, UKraine, 2008, pp. 124-126, doi: [10.1109/UWBUS.2008.4669380](https://doi.org/10.1109/UWBUS.2008.4669380).

177. D. Shyrokorad, O. Dumin, O. Dumina and V. Katrich, "Analysis of transient fields reflected from model of huma body surface using convolutional neural network," in *2010 International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory*, Kyiv, Ukraine, 2010, pp. 1-4, doi: [10.1109/MMET.2010.5611389](https://doi.org/10.1109/MMET.2010.5611389).

178. R. Bracewell, *Pentagram Notation for Cross Correlation. The Fourier Transform and Its Applications*, New York: McGraw-Hill, 1965. 46 p.

179. G. Pochanin, L. Capineri, T. Bechtel, P. Falorni, G. Borgioli, V. Ruban, O. Orlenko, T. Ogurtsova, O. Pochanin, F. Crawford, P. Kholod, L. Bossi, "Measurement of Coordinates for a Cylindrical Target Using Times of Flight from a 1-Transmitter and 4-Receiver UWB Antenna System," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 58, no. 2, pp. 1363-1372, Feb. 2020, doi: [10.1109/TGRS.2019.2946064](https://doi.org/10.1109/TGRS.2019.2946064)

180. О.М. Думін, В.А. Плахтій, О.А. Прищенко, Д.В. Широкоград. “Метод дискретної томографії при обробці даних надширокосмугової підповерхневої радіолокації штучною нейронною мережею,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 29, с. 17–26, 2018, doi: [10.26565/2311-0872-2018-29-03](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2018-29-03)

181. A. L. Higginbotham-Duque, W. L. Perry, and C. M. Anderson-Cook, “Complex Microwave Permittivity of Secondary High Explosives,” *Propellants, Explosives, Pyrotechnics*, vol. 39, no. 2, pp. 275–283, Dec. 2013, doi: [10.1002/prop.201300032](https://doi.org/10.1002/prop.201300032).

182. B. W. VanderGaast, J. E. McFee, K. L. Russell, and A. A. Faust, “Design and validation of inert homemade explosive simulants for ground penetrating radar,” May 2015, doi: [10.1117/12.2175586](https://doi.org/10.1117/12.2175586).

183. Hovav Zafirir, Y. Bregman, de Ronald Wolf, and S. Hershler, “Super-sensitive, real time and wide coverage, all terrain ground robotic and hand held systems for mine and UXO detection and mapping,” Jan. 1998, doi: [10.1049/cp:19980721](https://doi.org/10.1049/cp:19980721).

184. Gennadiy Pochanin, L. Varianytsia-Roshchupkina, V. Ruban, I. Pochanina, P. Falorni, G. Borgioli, L. Capineri, T. Bechtel, “Design and simulation of a ‘single transmitter - four receiver’ impulse GPR for detection of buried landmines,” Jun. 2017, pp. 1–5, doi: [10.1109/iwagpr.2017.7996112](https://doi.org/10.1109/iwagpr.2017.7996112).

185. L. Capineri et al., “Background Removal for the Processing of Scans Acquired with the, ‘UGO-1st’, Landmine Detection Platform,” 2019 PhotonIcs & Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS-Spring), Jun. 2019, doi: [10.1109/piers-spring46901.2019.9017781](https://doi.org/10.1109/piers-spring46901.2019.9017781).

ДОДАТОК А
СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

Наукові праці у наукових фахових виданнях України:

1. О.М. Думін, В.А. Плахтій, П.Г. Фомін, М.В. Нестеренко, “Надширокосмуговий комбінований вібраторно-щілинний випромінювач типу клевіна” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 32, с. 18–24. 2020, doi: [10.26565/2311-0872-2020-32-02](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2020-32-02)

(Особистий внесок здобувача: проведення моделювання, аналіз отриманих результатів, написання окремих розділів, обговорення результатів)

2. Д.І. Гавриленко, О.М. Думін, В.А. Плахтій, “Аналіз імпульсного електромагнітного поля у часовому просторі на границі розділу двох середовищ» *Вісник Харківського національного університету імені імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка»*, вип. 35, с. 39–52, 2021, doi: <https://doi.org/10.26565/2311-0872-2021-35-04>

(Особистий внесок здобувача: виведення формул, проведення числових розрахунків, формування висновків, написання окремих розділів, обговорення результатів)

3. О.М. Думін, В.А. Плахтій, І.Д. Персанов, Ш. Као, “Система позиціонування на імпульсних надширокосмугових полях,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 31, с. 36-46, 2019, doi: [10.26565/2311-0872-2019-31-04](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2019-31-04)

(Особистий внесок здобувача: проведення моделювання, побудова та тренування штучної нейронної мережі, написання окремих розділів, побудова графіків, обговорення результатів)

4. І. Д. Персанов, О. М. Думін, В. А. Плахтій, О. А. Прищенко, П. Г. Фомін, “Порівняння методів кореляції та штучних нейронних мереж для визначення положення об’єктів за допомогою надширокосмугових полів,” *Вісник*

Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка, вип. 34, с. 39–47, 2021, doi: [10.26565/2311-0872-2021-34-05](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2021-34-05)

(Особистий внесок здобувача: аналіз попередніх досліджень, написання програмного забезпечення для порівняння роботи штучної нейронної мережі та кореляційного методу, аналіз отриманих результатів, формулювання висновків)

5. О. М. Думін, В. А. Плахтій, О. А. Прищенко, Д. В. Широкоград, “Розпізнавання об’єктів під поверхнею землі при надширокосмуговій радіоінтроскопії за допомогою штучних нейронних мереж,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, no. 28, с. 24-29, 2018.

(Особистий внесок здобувача: побудова моделі для чилового розрахунку методом FDTD, побудова архітектури штучної нейронної мережі, формування тренувального набору даних, побудова графіків, обговорення результатів)

6. І.Д. Персанов, О.М. Думін, В.А. Плахтій, Д.В. Широкоград, “Розпізнавання об’єктів під поверхнею ґрунта за допомогою імпульсного опромінювання антеною типу «метелик» та штучної нейронної мережі” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 29, с. 27–34, 2018, doi: [10.26565/2311-0872-2018-29-04](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2018-29-04)

(Особистий внесок здобувача: аналіз наявних випромінювачів надширокосмугових сигналів та вибір найбільш вдалого для задачі підповерхневого зондування, побудова моделі випромінювача, оптимізація його параметрів, побудова архітектури штучної нейронної мережі, обговорення результатів, формування висновків)

7. О. М. Думін, О. А. Прищенко, В. А. Плахтій, Г. П. Почанін, “Виявлення та класифікація наземних мін за допомогою надширокосмугового радару та штучних нейронних мереж,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 33, с. 7–19, 2020, doi: [10.26565/2311-0872-2020-33-01](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2020-33-01)

(Особистий внесок здобувача: огляд попередніх досліджень, побудова моделі для числового розрахунку, вибір оптимального методу попередньої обробки сигналів з георадару, обговорення результатів, формування висновків)

Наукові праці у фахових виданнях, що входять до міжнародних наукометричних баз WoS/SCOPUS:

8. I. I. Ivanchenko, M. Khruslov, N. Popenko, V. Plakhtii, D. Rönnow, and Y. Shestopalov, “A novel resonance method for determining the complex permittivity of local inclusions in a rectangular waveguide,” *Measurement Science and Technology*, vol. 31, no. 9, p. 097001, Jun. 2020, doi: [10.1088/1361-6501/ab870f](https://doi.org/10.1088/1361-6501/ab870f).

(Особистий внесок здобувача: проведення експериментальних вимірів, обробка отриманих результатів, побудова графіків, проведення числового моделювання, визначення похибки вимірювання матеріальних параметрів для досліджуваних зразків, обговорення результатів)

9. I. Ivanchenko, M. Khruslov, N. Popenko, V. Plakhtii, V. Tkach, “Modified cavity perturbation method for high-precision measurements of complex permittivity throughout the X-band,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 62, no. 10, pp. 3180–3185, May 2020, doi: [10.1002/mop.32456](https://doi.org/10.1002/mop.32456).

(Особистий внесок здобувача: проведення експериментальних вимірів, побудова числових моделей в середовищі ANSYS HFSS, обробка отриманих результатів, побудова графіків, проведення числового моделювання, розробка методу розрахунку похибки, визначення похибки вимірювання матеріальних параметрів для досліджуваних зразків, обговорення результатів)

10. O. Dumin, V. Plakhtii, O. Prishchenko, D. Shyrokorad, and V. A. Katrich, “Ultrashort impulse radar for detection and classification of objects in layered medium by artificial neural network,” *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 78, no. 19, pp. 1759–1770, 2019, doi: [10.1615/telecomradeng.v78.i19.80](https://doi.org/10.1615/telecomradeng.v78.i19.80).

(Особистий внесок здобувача: підготовка моделей задачі для числового розрахунку, побудова тренувального набору для штучної нейронної мережі,

тестування штучної нейронної мережі, побудова графіків, обговорення результатів)

11. Oleksandr Pryshchenko, Vadym Plakhtij, Oleksandr Dumin, Gennadiy Pochanin, Vadym Ruban, Lorenzo Capineri, Fronefield Crawford, “Implementation of an Artificial Intelligence Approach to GPR Systems for Landmine Detection,” Remote Sensing, vol. 14, no. 17, p. 4421, Sep. 2022, doi: [10.3390/rs14174421](https://doi.org/10.3390/rs14174421).

(Особистий внесок здобувача: побудова архітектури штучної нейронної мережі для роботи з експериментальними даними, формування тренувального набору, попередня обробка часових залежностей отриманих з георадара для різних прихованих об'єктів, побудова графіків, аналіз отриманих результатів, формування висновків)

Список публікацій, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації

(Тези доповідей на наукових конференціях)

12. O. Dumin, O. Prishchenko, G. Pochanin, V. Plakhtij, D. Shyrokorad, "Subsurface Object Identification by Artificial Neural Networks and Impulse Radiolocation," 2018 IEEE Second International Conference on Data Stream Mining & Processing (DSMP), Lviv, Ukraine, 2018, pp. 434-437, doi: [10.1109/DSMP.2018.8478481](https://doi.org/10.1109/DSMP.2018.8478481)

(Особистий внесок здобувача: проведення числового моделювання, побудова графіків, обговорення результатів)

13. O. Dumin, O. Prishchenko, D. Shyrokorad, V. Plakhtij, “Application of UWB Electromagnetic Waves for Subsurface Object Location Classification by Artificial Neural Networks,” 2018 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS), Sep. 2018, doi: [10.1109/UWBUSIS.2018.8520097](https://doi.org/10.1109/UWBUSIS.2018.8520097).

(Особистий внесок здобувача: проведення числового моделювання, попередня обробка часових залежностей з антени, побудова тренувального набору для штучної нейронної мережі, побудова графіків, обговорення результатів)

14. O.M. Dumin, V.A. Plakhtii, O.A. Prishchenko, D.V. Shyrokorad, "Neural Network Application in Object Classification by Impulse Radiolocation," *Conf. Proc. Intellectual Systems for Decision Making and Problems of Computational Intelligence (ISDMCI–2019)*, Zaliznyi Port, Ukraine, May 21-25, 2019, pp. 61–63.

(Особистий внесок здобувача: проведення числового моделювання, попередня обробка часових залежностей з антени, побудова тренувального набору для штучної нейронної мережі, побудова графіків, обговорення результатів)

15. I. Persanov, O. Dumin, V. Plakhtii and D. Shyrokorad, "Subsurface Object Recognition in a Soil Using UWB Irradiation by Butterfly Antenna," *2019 XXIVth International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 160-163, doi: [10.1109/DIPED.2019.8882577](https://doi.org/10.1109/DIPED.2019.8882577).

(Особистий внесок здобувача: аналіз наявних випромінювачів надширококутних сигналів та вибір найбільш вдалого для задачі підповерхневого зондування, побудова моделі випромінювача, оптимізація його параметрів, побудова архітектури штучної нейронної мережі, обговорення результатів, формування висновків)

16. V. Plakhtii, O. Dumin, O. Prishchenko, D. Shyrokorad and G. Pochanin, "Influence of Noise Reduction on Object Location Classification by Artificial Neural Networks for UWB Subsurface Radiolocation," *2019 XXIVth International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 64-68, doi: [10.1109/DIPED.2019.8882590](https://doi.org/10.1109/DIPED.2019.8882590).

(Особистий внесок здобувача: проведення огляду попередніх досліджень, вибір наявних методів зменшення шуму в сигналах з георадару, написання програмного забезпечення для обраних методів, формування тренувального набору для штучної нейронної мережі, тестування штучної нейронної мережі, побудова графіків, обговорення отриманих результатів)

17. O. Dumin, V. Plakhtii, O. Prishchenko and D. Shyrokorad, "Signal Processing in UWB Subsurface Radiolocation by Artificial Neural Networks," *2019*

IEEE International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T), Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 383-386, doi: [10.1109/PICST47496.2019.9061427](https://doi.org/10.1109/PICST47496.2019.9061427).

(Особистий внесок здобувача: побудова моделі для числового розрахунку, формування тренувального набору для штучної нейронної мережі, побудова графіків, обговорення отриманих результатів)

18. O. Dumin, V. Plakhtii, I. Persanov and S. Cao, "Positioning System Using Classification of Ultra Short Electromagnetic Pulse Forms by ANN," *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 1-6, doi: [10.1109/TCSET49122.2020.235460](https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235460).

(Особистий внесок здобувача: побудова числової моделі надширокопasmового випромінювача, оптимізація його параметрів, формування тренувального набору з часових залежностей під різними кутами, тестування штучної нейронної мережі, побудова графіків, аналіз отриманих результатів)

19. O. Dumin, V. Plakhtii, O. Pryshchenko, G. Pochanin, "Comparison of ANN and Cross-Correlation Approaches for Ultra Short Pulse Subsurface Survey," in *15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET – 2020)*, Feb. 2020, <https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235459>.

(Особистий внесок здобувача: аналіз попередніх досліджень, написання програмного забезпечення для порівняння роботи штучної нейронної мережі та кореляційного методу, аналіз отриманих результатів, формулювання висновків)

20. Д.В. Широкоград, О.М. Думін, В.А. Плахтій, Г.В. Корніч, "Обробка сигналів при підповерхневій радіолокації штучними нейронними мережами," в *22 Міжнародний науково-практичний семінар «Комбінаторні конфігурації та їхні застосування»*, Запоріжжя-Кропивницький, Україна, 15-16 травня 2020, pp. 384–387.

(Особистий внесок здобувача: проведення числового моделювання, написання окремих розділів, побудова графіків, обговорення результатів)

21. O. Dumin, O. Pryshchenko, V. Plakhtii and G. Pochanin, "Dielectric Object Subsurface Survey by Ultrawideband Radar and ANN," *2020 IEEE XXVth International Seminar/Workshop Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, Tbilisi, Georgia, 2020, pp. 13-18, doi: [10.1109/DIPED49797.2020.9273400](https://doi.org/10.1109/DIPED49797.2020.9273400).

(Особистий внесок здобувача: проведення аналізу попередніх досліджень, побудова моделі для числового розрахунку, аналіз отриманих результатів, формування висновків)

22. O. Dumin, P. Fomin, V. Plakhtii and N. Mikhail, "Ultrawideband Combined Monopole-Slot Radiator of Clavin Type," in *2020 IEEE XXVth International Seminar/Workshop Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, Tbilisi, Georgia, 2020, pp. 32-36, doi: [10.1109/DIPED49797.2020.9273399](https://doi.org/10.1109/DIPED49797.2020.9273399).

(Особистий внесок здобувача: вибір параметрів надширококуткового випромінювача, побудова його числової моделі методом FDTD, побудова графіків, аналіз отриманих результатів, формування висновків)

23. I. Ivanchenko, N. Popenko, M. Khruslov and V. Plakhtii, "Numerical Simulations of the X-band Waveguide Partially Filled with a Dielectric with Local Inhomogeneity Inside," *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 688-691, doi: [10.1109/UkrMW49653.2020.9252647](https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252647).

(Особистий внесок здобувача: побудова числової моделі в середовищі ANSYS HFSS, проведення числового моделювання досліджуваної структури, обробка розрахованих залежностей, побудова графіків, обговорення результатів)

24. I. Persanov, V. Plakhtii, O. Pryshchenko, O. Dumin and P. Fomin, "Noise Immunity of UWB Positioning System on ANN," *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 1083-1088, doi: [10.1109/UkrMW49653.2020.9252637](https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252637).

(Особистий внесок здобувача: побудова моделі випромінювача для числових розрахунків, написання програмного забезпечення для зашумлення розрахованих даних гаусовим шумом, написання програмного забезпечення для визначення

кута до випромінювача за допомогою методу кореляції, аналіз отриманих результатів, формування висновків, обговорення результатів)

25. O. Dumin, V. Plakhtii, G. Pochanin and D. Shyrokorad, "Object classification using artificial neural network processing of data obtained by impulse GPR with 1 Tx + 4Rx antenna system," *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 1140-1144, doi: [10.1109/UkrMW49653.2020.9252613](https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252613).

(Особистий внесок здобувача: підготовка моделей задачі для числового розрахунку, побудова тренувального набору для штучної нейронної мережі, тестування штучної нейронної мережі, побудова графіків, обговорення результатів)

26. O. Dumin, O. Pryshchenko, V. Plakhtii and G. Pochanin, "Landmine detection and classification using UWB antenna system and ANN analysis," *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 1030-1035, doi: [10.1109/UkrMW49653.2020.9252574](https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252574).

(Особистий внесок здобувача: виконання огляду попередніх досліджень, побудова тренувального набору для штучної нейронної мережі, тестування штучної нейронної мережі, побудова графіків, обговорення результатів)

27. O. Pryshchenko, O. Dumin, V. Plakhtii, and G. Pochanin, "Subsurface Object Detection in Randomly Inhomogeneous Medium Model," *2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, pp. 167–171, Aug. 2021, doi: <https://doi.org/10.1109/ukrcon53503.2021.9575688>.

(Особистий внесок здобувача: огляд попередніх досліджень для пошуку матеріальних параметрів для побудови числових моделей з неоднорідним середовищем для імітації реальної землі, аналіз отриманих результатів, формування висновків)

28. D. Havrylenko, O. Dumin and V. Plakhtii, "Irradiation of Medium by Plane Disk with Uniform Distribution of Transient Current," *2021 IEEE 26th International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic*

and Acoustic Wave Theory (DIPED), Tbilisi, Georgia, 2021, pp. 74-77, doi: [10.1109/DIPED53165.2021.9552298](https://doi.org/10.1109/DIPED53165.2021.9552298).

(Особистий внесок здобувача: виведення формул, проведення числових розрахунків, формування висновків, написання окремих розділів, обговорення результатів

Наукові праці, які додатково відображають наукові результати дисертації:

29. О.М. Думін, В.А. Плахтій, Я.С. Вольвач, О.А. Думіна “Ближнее нестационарное поле диполя Герца” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*. Вип. 24, №1115, с. 29–34, 2014.

30. О.М. Думін, В.А. Плахтій, Я.С. Вольвач, О.А. Думіна, “Зоны излучения импульсного излучателя малых электрических размеров,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 26, с. 35–41, 2017.

31. О. М. Думін, В.А. Плахтій, О. А. Прищенко, Д. В. Широкоград, Я. С. Вольвач, “Вплив зменшення шуму вхідного сигналу на класифікацію місцезнаходження об’єкту штучною нейронною мережею при надширокосмуговій радіоінтроскопії,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, по. 31, с. 27–35, 2019, doi: [10.26565/2311-0872-2019-31-03](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2019-31-03).

32. О.М. Думін, О.А. Прищенко, В.А. Плахтій, Д.В. Широкоград, Г.П. Почанін, “Порівняння результатів розпізнавання підповерхневого об’єкту штучними нейронними мережами та кореляційним методом,” *Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. Радіофізика та електроніка*, вип. 32, с. 25–36, 2020, [10.26565/2311-0872-2020-32-03](https://doi.org/10.26565/2311-0872-2020-32-03)

33. I. V. Ivanchenko, D. Ivanchenko, M. M. Khruslov, N. A. Popenko, and V. Plakhtii, “Criteria of applicability of the resonant microwave method for measuring the dielectric constants in the frequency band,” *Telecommunications and Radio*

Engineering, vol. 76, no. 18, pp. 1661–1669, 2017, doi: [10.1615/telecomradeng.v76.i18.70](https://doi.org/10.1615/telecomradeng.v76.i18.70).

34. O.M. Dumin, V.A. Plakhtij, I.S. Volvach, O.O. Dumina, “Near field of Hertzian dipole excited by impulse current”, in *Proc. 10th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT-2015)*, Kharkiv, Ukraine, pp. 90-92, 21-24 April 2015, doi: [10.1109/ICATT.2015.7136790](https://doi.org/10.1109/ICATT.2015.7136790)

35. V. A. Plakhtij, O. M. Dumin, V. A. Katrich, and O. O. Dumina, “Field regions of impulse current radiator of small size,” 2016 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW), Jun. 2016, doi: [10.1109/msmw.2016.7538066](https://doi.org/10.1109/msmw.2016.7538066).

36. D. Ivanchenko, I. Ivanchenko, M. Khruslov, N. Popenko and V. Plakhtiy, "Definition permittivity of weakly concentrated solutions in the microwave range," *2016 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW)*, Kharkiv, Ukraine, 2016, pp. 1-3, doi: [10.1109/MSMW.2016.7538188](https://doi.org/10.1109/MSMW.2016.7538188).

37. V. A. Plakhtij, O. M. Dumin, V. A. Katrich, O. O. Dumina, and I. S. Volvach, “Energy transformation of transient field of Herzian dipole,” 2016 IEEE International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET), Jul. 2016, doi: [10.1109/mmet.2016.7544054](https://doi.org/10.1109/mmet.2016.7544054).

38. I. Ivanchenko, M. Khruslov, N. Popenko, V. Plakhtij and S. Mykhaliuk, "X-band resonator for studying the various axially symmetric inhomogeneities in the frequency band," *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kyiv, UKraine, 2017, pp. 229-232, doi: [10.1109/UKRCON.2017.8100480](https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100480).

39. I. Ivanchenko, M. Khruslov, V. Plakhtiy and N. Popenko, "A new approach to the measurement of dielectric constants of water solutions in the frequency band," *2017 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Verona, Italy, 2017, pp. 1083-1085, doi: [10.1109/ICEAA.2017.8065451](https://doi.org/10.1109/ICEAA.2017.8065451).

Онлайн сервіс створення та перевірки кваліфікованого та удосконаленого електронного підпису

ПРОТОКОЛ
створення та перевірки кваліфікованого та удосконаленого електронного підпису

Дата та час: 11:45:50 27.11.2023

Назва файлу з підписом: Дисертація Плахтій.pdf.p7s
Розмір файлу з підписом: 12.0 МБ

Перевірені файли:
Назва файлу без підпису: Дисертація Плахтій.pdf
Розмір файлу без підпису: 12.0 МБ

Результат перевірки підпису: Підпис створено та перевірено успішно. Цілісність даних підтверджено

Підписувач: Плахтій Вадим Анатолійович

П.І.Б.: Плахтій Вадим Анатолійович

Країна: Україна

РНОКПП: 3475208193

Час підпису (підтверджено кваліфікованою позначкою часу для підпису від Надавача): 11:45:46
27.11.2023

Сертифікат виданий: "Дія". Кваліфікований надавач електронних довірчих послуг

Серійний номер: 382367105294AF9704000000F0250800A20A9C01

Тип носія особистого ключа: ЗНКІ криптомодуль ІІТ Гряда-301

Алгоритм підпису: ДСТУ-4145

Тип підпису: Кваліфікований

Тип контейнера: Підпис та дані в CMS-файлі (CAAdES)

Формат підпису: З повними даними ЦСК для перевірки (CAAdES-X Long)

Сертифікат: Кваліфікований