

Оригінальна стаття

<https://doi.org/10.26565/2311-0872-2025-43-01>

УДК 537.811, 537.621

С. Л. БЕРДНИК, д. ф.-м. наук, с. н. с.

e-mail: berdnik@karazin.ua ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-0037-6935>

Д. І. ГАВРИЛЕНКО, аспірант

e-mail: dmytro.havrylenko@karazin.ua ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0001-6498-887X>

В. О. КАТРИЧ, д. ф.-м. наук, проф.

e-mail: ykatrich@karazin.ua ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0001-5429-6124>

Є.О. АНТОНЕНКО, к. ф.-м. наук

e-mail: antonenko@karazin.ua ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0003-1090-5017>

К. П. ГАРМАШ, к. ф.-м. наук, с. н. с.

e-mail: garmash@karazin.ua ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-0844-5456>

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

АНТЕННИ СТРУКТУРИ НА ОСНОВІ КОМБІНОВАНИХ ЩІЛИННО-ВІБРАТОРНИХ ВИПРОМІНЮВАЧІВ З ІМПЕДАНСНИМИ ПАСИВНИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ

Роботу виконано за підтримки Національного фонду досліджень України
(проект з виконання наукового дослідження і розробки, реєстраційний номер 2025.06/0049)

Актуальність. Дослідження спрямовані на розв'язок актуальних проблемних задач щодо побудови математичних моделей, методів і алгоритмів розрахунку складних багатоеlementних випромінюючих структур, антенних систем і решіток, визначення фізичних процесів формування електромагнітних полів новими електродинамічними структурами та розробки автоматизованої системи оптимізації характеристик полів антенних систем за електродинамічними та масогабаритними параметрами з можливістю адаптованого керування.

Вирішення проблеми зі створення випромінюючих структур і антенних систем з формування електромагнітних полів із заданими електродинамічними характеристиками, які є базовими структурними елементами сучасних радіоелектронних систем, і складають основу для створення новітніх за функціональними властивостями та технічними характеристиками апаратних комплексів (локації, зв'язку, радіоелектронної розвідки, радіоелектронної боротьби та інших).

Мета роботи. Визначення особливостей формування електромагнітних полів випромінюючими структурами і антенними решітками з комбінованими щілинно-вібраторними випромінюючими елементами при застосуванні пасивних ідеально провідних або імпедансних вібраторів (диполів) та можливостей керування електродинамічними параметрами щілинно-вібраторних випромінювачів й оптимізації електродинамічних, технічних та масогабаритних параметрів антен і антенних решіток.

Матеріали та методи. Для розв'язання крайових задач, сформованих у строгій електродинамічній постановці у вигляді інтегро-диференціальних рівнянь, і дослідження електродинамічних характеристик антен і антенних решіток з комбінованими щілинно-вібраторними структурами застосовано методи математичної фізики (інтегральних рівнянь, узагальнені методи наведених електро-магніторушійних сил та магніторушійних сил з базисними функціями, отриманими із застосуванням асимптотичного методу усереднення, методи Гальоркіна, функцій Гріна і власних хвиль) та обчислювальної математики.

Результати. Розроблено методи та алгоритми розрахунку електродинамічних характеристик електромагнітних полів, що формуються поодинокими комбінованими щілинними та щілинно-вібраторними випромінюючими структурами і багатоеlementними антенами та решітками з комбінованими випромінюючими елементами. Досліджено та визначено фізичні особливості з формування електромагнітних полів випромінюючими структурами та антенними системами за різних геометричних та електрофізичних параметрів і топології складових елементів випромінюючої апертури антенної решітки з урахуванням їх електромагнітної взаємодії.

Висновки. Визначено, що застосування у НВЧ та КВЧ діапазонах хвилевідно-щілинних антен і антенних решіток з комбінованими щілинно-вібраторними випромінюючими структурами дозволяє реалізувати необхідні (оптимізовані) для потреб практики електродинамічні і масогабаритні параметри антенних систем і решіток, перспективних для створення новітніх радіоелектронних систем та комплексів.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: вібратор, диполь, імпеданс, хвилевід, щілина, антенна решітка, комбінований щілинно-вібраторний випромінювач, діаграма спрямованості, коефіцієнт спрямованої дії.

Як цитувати: Бердник С.Л., Гавриленко Д.І., Катрич В.О., Антоненко Є.О., Гармаш К.П. Антенні структури на основі комбінованих щілинно-вібраторних випромінювачів з імпедансними пасивними елементами. Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2025;43:7-19. <https://doi.org/10.26565/2311-0872-2025-43-01>

In cites: Berdnyk S.L., Havrylenko D.I., Katrich V.O., Antonenko Ye.O., Garmash K.P. Antenna structures based on combined slot-vibrator emitters with impedance passive elements. Visnyk of V.N. Karazin Kharkiv National University. Series Radiophysics and Electronics. 2025;43:7-19 (In Ukrainian). <https://doi.org/10.26565/2311-0872-2025-43-01>

ВСТУП

Антенні є одними з ключових елементів сучасних телекомунікаційних, радіолокаційних та навігаційних систем. Від простих диполів Герца до складних фазованих антенних решіток – розвиток антенної техніки триває вже понад століття та постійно обзаводиться новими напрямками. Серед великої різноманітності антен особливе місце посідають комбіновані структури, що поєднують в собі вібраторні та щілинні елементи. Для вирішення багатьох задач, зокрема таких як створення антен з формування електромагнітних полів із заданими електродинамічними характеристиками та зі спеціальною формою діаграми спрямованості (з вузьким головним пелюстком, низьким рівнем бокових пелюстків), широкосмужкових, багаточастотних, багатоканальних антен і антенних решіток перспективно використання випромінюючих структур з елементами, що є комбінацією декількох випромінюючих структурних складових. Їхнє застосування відкриває перспективи створення багаточастотних, багаторезонансних і багатофункціональних систем випромінювання.

Разом із тим побудова багатоелементних хвилевідно-щілинних антен та антенних решіток із комбінованою апертурою супроводжується низкою складних задач. Зокрема, однією з ключових проблем є зменшення взаємного електромагнітного зв'язку між окремими елементами випромінювальної апертури. На формування просторового випромінюваного поля суттєво впливають збудження поверхневих хвиль на апертурі, періодичність щілинних структур, а також дифракція на зовнішніх краях антен і решіток. Внаслідок цього реальні діаграми спрямованості можуть помітно відрізнятися від розрахункових, отриманих без урахування зазначених фізичних факторів. Створення адекватної математичної моделі, яка враховувала б всі ці явища та дозволяла б коректно описати електродинамічні характеристики комбінованих структур, залишається однією з непростих і актуальних задач сучасної антенної теорії і прикладної електродинаміки

Для зменшення впливу зазначених фізичних чинників на характеристики випромінювання антен використовують плоскі пасивні структури та елементи електричного типу, розташовані поза апертурою щілинної решітки, у прилеглому просторі. До таких структур належать, наприклад, металеві екрани [1, 2], які знижують рівень взаємного зв'язку між щілинами у хвилевідних антенах і стабілізують вхідний опір антенних решіток. Виділимо дросельні структури [3], що реалізують локальне придушення поверхневих струмів між сусідніми щілинами, забезпечуючи зменшення їх взаємного зв'язку та форми діаграми спрямованості. Додаткові можливості керування полем створюють високоімпедансні екрани [4], у яких використовується модуляція поверхневих хвиль за допомогою канавок. Такі структури здатні не тільки зменшити наявність взаємного зв'язку, а й підвищити коефіцієнт підсилення антени. У мікросмужкових випромінюючих структурах зменшення взаємного зв'язку досягається за рахунок спеціальної геометрії провідного або заземленого шару. У роботах [5–7] продемонстровано ефективність використання фрактальних структур типу електромагнітних заборонених зон (electromagnetic bandgap, EBG), структур із дефектом у заземленні (defected ground structure, DGS) та резонаторів типу щілинних доповнених розщеплених кілець (complementary split-ring resonators, CS-SRR), що створюють локальні заборонені зони для поверхневих хвиль. Такі рішення дозволяють знизити рівень взаємного зв'язку між елементами антенної решітки на 15–30 дБ без помітної зміни смуги пропускання або підсилення, що робить їх перспективними для щільних мікросмужкових антенних решіток. Доповненням до розвитку концепції щодо зменшення взаємного зв'язку у багатоелементних решітках [8–11] є використання електромагнітних (EBG) і фотонних (photonic bandgap, PBG) структур, а також метаматеріальних (діелектричних) елементів, структур та поверхонь. Такі поверхні ефективно пригнічують поширення поверхневих хвиль, мінімізуючи взаємодію між елементами і забезпечуючи формування стабільних діаграм спрямованості навіть у надщілинних антенних решітках.

Для щілинних випромінювальних структур та антенних решіток актуальним залишається пошук нових способів керування амплітудно-фазовим розподілом струму на випромінюючій апертурі [12]. Одним із традиційних підходів є використання багатоелементних щілинних структур, у яких взаємодія між щілинами, розташованими на малій відстані одна від одної, дозволяє регулювати фазовий зсув, змінювати електродинамічні характеристики випромінюваного електромагнітного поля (ЕМП) та

формувати задану діаграму спрямованості. Оптимізація геометрії та взаємного розташування таких щілин забезпечує зменшення рівня бокових пелюсток і стабілізацію випромінювання в широкому частотному діапазоні. В роботі [13] показано, що застосування додаткових (пасивних) щілинних елементів у хвилевідних щілинних випромінюючих структурах може слугувати засобом розширення смуги пропускання та одночасного покращення узгодження. Такі щілинні випромінюючі структури дозволяють отримати більш рівномірну амплітудно-фазову характеристику струму на випромінюючій апертурі антенної системи. Значного поширення набули конструкції, у яких використовуються діелектричні шари із вбудованими елементами різної форми [14–17]. Серед цих елементів наявні мікросмужкові патчі, металізовані стінки або ті ж щілини. Такі шари дають змогу точно налаштувати фазовий зсув між ортогональними складовими поля й реалізувати лінійну або кругову поляризацію з низьким коефіцієнтом еліптичності (< 3 дБ) [14, 15]. Такі структури забезпечують підвищення ефективності випромінювання на 10–20 %, зменшення рівня перехресної поляризації на 10–15 дБ і стабільну діаграму спрямованості у міліметровому діапазоні [16, 17]. Крім того, завдяки діелектричному навантаженню та інтеграції металевих включень досягається широкосмуговість (до 20 %) і високий коефіцієнт підсилення (10–14 дБі). Це дає гарну перспективу в застосуванні таких антен в технологіях новітнього мобільного зв'язку (6G-покоління), супутникового зв'язку та автомобільних радарів. Інший напрямок розвитку випромінюючих структур пов'язаний з використанням магнітоелектричних дипольних (вібраторних) елементів (magneto-electric dipoles), які поєднують електричні та магнітні моди для узгодженого фазового керування [18–20]. Такі структури усувають ефект відкритої забороненої смуги (open stopband; це такий частотний діапазон, у якому хвиля не може ефективно випромінюватись через фазову невідповідність, тому різко падає коефіцієнт підсилення та спотворюється діаграма спрямованості), забезпечують безперервне сканування променя в широкому діапазоні частот і стабільність коефіцієнта підсилення (його варіації не перевищують 1 дБ) [18]. В антенних решітках такі диполі використовуються також для двополяризаційних і фільтрувальних конфігурацій, що пригнічують паразитне випромінювання поза робочою смугою на 15–20 дБ і підтримують ізоляцію між поляризаціями понад 25 дБ [19]. Їхня інтеграція з апертурами щілин дозволяє реалізувати широкосмугове сканування променя (до $\pm 30^\circ$) при збереженні високої ефективності (> 80 %) [20]. Окремий інтерес становлять петльові елементи, які забезпечують додаткові ступені свободи для керування фазою та формою випромінюваного поля [21]. Зміною геометрії та відстані між петлями і щілиною можна перемикаєти режими випромінювання (від всеспрямованого до спрямованого), досягаючи варіювання фази до 90° і зміни коефіцієнта підсилення від 2 до 5 дБі без зміни габаритів антени. Такі структури є зручним інструментом для створення адаптивних і багатомодових випромінювачів.

Ефективною структурою, адаптованою до зміни і керування електродинамічними характеристиками і параметрами ЕМП є, зокрема, комбіновані хвилевідні щілинно-вібраторні (дипольні) структури з використанням як ідеально провідних, так і імпедансних диполів (структурних елементів зі змінним (регульованим) імпедансом). Такі структури застосовуються як в середині хвилевідних трактів [22–24], так і у зовнішньому просторі хвилевідно-щілинної випромінюючої апертури [25–29]. Такі структури дозволяють, зокрема, збільшити розв'язку між каналами E -площинних T -образних з'єднувачів прямокутних хвилеводів [22] та/або змінити поляризацію та оптимізувати форму діаграми спрямованості без зміни конструкції антени [29]. Таким чином, на відміну від щілинних випромінювачів, як одиночних, так і групових, введення в їхню зовнішню область пасивних, зокрема імпедансних, диполів з довільною геометрією, орієнтацією та розподілом навантаження, істотно розширює можливості керування електродинамічними параметрами щілинно-дипольних елементів. Це дозволяє цілеспрямовано змінювати характеристики випромінювання як окремих випромінюючих структур, так і антенних систем та решіток.

У монографіях [30], [31] викладено систематизований підхід до побудови математичної моделі, алгоритмів розрахунку і оптимізації електродинамічних та масогабаритних параметрів комбінованих щілинно-вібраторних (дипольних) структур, де застосовуються аналітичний і напіваналітичний підходи на основі узагальненого методу наведених електро- та магніторушійних сил, який дає змогу фізично коректно описувати взаємодію диполів і щілин у хвилеводах, на площинах та сферичних поверхнях. У межах єдиного підходу розглянуто широкий спектр випромінюючих структур, від простих дво- та трьохелементних схем до елементів Клев'їна, T -подібних розгалужувачів і антенних решіток типу Ягі-Уда та комбіновані структури на сферичних поверхнях, а також надширокосмуговий аналог випромінювача типу Клев'їна. Показано, що застосування, зокрема, пасивних імпедансних дипольних (вібраторних) елементів у щілинно-вібраторних випромінювачах забезпечує ефективне узгодження каналів, формування дво- і трирезонансних режимів, а також можливість керування електродинамічними та масогабаритними характеристиками випромінюючих структур та антенних систем.

Основою для створення математичних моделей, алгоритмів розрахунку електродинамічних характеристик і параметрів ЕМП, побудови автоматизованих систем для оптимізації електродинамічних і масогабаритних параметрів комбінованих хвилевідно-щілинних структур, антенних систем і решіток є

розв'язок приведеної у статті крайової електродинамічної задачі щілинно-вібраторної випромінюючої структури.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Нехай у бічній стінці нескінченного або напівнескінченного прямокутного хвильоводу з товщиною стінки h та поперечними розмірами $\{a \times b\}$ вирізано систему з M щілин довжинами $2L_m^{sl}$ та ширинами d_m , $m = 1, 2, \dots, M$ (індекс області – «in», параметри середовища ε_1, μ_1). У хвильоводі з боку $z = -\infty$ поширюється хвиля основного типу H_{10} . Щілини випромінюють у півпростір над нескінченною ідеальною провідною площиною (індекс області – «ext», параметри середовища ε_2, μ_2), у якому розташована система з N імпедансних диполів. Довжина диполя з номером n дорівнює $2L_n$, його радіус – r_n . Геометрія випромінювального елемента системи наведена на Рис. 1.

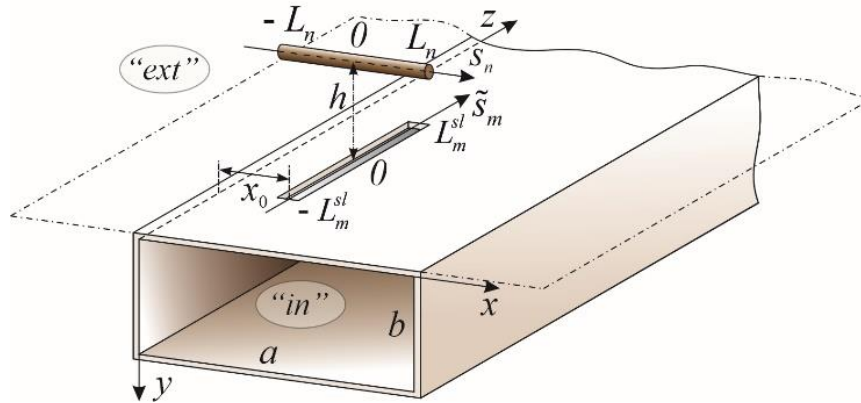


Рис. 1. Геометрія випромінювача
Fig. 1. Geometry of the radiating element

Для геометричних розмірів щілин і диполів виконуються такі співвідношення:

$$\frac{r_n}{2L_n} \ll 1, \quad \frac{d_m}{2L_m^{sl}} \ll 1, \quad \frac{d_m}{\lambda_{1,2}} \ll 1,$$

де $\lambda_{1,2}$ – довжини хвиль у відповідних середовищах. Ці умови відображають тонкість диполів (перша), а також те, що щілини є довгими й вузькими (друга) та електродинамічно малими за поперечним розміром (третя). Електричні струми в диполях і еквівалентні магнітні струми в щілинах задовольняють граничні умови

$$J_n(\pm L_n) = 0, \quad J_m(\pm L_m^{sl}) = 0.$$

Задача полягає в дослідженні характеристик такої структури (енергетичних, спрямованості тощо).

РОЗВ'ЯЗАННЯ ЗАДАЧІ

При $\varepsilon_{1,2} = 1, \mu_{1,2} = 1$, з метою спрощення математичного моделювання та виконання обчислень впливу диполів на електродинамічні параметри й діаграми спрямованості комбінованих випромінювачів та антенних решіток, розглядаються випромінювальні структури, у яких довжини щілин близькі до половини довжини хвилі у вільному просторі. У цьому випадку еквівалентний магнітний струм у щілинах описується єдиною функцією

$$J_m^M(\tilde{s}_m) = J_{0m}^M f_m^{sl}(\tilde{s}_m),$$

симетричною відносно центру щілини. Система інтегральних рівнянь для невідомих розподілів струмів у структурних елементах може бути записана у такій формі [34]:

$$\left\{ \begin{aligned} & \left(\frac{d^2}{d\tilde{s}_m^2} + k^2 \right) \left\{ \int_{-L_1^{sl}}^{L_1^{sl}} J_1^M(\tilde{s}'_1) [G_{s_1}^{inM}(\tilde{s}_m, \tilde{s}'_1) + G_{s_1}^{extM}(\tilde{s}_m, \tilde{s}'_1)] ds'_1 + \int_{-L_2^{sl}}^{L_2^{sl}} J_2^M(\tilde{s}'_2) [G_{s_2}^{inM}(\tilde{s}_m, \tilde{s}'_2) + \right. \\ & \left. + G_{s_2}^{extM}(\tilde{s}_m, \tilde{s}'_2)] ds'_2 + \dots + \int_{-L_M^{sl}}^{L_M^{sl}} J_M^M(\tilde{s}'_M) [G_{s_M}^{inM}(\tilde{s}_m, \tilde{s}'_M) + G_{s_M}^{extM}(\tilde{s}_m, \tilde{s}'_M)] ds'_M \right\} - ik \left\{ \int_{-L_1}^{L_1} J_1(s'_1) \right. \\ & \left. \tilde{G}_{s_1}^{extE}(\tilde{s}_m, s'_1) ds'_1 + \int_{-L_2}^{L_2} J_2(s'_2) \tilde{G}_{s_2}^{extE}(\tilde{s}_m, s'_2) ds'_2 + \dots + \int_{-L_N}^{L_N} J_N(s'_N) \tilde{G}_{s_N}^{extE}(\tilde{s}_m, s'_N) ds'_N \right\} = -i\omega H_0(\tilde{s}_m); \end{aligned} \right. \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{aligned} & \left(\frac{d^2}{ds_n^2} + k^2 \right) \left\{ \int_{-L_1}^{L_1} J_1(s'_1) G_{s_1}^{extE}(s_n, s'_1) ds'_1 + \int_{-L_2}^{L_2} J_2(s'_2) G_{s_2}^{extE}(s_n, s'_2) ds'_2 + \dots + \right. \\ & \left. + \int_{-L_N}^{L_N} J_N(s'_N) G_{s_N}^{extE}(s_n, s'_N) ds'_N \right\} + ik \left\{ \int_{-L_1^{sl}}^{L_1^{sl}} J_1^M(\tilde{s}'_1) \tilde{G}_{s_1}^{extM}(s_n, \tilde{s}'_1) d\tilde{s}'_1 + \int_{-L_2^{sl}}^{L_2^{sl}} J_2^M(\tilde{s}'_2) \right. \\ & \left. \tilde{G}_{s_2}^{extM}(s_n, \tilde{s}'_2) d\tilde{s}'_2 + \dots + \int_{-L_M^{sl}}^{L_M^{sl}} J_M^M(\tilde{s}'_M) \tilde{G}_{s_M}^{extM}(s_n, \tilde{s}'_M) d\tilde{s}'_M \right\} = i\omega z_{in}(s_n) J_n(s_n). \end{aligned} \right.$$

Тут $m = 1, 2, \dots, M$, $n = 1, 2, \dots, N$.

Розв'язок системи з $N + M$ рівнянь (1) можна знайти узагальненим методом наведених електромагніторухливих сил (ЕМРС) [21], використовуючи як апроксимуючі вирази для струмів

$$J_n(s_n) = J_{0n} f_n(s_n), \quad J_m^M(\tilde{s}_m) = J_{0m}^M f_m^{sl}(\tilde{s}_m).$$

Тут J_{0n} та J_{0m}^M розглядаються як невідомі амплітуди струмів, а $f_n(s_n)$ і $f_m^{sl}(\tilde{s}_m)$ – задані функції розподілу, які можуть бути отримані з розв'язку рівнянь для струмів в одиничних диполях і щілинах методом усереднення. Для розглядуваної дипольно-щілинної структури маємо

$$f_n(s_n) = \cos \tilde{k}_n s_n - \cos \tilde{k}_n L_n; \quad f_m^{sl}(\tilde{s}_m) = \cos k \tilde{s}_m - \cos k L_m^{sl}, \quad (2)$$

де

$$\tilde{k}_n = k + i2\pi\alpha_n \frac{z_{in}^{av}}{Z_0}, \quad \alpha_n = \frac{1}{2 \ln[r_n/2L_n]},$$

$$z_{in}^{av} = \frac{1}{2L_n} \int_{-L_n}^{L_n} z_{in}(s_n) ds_n, \quad Z_0 = 120\pi \text{ Ом.}$$

У результаті застосування процедури методу наведених ЕМРС до системи рівнянь (1) дістаємо систему лінійних алгебраїчних рівнянь для невідомих амплітуд J_{0n} та J_{0m}^M :

$$\left\{ \begin{aligned} & \{J_{01}^M Z_{11}^{sl} + J_{02}^M Z_{12}^{sl} + \dots + J_{0M}^M Z_{1M}^{sl}\} + \{J_{01} \tilde{Z}_{11} + J_{02} \tilde{Z}_{12} + \dots + J_{0N} \tilde{Z}_{1N}\} = -\frac{i\omega}{2k} F_1, \\ & \{J_{01}^M Z_{21}^{sl} + J_{02}^M Z_{22}^{sl} + \dots + J_{0M}^M Z_{2M}^{sl}\} + \{J_{01} \tilde{Z}_{21} + J_{02} \tilde{Z}_{22} + \dots + J_{0N} \tilde{Z}_{2N}\} = -\frac{i\omega}{2k} F_2, \\ & \dots \\ & \{J_{01}^M Z_{M1}^{sl} + J_{02}^M Z_{M2}^{sl} + \dots + J_{0M}^M Z_{MM}^{sl}\} + \{J_{01} \tilde{Z}_{M1} + J_{02} \tilde{Z}_{M2} + \dots + J_{0N} \tilde{Z}_{MN}\} = -\frac{i\omega}{2k} F_M; \end{aligned} \right. \quad (3)$$

$$\left\{ \begin{aligned} & \{J_{01}^M \tilde{Z}_{11} + J_{02}^M \tilde{Z}_{12} + \dots + J_{0M}^M \tilde{Z}_{1M}\} + \{J_{01}(Z_{11} + F_1^{\tilde{Z}}) + J_{02} Z_{12} + \dots + J_{0N} Z_{1N}\} = 0, \\ & \{J_{01}^M \tilde{Z}_{21} + J_{02}^M \tilde{Z}_{22} + \dots + J_{0M}^M \tilde{Z}_{2M}\} + \{J_{01} Z_{21} + J_{02}(Z_{22} + F_2^{\tilde{Z}}) + \dots + J_{0N} Z_{2N}\} = 0, \\ & \dots \\ & \{J_{01}^M \tilde{Z}_{N1} + J_{02}^M \tilde{Z}_{N2} + \dots + J_{0M}^M \tilde{Z}_{NM}\} + \{J_{01} Z_{N1} + \dots + J_{0(N-1)} Z_{N(N-1)} + J_{0N}(Z_{NN} + F_N^{\tilde{Z}})\} = 0. \end{aligned} \right.$$

Перша система рівнянь з (3) випливає з першої системи інтегро-диференціальних рівнянь із (1), а друга – відповідно з другої. Тут

$$F_m = \int_{-L_m^{sl}}^{L_m^{sl}} f_m^{sl}(\tilde{s}_m) H_{0\tilde{s}_m}(\tilde{s}_m) d\tilde{s}_m,$$

$H_{0\tilde{s}_m}(\tilde{s}_m)$ – проєкція хвильового поля, що поширюється у хвильоводі, на вісь щілини m . Величини

$$Z_{mn}^{sl} = Z_{mn}^{SWg} + Z_{mn}^{SHs}, \quad Z_{mn}, \quad \tilde{Z}_{mn}, \quad \tilde{\tilde{Z}}_{nm}, \quad F_n^Z$$

є безрозмірними інтегральними коефіцієнтами взаємодії. Z_{mn}^{sl} описують зв'язок між щілинами, Z_{nm} – між диполями, $\tilde{\tilde{Z}}_{nm}$ – вплив диполя n на щілину m , а \tilde{Z}_{nm} – вплив щілини m на диполь n .

$$Z_{mn} = \frac{1}{2k} \int_{-L_n}^{L_n} f_n(s'_n) \left[\int_{-L_m}^{L_m} f_m(s'_m) \left(\frac{d^2}{ds_n^2} + k^2 \right) G_{s_m}^{extE}(s_n, s'_m) ds'_m \right] ds_n;$$

$$\tilde{Z}_{mn} = -\frac{i}{2} \int_{-L_m^{sl}}^{L_m^{sl}} f_m^{sl}(\tilde{s}_m) \left[\int_{-L_n}^{L_n} f_n(s'_n) \tilde{G}_{s_n}^{extE}(\tilde{s}_m, s'_n) ds'_n \right] d\tilde{s}_m;$$

$$F_n^Z = -\frac{i\omega}{2k} \int_{-L_n}^{L_n} f_n(s_n) f_n(s_n) z_{in}(s_n) ds_n$$

Розв'язок системи рівнянь (3) дозволяє визначити амплітуди струмів J_{0n} та J_{0m}^M , а далі – всі електродинамічні характеристики розглянутої дипольно-щілинної структури, зокрема коефіцієнти відбиття S_{11} , проходження S_{12} та коефіцієнт випромінюваної потужності $|S_{\Sigma}|^2$:

$$\begin{aligned} S_{11} &= -\frac{4\pi k_c^2}{\omega a b k_g H_0} e^{2ik_g z} \sum_{m=1}^N \cos \frac{\pi x_{0m}}{a} e^{-ik_g z_{0m}} \int_{-L_m}^{L_m} J_m^M(\tilde{s}_m) e^{-ik_g \tilde{s}_m} d\tilde{s}_m; \\ S_{12} &= 1 - \frac{4\pi k_c^2}{\omega a b k_g H_0} \sum_{m=1}^N \cos \frac{\pi x_{0m}}{a} e^{ik_g z_{0m}} \int_{-L_m}^{L_m} J_m^M(\tilde{s}_m) e^{ik_g \tilde{s}_m} d\tilde{s}_m; \\ |S_{\Sigma}| &= 1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2, \end{aligned} \quad (4)$$

де

$$k_g = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \sqrt{k^2 - k_c^2}, \quad k_c = \frac{2\pi}{\lambda_c} = \frac{\pi}{a},$$

λ_g – довжина хвилі в хвильоводі, λ_c – критична довжина хвилі для моди H_{10} .

ПОЛЯ В ДАЛЬНІЙ ЗОНІ

Розглянемо систему з N комбінованих дипольно-щілинних випромінювачів, кожен з яких складається з поздовжньої щілини довжиною $2L_m^{sl}$, вирізаної у широкій стінці прямокутного хвильоводу, та пасивного диполя довжиною $2L_n$, розташованого над цією щілиною у зовнішньому півпросторі. Центри щілини й диполя у декартовій системі координат, вісь z якої орієнтована перпендикулярно до площини розташування щілин, мають координати $(x_m, y_m, 0)$ та (x_n, y_n, z_n) відповідно. Осі щілин зорієнтовані вздовж осі y , а осі диполів – вздовж осі x (Рис. 2).

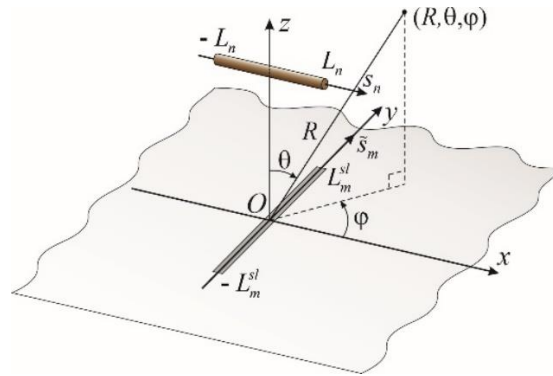


Рис. 2. Геометрія комбінованого випромінювача та прийняті позначення
Fig. 2. Geometry of the combined radiating element and the notation used

Тоді, при апроксимації струмів у щілині та диполі однією функцією

$$\vec{J}_n(s_n) = \vec{x}^0 J_{0n} f_n(s_n); \quad \vec{J}_m^M(\tilde{s}_m) = \vec{y}^0 J_{0m}^M f_m^{sl}(\tilde{s}_m),$$

компоненти електричного поля у дальній зоні для системи комбінованих випромінювачів у сферичній системі координат (R, θ, φ) можна записати у вигляді

$$\begin{aligned} E_\varphi(R, \theta, \varphi) &= ik \frac{e^{-ikR}}{4\pi R} (Z_0 I_1 + I_2 \cos \theta) \sin \varphi, \\ E_\theta(R, \theta, \varphi) &= -ik \frac{e^{-ikR}}{4\pi R} (Z_0 I_1 \cos \theta + I_2) \cos \varphi, \end{aligned} \quad (5)$$

де

$$\begin{aligned} I_1 &= 2i \sum_{n=1}^N J_{0n} e^{ik(x_n \sin \theta \cos \varphi + y_n \sin \theta \sin \varphi)} \sin(kz_n \cos \theta) \int_{-L_n}^{L_n} f_n(s_n) e^{iks_n \sin \theta \cos \varphi} ds_n, \\ I_2 &= \sum_{m=1}^N J_{0m}^M e^{ik(x_m \sin \theta \cos \varphi + y_m \sin \theta \sin \varphi)} \int_{-L_m^{sl}}^{L_m^{sl}} f_m^{sl}(\tilde{s}_m) e^{ik\tilde{s}_m \sin \theta \sin \varphi} d\tilde{s}_m. \end{aligned}$$

Зауважимо, що магнітна компонента матиме такі самі вирази, але з додатковим множником, який має сенс імпедансу вільного простору, тому вираз для нього не записано. Згідно з (5), діаграма спрямованості (ДС) випромінювача в E -площині має лише θ -компоненту, а в H -площині його ДС має лише φ -компоненту.

ЧИСЛОВІ РЕЗУЛЬТАТИ

На основі результатів, отриманих у попередніх розділах, було проведено розрахунки енергетичних параметрів комбінованих дипольно-щілинних випромінювачів та електродинамічних характеристик випромінюваних електромагнітних полів. Задача оптимізації характеристик спрямованості комбінованого випромінювача, зокрема таких, як діаграма спрямованості та коефіцієнт спрямованої дії, є багатопараметричною, оскільки характеристики випромінювача залежать від геометричних та електродинамічних параметрів щілини і диполя. Основна мета проведення обчислювальних досліджень пов'язана з визначенням впливу на електродинамічні характеристики випромінювання імпедансного пасивного диполя, розташованого над випромінювальною щілиною. Тому для спрощення розрахунків будемо вважати, що поздовжня щілина вирізана у широкій, нескінченно тонкій ($t = 0$) стінці хвилеводу.

Для проведення розрахунків з метою визначення параметрів випромінювальної структури, зокрема під час оптимізації характеристик спрямованості (коефіцієнт спрямованої дії D , діаграма спрямованості RP), за основу брали структури, які склалися з прямокутного хвилеводу з поперечним перерізом $23 \text{ мм} \times 10 \text{ мм}$, збудженого хвилею основного типу H_{10} (довжина хвилі $\lambda = 23 \text{ мм} \div 35 \text{ мм}$), поздовжньої щілини довжиною $2L_{sl} \approx 0,5\lambda$ і шириною $d = 1,5 \text{ мм}$, вирізаної у широкій стінці хвилеводу на відстані $x_0 = 3 \text{ мм}$ від бічної стінки, а також диполя з ідеально провідною поверхнею

$$\bar{Z}_S = 2\pi r \frac{Z_i}{Z_0} = R_S + iX_S = 0$$

або з імпедансною поверхнею ($R_S = 0$, $X_S \neq 0$) довжиною $2L_{dip} \approx 0,5\lambda$ і радіусом $r = 0,5$ мм, розташованого на відстані h від площини щілини, яка визначається в процесі оптимізації.

Розрахунки параметрів випромінювальної структури при $\lambda = 30$ мм виконувалися за умов отримання максимального значення коефіцієнта спрямованої дії D у випадку нескінченного хвилеводу та ідеально провідної поверхні диполя ($X_S = 0$). На Рис. 3 наведені діаграми спрямованості випромінювача, оптимізованого для досягнення максимального D . Параметри випромінювача мають такі значення:

$$2L_{sl} = 0,475\lambda, \quad 2L_{dip} = 0,433\lambda, \quad h = 0,2\lambda.$$

При цьому енергетичні параметри мають такі значення:

$$|S_{11}| = 0,144, \quad |S_{21}| = 0,879, \quad |S_{\Sigma}|^2 = 0,207, \quad D_{max} = 8,08.$$

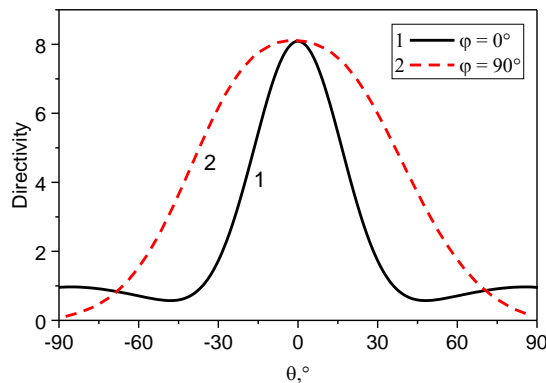


Рис. 3. Діаграми спрямованості (D) комбінованого дипольно-щілинного випромінювача при $X_S = 0$: 1 – $\varphi = 0^\circ$ (E -площина), 2 – $\varphi = 90^\circ$ (H -площина)

Fig. 3. Radiation patterns (D) of the combined dipole–slot radiating element at $X_S = 0$: 1 – $\varphi = 0^\circ$ (E -plane), 2 – $\varphi = 90^\circ$ (H -plane)

Параметри випромінювальної структури були розраховані у випадку, коли щілина довжиною $2L_{sl} = 16$ мм розташована в напівнескінченному хвилеводі, збудженому хвилею з довжиною $\lambda = 32$ мм, а диполь має ідеально провідну поверхню ($X_S = 0$). Діаграми спрямованості випромінювача, оптимізованого на максимум коефіцієнта спрямованої дії при зміні відстані диполя від щілини h та довжини диполя $2L_{dip}$, наведені на Рис. 4. У цьому випадку

$$2L_{dip} = 0,3913\lambda, \quad h = 0,243\lambda,$$

а енергетичні параметри мають такі значення:

$$|S_{11}| = 0,647, \quad |S_{\Sigma}|^2 = 0,581, \quad D_{max} = 8,49.$$

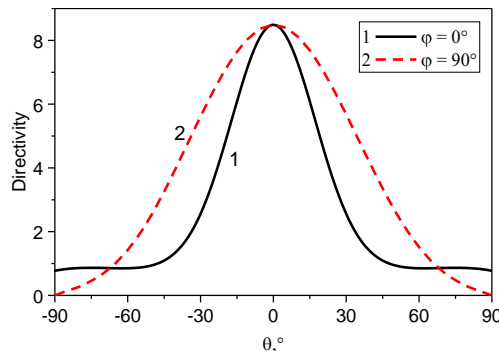


Рис. 4. Діаграми спрямованості (D) комбінованого дипольно-щілинного випромінювача, розташованого у напівнескінченному хвилеводі, при $X_S = 0$: 1 – $\varphi = 0^\circ$ (E -площина), 2 – $\varphi = 90^\circ$ (H -площина)

Fig. 4. Radiation patterns (D) of the combined dipole–slot radiating element placed in a semi-infinite waveguide at $X_S = 0$: 1 – $\varphi = 0^\circ$ (E -plane), 2 – $\varphi = 90^\circ$ (H -plane)

Використання імпедансних диполів призводить до зміни характеристик випромінюваних полів і енергетичних параметрів комбінованої випромінювальної структури. На Рис. 5 наведено ДС комбінованого випромінювача, оптимізованого на максимальне значення коефіцієнта спрямованої дії при $\lambda = 32$ мм, $2L_{sl} = 16$ мм, значенні нормованого поверхневого імпедансу диполя $\bar{Z}_s = 0,05i$. У цьому випадку відстань диполя від щілини дорівнює $h = 1,714\lambda$, а довжина диполя $2L_{dip} = 0,377\lambda$.

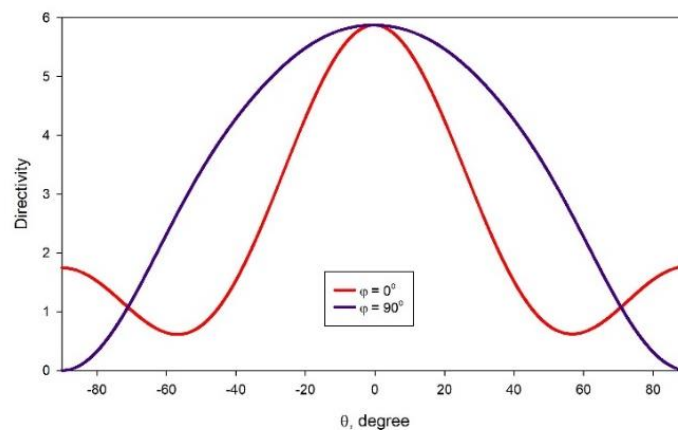


Рис. 5. Діаграми спрямованості (D) комбінованого дипольно-щілинного випромінювача при $X_s = 0,05$: 1 – $\varphi = 0^\circ$ (E -площина), 2 – $\varphi = 90^\circ$ (H -площина)

Fig. 5. Radiation patterns (D) of the combined dipole–slot radiating element at $X_s = 0,05$: 1 – $\varphi = 0^\circ$ (E -plane), 2 – $\varphi = 90^\circ$ (H -plane)

На Рис. 6 приведено графік залежності коефіцієнта відбиття випромінюючої структури від частоти хвилі, збуджуючої напівскінченний хвилевід.

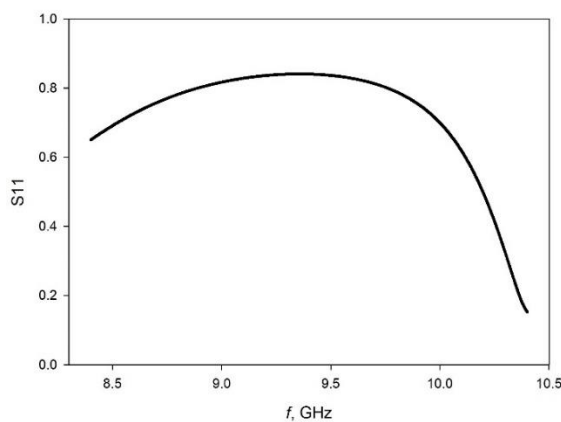


Рис. 6. Залежність коефіцієнта відбиття від частоти хвилі, збуджуючої хвилевід
Fig. 6. Frequency dependence of the reflection coefficient for the wave exciting the waveguide

При довжині диполя $2L_{dip} = 0,317\lambda$ з поверхневим імпедансом $X_s = 0,05$, електромагнітне поле, випромінюване у вільний простір комбінованою структурою, має майже однакову ширину діаграми спрямованості на рівні півпотужності в E - та H -площинах (Рис. 7).

Додатково розглянемо антенну решітку (хвилевід з торцевою стінкою), що має $N = 11$ диполів, розміщених на відстані $\lambda_g/2$ при $\lambda = 30$ мм [33]. На Рис. 8 представлено діаграми КСД для таких параметрів оптимізації: $x_0 = 3,53$ мм, відстань від центру останньої щілини до торця хвилеводу $\Delta g = 0,2\lambda_g$. Коефіцієнт відбиття було мінімізовано до значення $|S_{11}| = 0,057$. Інші енергетичні характеристики: $|S_2|^2 = 0,997$, $D = 79,4$ і коефіцієнт підсилення $G = 79,15$. Бачимо, що діаграма, в порівнянні з Рис. 3, стала вужчою, а максимальний коефіцієнт підсилення збільшився приблизно в 10 разів.

Отримані результати є перспективними для практичного застосування під час розрахунків формування електромагнітних полів комбінованими дипольно-щілинними імпедансними структурами. Вони вимагають подальших досліджень характеристик випромінювання комбінованих структур із різними геометричними та електрофізичними параметрами їхніх складових елементів.

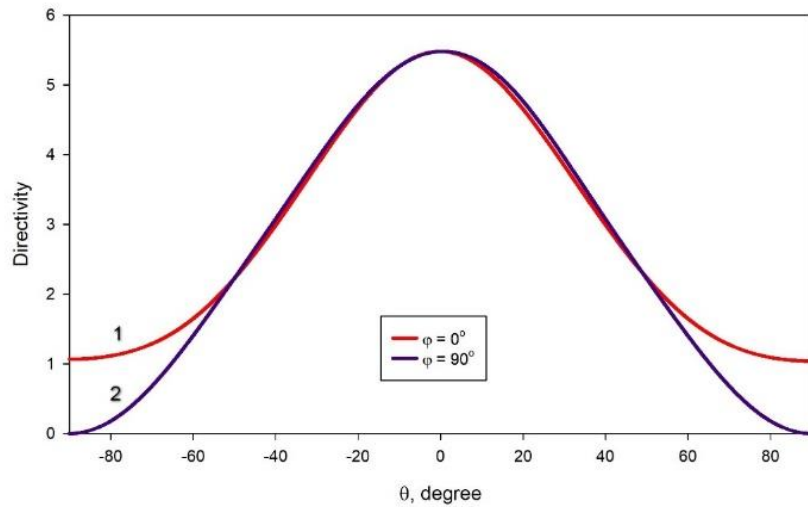


Рис. 7. Діаграми спрямованості (D) комбінованого випромінювача з імпедансним диполем при $X_s = 0,05$, $2L_{dip} = 0,317\lambda$: 1 – $\varphi = 0^\circ$ (E -площина), 2 – $\varphi = 90^\circ$ (H -площина)

Fig. 7. Radiation patterns (D) of the combined radiating element with an impedance dipole at $X_s = 0,05$, $2L_{dip} = 0,317\lambda$: 1 – $\varphi = 0^\circ$ (E -plane), 2 – $\varphi = 90^\circ$ (H -plane)

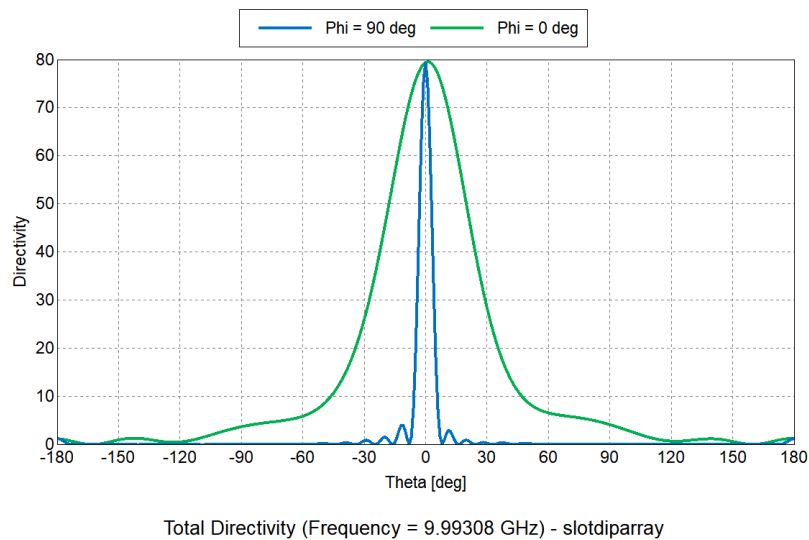


Рис. 8. Діаграми КСД (D) за потужністю антенної решітки при $X_s = 0$

Fig. 8. Power directivity (D) of the antenna array at $X_s = 0$

ВИСНОВКИ

Із використанням узагальненого методу наведених електромагніторухливих сил побудовано математичні моделі та алгоритми розрахунку електродинамічних параметрів і діаграм спрямованості (ДС) багатоеlementних антен і антенних решіток, розташованих в нескінченному або напівнескінченному прямокутному хвилеводі, функціональними елементами яких є комбіновані дипольно-щілинні випромінювачі з пасивними імпедансними диполями, що знаходяться у зовнішній області щілини.

Проведено розрахункові дослідження комбінованого випромінювача з метою визначення впливу пасивного імпедансного диполя, розташованого над випромінювальною щілиною, на електродинамічні характеристики випромінювання та ДС.

Визначено геометричні та електрофізичні параметри щілини й імпедансного диполя у складі комбінованої випромінювальної структури, які дозволяють реалізувати для даного дипольно-щілинного випромінювача, зокрема, оптимізацію за критерієм максимального значення коефіцієнта спрямованої дії або досягнення практично однакової ширини діаграми спрямованості на рівні напівпотужності у E - та H -площинах.

КОНФЛІКТ ІНТЕРЕСІВ

Автори повідомляють про відсутність конфлікту інтересів.

REFERENCES

1. Edelberg S, Oliner AA. Mutual Coupling Effects in Large Antenna Arrays II: Compensation Effects. IRE Transactions on Antennas and Propagation. 1960;8(4):360–367. <https://doi.org/10.1109/TAP.1960.1144870>.
2. Forooghi K, Kildal P-S, Rengarajan SR. Admittance of an Isolated Waveguide-Fed Slot Radiating Between Baffles Using a Spectrum of Two-Dimensional Solutions. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1993;41(4):422–428. <https://doi.org/10.1109/8.220974>.
3. Robee S, Coupey JP, Person C, Amiaud A-C, Merlet T. Mutual coupling reduction through choke structures in a Slotted Waveguide Antenna Array. In: Proceedings of the 2023 IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA), Genoa, Italy; 2023. p. 857–861. <https://doi.org/10.1109/CAMA57522.2023.10352845>.
4. Huang C, Zhao Z, Feng Q, Wang C, Luo X. Grooves-Assisted Surface Wave Modulation in Two-Slot Array for Mutual Coupling Reduction and Gain Enhancement. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2009;8:912–915. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2009.2028587>.
5. Emadeddin A, Shad S, Rahimian Z, Hassani HR. High Mutual Coupling Reduction Between Microstrip Patch Antennas Using Novel Structure. International Journal of Electronics and Communications. 2017;71:152–156. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2016.10.017>.
6. Farahbakhsh A, Mosalanejad M, Moradi GR, Mohanna S. Using polygonal defect in ground structure to reduce mutual coupling in microstrip array antenna. Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2014;28(2):194–201. <http://dx.doi.org/10.1080/09205071.2013.861750>.
7. Bait-Suwailam MM, Siddiqui OF, Ramahi OM. Mutual Coupling Reduction Between Microstrip Patch Antennas Using Slotted-Complementary Split-Ring Resonators. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2010;9:876–878. <http://dx.doi.org/10.1109/LAWP.2010.2074175>.
8. Ebadi S, Semnani A. Mutual Coupling Reduction in Waveguide-Slot-Array Antennas Using Electromagnetic Bandgap (EBG) Structures. IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2014;56(3):68–79. <https://doi.org/10.1109/MAP.2014.6867683>.
9. Yang F, Rahmat-Samii Y. Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2003;51(10):2691–2703. <https://doi.org/10.1109/TAP.2003.817559>.
10. Coulombe M, Koodiani SF, Caloz C. Compact Elongated Mushroom (EM)-EBG Structure for Enhancement of Patch Antenna Array Performances. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2010;58(4):1076–1086. <https://doi.org/10.1109/TAP.2010.2041152>.
11. Buell K, Mosallaei H, Sarabandi K. Metamaterial Insulator Enabled Superdirective Array. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2007;55(4):1074–1085. <https://doi.org/10.1109/TAP.2007.893373>.
12. Berdnik SL, Katrich VA, Lyaschenko VA. Closely spaced transverse slots in rectangular waveguide. In: Proceedings of the 4th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT) (Cat. No. 03EX699), Sevastopol, Ukraine; 2003. p. 273–275. <https://doi.org/10.1109/ICATT.2003.1239204>.
13. Razmhosseini M, Zabihi R, Vaughan RG. Parasitic Slot Elements for Bandwidth Enhancement of Slotted Waveguide Antennas. In: Proceedings of the 2019 IEEE 90th Vehicular Technology Conference (VTC2019-Fall), Honolulu, HI, USA; 2019. p. 1–5. <https://doi.org/10.1109/VTCFall.2019.8891329>.
14. Singh S, Chauhan SS, Basu A. Slotted Waveguide Circularly Polarized Leaky Wave Antenna With Improved Efficiency at W-Band. IEEE Access. 2023;11:86945–86952. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3304904>.
15. Asaadi M, Sebak A. High-Gain Low-Profile Circularly Polarized Slotted SIW Cavity Antenna for MMW Applications. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2017;16:752–755. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2016.2601900>.
16. Nonaka F, Saito S, Kimura Y. Measurement of a microstrip antenna array fed by transverse slots on a broad wall of the rectangular waveguide with standing-wave excitation for linear polarization parallel to the axis. In: Proceedings of the 2014 International Symposium on Antennas and Propagation (ISANP), Kaohsiung, Taiwan; 2014. p. 363–364. <https://doi.org/10.1109/ISANP.2014.7026681>.
17. Wang X-C, Xia Y-J, Yang J-H, Lu W-Z. Wideband High-Gain Circularly Polarized Substrate Integrated Cavity Antenna Array for Millimeter-Wave Applications. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2023;71(1):1041–1046. <https://doi.org/10.1109/TAP.2022.3217338>.
18. Zhang Q, Cheng X, Yao Y, Yu J, Chen Z, Qi L, Yu T, Chen X. A Magnetolectric Dipole Leaky-Wave Antenna for Open Stopband Suppression. In: Proceedings of the 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Singapore; 2019. p. 426–428. <https://doi.org/10.1109/APMC46564.2019.9038882>.

19. Feng B, Chen J, Chung KL, Wang L, Li Y. Dual-Polarized Filtering Magneto-Electric Dipole Antenna Arrays With High Radiation-Suppression Index for 5G New Radio n258 Operations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2022;70(4):3058–3063. <https://doi.org/10.1109/TAP.2021.3121095>.
20. Yang X-X, Qiu H, Lou T, Yi Z, Cao Q-D, Gao S. Circularly Polarized Millimeter Wave Frequency Beam Scanning Antenna Based on Aperture-Coupled Magneto-Electric Dipole. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2022;70(9):7603–7611. <https://doi.org/10.1109/TAP.2022.3191983>.
21. Yang Y, Zhao Z, Ding X, Nie Z, Liu Q-H. Single Slot Antenna with Multiple Radiation Modes Using a Parasitic Loop Pair. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2019;67(2):1335–1340. <https://doi.org/10.1109/TAP.2018.2883534>.
22. Berdник SL, Katrich VA, Nesterenko MV, Penkin YuM. E-plane T-junction of rectangular waveguides with vibrator-slot coupling between arms. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2015;74(14):1225–1240. <https://doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v74.i14.10>.
23. Huang K-L, Chen Y-C, Lin Y-H, Lee C-H. Coplanar-to-Rectangular Waveguide Transitions Using Slot Antennas. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*. 2011;1(5):681–688. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2011.2108271>.
24. Tian Y, Ouyang J, Hu P-F, Pan Y. Millimeter-Wave Wideband Circularly Polarized Endfire Planar Magneto-Electric Dipole Antenna Based on Substrate Integrated Waveguide. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2022;21(2):49–53. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2021.3117311>.
25. Berdник SL, Katrich VA, Nesterenko MV, Penkin YuM. Waveguide Radiation of the Combined Vibrator-Slot Structures. *Progress In Electromagnetics Research B*. 2020;87:151–170. <https://doi.org/10.2528/PIERB20052804>.
26. Pulido-Mancera LM, Zvolensky T, Imani MF, Bowen PT, Valayil M, Smith DR. Discrete Dipole Approximation Applied to Highly Directive Slotted Waveguide Antennas. *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*. 2016;15:1823–1826. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2016.2538202>.
27. Tomura T, Saito Y, Hirokawa J. 8×2-Element 60-GHz-Band Circularly Polarized Post-Wall Waveguide Slot Array Antenna Loaded With Dipoles. *IEEE Access*. 2020;8:85950–85957. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2992922>.
28. Ferrando-Rocher M, Herranz-Herruzo JI, Valero-Nogueira A, Rodrigo VM. Circularly Polarized Slotted Waveguide Array With Improved Axial Ratio Performance. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2016;64(9):4144–4148. <https://doi.org/10.1109/TAP.2016.2586492>.
29. Cheng Y, Dong Y. A High-Efficiency Electrically Reconfigurable Circular Polarizer and Its Array Application. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2021;20(12):2314–2318. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2021.3109987>.
30. Nesterenko MV, Katrich VA, Penkin YuM, Berdник SL. Combined Vibrator-Slot Structures: Theory and Applications: Theoretical Aspects and Applications. Cham, Switzerland: Springer; 2020. 344 p. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-60177-5>.
31. Nesterenko MV, Katrich VA, Berdник SL, Dumin OM, Luchaninov AI, Gretsikh DV. Vibrator and Slot Antenna Arrays for Modern Applications. Cham, Switzerland: Springer; 2025. 329 p. <https://doi.org/10.1007/978-3-031-68346-6>.
32. Berdnyk S, Katrich V, Antonenko Ye, Pshenichnaya S, Katrych V, Garmash K, Havrylenko D. Combined Dipole-Slot Radiating Structures with Parasitic Impedance Dipoles as Functional Elements of Antennas and Antenna Arrays. In: *Proceedings of the 2024 IEEE 29th International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, Tbilisi, Georgia; 2024. p. 128–132. <https://doi.org/10.1109/DIPED63529.2024.10706196>.
33. Havrylenko D, Berdnyk S. Analysis of the Characteristics of Antenna Arrays Consisting of Combined Slot-Dipole Radiators. In: *Proceedings of the 2024 IXth Ukrainian Scientific-Practical Conference on Prospective Directions of Modern Electronics, Information and Computer Systems (MEICS)*, Dnipro, Ukraine; 2024. p. 167–168. Available at: <http://meics.dnure.dp.ua/files/MEICS-2024.pdf>.
34. Nesterenko M, Katrich V, Berdник S, Pshenichnaya S. Theory of Systems With Thin Impedance Dipoles and Narrow Slots. In: *Proceedings of the 2021 IEEE 26th International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, Tbilisi, Georgia; 2021. p. 103–108. <https://doi.org/10.1109/DIPED53165.2021.9552271>.

Стаття надійшла до редакції: 18 вересня 2025

Рекомендовано до друку: 28 жовтня 2025

Опубліковано: 30 грудня 2025

ANTENNA STRUCTURES BASED ON COMBINED SLOT-VIBRATORY RADIATORS WITH IMPEDANCE PASSIVE ELEMENTS**S. L. Berdnyk, D. I. Havrylenko, V.O. Katrich, Ye.O. Antonenko, K. P. Garmash***V. N. Karazin Kharkiv National University, 4, Svobody Square, Kharkiv, 61022, Ukraine*

Relevance. The research is aimed at solving current problems related to the construction of mathematical models, methods and algorithms for calculating complex multi-element radiating structures, antenna systems and arrays, determining the physical processes of electromagnetic field formation by new electrodynamic structures and developing an automated system for optimizing the characteristics of antenna system fields based on electrodynamic and mass-dimensional parameters with the possibility of adapted control.

Solving the problem of creating radiating structures and antenna systems for the formation of electromagnetic fields with specified electrodynamic characteristics, which are the basic structural elements of modern radio-electronic systems and form the basis for the creation of the latest in functional properties and technical characteristics of hardware complexes (location, communications, electronic reconnaissance, electronic warfare, etc.).

Objectives. Determination of the features of the formation of electromagnetic fields by radiating structures and antenna arrays with combined slot-vibrator radiating elements when using passive ideally conductive or impedance vibrators (dipoles) and the possibilities of controlling the electrodynamic parameters of slot-vibrator radiators and optimizing the electrodynamic, technical and mass-dimensional parameters of antennas and antenna arrays.

Materials and methods. To solve boundary value problems formulated in a strict electrodynamic formulation in the form of integro-differential equations and to study the electrodynamic characteristics of antennas and antenna arrays with combined slot-vibrator structures, methods of mathematical physics (integral equations, generalized methods of reduced electro-magnetomotive forces and magnetomotive forces with basis functions obtained using the asymptotic averaging method, Galerkin methods, Green's functions and eigenwaves) and computational mathematics were applied.

Results. Methods and algorithms for calculating the electrodynamic characteristics of electromagnetic fields formed by single combined slot and slot-vibrator radiating structures and multi-element antennas and arrays with combined radiating elements have been developed. The physical features of the formation of electromagnetic fields by radiating structures and antenna systems for various geometric and electrophysical parameters and topology of the constituent elements of the radiating aperture of the antenna array have been investigated and determined.

Conclusions. It has been determined that the use of waveguide-slot antennas and antenna arrays with combined slot-vibrator radiating structures in the microwave and EHF ranges allows for the realization of the necessary (optimized) electrodynamic and mass-dimensional parameters of antenna systems and arrays, which are promising for the creation of the latest radio-electronic systems and complexes, for practical purposes.

KEY WORDS: *vibrator, dipole, impedance, waveguide, slot, antenna array, combined slot-vibrator radiator, directivity diagram, directional coefficient.*

The article was received by the editors: September 18 2025

The article is recommended for printing: October 28 2025

Published: December 30 2025