

УДК 621.396.67:517.957

doi: 10.32620/reks.2021.4.04

Д. В. ГРЕЦЬКИХ¹, В. О. АЛЕКСЄЄВ¹, А. В. ГОМОЗОВ²,
В. О. КАТРИЧ³, М. В. НЕСТЕРЕНКО³

¹ Харківський національний університет радіоелектроніки, Україна

² Сертифікаційний центр ракетно-космічної техніки Харківського представництва генерального замовника – Державного космічного агентства України

³ Харківський національний університет ім. В. Н. Каразіна

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ АНТЕНИ З НЕЛІНІЙНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ДЛЯ РОЗРАХУНКУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ У ЗОНІ ФРЕНЕЛЯ

Предметом дослідження у статті є математична модель радіоелектронних систем (РЕС), що мають у складі антени та тракту їх збудження з нелінійними характеристиками, яка забезпечує припустиму для практики проектування точність аналізу показників якості досліджуваних РЕС й параметри електромагнітної сумісності (ЕМС). **Метою** є розроблення математичної моделі передавальної багатовходової випромінювальної структури з нелінійними характеристиками в зоні Френеля. **Завдання:** обґрунтувати вибір структурної схеми багатовходової випромінювальної структури, випромінювачі якої мають розподілений нелінійний поверхневий імпеданс; отримати необхідні для розв'язку загального завдання аналізу нелінійні інтегральні рівняння (НІР) відносно густини поверхневого струму для випромінювачів з розподіленою нелінійністю, які збуджуються довільним розподілом поля; одержати співвідношення для розрахунку сфокусованих електромагнітних полів (ЕМП), які створюються багатовходовими випромінювальними структурами з нелінійними характеристиками в зоні Френеля. Використовуваними **методами** є: математичні методи електродинаміки й теорії антен з нелінійними елементами (АНЕ), математичний апарат теорії НВЧ-кіл та багатополосників. Отримано наступні **результати**. Запропоновано електродинамічний підхід для аналізу всієї сукупності нелінійних ефектів, які виникають у передавальних багатовходових випромінювальних структурах з нелінійними характеристиками, що у загальному випадку дозволяє врахувати взаємний вплив передавальної й приймальної антен з нелінійними характеристиками в самій системі й електродинамічну взаємодію передавальної антени з нелінійними характеристиками з РЕС іншого призначення. Отримано компонентні рівняння (якими є НІР) багатовходових випромінювальних структур, що встановлюють зв'язок амплітудно-фазового розподілу на входах випромінювачів з розподіленою нелінійністю з амплітудно-фазовим розподілом на їхніх поверхнях. Отримано математичну модель для аналізу багатовходових випромінювальних структур з нелінійними характеристиками в зоні Френеля. **Висновки.** Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному: узагальнена теорія передавальних антен довільної конфігурації з нелінійними характеристиками для зони Френеля, що дозволяє проводити аналіз характеристик цих антен з урахуванням виникаючих у них корисних та шкідливих нелінійних ефектів.

Ключові слова: багатовходова випромінювальна структура; антени з нелінійними елементами; нелінійні граничні умови; нелінійні інтегральні рівняння; багатомодове збудження; фокусування електромагнітного випромінювання.

Вступ

Одним з актуальних напрямів у радіотехніці є формування потужних сфокусованих електромагнітних випромінювань (ЕМВ) для розв'язання низки прикладних завдань, наприклад, створення систем безпроводної передачі енергії (БПЕ) сфокусованим мікрохвильовим променем [1–3], систем функціонального придушення й ураження сфокусованим ЕМВ РЕС різного класу і призначення [4–6] та інших РЕС. Однак, при практичній реалізації потужних РЕС із фокусуванням ЕМВ можуть виникнути про-

блеми, пов'язані із проявом шкідливих нелінійних ефектів, які можуть породжуватися як нелінійними елементами (НЕ), функціонально необхідними для роботи антен і трактів їх збудження (наприклад, активні фазовані антенні решітки (АФАР)), так і паразитними в них нелінійностями. Останні можуть бути викликані конструкцією антени (наприклад, які утворюються в місцях з'єднання елементів дзеркальної антени окисними плівками, що мають нелінійні вольт-амперні характеристики [7]) або несприятливим режимом роботи активних елементів антени, зокрема активних елементів в АФАР [8, 9]. Оцінку

шкідливих нелінійних ефектів потрібно проводити як з погляду їхнього впливу на ЕМС, так і на якість самої системи. Зокрема, при побудові передавальних сфокусованих антен виникають питання, що вимагають проведення додаткових досліджень. Ці питання пов'язані з посиленням ролі різних факторів обумовлених наявністю НЕ, що призводять до зміни заданого амплітудно-фазового розподілу в антенах. Це, у свою чергу, накладає обмеження на показники якості РЕС, які залежать від ступеню фокусування електромагнітного випромінювання в точку спостереження.

Слід зазначити, що при високих рівнях випромінюваної потужності, або в досить складному електродинамічному оточенні шкідливі нелінійні ефекти можуть проявляти себе досить помітно.

У цілому, до теперішнього часу теорія АНЕ [10–12] просунута досить далеко. Це забезпечує можливість коректного аналізу широкого класу різноманітних типів АНЕ. Проте варто помітити, що математичним моделям АНЕ, які призначені для аналізу поля в зоні Френеля в доступній літературі увага практично не приділялася. Таке становище обмежує можливості урахування впливу нелінійних ефектів в АНЕ при оцінці реальних характеристик і параметрів ЕМС РЕС із фокусуванням ЕМВ. Все це призводить до необхідності вдосконалення теорії передавальних антен з нелінійними характеристиками для зони Френеля.

У даній роботі розроблена математична модель передавальної багатовходової випромінювальної структури (наприклад, АФАР, багатопозиційна система випромінювачів [13]) до складу якої входять випромінювачі з розподіленою нелінійністю, що придатна для аналізу електромагнітного поля в зоні Френеля.

Структурна схема антени з нелінійними характеристиками

В [7] відзначено, що незалежно від того, чи є джерелом нелінійних ефектів в антенах вхідні до її складу пристрої, в які спеціально вбудовані НЕ або нелінійні ефекти в антенах є наслідком несприятливого режиму роботи активних елементів пристрою, доцільно обидва зазначених типу пристроїв розглядати як єдиний клас – клас антен з нелінійними елементами. Досить загальна математична модель, яка придатна для аналізу широкого класу АНЕ (антени-підсилювачі, антени-генератори, антени-змішувачі, антени-випрямлячі (ректени) та ін.), запропонована в [7]. Ця модель дозволяє аналізувати обидві групи нелінійних ефектів в антенах - залежність вихідних характеристик антени від рівня вхідного впливу та утворення у відгуку антени нових спектральних

складових. Однак, в [7] параметри АНЕ, що визначають її зв'язок із зовнішнім простором, були визначені тільки для зони Фраунгофера.

У даний час стрімко розвиваються РЕС, наприклад, системи БПЕ, у складі яких є антени з нелійними характеристиками, причому в яких (в залежності від технології передачі енергії [1]) передавальна та приймальна антени можуть перебувати на довільній відстані (ближня зона, зона Френеля, зона Фраунгофера). Ця обставина призводить до того, що необхідно враховувати взаємний зв'язок між передавальною та приймальною антенами. Строго кажучи, для повного аналізу всієї сукупності електромагнітних процесів, що відбуваються в РЭС, до складу яких входять антени з нелінійними характеристиками (які розташовані в довільній зоні відносно одна одної), можна застосувати підхід [14], в основі якого лежить єдине уявлення, на електродинамічному рівні, про функціонування систем БПЕ широкого класу й призначення. В [15, 16] визначені параметри математичної моделі системи БПЕ, що описують внутрішньосистемні процеси та міжсистемну взаємодію (взаємодія системи БПЕ з іншими радіоелектронними системами). Співвідношення для обчислення зовнішніх параметрів систем БПЕ були отримані в [17]. Для доказу універсальності розробленої в [14] нелінійної математичної моделі електродинамічного рівня системи БПЕ проведено порівняльний аналіз розрахункових результатів з відомими з літератури теоретичними та експериментальними даними. Результати цього аналізу [18] підтвердили коректність запропонованої моделі та її універсальність.

В [19] відзначено, що підхід [14] для аналізу та оптимізації систем БПЕ можна узагальнити на інші РЕС (до складу яких входять антени з нелінійними характеристиками) на етапі їхнього електродинамічного моделювання з подальшим уточненням зовнішніх характеристик для конкретних класів РЕС.

Таким чином, досить адекватну математичну модель передавальної АНЕ можна одержати із загальної нелінійної математичної моделі електродинамічного рівня системи БПЕ [14]. У даній роботі математична модель передавальної АНЕ в зоні Френеля побудована при наступних припущеннях:

- розглядається тільки передавальна підсистема (електромагнітні поля, створювані передавальною підсистемою визначаються в зоні Френеля на відстанях, при яких можна знехтувати взаємним зв'язком передавальної та приймальної антен);

- міжсистемна взаємодія [16] не враховується.

З урахуванням зроблених припущень та [14] структурну схему передавальної багатовходової випромінювальної структури з нелінійними характеристиками можна представити у вигляді з'єднання лінійних (ЛПС) та нелінійних (НПС) підсхем, яким

у відповідність поставлені лінійні (ЛБ) і нелінійні (НБ) багатополосники (рис. 1). У ЛПС входять лінії передачі, узгоджувальні ланцюги, фазообертачі, атенуатори й сукупність всіх інших лінійних елементів передавального антено-фідерного тракту. У НПС входять всі активні та пасивні НЕ.

Всі НЕ, що входять до складу передавальних кіл та випромінювачів, виділені в окрему підсхему – НБ, що описується в часовій області діагональними матричними операторами $\tilde{Q}_{NT} \{ \cdot \}$ й $\tilde{Q}_{NRT} \{ \cdot \}$ [14]. Багатополосник зовнішніх пристроїв характеризується матрицею розсіяння $S_S(\omega)$. Багатополосник поставлений у відповідність лінійним елементам описується змішаною матрицею $Q_T(\omega)$ [7, 14]. Багатополосник поставлений у відповідність випромінювальній структурі описується змішаною матрицею $Q_R(\omega)$ [14], що зв'язує падаючі та відбиті хвилі в перетинах $\beta - \beta$ й амплітуди збіжних та розбіжних хвиль у каналах вільного простору в перетинах $\delta - \delta$. Канали вільного простору, по яким відбувається передача електромагнітної енергії, інтерпретуються як N (по числу мод у збуджуваних випромінювачі лініях передачі) ортогональних парціальних полів, що поширюються в деякому багатохвильовому хвилеводі.

Нелінійні інтегральні рівняння багатовходових випромінювальних структур при їх багатомодовому збудженні

Одержимо компонентні рівняння (якими є нелінійні інтегральні рівняння) багатовходових випромінювальних структур, що встановлюють зв'язок

амплітудно-фазового розподілу на входах випромінювачів з розподіленою нелінійністю з амплітудно-фазовим розподілом на їхніх поверхнях.

Задача вирішується в такій постановці: в однорідному ізотропному просторі з параметрами ϵ_a, μ_a розташована система випромінювачів з розподіленою нелінійністю, які займають об'єми V_i (рис. 2).

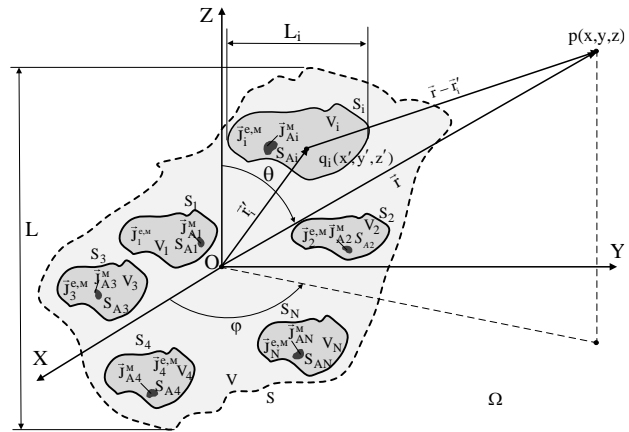


Рис. 2. Випромінювальна структура довільної конфігурації

В об'ємах V_i є сторонні джерела $\vec{J}_i^{ct,e,m}$ з різними частотами ω_k ($k = \overline{0, K}$, K – число різних частот зовнішніх сигналів), що збуджують випромінювачі та створюють на їхніх поверхнях у точках q_i напруженості полів $\vec{E}^{ct}(\vec{r}', \omega_k)$, $\vec{H}^{ct}(\vec{r}', \omega_k)$. Для періодичного або квазіперіодичного сталого режиму випромінювачів потрібно знайти розподіли густини поверхневого струму $\vec{J}_i^{e,m}$ на випромінювачах через нормовані амплітуди падаючих хвиль $a_T^\beta(\omega_k)$ (рис. 1) в апертурах збудження S_{Ai} (рис. 2).

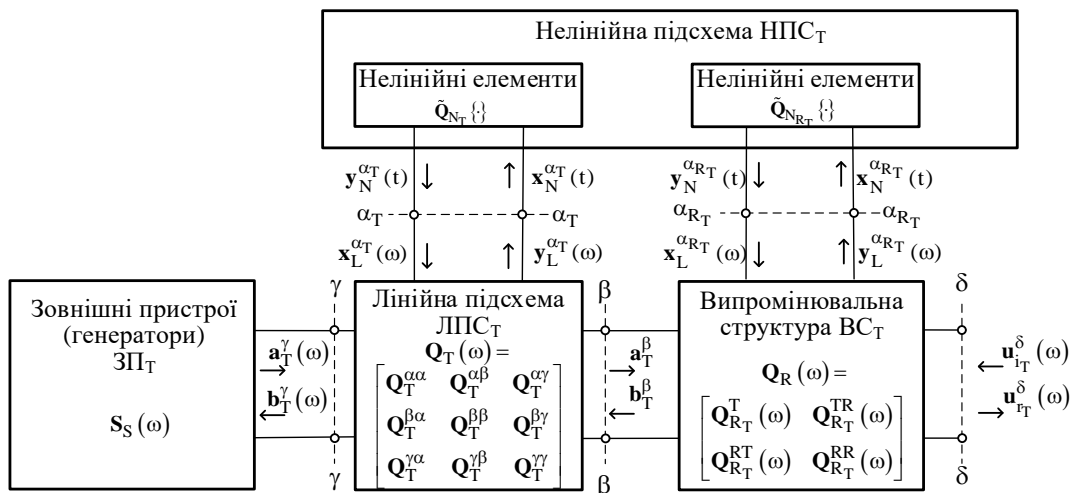


Рис. 1. Структурна схема АНЕ

На рис. 2. \vec{r}' позначено радіус-вектор змінної точки на поверхні об'єму V_i (точка інтегрування q), \vec{r} – радіус-вектор точки, яка не належить жодному з об'ємів V_i (точка спостереження p).

Під випромінювачами з розподіленою нелінійністю будемо розуміти тіла, на поверхнях S_i яких виконуються локальні нелінійні граничні умови (НГУ), згідно яким миттєві значення тангенціальних складових векторів напруженості електричного $\vec{E}(\vec{r}', t)$ та магнітного $\vec{H}(\vec{r}', t)$ полів зв'язані співвідношенням [20]

$$\vec{n}(\vec{r}') \times \vec{E}(\vec{r}', t) = \hat{\mathbf{Z}}[\vec{n}(\vec{r}') \times \vec{H}(\vec{r}', t)], \quad (1)$$

або в еквівалентному вигляді

$$\vec{J}^M(\vec{r}', t) = -\hat{\mathbf{Z}}[\vec{J}^e(\vec{r}', t)]. \quad (2)$$

де $\vec{n}(\vec{r}')$ – зовнішня нормаль до поверхні тіла в точці \vec{r}' ; $\vec{J}^M(\vec{r}', t) = \vec{E}(\vec{r}', t) \times \vec{n}(\vec{r}')$, $\vec{J}^e(\vec{r}', t) = \vec{n}(\vec{r}') \times \vec{H}(\vec{r}', t)$ – миттєві значення еквівалентних поверхневих струмів; $\hat{\mathbf{Z}}[\cdot]$ – нелінійний оператор поверхневого імпедансу.

У загальному випадку, для точного визначення $\hat{\mathbf{Z}}[\cdot]$ необхідно вирішити граничну задачу в строгой постановці. Однак часто в цьому немає необхідності: для ряду задач можна визначити оператор $\hat{\mathbf{Z}}[\cdot]$, як й у випадку будь-яких інших еквівалентних граничних умов із розв'язку більш простих задач [20]. Тому надалі не конкретизуємо вид оператора $\hat{\mathbf{Z}}[\cdot]$ й використовуємо лише НГУ вигляду (1) або (2).

Найбільш універсальним й адекватним для розв'язку поставленого завдання є принцип еквівалентності та метод інтегральних рівнянь. Принцип еквівалентності є одним з фундаментальних принципів, що використовується при розв'язку завдань електромагнітного збудження різних електродинамічних об'єктів методом інтегральних рівнянь. Його застосування дозволяє спростити вихідну постановку завдання за рахунок його поділу на два, а саме на завдання збудження двох областей по кожному сторону від апертури S_{Ai} (рис. 2), тобто усередині об'єму V_i (нормованими амплітудами падаючих хвиль $a_{Tkn}^{\beta i}$ (рис. 1)) і зовні, у припущенні, що апертура замінена ідеальним провідником. Питання обґрунтування застосування принципу еквівалентності для аналізу антен, поверхня яких має лінійний поверхневий імпеданс, були розглянуті в [21–23]. Особли-

вості застосування принципу еквівалентності для аналізу антен, поверхневий імпеданс яких має нелінійні властивості, зазначені в [24].

Для розв'язку завдання про розподіл струму на поверхні $S = \sum_{i=1}^N S_i$ скористаємося запропонованим в [20] методом інтегральних рівнянь, які, у силу НГУ (1), (2), є НІР. В [20] відзначено, якщо завдання є нелінійним, то в загальному випадку необхідно оперувати з фізичними величинами – часовими залежностями полів, тому що нелінійні операції не можна провадити безпосередньо з комплексними амплітудами [25]. Отже, розв'язок завдання про збудження тіл із НГУ потрібно проводити в просторово-часовій області. В [20] показано, що перехід у просторово-частотну область можливий при аналізі сталого періодичного або квазіперіодичного режиму збудження із частотами ω_k ($k = \overline{0, K}$, K – число різних частот), тобто

$$\vec{E}_i^{ct}(\vec{r}, t) = \sum_{k=-K}^K \delta_k \vec{E}_{mi}^{ct}(\vec{r}, \omega_k) e^{j\omega_k t}, \quad (3)$$

де $\vec{E}_{mi}^{ct}(\vec{r}, \omega_k)$ – комплексна амплітуда напруженості електричного поля сторонніх джерел у точці p на частоті ω_k , $\delta_k = 1$, якщо $\omega_k = 0$ й $\delta_k = 1/2$, якщо $\omega_k \neq 0$, а відгук, у якості якого розглядається розподіл густини електричного струму на поверхні випромінювача, шукається на комбінаційних частотах

$$v_n = m_{0n}\omega_0 + m_{1n}\omega_1 + \dots + m_{kn}\omega_k; \\ m_{in} = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, M \quad (4)$$

у вигляді:

$$\vec{J}^e(\vec{r}', t) = \sum_{l=-M}^M \delta_l \vec{J}_m^e(\vec{r}', v_n) e^{jv_l t}, \quad (5)$$

де \vec{J}_m^e – комплексна амплітуда густини електричного струму (надалі, для скорочення запису, індекс m будемо опускали).

Узагальнимо НІР отримані в [20] на систему випромінювачів (рис. 2). У цьому випадку під областю інтегрування й областю зміни точки спостереження варто розуміти поверхню не одного, а сукупності випромінювачів, тобто

$$\iint_S \{ \dots \} dS_q = \iint_{S_1} \{ \dots \} dS_1 + \iint_{S_2} \{ \dots \} dS_2 \dots \iint_{S_N} \{ \dots \} dS_N = \\ = \sum_{i=1}^N \iint_{S_i} \{ \dots \} dS_i.$$

Тоді рівняння для системи випромінювачів можна записати також у вигляді системи НІР, у якій невідомими функціями будуть густини струмів на окремих i -х випромінювачах на частотах ν_n

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^N \bar{n}(\vec{r}) \times \iint_{S_i} \left\{ -j\nu_n \mu \bar{J}^e(\vec{r}', \nu_n) G_n(\vec{r}, \vec{r}') + \right. \\ & \left. + \frac{1}{j\nu_n \varepsilon} \text{grad}_p \text{div}_p (\bar{J}^e(\vec{r}', \nu_n) G_n(\vec{r}, \vec{r}')) - \right. \\ & \left. - \text{rot}_p \left\{ \mathfrak{Z}_n \left\{ \bar{\mathbf{Z}} \left[\sum_{l=-N}^N \delta_l \bar{J}^e(\vec{r}', \nu_l) e^{j\nu_l t} \right] \right\} G_n(\vec{r}, \vec{r}') \right\} \right\} dS_i = \\ & = \bar{n}(\vec{r}) \times \bar{E}_i^{\text{CT}}(\vec{r}, \nu_n) \quad \forall \nu_n, n = \overline{-M, M}. \end{aligned} \quad (6)$$

Тут $\bar{n}(\vec{r})$ орт зовнішньої нормалі поверхні S в точці спостереження p , $\bar{J}^e(\vec{r}', \nu_n)$ – комплексна амплітуда розподілу густини поверхневого електричного струму із частотою ν_n на i -му випромінювачі; $G_n(\vec{r}, \vec{r}') = \exp(-jk_n |\vec{r} - \vec{r}'|) / (4\pi |\vec{r} - \vec{r}'|)$ – функція Гріна вільного простору в частотній області; $k_n = \nu_n / c$ – хвильовий коефіцієнт; M – число комбінаційних частот, що враховують при розв'язанні НІР; $\mathfrak{Z}_n\{\cdot\}$ – оператор перетворення Фур'є, який визначений у такий спосіб $\mathfrak{Z}_n\{\cdot\} = \int_{-\infty}^{\infty} \{\cdot\} e^{-j\nu_n t'} dt'$.

Формула (6) являє собою систему рівнянь щодо комплексних амплітуд густин поверхневого електричного струму $\bar{J}^e(\vec{r}', \nu_n)$. Кожне рівняння визначене на частоті ν_n , а розмірність системи дорівнює числу частот, що враховують при розрахунку на число випромінювачів.

Представимо нелінійний оператор $\bar{\mathbf{Z}}[\cdot]$ у вигляді суми лінійної та нелінійної частин, тобто $\bar{\mathbf{Z}}[\cdot] = \bar{\mathbf{Z}}_L[\cdot] + \bar{\mathbf{Z}}_N[\cdot]$:

$$\begin{aligned} \mathfrak{Z}_n\{\bar{\mathbf{Z}}[\cdot]\} &= \mathfrak{Z}_n\{\bar{\mathbf{Z}}_L[\cdot] + \bar{\mathbf{Z}}_N[\cdot]\} = \\ &= \bar{\mathbf{Z}}_L[\bar{J}^e(\vec{r}, \nu_n)] + \mathfrak{Z}_n\{\bar{\mathbf{Z}}_N[\bar{J}^e(\vec{r}', t)]\} \end{aligned}$$

і тоді (6) можна записати у вигляді:

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^N \bar{n}(\vec{r}) \times \int_{S_i} \left\{ -j\nu_n \mu \bar{J}^e(\vec{r}', \nu_n) G_n(\vec{r}, \vec{r}') + \right. \\ & \left. + \frac{1}{j\nu_n \varepsilon} \text{grad}_p \text{div}_p (\bar{J}^e(\vec{r}', \nu_n) G_n(\vec{r}, \vec{r}')) - \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \left. - \text{rot}_p \left\{ \bar{\mathbf{Z}}_L[\bar{J}^e(\vec{r}', \nu_n)] G_n(\vec{r}, \vec{r}') \right\} \right\} dS_i = , \\ & = \bar{n}(\vec{r}) \times [\bar{E}_i^{\text{CT}}(\vec{r}, \nu_n) + \bar{E}_N(\vec{r}, \nu_n)] \quad \forall \nu_n, n = \overline{-M, M}, \end{aligned}$$

де позначено

$$\begin{aligned} \bar{E}_N(\vec{r}, \nu_n) &= \\ &= - \sum_{i=1}^N \int_{S_i} \text{rot}_p \left\{ \mathfrak{Z}_n \left\{ \bar{\mathbf{Z}}_N \left[\sum_{n=-M}^M \delta_n \bar{J}^e(\vec{r}', \nu_n) e^{j\nu_n t} \right] \right\} G_n(\vec{r}, \vec{r}') \right\} dS_i. \end{aligned}$$

Нелінійність $\bar{\mathbf{Z}}[\cdot]$ призвела до появи в НІР доданку $\bar{E}_N(\vec{r}, \nu_n) \neq 0$. Цей доданок можна інтерпретувати як поле $\bar{E}_N(\vec{r}, \nu_n)$ додаткових сторонніх джерел, що збуджує випромінювачі з розподіленою нелінійністю. Таким чином, на частотах, які не збігаються із частотами зовнішнього збудження $\bar{E}_N(\vec{r}, \nu_n) \neq 0$, й отже, $\bar{J}^e(\vec{r}', \nu_n) \neq 0$ при $\nu_n \neq \omega_k$, тобто з'являється відгук пристрою на побічних частотах. Для частот $\nu_n = \omega_k$ вектор $\bar{E}_N(\vec{r}, \nu_n)$, як поле додаткових джерел, змінює розподіл напруженості стороннього поля $\bar{E}^{\text{CT}}(\vec{r}, \omega_k)$ й за рахунок цього змінюється розподіл густини поверхневого струму $\bar{J}^e(\vec{r}', \omega_k)$, що, природно, веде до зміни зовнішніх характеристик випромінювачів з розподіленою нелінійністю на цих частотах.

Далі конкретизуємо вид НІР (6) відносно $\bar{E}_i^{\text{CT}}(\vec{r}, \nu_n)$. Вважаємо, що випромінювачі збуджуються апертурами S_{Ai} (рис. 2) із заданими на них довільними розподілами струму \bar{J}_{Ai}^M . При цьому передбачається, що для апертур відома її система власних функцій (мод), розкладанням по яким й апроксимується густина магнітного струму на апертурах. Такий спосіб збудження дозволяє природно врахувати зміну розподілу поля в області апертур як через вплив нелінійних властивостей поверхні випромінювачів з розподіленою нелінійністю, так і через збільшення електричних розмірів апертур на частотах вищих гармонік або на комбінаційних частотах, що необхідно для коректного розв'язку загального завдання аналізу.

Нехай Ω – довільний об'єм, обмежений замкнутими поверхнями $S_i \cup S_{Ai}$ (рис. 2). Будемо вважати, що об'єм Ω збуджується на кожній із частот ν_n , обумовлених співвідношенням (4), апертурами $S_{Ai} \subset S_i$ (рис. 3). Розподіл поля (або еквівалентного поверхневого струму) на апертурах можна представити у вигляді розкладання по системі влас-

них функцій області S_{Ai} . В якості такої системи доцільно вибрати систему власних поперечних функцій (мод) регулярної лінії передачі, перетин якої збігається з S_{Ai} . Тому розглянемо випадок багатомодового збудження об'єму Ω регулярною лінією передачі в області поверхні S_{Ai} .

Вважаємо, що поверхні S_{Ai} зсередини збуджуються K типами хвиль. В [26] був проведений розв'язок завдання знаходження, яке було викликане цим збудженням, поверхневої густини струмів $\vec{J}_i^{e,m}$ як функції координат, частоти та властивостей поверхні випромінювачів. Коротко розглянемо суть отриманих в [26] результатів та узагальнимо їх на завдання, що розглядається в даній роботі. В [26] було використано дві системи координат: основна – прямокутна декартова X, Y, Z , у якій перебуває об'єм Ω (рис. 3, а), та локальна – ортогональна криволінійна ξ_1, ξ_2, ξ_3 (рис. 3, б), що визначається геометрією S_{Ai} і була обрана для подання в цій системі вільних хвиль, що поширюються в лінії передачі.

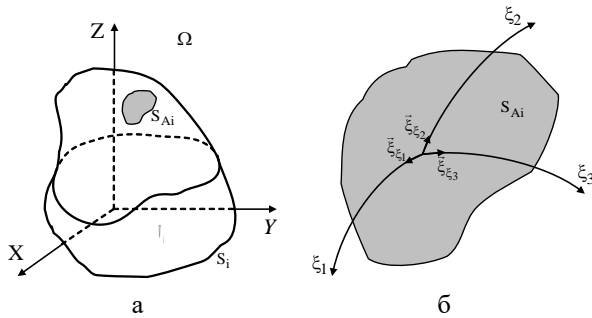


Рис. 3. а) Геометрія задачі б) До визначення локальної системи координат

Поле в перетині лінії передачі, що живить випромінювач, було представлено у вигляді сукупності прямих та зворотних власних хвиль із довільними коефіцієнтами. $\vec{\Phi}_k^i(\xi_1, \xi_2, v_n)$ ($k = \overline{1, \infty}$) – всі типи хвиль, які поширюються в живильній лінії, функції $\vec{\Phi}_k^i(\xi_1, \xi_2, v_n)$ належать гільбертову простору L_2 , які в ньому утворюють ортонормований базис. Через A_{kn}^i і B_{kn}^i були позначені амплітуди відповідно падаючої та відбитої хвилі k -го типу коливань на частоті v_n , а через $\vec{\xi}_{\xi_3}$ – орт осі ξ_3 , що є нормаллю до поверхні апертури. Тоді в перетинах S_{Ai} для тангенційних складових електричних $\vec{E}_\tau^i(v_n)$ і магнітних $\vec{H}_\tau^i(v_n)$ полів лінії передачі енергії можна записати наступні вирази:

$$\vec{\xi}_{\xi_3} \times \vec{E}_\tau^i(v_n) = \sum_{k=1}^K Z_{kn}^i (A_{kn}^i + B_{kn}^i) \vec{\Phi}_k^i(\xi_1, \xi_2, v_n) - \sum_{k=K+1}^{\infty} Z_{kn}^i B_{kn}^i \vec{\Phi}_k^i(\xi_1, \xi_2, v_n), \quad (7)$$

$$\vec{H}_\tau^i(v_n) = \sum_{k=1}^K (A_{kn}^i - B_{kn}^i) \vec{\Phi}_k^i(\xi_1, \xi_2, v_n) + \sum_{k=K+1}^{\infty} B_{kn}^i \vec{\Phi}_k^i(\xi_1, \xi_2, v_n), \quad (8)$$

де Z_{kn}^i – характеристичний опір лінії передачі для k -го типу хвилі на частоті v_n , що живить i -й випромінювач.

Зі співвідношення (8), користуючись ортонормованістю послідовності векторних функцій $\{\vec{\Phi}_k^i(\xi_1, \xi_2, v_n)\}_{k=1}^{\infty}$ у L_2 можна виразити коефіцієнти A_{kn}^i і B_{kn}^i через тангенційну компоненту магнітного поля на апертурі та спростити запис правої частини рівності (7):

$$\vec{\xi}_{\xi_3} \times \vec{E}_\tau^i(v_n) = 2 \sum_{k=1}^K Z_{kn}^i A_{kn}^i \vec{\Phi}_k^i(\xi_1, \xi_2, v_n) - \sum_{k=1}^{\infty} Z_{kn}^i (\vec{H}_\tau^i|_{\xi_3=0}(v_n), \vec{\Phi}_k^i(\xi_1, \xi_2, v_n)) \vec{\Phi}_k^i(\xi_1, \xi_2, v_n). \quad (9)$$

Векторні функції $\vec{\Phi}_k^i(\xi_1, \xi_2, v_n)$ визначені лише для значень $\xi_1, \xi_2 \in S_{Ai}$. Визначити їх для всіх точок q_i поверхонь $S_i \cup S_{Ai}$ можна наступним чином:

$$\vec{\Phi}_k^i(\vec{r}_i, v_n) = \begin{cases} \vec{\Phi}_k^i(\xi_1, \xi_2, v_n), & \xi_1, \xi_2 \in S_{Ai} \\ 0, & \xi_1, \xi_2 \notin S_{Ai} \end{cases}. \quad (10)$$

Внаслідок цього в наведених скалярних добутках інтегрування по апертурах замінюється інтегруванням по всій поверхні $S = \sum_{i=1}^N S_i$, що обмежує об'єм Ω .

При розв'язанні повного завдання аналізу випромінювачів з розподіленою нелінійністю поле на апертурі з боку області V_i (рис. 2), якщо вона не містить НЕ, представимо через амплітуди нормованих падаючих та відбитих хвиль a_{Tkn}^{bi} (рис. 1). Перейти до таких величин у лівій частині (9) можна шляхом заміни комплексних амплітуд падаючих

хвиль A_{kn}^i амплітудами нормованих струмів $a_{Tkn}^{\beta i}$ згідно з [26]. З урахуванням зазначеного вище, систему НІР (6) запишемо у вигляді

$$\sum_{i=1}^N (\tilde{L}[\bar{J}^e(\bar{r}')] + \tilde{N}[\bar{J}^e(\bar{r}')]) = u_i(\bar{r}),$$

$$\forall v_n, n = -M, M, \quad (11)$$

де $\tilde{L}[\bar{J}^e(\bar{r}')] -$ лінійна частина інтегрального оператора:

$$\tilde{L}[\bar{J}^e(\bar{r}')] = \bar{n}(\bar{r}) \times \iint_{S_i} \{-jv_n \mu \bar{J}^e(\bar{r}', v_n) G_n(\bar{r}, \bar{r}') +$$

$$+ \frac{1}{jv_n \epsilon} \text{grad}_p \text{div}_p (\bar{J}^e(\bar{r}', v_n) G_n(\bar{r}, \bar{r}'))\},$$

$\tilde{N}[\bar{J}^e(\bar{r}')] -$ нелінійна частина інтегрального оператора:

$$\tilde{N}[\bar{J}^e(\bar{r}')] =$$

$$= \bar{n}(\bar{r}) \times \text{rot}_p \{ \bar{Z} [\sum_{l=-N}^N \delta_l \bar{J}^e(\bar{r}', v_l) e^{jv_l t}] G_n(\bar{r}, \bar{r}') \},$$

$u_i(\bar{r}) -$ права частина інтегрального рівняння (11), що залежить від розподілу збуджуючого струму в апертурі S_{Ai} :

$$u_i(\bar{r}) = 2 \sum_{k=1}^{K_n} \sqrt{2Z_{kn}^i} a_{Tkn}^{\beta i} \bar{\Phi}_k^i(\xi_1, \xi_2, v_n) -$$

$$- \iint_{S_i} \sum_{k=1}^{\infty} Z_{kn}^i \bar{\Phi}_k^{i*}(\xi_1, \xi_2, v_n) (\bar{J}_A^e(\bar{r}') \times \bar{n}_{qi}) dS_i \bar{\Phi}_k^i(\xi_1, \xi_2, v_n).$$

Нелінійна частина інтегрального оператора $\tilde{N}[\bar{J}^e(\bar{r}')] -$ визначає нелінійний оператор $\bar{Q}_{NR_T} \{ \cdot \}$ (рис. 1), що описує нелінійну підсхему випромінювальної структури.

Таким чином, на поверхні $S = \sum_{i=1}^N S_i$ завдання

знаходження поверхневих струмів $\bar{J}^e(\bar{r}')$ при багатомодовому збудженні випромінювачів з боку апертури S_{Ai} звелось до розв'язання системи двовимірних інтегральних рівнянь вигляду (11).

Отримана система НІР відносно комплексних амплітуд розподілу густин поверхневого струму

являє собою компонентні рівняння системи випромінювачів з розподіленою нелінійністю.

Електромагнітне поле багатомодової випромінювальної структури з нелійними характеристиками в зоні Френеля

Вважаємо, що невідомі функції розподілу густини поверхневого електричного струму $\bar{J}^e(\bar{r}', v_n)$ на поверхні i -х випромінювачів знайдені з розв'язку НІР (11) (особливості розв'язку подібних НІР в повній мірі викладені в [27]), а функції розподілу густини поверхневого магнітного струму $\bar{J}^M(\bar{r}', v_n)$ визначено з НГУ (2). Потрібно знайти напруженість ЕМП, яка створюється системою випромінювачів з нелійними характеристиками (рис. 2) у зоні Френеля.

ЕМП системи електричних і магнітних джерел (рис. 2) з розподіленою нелінійністю у режимі, що встановився, визначається двома векторними потенціалами \bar{A}^e та \bar{A}^M [28]

$$\bar{E}(\bar{r}, v_n) = - \sum_{i=1}^N \left(\frac{j}{v_n \epsilon_a \mu_a} \text{grad}_p \text{div}_p \bar{A}_i^e(\bar{r}, v_n) + \right.$$

$$\left. + jv_n \bar{A}_i^e(\bar{r}, v_n) + \frac{1}{\epsilon_a} \text{rot}_p \bar{A}_i^M(\bar{r}, v_n) \right), \quad (12)$$

$$\bar{H}(\bar{r}, v_n) = - \sum_{i=1}^N \left(\frac{j}{v_n \epsilon_a \mu_a} \text{grad}_p \text{div}_p \bar{A}_i^M(\bar{r}, v_n) + \right.$$

$$\left. + jv_n \bar{A}_i^M(\bar{r}, v_n) - \frac{1}{\mu_a} \text{rot}_p \bar{A}_i^e(\bar{r}, v_n) \right). \quad (13)$$

Якщо джерелами поля є поверхневі електричний і магнітний струми, що задані на поверхнях S_i , то комплексні вектори $\bar{A}_i^e(\bar{r}, v_n)$ та $\bar{A}_i^M(\bar{r}, v_n)$ будуть рівні:

$$\bar{A}_i^e(\bar{r}, v_n) = \frac{\mu_a}{4\pi} \iint_{S_i} \bar{J}^e(\bar{r}', v_n) \frac{e^{-jk_n |\bar{r} - \bar{r}'|}}{|\bar{r} - \bar{r}'|} dS_{iq}, \quad (14)$$

$$\bar{A}_i^M(\bar{r}, v_n) = \frac{\epsilon_a}{4\pi} \iint_{S_i} \bar{J}^M(\bar{r}', v_n) \frac{e^{-jk_n |\bar{r} - \bar{r}'|}}{|\bar{r} - \bar{r}'|} dS_{iq}, \quad (15)$$

де $k_n = \frac{2\pi}{\lambda_n}$, а $\lambda_n = \frac{c}{v_n}$.

Розрахунки векторних потенціалів за формулами (14), (15) у загальному випадку призводить до досить складних математичних викладок і не завжди вдається одержати замкнені вирази для різноманітних випромінювальних структур навіть із простою конфігурацією [29, 30]. В [31–33] показано, що аналіз ЕМП у ближній та проміжній зонах спостереження може бути спрощений, якщо не потрібно знання полів на дуже малих відстанях від антени. В зазначених роботах пропонується випромінювальну структуру великих електричних розмірів розбивати на множину малих, тобто таких, щоб відстань дальньої зони цих випромінювачів була менше або дорівнювала мінімальній відстані, на якій розраховуються поля досліджуваної випромінювальної структури великих електричних розмірів.

З урахуванням зазначеного вище, співвідношення (14) і (15) можна спростити, якщо вважати, що точка спостереження $r(x, y, z)$ стосовно кожного з випромінювачів випромінювальної структури перебуває в дальній зоні, тобто для кожного i -го випромінювача окремо виконується умова

$$|\vec{r} - \vec{r}_i'| \gg \frac{2L_i^2}{\lambda_n}, \quad (16)$$

де L_i – максимальний лінійний розмір випромінювача випромінювальної структури (рис. 2), λ_n – максимальна довжина хвилі.

Але стосовно самої випромінювальної структури, ця область є зоною Френеля

$$|\vec{r} - \vec{r}_i'| < \frac{2L^2}{\lambda_n}, \quad (17)$$

де L – максимальний лінійний розмір випромінювальної структури (рис. 2).

З урахуванням умов (16), (17) та проведення нескладних математичних дій, вирази для розрахунку ЕМП створюваного багатовходовою випромінювальною структурою з розподіленою нелінійністю будуть мати наступний вигляд:

$$\begin{aligned} \vec{E}(\vec{r}, \nu_n) = & \frac{\nu_n \mu_a}{4\pi j} \sum_{i=1}^N \frac{e^{-jk_n |\vec{r}_i|}}{|\vec{r}_i|} ([\vec{e}_{r_i} [\vec{f}_i^e(\theta, \varphi, \nu_n) \vec{e}_{r_i}]] + \\ & + \sqrt{\frac{\epsilon_a}{\mu_a}} [\vec{f}_i^m(\theta, \varphi, \nu_n) \vec{e}_{r_i}]), \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \vec{H}(\vec{r}, \nu_n) = & \frac{\nu_n \epsilon_a}{4\pi j} \sum_{n=1}^N \frac{e^{-jk_n |\vec{r}_i|}}{|\vec{r}_i|} (\sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}} [\vec{e}_{r_i} \vec{f}_i^e(\theta, \varphi, \nu_n)] + \\ & + [\vec{e}_{r_i} [\vec{f}_i^m(\theta, \varphi, \nu_n) \vec{e}_{r_i}]]), \end{aligned} \quad (19)$$

де \vec{e}_{r_i} – одиничний орт у напрямку \vec{r}_i , $\vec{f}_i^{e,m}(\theta, \varphi, \nu_n)$ – векторні функції, які залежать тільки від кутових координат точки спостереження (θ, φ) . Дані функції обумовлені заданими розподілами струмів $\vec{J}^{e,m}(\vec{r}_i', \nu_n)$ та характеризують залежність створюваного ними поля в дальній зоні від кутових координат на частотах ν_n .

Запишемо співвідношення (18) і (19) у більш компактному вигляді:

$$\vec{E}(\vec{r}, \nu_n) = \sum_{i=1}^N \vec{E}_i(\vec{r}, \nu_n) e^{-jk_n |\vec{r}_i|}, \quad (20)$$

$$\vec{H}(\vec{r}, \nu_n) = \sum_{i=1}^N \vec{H}_i(\vec{r}, \nu_n) e^{-jk_n |\vec{r}_i|}, \quad (21)$$

де $\vec{E}_i(\vec{r}, \nu_n)$, $\vec{H}_i(\vec{r}, \nu_n)$ – напруженості електричного та магнітного полів, створюваних i -м випромінювачем багатовходової випромінювальної структури на частотах ν_n .

При однаковій поляризації випромінювачів, а також за рахунок вибору початкових фаз випромінювачів, можна добитися того, що в обраній точці простору з координатами (x_F, y_F, z_F) на відстані фокусування r_F , ЕМП, які збуджуються випромінювачами багатовходової випромінювальної структури, складаються синфазно. Значення початкових фаз i -х випромінювачів у багатовходовій випромінювальній структурі, які необхідні для синфазного складання парціальних полів у точці з координатами (x_F, y_F, z_F) на частотах ν_n , визначаються з умови

$$\psi_i(\nu_n) = k_n |\vec{r}_{Fi}|, \quad (22)$$

де $|\vec{r}_{Fi}| = \sqrt{(x_F - x_i')^2 + (y_F - y_i')^2 + (z_F - z_i')^2}$ – відстань між точкою фокусування з координатами (x_F, y_F, z_F) та центром i -го випромінювача з координатами (x_i', y_i', z_i') .

Тоді з урахуванням умови (22) вирази (20) і (21) можна записати в наступному вигляді:

$$\vec{E}(\vec{r}, \nu_n) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_i(\vec{r}, \nu_n) e^{-j(k_n |\vec{r}_i| - \psi_i(\nu_n))}, \quad (23)$$

$$\vec{H}(\vec{r}, \nu_n) = \sum_{n=1}^N \vec{H}_i(\vec{r}, \nu_n) e^{-j(k_n |\vec{r}_i| - \psi_i(\nu_n))}. \quad (24)$$

На робочій частоті ($\nu_{n=1} = \omega_0$) співвідношення (22) має досить наочний фізичний зміст. Початкова фаза випроміненого поля випромінювачами багатовходової випромінювальної структури повинна відповідати сполученому значенню початкової фази ЕМП, яке збуджується ними у точці фокусування. Такий фазовий розподіл забезпечує повну компенсацію набігу фази випромінювачів багатовходової випромінювальної структури до точки фокусування при заданій робочій частоті. Цей спосіб фокусування в літературі називають просторово-фазовим фокусуванням.

Наявність розподіленої нелінійності у випромінювачах призводить до утворення на їхніх поверхнях густини електричного струму на комбінаційних частотах ν_n , це, у свою чергу, призводить до розфокусування ЕМВ на основній частоті та значному розширенню зони Френеля поля побічного випромінювання. Дальня границя зони Френеля на частоті n -ї гармоніки визначається співвідношенням:

$$r_n = \frac{2L^2 n}{\lambda_0},$$

тобто n -й частотній гармоніці відповідає своя довжина зони Френеля, яка росте зі збільшенням номера гармоніки та приблизно в n разів перевищує дальність передачі ЕМВ. Таким чином, розглянуті випромінювальні структури з розподіленою нелінійністю на частотах гармонік можуть створювати в певних напрямках поля значної інтенсивності й суттєво погіршувати функціонування інших РЕС, які перебувають навіть на значних відстанях від точки фокусування.

Висновки

Наявність нелінійностей у передавальних багатовходових випромінювальних структурах призводить до появи шкідливих нелінійних антенних ефектів: зміни їх характеристик на основній частоті (зокрема, розфокусування ЕМВ) та появи побічного випромінювання. Характерно, що зазначені нелінійні антенні ефекти, ступінь та особливості їх прояву істотно залежать від конкретної конструкції випромінювальної структури та способу її збудження, взаємозв'язку між випромінювачами та місцем їх включення, а також від параметрів лінійних та нелінійних підсхем АНЕ (рис. 1). Внаслідок цього в кожній конкретній АНЕ нелінійні ефекти матимуть свою специфіку, тому виявити будь-які універсальні закономірності є неможливим. Розвинена в роботі процедура аналізу нелінійних антенних ефектів у сфокусованих передавальних АНЕ є досить загаль-

ною. Вона дозволяє визначити спектральний склад відгуку в зоні Френеля різних типів АНЕ залежно від характеру та рівня їхнього збудження.

У роботі отримані НР багатовходових випромінювальних структур довільного вигляду з розподіленою нелінійністю при їх багатомодовому збудженні для періодичного або квазіперіодичного режимів роботи відносно комплексних амплітуд гармонік поверхневої густини струму. Багатомодовий спосіб збудження дозволяє врахувати зміну розподілу поля в області збудження випромінювачів через вплив нелінійних властивостей їхньої поверхні. Отримані НР є компонентними рівняннями, що описують нелінійний і лінійний багатополосники, які поставлені у відповідність багатовходовим випромінювальним структурам з нелійними характеристиками.

Отримані вирази для розрахунку ЕМП передавальних багатовходових випромінювальних структур з нелійними характеристиками в зоні Френеля.

У подальших дослідженнях, використовуючи запропоновану узагальнену математичну модель багатовходових випромінювальних структур з нелійними характеристиками, планується на конкретних типах АНЕ провести кількісний аналіз впливу ступеня нелінійності поверхневого імпедансу на параметри сфокусованого електромагнітного випромінювання.

Література

1. Shinohara, N. *History and Innovation of Wireless Power Transfer via Microwaves [Text] / N. Shinohara // IEEE Journal of Microwaves. – 2021. – Vol. 1, No. 1. – P. 218–228.*
2. *Focused transmitting array antenna at 5.8GHz for wireless power transmission [Text] / N. Li, J. Zhang, J. Yang, X. Zhu, Z. Zheng, A. Majeed // IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC). – 2020. – P. 94–97.*
3. Geyi, W. *The Method of Maximum Power Transmission Efficiency for the Design of Antenna Arrays [Text] / W. Geyi // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. – 2021. – Vol. 2. – P. 412–430.*
4. *Functional Neutralization of Small-size UAVs by Focused Electromagnetic Radiation [Text] / A. V. Gomozov, D. V. Gretsikh, V. A. Katrich, M. V. Nesterenko // XXII International seminar / workshop on direct and inverse problems of electromagnetic and acoustic wave theory (DIPED–2017). – 2017. – P. 187–189.*
5. Макаренко, С. И. *Противодействие беспилотным летательным аппаратам [Текст] : монография / С. И. Макаренко. – СПб : Научное издание, 2020. – 204 с.*
6. *Методы формирования и фокусировки электромагнитного излучения для воздействия на ра-*

диоэлектронные средства [Текст] : монография / М. М. Ясечко, А. И. Дохов, М. Г. Иванец, О. В. Тесленко ; под ред. М. М. Ясечко. – Харьков : ХУПС, 2015. – 220 с.

7. Бахрах, Л. Д. Справочник по антенной технике [Текст] / Л. Д. Бахрах, Л. С. Бенинсон, Е. Г. Зелкин // Нелинейные элементы в антеннах / Я. С. Шифрин, А. И. Лучанинов ; под ред. Я. Н. Фельда, Е. Г. Зелкина. – М., 1997. – Гл. 10. – С. 207–235.

8. Loyka, S. L. The influence of electromagnetic environment on operation of active array antennas: analysis and simulation techniques [Text] / S. L. Loyka // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 1999. – Vol. 7, No. 6. – P. 23–39.

9. Prediction of Nonlinear Distortion in Wideband Active Antenna Arrays [Text] / K. Hausmair, S. Gustafsson, C. Sánchez-Pérez, P. N. Landin, U. Gustavsson, T. Eriksson, C. Fager // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2017. – Vol. 65, No. 11. – P. 4550–4563.

10. Лучанинов, А. И. Современное состояние теории и техники электродинамических устройств с нелинейными характеристиками поверхностного импеданса [Текст] / А. И. Лучанинов, Д. С. Гавва, Е. В. Крикун // Проблемы телекоммуникаций. – 2011. – № 1 (3). – С. 62–83.

11. Лучанинов, А. И. Увеличение эффективности генерации гармоник нелинейными рассеивателями [Текст] / А. И. Лучанинов, Д. С. Гавва, С. Р. Уайд // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2014. – Том 4, № 9 (70). – С. 51–58. DOI: 10.15587/1729-4061.2014.26282.

12. Прудюс, И. Н. Транзисторные антенны-автогенераторы СВЧ-диапазона [Текст] / И. Н. Прудюс, В. Д. Голинский, В. Г. Сторож // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2007. – № 2. – С. 13–16.

13. Wireless radio power supply system for pilotless aircrafts [Text] / D. V. Gretskih, A. V. Gomozov, N. M. Tsikalovskiy, E. V. Sharapova // 10th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT-2015). – 2015. – P. 202–204.

14. Electrodynamical Model of a Wireless Power Transmission System [Text] / D. V. Gretskih, A. I. Luchaninov, J. V. Vishniakova, V. A. Katrich, M. V. Nesterenko // XXIIIrd International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED-2018). – 2018. – P. 80–85.

15. Electrodynamical Approach to Designing Wireless Power Transfer Systems (Internal System Processes) [Text] / D. V. Gretskih, A. I. Luchaninov, V. A. Katrich, M. V. Nesterenko // 4th International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo-2019). – 2019. – P. 1–6.

16. Electrodynamical Approach to Designing WPT Systems with Accounting for Non-system Interactions [Text] / A. I. Luchaninov, D. V. Gretskih, A. V. Gomo-

zov, V. A. Katrich, M. V. Nesterenko // 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON-2019). – 2019. – P. 107–111.

17. External Parameters of Wireless Power Transmission Systems [Text] / D. Gretskih, A. Luchaninov, V. Katrich, M. Nesterenko, A. Gomozov // XXIVth International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED-2019). – 2019. – P. 117–121.

18. Applying the Electrodynamical Approach to Modeling Wireless Power Transmission Systems [Text] / V. Aliksieiev, D. Gretskih, A. Luchaninov, V. Lykhograi, A. Shcherbina // XXVIth International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED-2021). – 2021. – P. 111–115.

19. Грецьких, Д. В. Розвиток теорії систем безпроводної передачі енергії [Текст] : автореф. дис. ... д-ра техн. наук : 05.12.07 / Грецьких Дмитро Вячеславович. – Харків : ХНУРЕ, 2021. – 42 с.

20. Шифрин, Я. С. Анализ антенн с распределенной нелинейностью [Текст] / Я. С. Шифрин, А. И. Лучанинов, М. А. Омаров // Антенны. – 2000. – № 1. – С. 70–83.

21. Glisson, A. W. Equivalent Current Excitation for an Aperture Antenna Embedded in an Arbitrarily Shaped Impedance Surface [Text] / A. W. Glisson // IEEE Trans. – 2002. – Vol. AP-50, No. 7. – P. 966–969.

22. Effect of lossy Ground on Performance of Planar and Cylindrical Arrays [Text] / H. J. Stalzer, A. Fathy, A. Hessel, J. Shmoys // Radio Sci. – 1990. – Vol. 25, No. 3–4. – P. 133–147.

23. Yoshitomi, K. Equivalent Currents for an Aperture in an Impedance Surface [Text] / K. Yoshitomi // IEEE Trans. – 1994. – Vol. AP-42, No. 11. – P. 1554–1556.

24. Анализ антенн с распределенными нелинейными свойствами. Часть 1. Использование принципа эквивалентности [Текст] / А. И. Лучанинов, Д. С. Гавва, М. А. Омаров, Е. В. Крикун // Восточно-европейский журнал передовых технологий. – 2010. – Том 2, № 3 (44). – С. 4–7. DOI: 10.15587/1729-4061.2010.2629.

25. Каценеленбаум, Б. З. Высокочастотная электродинамика [Текст] / Б. З. Каценеленбаум. – М. : Наука, 1966. – 240 с.

26. Омаров, М. А. Многомодовое возбуждение антенн [Текст] / М. А. Омаров // Радиотехника. – 2000. – № 116. – С. 44–49.

27. Лучанинов, А. И. Нелинейные эффекты в элементах электродинамических микрополосковых устройств на основе высокотемпературных сверхпроводников [Текст] : монография / А. И. Лучанинов, Д. С. Гавва, Е. В. Шаропова. – Харьков : Коллегиум, 2015. – 159 с.

28. Чаплин, А. Ф. Анализ и синтез антенных решеток [Текст] / А. Ф. Чаплин. – Львов : Вища шк.

Львовский государственный университет, 1987. – 180 с.

29. Фельд, Я. Н. Основы теории антенн: учебное пособие для вузов [Текст] / Я. Н. Фельд, Л. С. Бененсон. – М.: Дрофа, 2007. – 491 с.

30. Сазонов, Д. М. Антенны и устройства СВЧ [Текст] / Д. М. Сазонов. – М.: Высшая школа, 1988. – 432 с.

31. Hansen, R. C. A new method of near field analysis [Text] / R. C. Hansen, L. L. Bailin // IRE Trans. Antennas Propagat. – 1959. – Vol. 7. – P. 458–467.

32. Hansen, R. C. Apertures [Text] / R. C. Hansen. – New York, London: Academic Press, 2014. – 462 p. – Analytical Techniques: Microwave Scanning Antennas. vol. 1. – New York: Academic Press, 1964. – 442 p.

33. Walter, C. H. Traveling Wave Antennas [Text] / C. H. Walter. – New York, McGraw-Hill, 1965. – 429 p.

References

1. Shinohara, N. History and Innovation of Wireless Power Transfer via Microwaves. *IEEE Journal of Microwaves*, 2021, vol. 1, no. 1, pp. 218–228.

2. Li, N., et al. Majeed Focused transmitting array antenna at 5.8GHz for wireless power transmission. *IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2020, pp. 94–97.

3. Geyi, W. The Method of Maximum Power Transmission Efficiency for the Design of Antenna Arrays. *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, 2021, vol. 2, pp. 412–430.

4. Gomozov, A. V., Gretskih, D. V., Katrich, V. A., Nesterenko, M. V. Functional Neutralization of Small-size UAVs by Focused Electromagnetic Radiation. *XXII International seminar / workshop on direct and inverse problems of electromagnetic and acoustic wave theory (DIPED-2017)*, 2017, pp. 187–189.

5. Makarenko, S. Y. *Protivodeystviye bespilotnym letatel'nyim apparatam* [Counteraction to unmanned aerial vehicles]. SPb, Naukoemkyye tekhnolohyy Publ., 2020. 204 p.

6. Yasechko, M. M., Dokhov, A. I., Ivanets, M. G., Teslenko, O. V. *Metody formirovaniya i fokusirovki elektromagnitnogo izlucheniya dlya vozdeistviya na radioelektronnye sredstva* [Methods of formation and focusing of electromagnetic radiation for influencing radio-electronic means]. Kharkiv, KhUPS Publ., 2015. 220 p.

7. Bakhrakh, L. D., Beninson, L. S., Zelkin, E. G. *Spravochnik po antennoi tekhnike* [Antenna Technique Handbook]. Moscow, 1997, Gl. 10, pp. 207–235.

8. Loyka, S. L. The influence of electromagnetic environment on operation of active array antennas: analysis and simulation techniques. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 1999, vol. 7, no. 6, pp. 23–39.

9. Hausmair, K., Gustafsson, S., Sánchez-Pérez, C., Landin, P. N., Gustavsson, U., Eriksson, T., Fager,

C. Prediction of Nonlinear Distortion in Wideband Active Antenna Arrays. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2017, vol. 65, no. 11, pp. 4550–4563.

10. Luchaninov, A. I., Gavva, D. S., Krikun, E. V. Sovremennoe sostoyanie teorii i tekhniki elektrodinamicheskikh ustroystv s nelineinymi kharakteristikami poverkhnostnogo impedansa [The current state of the theory and technology of electrodynamic devices with non-linear characteristics of surface impedance]. *Problemy telekommunikatsii – Problems of telecommunications*, 2011, no. 1 (3), pp. 62–83.

11. Luchaninov, A. I., Gavva, D. S., Wide, S. R. Uvelichenie effektivnosti generatsii garmonik nelineinymi rasseivatyami [Increasing the efficiency of harmonic generation by nonlinear scatterers]. *Vostochno-Evropeiskii zhurnal peredovyykh tekhnologii – Eastern European Journal of Advanced Technologies*, 2014, vol. 4, no. 9(70), pp. 51–58. DOI: 10.15587/1729-4061.2014.26282.

12. Prudius, I. N., Golinskii, V. D., Storozh, V. G. Tranzistornye anteny-avtogenery SVCh-diapazona [Transistor self-oscillating antennas of the microwave range] *Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoi apparature – Technology and design in electronic equipment*, 2007, no. 2, pp. 13–16.

13. Gretskih, D. V., Gomozov, A. V., Tsikalovskiy, N. M., Sharapova, E. V. Wireless radio power supply system for pilotless aircrafts. *10th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT-2015)*, 2015, pp. 202–204.

14. Gretskih, D. V., Luchaninov, A. I., Vishniakova, J. V., Katrich, V. A., Nesterenko, M. V. Electrodynamic Model of a Wireless Power Transmission System. *XXIIIrd International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED-2018)*, 2018, pp. 80–85.

15. Gretskih, D. V., Luchaninov, A. I., Katrich, V. A., Nesterenko, M. V. Electrodynamic Approach to Designing Wireless Power Transfer Systems (Internal System Processes). *4th International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo-2019)*, 2019, pp. 1–6.

16. Luchaninov, A. I., Gretskih, D. V., Gomozov, A. V., Katrich, V. A., Nesterenko, M. V. Electrodynamic Approach to Designing WPT Systems with Accounting for Non-system Interactions. *2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON-2019)*, 2019, pp. 107–111.

17. Gretskih, D., Luchaninov, A., Katrich, V., Nesterenko, M., Gomozov, A. External Parameters of Wireless Power Transmission Systems. *XXIVth International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED-2019)*, 2019, pp. 117–121.

18. Aliksieiev, V., Gretskih, D., Luchaninov, A., Lykhograi, V., Shcherbina, A. Applying the Electrodynamic Approach to Modeling Wireless Power

Transmission Systems. *XXVIth International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED-2021)*, 2021, pp. 111–115.

19. Hrets'kykh, D. V. *Rozvytok teorii system bezprovodnoyi peredachi enerhiyi. Avtoref. dys. ... d-ra tekhn. nauk : 05.12.07* [Development of the theory of systems for wireless transmission of energy. author. dis. ... Dr. Tech. Sciences: 05.12.07]. Kharkiv, KhNURE Publ. 2021. 42 p.

20. Shifrin, Ya. S., Luchaninov, A. I., Omarov, M. A. *Analiz antenn s raspredelennoi nelineinost'yu* [Analysis of antennas with distributed nonlinearity]. *Antenny – Antennas*, 2000, no. 1, pp. 70–83.

21. Glisson, A. W. Equivalent Current Excitation for an Aperture Antenna Embedded in an Arbitrarily Shaped Impedance Surface. *IEEE Trans.*, 2002, vol. AP-50, no. 7, pp. 966–969.

22. Stalzer, H. J., Fathy, A., Hessel, A., Shmoys, J. Effect of lossy Ground on Performance of Planar and Cylindrical Arrays. *Radio Sci.*, 1990, vol. 25, no. 3–4, pp. 133–147.

23. Yoshitomi, K. Equivalent Currents for an Aperture in an Impedance Surface. *IEEE Trans.*, 1994, vol. AP-42, no. 11, pp. 1554–1556.

24. Luchaninov, A. I., Gavva, D. S., Omarov, M. A., Krikun, E. V. *Analiz antenn s raspredelennymi nelineinymi svoistvami. Chast' 1. Ispol'zovanie printsipa ekvivalentnosti* [The antennas analysis with the distributed non-linear properties. Part 1. Usage of the equivalence principle]. *Vostochno-evropeiskii zhurnal peredovykh tekhnologii – Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2010, vol. 2, no. 3 (44), pp. 4–7. DOI: 10.15587/1729-4061.2010.2629.

25. Katsenelenbaum, B. Z. *Vysokochastotnaya elektrodinamika* [High-frequency electrodynamics]. Moscow, Science Publ., 1966. 240 p.

26. Omarov, M. A. *Mnogomodovoe vozbulzhenie antenn* [Multimode excitation of antennas]. *Radiotekhnika – Radio engineering*, 2000, no. 116, pp. 44–49.

27. Luchaninov, A. I., Gavva, D. S., Sharapova, E. V. *Nelineinye efekty v elementakh elektrodinamicheskikh mikropoloskovykh ustroystv na osnove vysokotemperaturnykh sverkhprovodnikov* [Nonlinear effects in the elements of electrodynamic microstrip devices based on high-temperature superconductors]. Kharkov, Collegium Publ., 2015. 159 p.

28. Chaplin, A. F. *Analiz i sintez antennykh reshetok* [Analysis and synthesis of antenna arrays]. Lviv, Vishcha school. Lviv State University Publ., 1987. 180 p.

29. Fel'd, Ya. N., Benenson, L. S. *Osnovy teorii antenn: uchebnoe posobie dlya vuzov* [Fundamentals of antenna theory: a textbook for universities]. Moscow, Drofa Publ., 2007. 491 p.

30. Sazonov, D. M. *Antenny i ustroystva SVCh* [Antennas and microwave devices]. Moscow, Higher school Publ., 1988. 432 p.

31. Hansen, R. C., Bailin, L. L. A new method of near field analysis. *IRE Trans. Antennas Propagat.*, 1959, vol. 7, pp. 458–467.

32. Hansen, R. C. *Apertures*. New York, London, Academic Press Publ., 2014. 462 p. *Analytical Techniques: Microwave Scanning Antennas*, New York, Academic Press Publ., 1964. vol. 1. 442 p.

33. Walter, C. H. *Traveling Wave Antennas*. New York, McGraw-Hill Publ., 1965. 429 p.

Надійшла до редакції 30.08.2021, розглянута на редколегії 26.11.2021

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АНТЕННЫ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ДЛЯ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ

Д. В. Грецких, В. А. Алексеев, А. В. Гомозов, В. О. Картич, М. В. Нестеренко

Предметом исследования в статье является математическая модель радиоэлектронных систем (РЭС), имеющих в своем составе антенны и тракты их возбуждения с нелинейными характеристиками, которая обеспечивает допустимую для практики проектирования точность анализа показателей качества исследуемых РЭС и параметры электромагнитной совместимости (ЭМС). **Целью** является разработка математической модели передающей многоходовой излучающей структуры с нелинейными характеристиками в зоне Френеля. **Задача:** обосновать выбор структурной схемы многоходовой излучающей структуры, излучатели которой имеют распределенный нелинейный поверхностный импеданс; получить необходимые для решения общей задачи анализа нелинейные интегральные уравнения (НИУ) относительно плотности тока для излучателей с распределенной нелинейностью, возбуждаемых произвольным распределением поля; получить соотношение для расчета сфокусированных электромагнитных полей (ЭМП), создаваемых многоходовыми излучающими структурами с нелинейными характеристиками в зоне Френеля. Используемыми **методами** являются: математические методы электродинамики и теории антенн с нелинейными элементами (АНЭ), математический аппарат теории СВЧ-цепей и многополосников. Получены следующие **результаты**. Предложено электродинамический подход для анализа всей совокупности нелинейных эффектов, возникающих в передающих многоходовых излучающих структурах с нелинейными характеристиками, в общем случае позволяющий учесть взаимное влияние передающей и приемной антенн с нелинейными характеристиками в самой системе и электродинамическое взаимодействие передающей антенны с нелинейными характеристиками с РЭС другого назначения. Получены компонентные уравнения (которыми являются НИУ) многоходовых излучающих структур, устанавливающих связь амплитудно-фазового распределения на входах излучателей с распределенной нелинейностью с амплитудно-фазовым распределением на их поверхностях. Получена математическая модель для анализа многоходовых излучающих структур с нелинейными характеристиками в зоне Френеля. **Выводы.**

Научная новизна полученных результатов заключается в следующем: обобщена теория передающих антенн произвольной конфигурации с нелинейными характеристиками для зоны Френеля, что позволяет проводить анализ характеристик этих антенн с учетом возникающих в них полезных и вредных нелинейных эффектов.

Ключевые слова: многоходовая излучающая структура; антенны с нелинейными элементами; нелинейные граничные условия; нелинейные интегральные уравнения; многомодовое возбуждение; фокусировка электромагнитного излучения.

MATHEMATICAL MODEL OF ANTENNA WITH NONLINEAR CHARACTERISTICS FOR CALCULATING THE ELECTROMAGNETIC FIELD IN THE FRESNEL ZONE

D. Gretskih, V. Alieksieiev, A. Gomozov, V. Katrich, M. Nesterenko

The paper presents a mathematical model of radio-electronic systems (RES), which include antennas and their excitation paths with nonlinear characteristics. The model provides acceptable accuracy of RES quality indicator analysis and electromagnetic compatibility (EMC) for further practical design. **General purpose:** the development of a mathematical model of a transmitting multi-input radiating structure with nonlinear characteristics under the Fresnel zone. **Objective:** choice justification of a structural schema of a radiating multi-input system with a radiator that has a distributed nonlinear surface impedance; obtaining the nonlinear integral equations (NIE) related to the current density for radiators with distributed nonlinearity, excited by an arbitrary field distribution for solving the general analysis problem; obtaining a ratio for calculating focused electromagnetic fields (EMF) created by multi-input radiating structures with nonlinear characteristics in the Fresnel zone. The **methods** used in the paper are mathematical methods of electrodynamics and antennas theory with nonlinear elements (ANE), theory of microwave circuits, and multipoles. The following **results** were obtained. An electrodynamics approach is proposed to analyze the entire set of nonlinear effects arising in transmitting multi-input radiating structures with nonlinear characteristics. It allows considering the mutual influence of the transmitting and receiving antennas with nonlinear characteristics in the system itself and the electrodynamics interaction of the transmitting antenna with nonlinear characteristics with RES for other purposes. Component equations (NIE) of multi-input radiating structures that establish the relationship of amplitude-phase distribution at the inputs of radiators with distributed nonlinearity and amplitude-phase distribution on their surfaces are obtained. A mathematical model of multi-input radiator structures with nonlinear characteristics in the Fresnel zone for analysis purposes has been produced. **Conclusions.** The scientific novelty of the obtained results is as follows: a generalized theory of transmitting antennas of arbitrary configuration with nonlinear characteristics in the Fresnel zone, which makes it possible to analyze the characteristics of these antennas considering the positive and negative (beneficial and adverse) nonlinear effects that arise in them.

Keywords: multi-input radiating structure; antennas with nonlinear elements; nonlinear boundary conditions; nonlinear integral equations; multimode excitation; focusing of electromagnetic radiation.

Грецьких Дмитро Вячеславович – д-р техн. наук, доц., проф. каф. комп'ютерної радіоінженерії та систем технічного захисту інформації, Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, Україна.

Алексєєв Василь Олександрович – асп. каф. комп'ютерної радіоінженерії та систем технічного захисту інформації, Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, Україна.

Гомозов Андрій Володимирович – канд. техн. наук, старш. наук. співроб., начальник Сертифікаційного центру ракетно-космічної техніки Харківського представництва генерального замовника – Державного космічного агентства України, Харків, Україна.

Катрич Віктор Олександрович – д-р фіз.-мат. наук, проф., Проректор з наукової роботи, Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна, Харків, Україна.

Нестеренко Михайло Васильович – д-р фіз.-мат. наук, провідний науковий співробітник, каф. фізичної і біомедичної електроніки та комплексних інформаційних технологій, Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна, Харків, Україна.

Dmitriy Gretskih – D.Sc. in Radioengineering, Associate Professor, Department of Computer Radio Engineering and Systems of Technical Security of Information, Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, Ukraine, e-mail: dmytro.gretskih@nure.ua, ORCID: 0000-0002-2645-7872.

Vasyl Alieksieiev – Postgraduate Education in Department of Computer Radio Engineering and Systems of Technical Security of Information, Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv, Ukraine, vasyli.aliexsieiev@nure.ua, ORCID: 0000-0002-3282-5985.

Andrey Gomozov – Cand. tech. Sciences, Certification Center for Rocket and Space Technology of the Kharkiv Representation of the General Customer - State Space Agency of Ukraine, Kharkiv, Ukraine, e-mail: sc_rst@ukr.net.

Viktor Katrich – Dr. Phys.-Math. Sciences, Prof., Vice-Rector for Research, V. N. Karazin Kharkiv National University, Kharkiv, Ukraine, e-mail: vkatrich@karazin.ua.

Mikhail Nesterenko – Dr. Phys.-Math. Sciences, Prof., Department of Physical and Biomedical Electronics and Complex Information Technologies, V. N. Karazin Kharkiv National University, Kharkiv, Ukraine, e-mail: mikhail.v.nesterenko@gmail.com.