

**О.А. Орленко, Л.А. Варяниця-Рощупкіна,  
Г.П. Почанін, С.О. Масалов, В.Г. Корж**

Інститут радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усикова НАН  
12, вул. Акад. Проскури, Харків, 61085, Україна  
E-mail: civices74@gmail.com

## Пригнічення післяімпульсних коливань в активних випромінюючих антенах типу *Bow Tie*

**Предмет і мета роботи.** Предметом досліджень є особливості випромінювання надширококузових (НШС) електромагнітних імпульсів активними диполями типу *Bow Tie*. Мета роботи — теоретичне та експериментальне дослідження взаємозв'язку між амплітудно-часовими залежностями електромагнітних полів, що випромінюються активними НШС імпульсними антенами, і конфігурацією струмопровідних елементів антени при випромінюванні коротких (менше 0,5 нс) імпульсів електромагнітного поля.

**Методи і методологія роботи.** Аналіз впливу геометрії випромінювача на параметри випроміненого імпульсу проведено шляхом чисельного моделювання. Для експериментів були виготовлені, перевірені в режимі випромінювання та проаналізовані НШС випромінювачі типу *Bow Tie* різних форм з резистивними навантаженнями різної величини. Характерні залежності часової форми амплітуди випроміненого поля від розмірів випромінювача, отримані при чисельному моделюванні, підтверджені в експериментах. Також експериментальним шляхом були досліджені залежності параметрів випроміненого поля від величини опору навантаження.

**Результати роботи.** Визначено умови ефективного випромінювання імпульсів електромагнітного поля з якомога більшою амплітудою й якомога коротшими в часі та малими за амплітудою післяімпульсними коливаннями.

**Висновок.** Показано, що використання навантаження, підключеного в області збудження, дозволяє істотно знизити амплітуду і тривалість післяімпульсних коливань у сигналах, що випромінюються активними дипольними антенами. Іл. 13. Табл. 1. Бібліогр.: 19 назв.

**Ключові слова:** надширококузові імпульси, випромінювання імпульсного електромагнітного поля, активна дипольна антена типу *Bow Tie*, післяімпульсні коливання.

Одним із основних застосувань надширококузової (НШС) технології є підповерхнева радіолокація (георадіолокація) [1–11], яка широко використовується у таких цілях, як виявлення мін, виявлення людей за оптично непрозорими перешкодами, пошук людей під завалами, неруйнівний контроль об'єктів, екологічний моніторинг, контроль стану підповерхневих комунікацій, трубопроводів та ін.

Особливі вимоги до антенної системи пред'являються в георадіолокаторах, що використовують в якості зондувальних НШС відеоімпульси. Антена повинна формувати в просторі короткий одиночний імпульс електромаг-

нітного (ЕМ) поля необхідної напруженості, форми і тривалості. Присутність у зондуєчому сигналі додаткових імпульсів (їх називають «післяімпульсні коливання» або «дзвін») призводить до ускладнення інтерпретації результатів зондування, погіршення інформаційних та точнісних характеристики георадара.

Причиною появи післяімпульсних коливань у зондуєчому сигналі є особливість самого процесу випромінювання антеною поодиноким імпульсу. Неможливо створити умови, за яких вся енергія, що підводиться до антени, витрачається на випромінювання одиночного імпульсу за один прохід збуджуючого сигналу по

випромінювачу. Частина не випроміненої енергії збуджуючого сигналу, поширюючись по випромінювачу, обумовлює появу післяімпульсних коливань у створеному антеною полі.

Метою цієї роботи є з'ясування взаємозв'язку між властивостями ЕМ-полів, що випромінювались активними НШС імпульсними антенами, і конфігурацією струмопровідних елементів антени при випромінюванні коротких (близько 0,5 нс) імпульсів ЕМ-поля. Практично важливим є досягнення якомога більшої амплітуди зондуемого сигналу та найменш тривалих і малих за амплітудою післяімпульсних коливань шляхом добору елементів електричної схеми збудження випромінювача.

**1. Випромінювання НШС імпульсів ЕМ-поля.** У роботі [1] описано основні фізичні закономірності процесу випромінювання ЕМ-енергії при збудженні антени сигналом з довільною часовою залежністю. Автори вказують на те, що випромінювання обумовлене зміною напрямку та швидкості руху зарядів у випромінювачі. Про це ж говорять і загальні розв'язки хвильових рівнянь для напруженостей електричного  $\vec{E}(\vec{r}, t)$  та магнітного  $\vec{H}(\vec{r}, t)$  полів, записані у вигляді

$$\begin{aligned} \vec{E}(\vec{r}, t) = & \\ = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_V \frac{1}{R} \int_0^t \text{grad div } \vec{I}' dt dV + & \\ + \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \frac{1}{R} \frac{\partial \vec{I}'}{\partial t} dV; & \end{aligned} \quad (1)$$

$$\vec{H}(\vec{r}, t) = \frac{1}{4\pi} \int_V \frac{1}{R} \text{rot } \vec{I}' dV, \quad (2)$$

де  $\mu_0$  — магнітна,  $\epsilon_0$  — електрична сталі;  $\vec{I}' = \vec{I}(\vec{r}_0, t - |\vec{r}|/c)$ ,  $\vec{r}$  — радіус-вектор точки спостереження;  $R = |\vec{r} - \vec{r}_0|$ ;  $V$  — об'єм, що містить джерела. Перший доданок в (1) і вираз (2) вказують на причину випромінювання — зміну напрямку протікання струму  $\vec{I}'$  у випромінювачі, а другий доданок у (1) — на зміну амплітуди струму  $\vec{I}'$  в часі. Оскільки, за визначенням, струм — це зміна заряду в часі, то випромінювання слід пов'язати з прискоренням руху зарядів, що знаходяться у випромінювачі.

До причин, що викликають прискорення руху зарядів, відносяться:

- збуджуюче електричне, магнітне або електромагнітне поле, енергія якого передається зарядженій частинці та задає напрямок і швидкість руху цієї частинки;

- неоднорідності хвильового опору випромінюючих елементів антени на шляху руху заряду, пов'язані як з геометрією провідників випромінювача, так і з їхніми електричними властивостями (резистивні елементи, розімкнуті або короткозамкнені кінці випромінювача, вигини провідників, по яких рухаються заряди, тощо) [12].

Залежно від геометрії випромінюючих елементів, електрофізичних характеристик матеріалу, з якого вони виготовлені, більша або менша частина енергії, що підводиться до випромінювача, відокремлюється від антени, йдучи в простір. Частина, що залишилася, продовжує переміщатися по випромінювачу у вигляді електричного імпульсу, відбиваючись від меж випромінювача і здійснюючи коливальні рухи в ньому, поки вся енергія збуджуючого сигналу не витратиться на випромінювання післяімпульсних коливань, а також на нагрів через омичні втрати у випромінювачі та повернення частини енергії до джерела збуджуючого сигналу.

У [2] наведено результати експериментів, які демонструють процес випромінювання короткого імпульсу ЕМ-поля штирьовим випромінювачем і підтверджують описані в [1] закономірності.

Найбільш широко використовуваним, зручним у застосуванні через свою планарну форму є широкосмуговий дипольний випромінювач типу *Bow Tie*. Такі антени прості у виготовленні, а їх властивості добре вивчені.

Одна з перших робіт, присвячених дослідженню випромінювачів на основі антен типу *Bow Tie*, — це робота Брауна і Вудворда (1952) [7]. У ній експериментально встановлено, що антени цього типу більш широкосмугові, ніж циліндричні монополі, хоча при цьому вони менш широкосмугові, ніж відповідні конічні монополі. У роботі розглядалося стаціонарне збудження антени.

Підвищенню ефективності випромінювання імпульсів ЕМ-поля присвячено низку публікацій ([7] та ін.), серед яких велика частина робіт стосується антен типу *Bow Tie*. Проте задача

ефективного випромінювання НШС імпульсних сигналів без післяімпульсних коливань залишається актуальною.

У роботі [3] з використанням методу кінцевих різниць у часовій області (*Finite Difference Time Domain, FDTD*) [8] отримані випромінені поля, що формуються в просторі при збудженні антен типу *Bow Tie* коротким у часі імпульсним сигналом. Розглядалися не класичні антени з випромінювачами у вигляді пластин трикутної форми, а «віяльний» варіант і його модифікації. Завданням дослідження був пошук найбільш придатних геометричних параметрів антени та величини резистивно-ємнісного навантаження антени. Порівняння теоретичних результатів з результатами експериментів показало, що оптимізована антена випромінює імпульс, більш схожий зі збуджуючим імпульсом, ніж імпульс, що випромінюється відповідною не навантаженою антеною такого самого розміру. Таким чином було продемонстровано, що застосування резистивно-ємнісних навантажень дозволяє мінімізувати спотворення форми імпульсу при випромінюванні. Однак практична реалізація такої антени потребує точності виготовлення резистивних та ємнісних елементів навантаження, що є складним завданням.

Особливий інтерес для розробників радіолокаційних систем являють активні антени [9], в конструкцію яких входять активні елементи [11]. Використання такого підходу покращує енергетичні характеристики антени, бо дозволяє відмовитися від узгоджувальних пристроїв і суттєво зменшити втрати енергії сигналу під час передачі від генератора до випромінювача. Слід зазначити, що найперші випромінювачі електромагнітних хвиль, див. наприклад [12], були активними.

Проведені раніше дослідження [13] показали, що якщо використовувати випромінюючі елементи антени типу *Bow Tie* в якості ємнісного накопичувача енергії для подальшого формування випромінюваного імпульсу, то, на відміну від пасивного способу збудження антени, за однакових параметрів випромінюваного імпульсу, в разі активного збудження енергія, споживана випромінювачем, виявляється на порядок меншою.

На жаль, активні антени важко піддаються математичному моделюванню. На результат

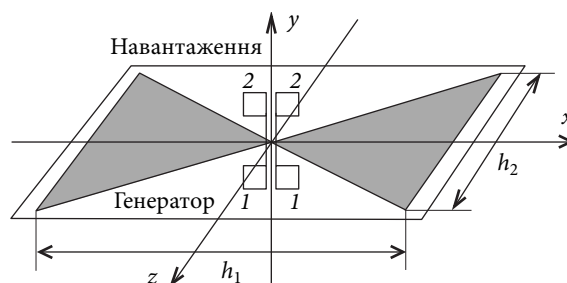


Рис. 1. Антена типу *Bow Tie*: 1, 2 — порти збудження та навантаження антени

впливають не тільки геометрія і матеріал випромінювача, а й електричні параметри схеми збудження разом з активними електронними елементами (зазвичай це напівпровідникові діоди, транзистори тощо) і зворотні зв'язки, обумовлені цими параметрами.

З огляду на це, спочатку на основі результатів *FDTD*-моделювання з'ясуємо основні закономірності випромінювання імпульсів, обумовлені геометрією випромінюючих елементів, а потім, в експериментальній частині роботи, підключимо випромінювач до схеми формування збуджуючих імпульсів і доберемо її параметри, що забезпечуватимуть бажаний режим випромінювання.

На відміну від підходу до використання резистивного навантаження, запропонованого в [3], у цьому дослідженні резистивне навантаження, призначене для пригнічення післяімпульсних коливань, переміщене в область збудження випромінювача.

## 2. *FDTD*-моделювання.

**2.1. Постановка задачі.** Розглянемо випромінювач типу *Bow Tie* (рис. 1), розташований у вільному просторі. Провідники трикутної форми розташовані в площині  $xz$ . Диполь орієнтований у напрямку  $x$ . Розміри випромінювача: довжина —  $h_1$ , ширина —  $h_2$ . Антена збуджується однополярним імпульсом. Джерело збудження розташоване в центрі декартової системи координат у проміжку між провідниками антени. Тут же розташовані зосереджені навантаження — резистивні елементи, опори яких у ході дослідження вибираються в межах від 100 до 1 000 Ом (рис. 1).

Проаналізуємо амплітудно-часові характеристики ЕМ-поля, зареєстрованого на деякій відстані  $h$  від випромінювача в напрямку осі  $y$ , залежно від розмірів  $h_1$  і  $h_2$  та величини під-

ключеного до випромінювача резистивного навантаження.

2.2. *Метод розв'язання.* Математична постановка задачі включає в себе основні рівняння — рівняння Максвелла, початкові та граничні умови (для обмеження розрахункової області та ефективного застосування чисельних методів).

Одним з найбільш універсальних і поширених методів чисельного розв'язання задач нестационарної електродинаміки є метод *FDTD* [8]. Для комп'ютерного моделювання скористаємося спеціально розробленою програмою *SEMP* [14], що реалізує його.

Обраний метод розв'язання задачі заснований на центрально-різницевій апроксимації рівнянь Максвелла (алгоритм *Yee*) і дозволяє отримати рекурсивну схему послідовного (в часі) обчислення значень компонент поля

$$E_x \Big|_{i,j,k}^{n+1} = C_{i,j,k}^a E_x \Big|_{i,j,k}^n + C_{i,j,k}^b \left( H_z \Big|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z \Big|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2} + H_y \Big|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2} - H_y \Big|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} \right); \quad (3)$$

$$H_x \Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = D_{i,j,k}^a H_x \Big|_{i,j,k}^{n-1/2} + D_{i,j,k}^b \left( E_z \Big|_{i,j+1/2,k}^n - E_z \Big|_{i,j-1/2,k}^n + E_y \Big|_{i,j,k-1/2}^n - E_y \Big|_{i,j,k+1/2}^n \right) \quad (4)$$

і т. д. для компонент  $E_y$ ,  $E_z$ ,  $H_y$ ,  $H_z$  (без урахування впливу сторонніх сил, введення яких розглянуто далі).

Тут  $E_x \Big|_{i,j,k}^n$ ,  $H_x \Big|_{i,j,k}^n$  — значення компонент електричного ( $E$ ) і магнітного ( $H$ ) полів у точках  $\vec{r} = \{i\Delta, j\Delta, k\Delta\}$  у момент часу  $t = n\Delta t$ , де  $\Delta$  і  $\Delta t$  — кроки дискретизації в просторі і в часі відповідно;  $i, j, k, n \in Z$ ;  $C$  і  $D$  — коефіцієнти, що залежать від матеріальних властивостей середовищ у вузлах сітки:

$$C_{i,j,k}^a = \frac{\varepsilon - \sigma \Delta t / 2}{\varepsilon + \sigma \Delta t / 2}, \quad C_{i,j,k}^b = \frac{\Delta t / \Delta}{\varepsilon + \sigma \Delta t / 2},$$

$$D_{i,j,k}^a = \frac{\mu - \sigma' \Delta t / 2}{\mu + \sigma' \Delta t / 2}, \quad D_{i,j,k}^b = \frac{-\Delta t / \Delta}{\mu + \sigma' \Delta t / 2},$$

де  $\varepsilon$  — відносна діелектрична проникність;  $\mu$  — відносна магнітна проникність;  $\sigma$  — питома електропровідність;  $\sigma'$  — еквівалентний магнітний опір.

Рівняння (3), (4) застосовні в разі покриття досліджуваної області простору рівномірною еквідистантною за всіма напрямками сіткою ( $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta$ ).

Стійкість даного алгоритму визначається умовою Куранта:  $\Delta t \leq \Delta / c \sqrt{3}$ , де  $c$  — швидкість світла у вільному просторі. У цій задачі використовуються нульові початкові умови, а поширення полів обумовлюється дією стороннього джерела напруги.

Комп'ютерне моделювання випромінювання повністю тривимірних антен з використанням *FDTD*-методу — завдання, що вимагає великих обсягів обчислень і комп'ютерної пам'яті. Однак існують «оптимізаційні прийоми», що дозволяють у десятки разів збільшити швидкість розрахунків, а саме: 1) використання точкової моделі живлення антени, яка спрощує алгоритм обчислень і дозволяє використовувати більший розмір сітки дискретизації, ніж у разі повної 3D-моделі; 2) застосування ефективних поглинаючих граничних умов.

2.3. *Модель живлення антени.* Як *FDTD*-модель джерела ЕМ-збудження оберемо точкове джерело напруги  $V^s$ , яке вводиться в схему (3), (4) таким чином [15, 16]:

$$E_x \Big|_{\vec{s}}^{n+1} = (1 - (V^s \Big|_{\vec{s}}^{n+1} + C_{\vec{s}}^a V^s \Big|_{\vec{s}}^n) / \Delta), \quad (5)$$

де  $\vec{s} = \{i_s \Delta, j_s \Delta, k_s \Delta\}$  — точка його розміщення. Джерело (3), як буде показано далі, дозволяє досить коректно моделювати роботу генератора напруги [15], достовірно (з достатньою для цієї задачі точністю) описуючи амплітудно-часові характеристики випромінюваного ним поля. При цьому, на відміну від повністю тривимірної моделі, точкове джерело (3) не вимагає використання нерівномірної (або набагато дрібнішої) сітки для опису геометрії збуджувачої структури.

Рівняння (3)—(5) визначають компоненти поля однозначно, причому їх обчислення не вимагає розв'язання будь-яких алгебричних систем (явна схема). Схема (3)—(5) апроксимує вихідну задачу з другим порядком точності. Апроксимація і стійкість гарантують збіжність послідовностей  $\{u_{i,j,k}^n\}$  ( $u$  — компоненти поля) до розв'язання вихідної нестационарної задачі.

*Поглинаючі граничні умови.* Для обмеження розрахункової області та ефективного застосування чисельних методів розв'язання поставленої задачі необхідно використовувати поглинаючі граничні умови (*ABC*, *Absorbing Boundary Condition*) на деякій вірту-

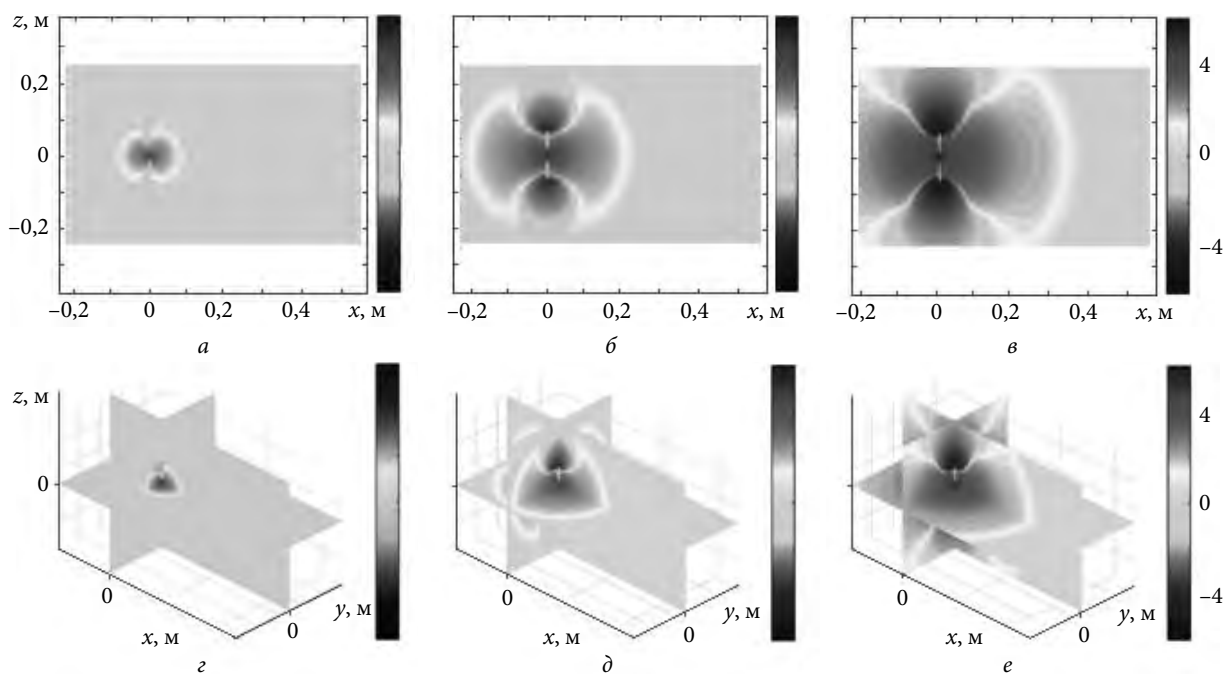


Рис. 2. Розподіл ЕМ-поля, випромінюваного прямокутною ( $h_1 = 2h_2 = 130$  мм) ненавантаженою антеною типу Bow Tie в площині  $xz$  (а, б, в) і в просторі (г, д, е) для деяких  $t$ : а, г – 0,5 нс; б, д – 1,0 нс; в, е – 1,5 нс

альній границі  $L$ , що обмежує область, в якій зосереджені всі джерела й ефективні розсіювачі (розсіювачі, які беруть участь у формуванні поля в точці спостереження).

Оскільки в нашій задачі мова йде про поширення хвиль у вільному просторі, для обмеження розрахункової області оптимальним буде використання «ідеально узгоджених шарів» Беренгера (*PML, Perfectly Matched Layer*) [8].

**Параметри моделювання.** При обмеженні розрахункової області в задачі *FDTD*-моделювання необхідно дотримуватися таких двох умов:

- Для збільшення швидкості розрахунків і зменшення використовуваних обсягів пам'яті розрахункова область повинна мати якомога менший об'єм.

- Розміри розрахункової області повинні бути обрані так, щоб відбиття від її меж (з урахуванням застосування поглинаючих граничних умов) не спотворювали досліджуваній електромагнітний процес.

Параметри моделювання, пов'язані з особливостями реалізації *FDTD*-алгоритму, наведені в таблиці.

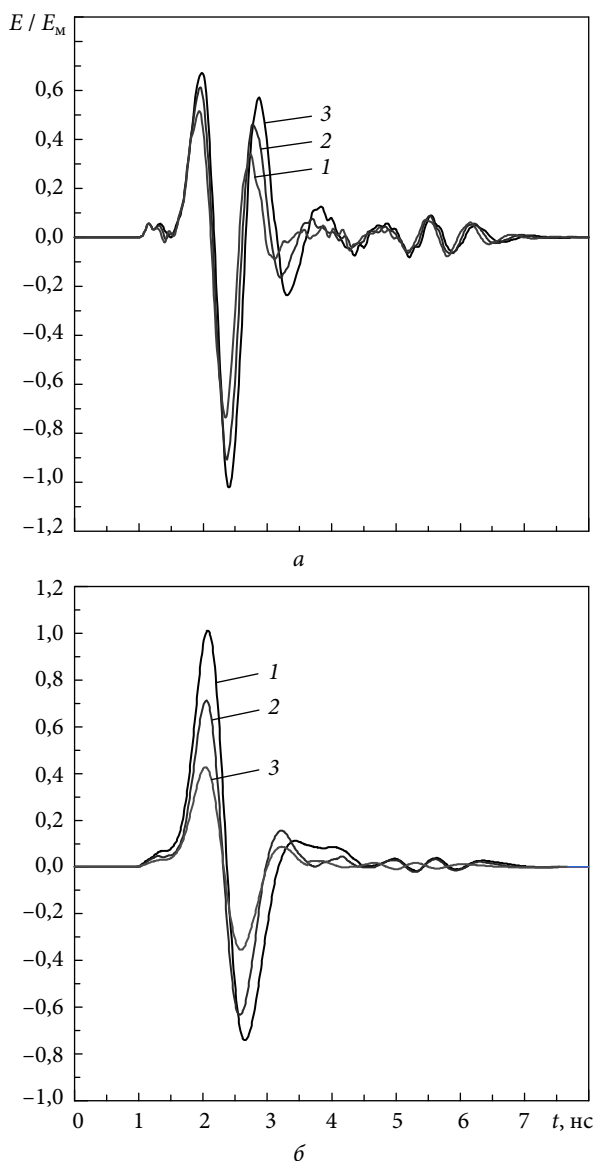
**2.4. Результати моделювання.** Рис. 2 являє собою візуалізацію розподілу випромінюваного досліджуваною прямокутною ( $h_1 = 2h_2 = 130$  мм) ненавантаженою антеною ЕМ-поля

в просторі в дискретні відліки часу. Розподіли полів у різні моменти часу представлені на зображеннях у площині  $xz$  і в просторі. Колірна шкала відображає амплітуди напруженостей поля.

З рис. 2 видно, що амплітуди напруженості імпульсів ЕМ-поля поблизу центру антени та на її краях найбільш значні. Це підтверджує тезу про те, що основними джерелами випромінювання ЕМ-поля є області, де заряди, збуджені джерелом, отримують найбільше прискорення.

На рис. 3 показано, що ненавантажена антена випромінює імпульси з післяімпульсними коливаннями значно більшої напруженості, ніж навантажена. Збільшення довжини антени з 110 до 150 мм приводить до збільшення напруженості випроміненого поля (див. ампліту-

Параметр	Значення
Розміри області розрахунків у просторі, м <sup>3</sup>	0,7 × 0,35 × 0,35
Лінійний розмір просторової сітки, м	0,0025
Часове вікно (час спостереження), нс	6
Розмір часового кроку, нс	10 <sup>-2</sup>



**Рис. 3.** Епюри імпульсів, що випромінюються прямокутною ( $h_1 = 2h_2$ ) антеною типу *Bow Tie*. FDTD-моделювання для навантаженої (а) і навантаженої опором 200 Ом (б) антен: крива 1 —  $150 \times 75$  мм; крива 2 —  $130 \times 65$  мм; крива 3 —  $110 \times 55$  мм

ду на рис. 3, а в момент часу 1...3 нс). Ця частина імпульсу формується при випромінюванні безпосередньо з області збудження. Оскільки довжина антени менше просторової тривалості збуджуючого імпульсу, поля, що випромінюються краями антени і мають протилежну полярність, сягають точки спостереження в той час, коли напруженість поля, що випромінюється областю збудження, ще не досягла максимуму. У результаті такої синхронізації у часі поля, випромінені областю збудження і краями диполя, взаємно компенсують одне одного,

обмежуючи напруженість поля в точці спостереження. Процес формування імпульсу поля в точці спостереження розглянуто аналогічно процесу формування випромінюваного імпульсу штирьовим випромінювачем [2].

На інтервалі часу 2,5...6,0 нс спостерігаються післяімпульсні коливання, параметри яких не залежать від довжини випромінювача.

Однак така синхронізація, крім приросту напруженості поля в точці спостереження, створює умови для виникнення післяімпульсних коливань, які слідує за цим (негативним) піком амплітуди. Унаслідок цього випромінюване поле набуває вигляду затухаючого коливання (рис. 3, а, 3...5 нс). Незважаючи на приріст амплітуди, така форма зонduючого сигналу є незручною для застосування в георадарах. З огляду на це, в даній роботі пропонується пригнічувати післяімпульсні коливання, підключивши навантажувальний опір в області збудження паралельно до джерела збуджуючого сигналу. Результат застосування такого навантаження у FDTD-моделюванні показаний на рис. 3, б. Явно видно істотне зниження амплітуди післяімпульсних коливань у випроміненому імпульсі. Резистивне навантаження, підключене в області збудження, знижує добротність коливань в антені і, незважаючи на збіг довжини антени з просторовою тривалістю імпульсу, згасаючих коливань у полі випромінювання антени з довжиною  $h_1 = 150$  мм немає. Також немає істотного збільшення амплітуди випроміненого імпульсу. Імпульси поля, випромінені областю збудження та краями антени, надходять у точку спостереження не синфазно.

**3. Експеримент.** Оскільки об'єкт дослідження в цій роботі — це активна випромінююча антена, що збуджується без застосування фідерної лінії між генератором і випромінювачем (рис. 4, а), то слід враховувати вплив електричних параметрів вихідного каскаду генератора імпульсів на процеси формування і протікання збуджуючого струму по антені. Очевидно, що додавання елементів електричних кіл в область збудження диполя (рис. 4, б) має зробити вплив на форму випроміненого імпульсу істотним.

Для з'ясування умов, за яких досягаються одночасно і велика амплітуда випроміненого поля, і мінімізація післяімпульсних коливань, доцільним є проведення прямих експериментів

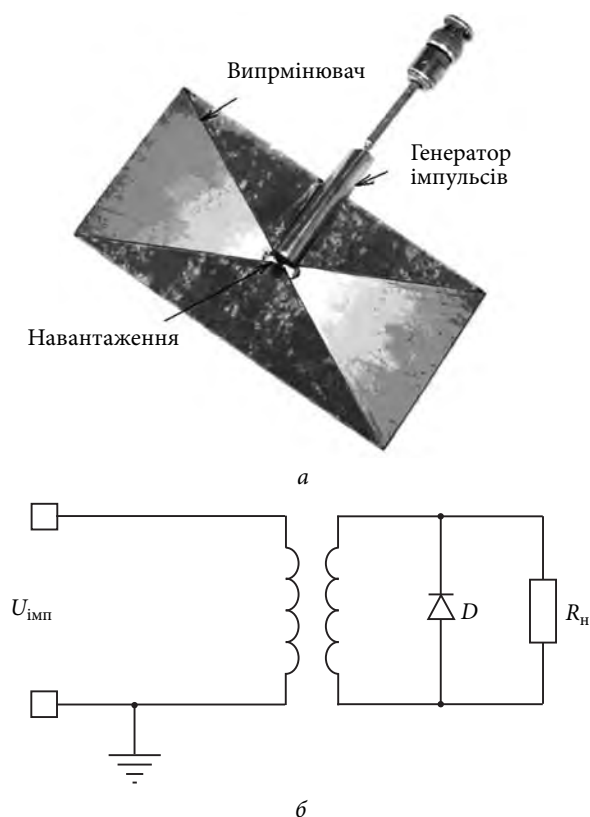


Рис. 4. Активна антена з випромінювачем прямокутної конфігурації (а); вихідна частина імпульсного генератора з резистивним навантаженням (б)

з випромінювання коротких імпульсів ЕМ-поля активними дипольними антенами з різною геометрією випромінювачів.

У дослідженні розглянуто дві конфігурації випромінювача – прямокутна ( $h_1 = 2h_2$ ) і квадратна ( $h_1 = h_2$ ).

Проаналізуємо вплив опору навантаження, що включається в область збудження, на параметри імпульсів випроміненого поля. Для цього будемо з'єднувати плечі диполя в області збудження опором  $R_n$  (рис. 4, б). Точка спостереження, в якій реєструється випромінене поле, розташована на відстані  $d$  від центру диполя. Антена збуджується підключеним безпосередньо до неї генератором коротких імпульсів. Як навантажувальні елементи використовуються резистори, опір яких становить 100...1 000 Ом.

3.1. Вимірвальна установка (рис. 5) містить: осцилограф С1-70 з блоком стробоскопічної розгортки Я40-2700 та стробоскопічним підсилювачем Я40-1700; генератор Г5-56, що формує сигнал з амплітудою +5 В і тривалістю не менше

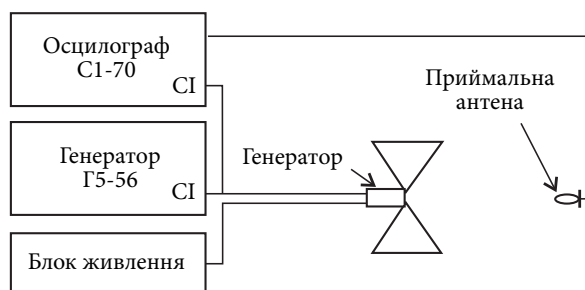


Рис. 5. Схема вимірвальної установки

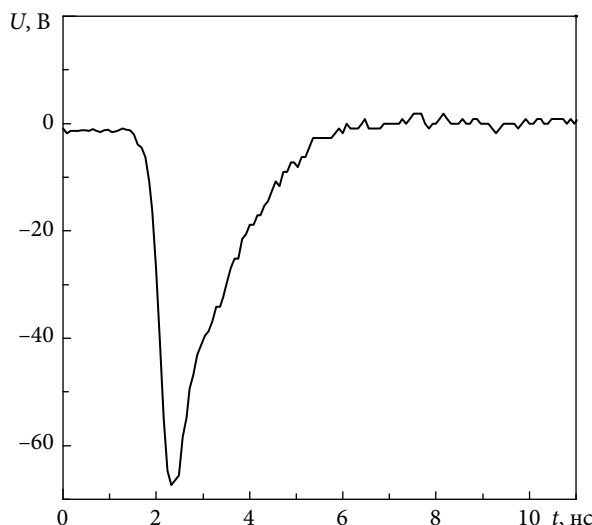


Рис. 6. Збуджуючий імпульс на виході генератора (навантаження 50 Ом)

20 нс для запуску генератора імпульсу збудження антени та сигнал синхронізації осцилографа; блок живлення генератора імпульсу збудження, що забезпечує напругу +12 В і струм 25 мА.

Як приймальну використано феритову антену [17], яка дозволяє без спотворень приймати імпульсні сигнали з часом наростання більшим за 0,4 нс і тривалістю імпульсу меншою за 2,5 нс. Реєстрація випромінених імпульсів електромагнітного поля здійснюється на відстані  $d = 0,5$  м від досліджуваної антени на висоті  $h = 1,8$  м від поверхні підлоги. Така комбінація відстаней дозволяє виключити з часового вікна спостереження імпульси, відбиті від навколишніх предметів (підлога, стіни, стеля лабораторії, вимірвальна апаратура). Таким чином, умови експерименту дозволяють аналізувати саме структуру випроміненого поля і вплив на неї параметрів конструкції випромінювача.

Для збудження випромінювача розроблений генератор імпульсів [18] з використанням

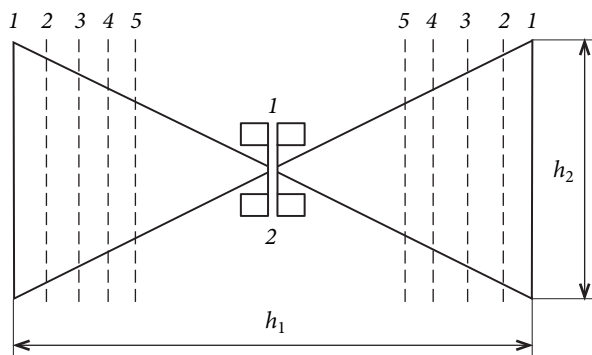


Рис. 7. Ескіз передавальної антени (штриховими лініями показані розміри антени для випадків 1–5)

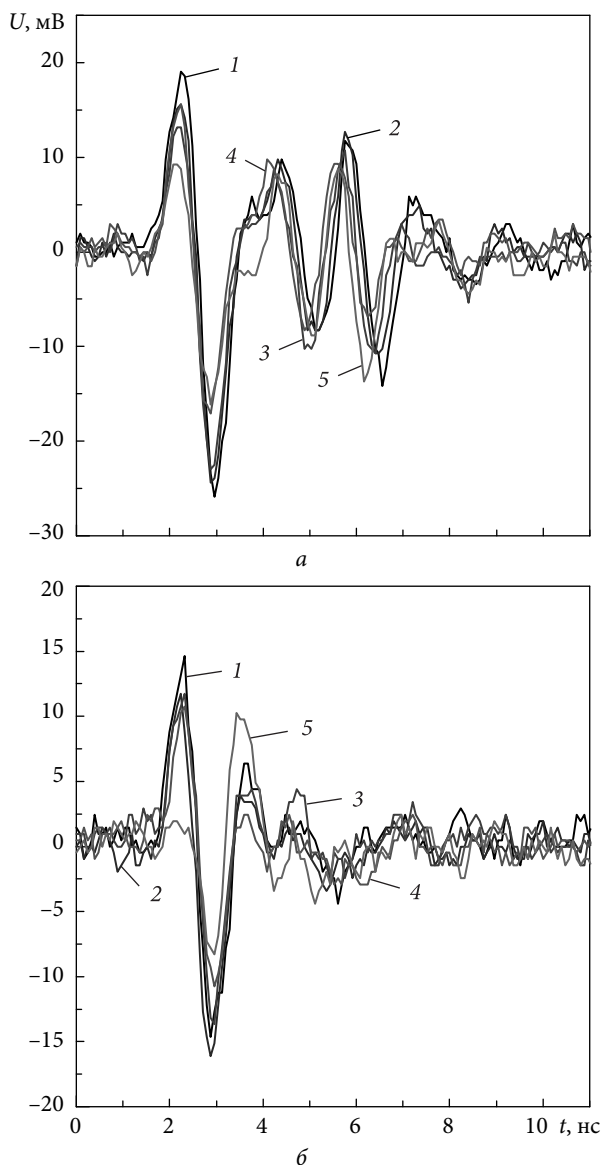


Рис. 8. Епюри імпульсів, що випромінювалися антеною прямокутної конфігурації без навантаження (а), з навантаженням  $R_n = 200 \text{ Ом}$  (б): крива 1 – 150 м; крива 2 – 140 м; крива 3 – 150 м; крива 4 – 120 м; крива 5 – 110 м

серійного діода КД513А, який працює в режимі дрейфових діодів з різким відновленням (ДДРВ) [19] і дозволяє формувати на навантаженні 50 Ом імпульс з тривалістю фронту 0,5 нс і амплітудою 70 В (рис. 6). Конструктивно генератор виготовлений у вигляді екранованої друкованої плати з розмірами  $50 \times 10 \text{ мм}$ , розташованої безпосередньо на випромінювачі (рис. 4, а). Оскільки генератор має власні часозадавальні кола, а також стабілізоване джерело живлення, параметри сформованого імпульсу напруги не залежать від тривалості сигналу запуску. Вхідний сигнал для запуску генератора – імпульс позитивної полярності амплітудою 5 В і довільної тривалості (від 20 нс і більше). Напруга живлення +12 В, середнє споживання струму 25 мА при частоті повторення імпульсів 100 кГц.

### 3.2. Випромінювання імпульсів ЕМ-полів.

3.2.1. Антена з співвідношенням сторін диполя 2:1. Для експериментів були виготовлені випромінювачі з розмірами  $h_1$  150, 140, 130, 120 та 110 мм. На рис. 7 схематично показаний набір досліджуваних в експерименті розмірів випромінювачів.

У ході експериментів реєструвалися часові залежності імпульсів електромагнітного поля, що випромінюються ненавантаженими і навантаженими ( $R_n = 200 \text{ Ом}$ ) антенами. Результати експериментів наведено на рис. 8.

Епюри прийнятих сигналів (рис. 8) наочно демонструють, що підключення навантаження практично усуває післяімпульсні коливання, однак при цьому амплітуда випроміненого імпульсу зменшується майже в півтора рази.

Дві перші півхвилі сигналу, що мають максимальну за модулем амплітуду, вважатимемо корисним сигналом. Визначимо його амплітуду як

$$V_A = \max(V(t)) + |\min(V(t))|.$$

Розглянемо її як значення амплітуди для корисного сигналу (діапазон  $t \in [1; 3,5]$  нс на рис. 8) та амплітуду післяімпульсних коливань (діапазон  $t \in [3,5; 12]$  нс на рис. 8).

Вплив розмірів. З рис. 8 видно, що з кожним зменшенням розміру  $h_1$  на 10 мм амплітуда корисного сигналу зменшується приблизно на 4 мВ для ненавантаженої антени (рис. 8, а) і на 2 мВ для навантаженої антени (рис. 8, б) для



розмірів  $h_1$  випромінювача від 150 до 110 мм. Це означає, що залежність амплітуди корисного сигналу від розміру  $h_1$  в даних випадках лінійна (рис. 9) і має вигляд:

$V_A \approx 0,4h_1 - 0,015$  — для ненавантаженої антени,

$V_A \approx 0,2h_1$  — для навантаженої антени.

Крім того, з рис. 8 видно, що амплітуда післяімпульсних коливань змінюється незначним чином як для ненавантажених (рис. 8, а), так і для навантажених (рис. 8, б) антен, в той час як амплітуди сигналів змінюються істотно при зміні розмірів випромінювача (рис. 9).

**Вплив навантаження.** Порівнюємо епюри імпульсів, випромінюваних прямокутними антенами з навантаженням ( $R_n = 200$  Ом) і без навантаження за однакових розмірів випромінювачів у інтервалі часу від 5 до 9 нс (див. рис. 8).

Для кількісної оцінки впливу навантаження на випромінений сигнал розглянемо величину амплітуди перших двох напівхвиль, які прямують за випроміненим корисним імпульсом. На рис. 10 наведено залежності амплітуди корисного імпульсу і двох напівхвиль післяімпульсних коливань від опору навантаження антен, який міняли від 100 до 1 000 Ом з кроком 100 Ом. Для цього експерименту був обраний випромінювач з розміром  $h_1 = 130$  мм.

З рис. 10 випливає, що при збільшенні опору навантаження від 100 до 300 Ом амплітуда корисного сигналу зростає швидше, ніж амплітуда післяімпульсних коливань. При збільшенні навантаження від 300 до 1 000 Ом амплітуди корисного імпульсу і післяімпульсних коливань змінюються однаково, причому амплітуда першої напівхвилі падає (рис. 10, крива 2), а амплітуда другої напівхвилі (рис. 10, крива 3) — зростає. Якщо збільшувати опір до 1 000 Ом, амплітуда корисного імпульсу і післяімпульсних коливань повільно зростатиме до значень, які формує антена без навантаження.

Таким чином, застосовуючи резистивне навантаження (від 200 до 300 Ом) в активних антенах типу *Bow Tie* прямокутної конфігурації, можна істотно (до  $-20$  дБ) зменшити амплітуду післяімпульсних коливань, при цьому амплітуда корисного сигналу зменшиться лише на 20...30 %.

3.2.2. Антена з співвідношенням сторін диполя 1:1. Для цієї серії експериментів були виго-

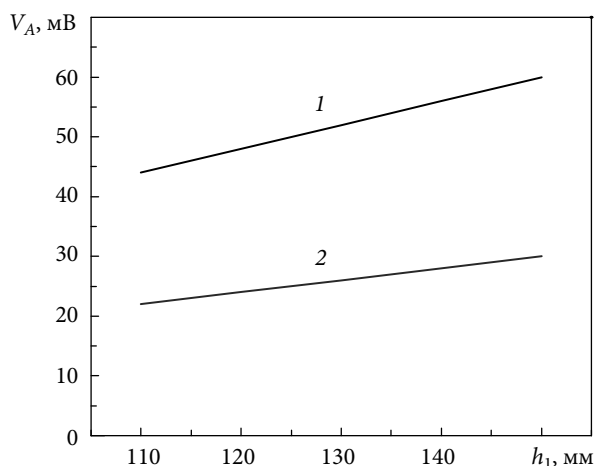


Рис. 9. Залежність амплітуди корисного сигналу від розмірів антен (крива 1 — без навантаження, крива 2 — з навантаженням  $R_n = 200$  Ом)

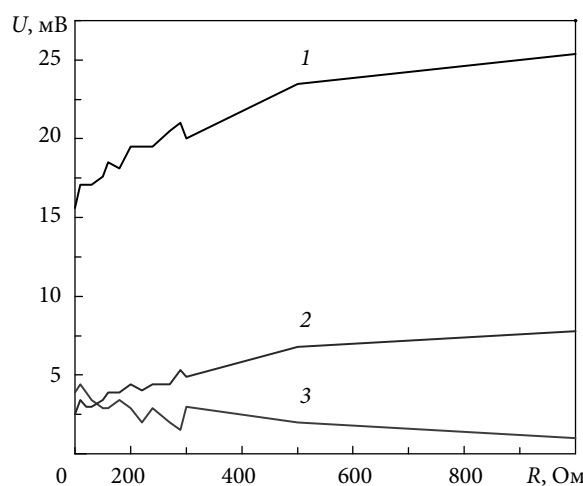


Рис. 10. Залежність амплітуди корисного імпульсу і двох напівхвиль післяімпульсних коливань від навантаження антени: крива 1 — амплітуда корисного сигналу; крива 2 — амплітуда першої напівхвилі; крива 3 — амплітуда другої напівхвилі

товлені випромінювачі з розмірами  $h_1$  150, 140, 130, 120 та 110 мм. В експериментах реєструвалися часові залежності імпульсів ЕМ-поля, що випромінювались ненавантаженими і навантаженими ( $R_n = 200$  Ом) антенами. Результати вимірювань ілюструє рис. 11.

Як видно, характерні особливості імпульсів, що випромінювались антеною з прямокутною конфігурацією (рис. 8), повторюються і в антені квадратної конфігурації (рис. 11).

Розглянемо амплітуди  $V_A$  корисного сигналу (діапазон  $t \in [1; 4]$  нс на рис. 11, а) і післяімпульсних коливань (діапазон  $t \in [4; 20]$  нс на рис. 11, а).

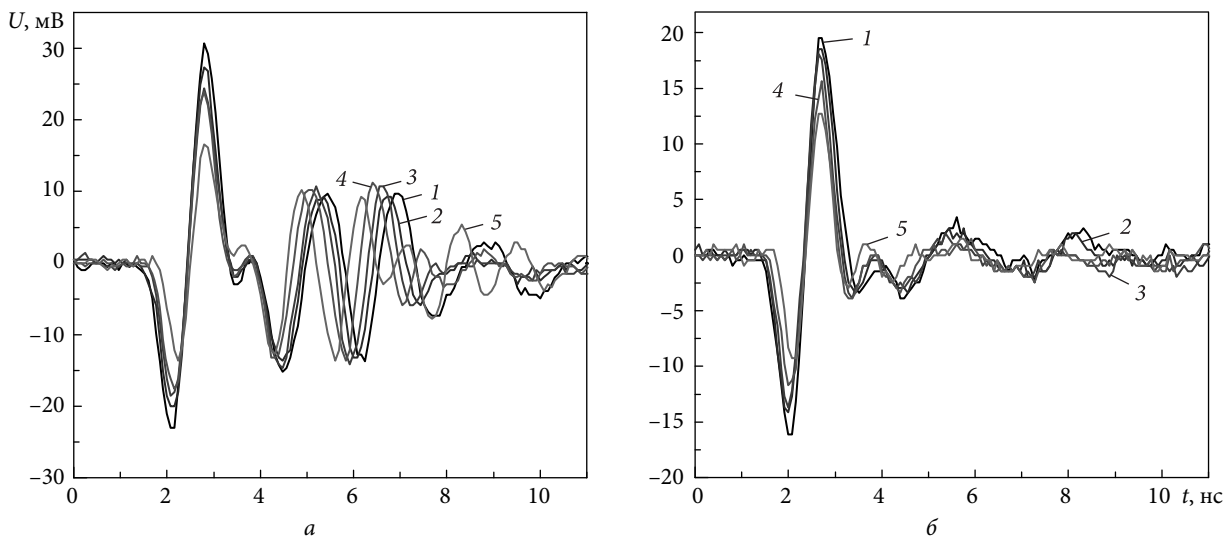


Рис. 11. Епюри імпульсів, що випромінювались антеною квадратної конфігурації: без навантаження (а), з навантаженням  $R_n = 200$  Ом (б): крива 1 – 150 мм; крива 2 – 140 мм; крива 3 – 130 мм; крива 4 – 120 мм; крива 5 – 110 мм

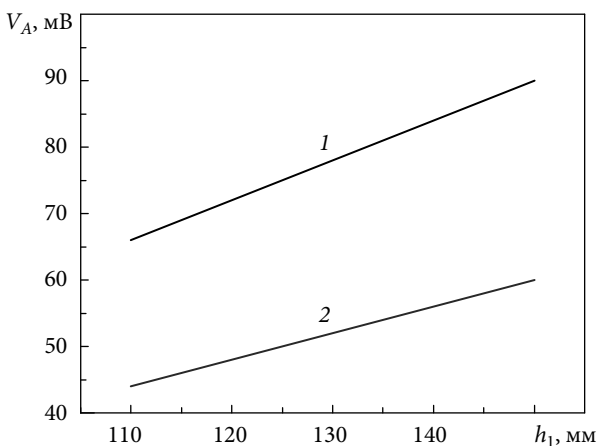


Рис. 12. Залежність амплітуди корисного сигналу від розмірів антени: крива 1 – без навантаження; крива 2 – з навантаженням  $R_n = 200$  Ом

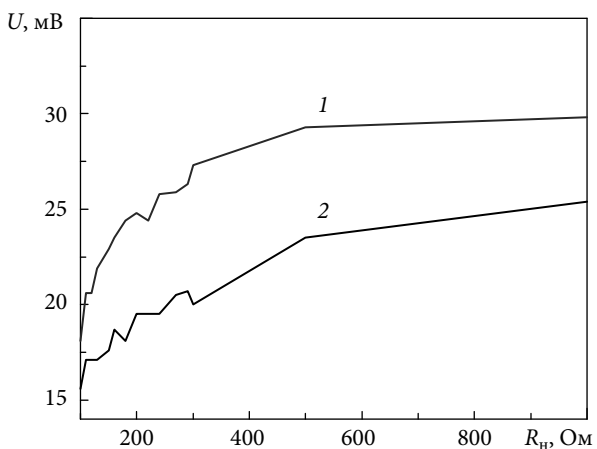


Рис. 13. Залежність амплітуд корисного імпульсу від навантаження антени для випромінювачів прямокутної і квадратної конфігурації: крива 1 – прямокутник  $h_2 = 130$  мм; крива 2 – квадрат  $h_1 = 130$  мм

Крім того, з рис. 11 впливає, що амплітуда післяімпульсних коливань змінюється в заданих межах зміни розміру  $h_1$  незначно як для ненавантажених (а), так і для навантажених (б) антен.

**Вплив розмірів.** З рис. 12 впливає, що зі зменшенням розміру  $h_1$  на 10 мм максимальна амплітуда  $V_A$  корисного сигналу зменшується приблизно на 6 мВ для ненавантаженої антени і на 4 мВ для навантаженої антени в діапазоні розмірів  $h_1$  випромінювача від 150 до 110 мм. Це означає, що залежність амплітуди корисного сигналу від розміру  $h_1$  в межах зміни розміру  $h_1$  – лінійна (рис. 12) і описується виразами:  
 $V_A \approx 0,6 h_1 - 0,036$  – для ненавантаженої антени,

$$V_A \approx 0,4 h_1 - 0,014 \text{ — для навантаженої антени.}$$

**Вплив навантаження.** Порівнявши епюри імпульсів рис. 11 в інтервалі часу від 5 до 9 нс, можна зазначити, що застосування активного навантаження  $R_n = 200$  Ом дозволяє істотно (до  $-20$  дБ) зменшити амплітуду ЕМ-хвилі, відбитої від кінців випромінювача, але при цьому на 20...40 % зменшується і амплітуда випроміненого імпульсу.

**3.3. Порівняння випромінювачів прямокутної і квадратної конфігурації.** На рис. 13 показано залежності амплітуд корисного імпульсу від навантаження антени для випромінювачів прямокутної і квадратної конфігурації. Вимірювання були проведені для випромінювачів довжиною 130 мм.

З рис. 13 випливає, що при використанні резистивного навантаження антена квадратної форми випромінює імпульси ЕМ-поля більшої амплітуди, ніж антена прямокутної форми з тим же розміром  $h_1$ . Зі збільшенням навантаження в межах 100...500 Ом амплітуда імпульсів, що випромінюються антеною квадратної форми, зростає швидше, ніж у антени прямокутної форми. При навантаженні, близькому до 1 000 Ом, обидві антени випромінюють імпульси з такою самою амплітудою корисного імпульсу, як і у ненавантаженої антени відповідного розміру і форми.

З порівняння епюр, наведених на рис. 8 і 11, добре видно, що при зміні розмірів випромінювача амплітуда корисного імпульсу змінюється значно сильніше, ніж амплітуди післяімпульсних коливань. Це, хоча і побічно, але ще раз підтверджує той факт, що випромінювання поля формується областями, де збуджені в антені заряди отримують максимальне прискорення — в області збудження антени і на краях випромінювача. У випадку збільшення розмірів антени і незмінного навантаження випромінюючі краї розсуваються, часовий інтервал між випромінюванням з області збудження випромінювача і від краю збільшується, що затримує появу в області спостереження імпульсу, випроміненого краєм. Оскільки вектори напруженості електричного поля, що випромінюються областю збудження та краєм випромінювача, мають взаємно протилежні напрямки [13, 14] і взаємно компенсують один одного, то збільшення часового інтервалу між цими імпульсами дає можливість збільшитися напруженості поля імпульсу, що випромінюється областю збудження, до більшої величини перед тим, як в точку спостереження надходить компенсуючий імпульс від краю випромінювача. Цим пояснюється зростання амплітуди випроміненого поля у разі збільшення розмірів випромінювача.

Оскільки при таких змінах геометрії антен (рис. 7) в області збудження нічого не змінюється, то післяімпульсні коливання, найімовірніше, обумовлені випромінюванням з цієї області, залишаються незмінними. Однак, якщо в розрив між провідниками диполя включити резистор, який поглинає енергію хвилі збуджуючого поля, відбитої від краю випромінюва-

ча, то енергія збуджуючого сигналу переважно розсіюється на цьому резисторі та залишається в антені, а не випромінюється.

**4. Порівняння результатів FDTD-моделювання та експериментів.** У цілому зареєстровані в експериментах імпульсні сигнали демонструють закономірності, виявлені при чисельному моделюванні. Деяка розбіжність у формах програмно змодельованих і отриманих експериментальним шляхом імпульсів пояснюється наявністю додаткових конструктивних елементів у експериментальних зразках антен, що не враховуються при чисельному моделюванні (зокрема, «фізична присутність» генератора, його реактивні параметри і змінюваний вихідний опір, тонка діелектрична підкладка, на якій розташовуються металеві частини диполя тощо).

В експериментах виявлено такі закономірності:

- зі зменшенням розміру  $h_1$  антени амплітуда корисного сигналу зменшується істотніше, ніж амплітуда післяімпульсних коливань;
- застосування активного навантаження дозволяє істотно зменшити амплітуду ЕМ-хвилі, відбитої від кінців випромінювача; амплітуда випроміненого імпульсу при цьому зменшується незначно.

**Висновки.** Застосований в роботі комплексний підхід (розгляд «повної» і «спрощеної» моделі) має свої переваги. Спрощення робить теоретичну модель більш універсальною та дозволяє досліджувати основні закономірності формування і випромінювання сигналів без впливу спотворюючих факторів. Розгляд «повної» експериментальної моделі дозволяє отримати і проаналізувати реальні просторово-часові розподіли ЕМ-полів, що створюються досліджуваною антенною системою. Таким чином, використання комплексного підходу, що включає теоретичний (моделювання) і експериментальний аналіз, забезпечує найбільш повне й ефективне вивчення поставленої експериментальної задачі.

Взаємна близька відповідність результатів розрахунків і експериментів підтверджує правильність обраної моделі та, як наслідок, відкриває можливість поглибленого дослідження динаміки зміни НІПС імпульсних полів як в ближній, так і в дальній зонах антени.

У результаті досліджень встановлено таке:

- з точки зору практичного використання

випромінювачі квадратної форми кращі за прямокутні, тому що амплітуда випромінюваного ними корисного сигналу приблизно на 30 % більша, а післяімпульсні коливання такі ж, як і у випромінювача прямокутної форми;

- найбільша ефективність випромінювання при мінімальному рівні післяімпульсних коливань забезпечується при величині опору навантаження 200...300 Ом;

- у разі використання випромінювача квадратної форми без навантаження амплітуда корисного імпульсу залежить тільки від довжини ди-

поля, при цьому амплітуда післяімпульсних коливань від довжини диполя майже не залежить.

Завдяки переходу до активного режиму збудження антени, вдалося відмовитися від необхідності узгоджувати хвильовий опір фідера та випромінювача, що відкрило можливість використовувати резистивні елементи з довільним опором для пригнічення коливань у випромінювачі. Це дозволило підбирати оптимальне навантаження, за якого післяімпульсні коливання були мінімальні, а амплітуда випромінюваного імпульсу поля збереглася досить великою.

#### БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК

1. Миллер Э.К., Ландт Дж.Э. Прямые временные методы расчета излучения и рассеяния волнпроводами в неустановившемся режиме. *Тр. Ин-та инж. электротехн. радиоэлектрон. (ТИИЭР)*. 1980. Т. 68, № 11. С. 44–75.
2. Pochanin G.P., Pochanina I.Ye. Radiation of UWB pulses by thin wire monopole. *6th Int. Conf. "Ultra Wideband and Ultra Short Impulse Signals"* (17–21 Sept. 2012, Sevastopol, Ukraine). Sevastopol, 2012. P. 133–136.
3. Lestari A.A., Yarvoy A.G., Ligthart L.P. RC-loaded bow-tie antenna for improved pulse radiation. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2004. Vol. 52, Iss. 10. P. 2555–2563.
4. Shlager K.L., Smith G.S. and Maloney J.G. Optimization of bow-tie antennas for pulse radiation. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1994. Vol. 42, Iss. 7. P. 975–982.
5. Varyanitsa-Roshchupkina L.A., Pochanin G.P. Optimization of a Sounding Ultra Wide-Band (UWB) Pulsed Signal in Subsurface Object Detection. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2012. Vol. 71, Iss. 13. P. 1159–1182.
6. Joardar A., Saha A., Roy T.B., Pandit M., Ghose M.K. Optimization of bow-tie patch antenna using various soft computation techniques. *Int. J. Adv. Res. Comput. Commun. Eng.* 2015. Vol. 4, Iss. 5. P. 243–248.
7. Brown G.H., Woodward O.M. Jr. Experimentally determined radiation characteristics of conical and triangular antennas. *RCA Rev.* 1952. Vol. 13, Iss. 4. P. 425–452.
8. Taflove A. *Computational electrodynamics: The finite-difference time-domain method*. New York: Artech House, 1995. 599 p.
9. Active antenna. URL: [https://en.wikipedia.org/wiki/Active\\_antenna](https://en.wikipedia.org/wiki/Active_antenna)
10. Pochanin G.P., Masalov S.A. Large Current Radiators: Problems, Analysis, and Design. In: *Ultrawideband Radar Applications and Design*. Ed. by J.D. Taylor. Boca Raton, London, New York. CRC Press, 2012. P. 325–372
11. Prokhorenko V.P., Ivashchuk V.E., Korsun S.V. Electromagnetic impulse radiator. *Proc. II Int. Workshop. "Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals"* (2004, Sevastopol, Ukraine). Sevastopol, 2004. P. 244–245.
12. *Electric telegraphy*: US Patent 609,154: H03B11/02 / O.J. Lodge. 16 Aug. 1898.
13. Orlenko O.A. Two Modes of Excitation of the UWB/SP Transmitting Antenna. *Proc. III Int. Workshop "Ultra Wideband and Ultra Short Impulse Signals" (UWBUSIS'06)* (18–22 Sept. 2006, Sevastopol, Ukraine). Sevastopol, 2006.
14. Varyanitsa-Roshchupkina L.A. Software for image simulation in ground penetrating radar problems. *Proc. III Int. Workshop "Ultra Wideband and Ultra Short Impulse Signals" (UWBUSIS'2006)* (September 18–22, 2006, Sevastopol). P. 150–155.
15. Варяница-Рощупкіна Л.А. *Пространственно-временные трансформации импульсной электромагнитной волны при дифракции на подповерхностных объектах*: дис. канд. физ.-мат. наук, Харьков, Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины, 2015. 177 с.
16. Varyanitsa-Roshchupkina L.A. Pointwise Radiator in FDTD method. *Proc. V Int. Workshop "Ultra Wideband and Ultra Short Impulse Signals" (UWBUSIS'2010)* (6–10 Sept. 2010, Sevastopol, Ukraine). Sevastopol, 2010. P. 125–128.
17. А. с. 1681356 СССР, МКИ H01Q 7/06. *Магнитная антенна* / В.В. Крымский. № 4349964/09; заявл. 26.12.87; опубл. 30.09.91, Бюл. № 36. С. 35.
18. Orlenko O.A. UWB Pulse Generators. *Proc. VI Int. Workshop "Ultra Wideband and Ultra Short Impulse Signals" (UWBUSIS'12)* (17–21 Sept. 2012, Sevastopol, Ukraine). Sevastopol, 2012. P. 75–77.
19. Иванов Б.В., Смирнов А.А., Шевченко С.А., Кардо-Сысоев А.Ф. Формирование наносекундных импульсов напряжения дрейфовыми диодами с режимом восстановления. *Изв. вузов России. Радиоэлектроника*. 2015. Вып. 3. С. 25–29.

Стаття надійшла 05.07.2021

#### REFERENCES

1. Miller, E.K., Landt, J.E., 1980. Direct time-domain techniques for transient radiation and scattering from wires. *Proc. IEEE*, **68**(11), pp. 1396–1423. DOI: 10.1109/PROC.1980.11881.
2. Pochanin, G.P., Pochanina, I.Ye., 2012. Radiation of UWB pulses by thin wire monopole. In: *Proc. 6th Int. Conf. "Ultra Wideband and Ultra Short Impulse Signals"*. Sevastopol, Ukraine, 17–21 Sept. 2012.

3. Lestari, A.A., Yarovoy, A.G., Ligthart, L.P., 2004. RC-loaded bow-tie antenna for improved pulse radiation. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, **52**(10), pp. 2555–2563.
4. Shlager, K.L., Smith, G.S., and Maloney, J.G., 1994. Optimization of bow-tie antennas for pulse radiation. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, **42**(7), pp. 975–982.
5. Varyanitsa-Roshchupkina, L.A., Pochanin, G.P., 2012. Optimization of a Sounding Ultra Wide-Band (UWB) Pulsed Signal in Subsurface Object Detection. *Telecommunications and Radio Engineering.*, **71**(13), pp. 1159–1182.
6. Joardar, A., Saha, A., Roy, T.B., Pandit, M., Ghose, M.K., 2015. Optimization of bow-tie patch antenna using various soft computation techniques. *Int. J. Adv. Res. Comput. Commun. Eng.*, **4**(5), pp. 243–248.
7. Brown, G.H., Woodward, O.M.Jr., 1952. Experimentally determined radiation characteristics of conical and triangular antennas. *RCA Rev.*, **13**(4), pp. 425–452.
8. Taflove, A., 1995. *Computational electrodynamics: The finite – difference time – domain method*. New York: Artech House.
9. *Active antenna* [online]. Available from: [https://en.wikipedia.org/wiki/Active\\_antenna](https://en.wikipedia.org/wiki/Active_antenna)
10. Pochanin, G.P., Masalov, S.A., 2012. Large Current Radiators: Problems, Analysis, and Design. In: *Ultra-wideband Radar Applications and Design*. Ed. by J.D. Taylor. Boca Raton, London, New York. CRC Press, pp. 325–372. DOI: <https://doi.org/10.1201/b12356-11>.
11. Prokhorenko, V.P., Ivashchuk, V.E., Korsun, S.V., 2004. Electromagnetic impulse radiator. In: *Proc. 2nd Int. Workshop “Ultra Wideband and Ultra Short Impulse Signals” (UWBUSIS’2004)*. Sevastopol, Ukraine, 19–22 Sept. 2004.
12. Lodge, O.J., 1898. *Electric telegraphy*. US Patent 609,154.
13. Orlenko, O.A., 2006. Two Modes of Excitation of the UWB / SP Transmitting Antenna. In: *Proc. III Int. Workshop “Ultra Wideband and Ultra Short Impulse Signals” (UWBUSIS’2006)*. Sevastopol, Ukraine, 18–22 Sept. 2006.
14. Varyanitsa-Roshchupkina, L.A., 2006. Software for image simulation in ground penetrating radar problems. In: *Proc. III Int. Workshop “Ultra Wideband and Ultra Short Impulse Signals” (UWBUSIS’2006)*. Sevastopol, Ukraine, 18–22 Sept. 2006.
15. Varyanitsa-Roshchupkina, L.A., 2015. *Spatio-temporal transformations of a pulsed electromagnetic wave during diffraction on subsurface objects*. PhD thesis ed. Kharkiv: O.Ya. Usikov Institute for Radiophysics and Electronics of NASU.
16. Varyanitsa-Roshchupkina, L.A., 2010. Pointwise Radiator in FDTD method. In: *Proc. V Int. Workshop “Ultra Wideband and Ultra Short Impulse Signals” (UWBUSIS’2010)*. Sevastopol, Ukraine, 6–10 Sept. 2010.
17. Krymsky, V.V., 1991. *Magnetic antenna*. USSR Authors’ Certificate 1681356 (in Russian).
18. Orlenko, O.A., 2012. UWB Pulse Generators. In: *Proc. VI Int. Workshop “Ultra Wideband and Ultra Short Impulse Signals” (UWBUSIS’12)*. Sevastopol, Ukraine, 17–21 Sept. 2012.
19. Ivanov, B.V., Smirnov, A.A., Shevchenko, S.A., Kardo-Sysoev, A.F., 2015. Formation of nanosecond voltage pulse by drift diodes with sharp restoration. *J. Russ. Univer. Radioelectronics.*, **3**, pp. 25–29 (in Russian).

Received 05.07.2021

O.A. Orlenko, L.A. Varyanytsya-Roshchupkina,  
G.P. Pochanin, S.O. Masalov, V.G. Korzh

O.Ya. Usikov Institute for Radiophysics and Electronics of NASU  
12, Acad. Proskury St., Kharkiv, 61085, Ukraine

#### SUPPRESSION OF POST-PULSE OSCILLATIONS IN ACTIVE BOW-TIE ANTENNAS

**Subject and Purpose.** This theoretical and experimental research is devoted to peculiarities of the ultra-wide bandwidth (UWB) pulse radiation from active bow-tie dipoles. The focus is on the relationship between the amplitude-time dependences of electromagnetic fields produced by active UWB pulsed antennas and the configuration of the conductive components for temporally short (less than 0.5 ns), ultra-wide-bandwidth pulse radiation.

**Methods and Methodology.** Analysis of the radiator geometry action on the emitted pulse parameters is performed by numerical simulation with the use of the finite-difference time-domain (FDTD) method. The experiment involves specially made, variously shaped bow-tie radiators tested with different resistive loadings in radiation mode. The numerically simulated characteristic curves of the radiated field amplitude shape versus radiator geometry are confirmed by experiment. Radiation field parameters versus load resistance are experimentally studied, too.

**Results.** Conditions for the effective pulse radiation with a largest-possible pulse amplitude have been determined, the post-pulse oscillation amplitude and duration reduced to a minimum.

**Conclusion.** It has been shown that the resistive loading in the excitation area significantly reduces amplitudes and durations of post-pulse oscillations in signals radiated by active dipole antennas.

**Key words:** ultra-wide bandwidth (UWB) pulses, pulsed electromagnetic field radiation, active bow-tie dipole antennas, post-pulse oscillations.