

DOI: <https://doi.org/10.15407/rpra29.04.308>

УДК 621.396.67

PACS number: 84.40.Ba; 84.40.Dc

С.О. Погарський, Д.В. Майборода, С.М. Михалюк

Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна

майдан Свободи, 4, м. Харків, 61022, Україна

E-mail: spogarsky@gmail.com

СКЛАДНОКОМПОЗИЦІЙНА ПАТЧ-АНТЕНА

Предмет і мета роботи. У роботі представлено результати числового моделювання складнокомпозиційної патч-антени із складним форм-фактором. Основою антени є комбінація двох резонаторів — дискового та кільцевого. Збудження кільцевого резонатора здійснюється за допомогою копланарної структури із зарізами різної форми: точково за рахунок гальванічного контакту центрального провідника копланарної лінії та кільцевого резонатора і за рахунок розподіленого електромагнітного зв'язку кільцевого резонатора й апертури зовнішнього провідника копланарної лінії. Основна мета роботи полягала в знаходженні оптимального набору параметрів антени, які відповідали б вимогам за виглядом амплітудно-частотної характеристики, коефіцієнту підсилення, енергетичних характеристик.

Методи та методологія. Особливістю конструкції антени є комбінація двох резонаторів і розімкненого зовнішнього провідника копланарної лінії. Досліджувалися різні форм-фактори розмикаючого зарізу: прямий і трикутний. Кутовий параметр трикутного зарізу був варіативною величиною. Числове моделювання проводилося з використанням моделі напіввідкритого резонатора з урахуванням всіх обмежувальних умов моделі в межах методу кінцевих елементів. Оптимізовано вигляд амплітудно-частотної характеристики за необхідними значеннями рівня зворотних втрат $|S_{11}|$, на підставі чого можна оцінювати рівень узгодження із зовнішніми колами, величини коефіцієнта підсилення та діаграми спрямованості.

Результати. Проаналізовано й оптимізовано частотні та енергетичні характеристики складнокомпозиційної патч-антени на комбінації кільцевого та дискового резонаторів у широкому частотному діапазоні. Встановлено оптимальні значення основних параметрів структури, які впливають на функціональність антени, а саме: форм-фактор зарізу, кутову характеристику трикутного зарізу, значення діелектричної проникності підкладки, відстані до заземлюючої основи.

Висновки. Вивчено частотні, спектральні та енергетичні характеристики складнокомпозиційної патч-антени на основі комбінації кільцевого та дискового резонаторів, розміщених над заземлюючою основою в широкому частотному діапазоні. Числове моделювання виконано в межах комбінації методів напіввідкритого резонатора та методу кінцевих елементів. Визначено основні залежності електродинамічних параметрів антени від геометричних, характерних розмірів і матеріальних констант. Отримані результати дозволяють прогнозувати використання таких антен як самостійних випромінювачів і як елементів фазованих антенних решіток.

Ключові слова: кільцевий резонатор, дисковий резонатор, розмикаючий заріз, копланарна лінія, узгодження, частотні характеристики, енергетичні характеристики

Вступ

Рішення складних комплексних радіотехнічних задач у різних додатках, що виникають у сучасних умовах, зумовлюють зміни, а в деяких випадках

істотне посилення вимог, що висуваються до радіотехнічних систем. У цьому зв'язку, безумовно, необхідно згадати перманентний розвиток систем зв'язку: 5G, WLAN/WIMAX, UWB та ін. [1–4].

Цит у в а н н я: Погарський С.О., Майборода Д.В., Михалюк С.М. Складнокомпозиційна патч-антена. *Радіофізика і радіоастрономія*. 2024. Т. 29. № 4. С. 308–316. <https://doi.org/10.15407/rpra29.04.308>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0 (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>)

Крім того, всі застосунки, що мають військовий аспект, диктують необхідність вирішення специфічних завдань, починаючи від класичних завдань радіолокації та закінчуючи специфічними завданнями радіоелектронної боротьби (РЕБ) [5, 6]. Вимоги до радіотехнічних систем під час виконання задач РЕБ вельми суперечливі. З одного боку, необхідно вирішувати задачу захисту пристрою (і насамперед вхідних кіл) від функціонального ураження електромагнітним випромінюванням: руйнування та/або пошкодження елементів і кіл під час опромінення одноразовими або багаторазовими електромагнітними сигналами високої інтенсивності. Одним із варіантів підвищення ступеня захисту є варіант використання вузькосмугових вхідних кіл. А з іншого боку, використання широкосмугових і надшироко-смугових сигналів, різних цифрових технологій вимагає створення широкосмугових вхідних пристроїв. Тобто антенні системи повинні мати у відомому сенсі універсальні багатофункціональні властивості. Вимога багатофункціональності приводить до необхідності пошуку нових конструкційних рішень, нових рішень у плані топології випромінювальних апертур, використання допоміжних елементів та інше.

Одну із задач — забезпечення широкосмуговості — вирішено за використання складнокомпозиційної патч-антени, виконаної на основі розімкнутого дискового смужкового резонатора [7]. Антена забезпечувала прийнятний рівень узгодження (<10 дБ за зворотними втратами) у широкій смузі частот від 6.7 до 20 ГГц. При цьому діаграма спрямованості в кутомісцевій площині виявилася однопелюстковою, і в деякому діапазоні кутів спостереження забезпечувалося приймання (передавання) сигналів із поляризацією, близькою до кругової. А другий аспект — наявність вузьких смуг пропускання — виявився нереалізованим. Величина $|S_{11}|$ в усьому розглянутому діапазоні виявляється більшою за -5 дБ, тобто поза смугами узгодження (пропускання) відбиття буде недостатнім. Одним із варіантів рішення комплексної задачі щодо поєднання вимог за робочими смугами частот є спосіб ускладнення топології випромінюючих апертур.

При цьому необхідні детальне вивчення поведінки характеристик і оптимізація параметрів

складно композиційної патч-антени, виготовленої на основі зв'язаних кільцевого та дискового смужкових резонаторів і відрізків збуджуючої копланарної лінії з різними типами додаткових розрізів, яку розташовано над заземлюючою площиною.

1. Досліджувана структура

На рис. 1 зображено суміщену топологію двох варіантів антени та вигляд у поперечному перерізі. Для першого варіанта розріз у копланарному провіднику у вигляді прямокутного зарізу показано явно, для другого варіанта з трикутним зарізом — показано пунктиром.

На рисунку використано позначення: 1 — заземлююча площа, 2 — елементи копланарної лінії, 3 — центральний провідник копланарної лінії, 4 — кільцевий смужковий резонатор, 5 — дисковий смужковий резонатор, 6 — діелектрична підкладка, 7 — можливий інший варіант форм-фактору зарізу.

З погляду електродинаміки патч-антена являє собою систему зв'язаних смужкових резонаторів, розміщених на діелектричній підкладці та підвішених над заземленою площиною: дисковий смужковий резонатор 5, кондуктивно зв'язаний із кільцевим резонатором 4, який, своєю чергою, кондуктивно зв'язаний із двома резонаторами 2, утвореними зовнішніми провідниками копланарної лінії. Збудження антени здійснюється за допомогою відрізка копланарної лінії. Геометричні розміри елементів антени обирали, виходячи з припущення роботи антени в сантиметровому діапазоні довжин хвиль. Наявність заземленої основи зумовлено тим, що, по-перше, необхідно унеможливити зворотне випромінювання, по-друге, варіюючи величину зазору між діелектричною підкладкою та заземленою площиною t , можна оптимізувати як величину зворотних втрат $|S_{11}|$ (визначає величину узгодження), так і енергетичні характеристики, і, по-третє, таку конструкцію максимально наближено до реальної ситуації розташування антени над різними поверхнями. Технологічно такий зазор може бути реалізований двома способами: або антена встановлюється на додаткові тонкі діелектричні стійки, або використовуються додаткові ді-

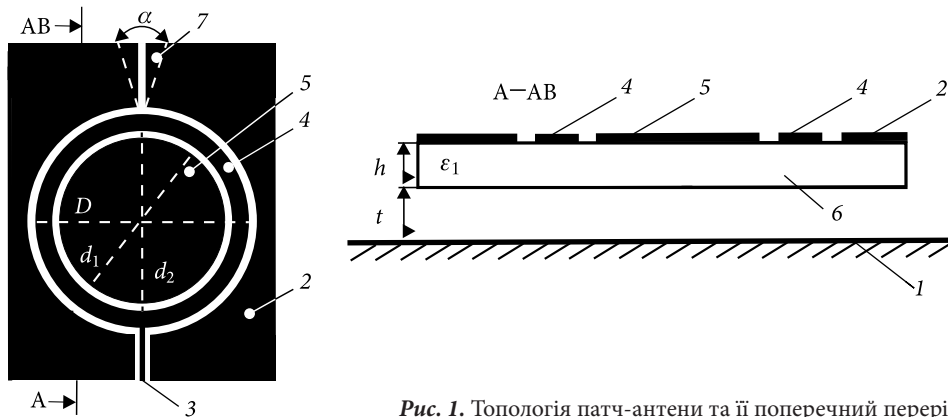


Рис. 1. Топологія патч-антени та її поперечний переріз

електричні шари, наприклад, з пінополістиролу або пінополіуретану (мають параметри $\epsilon_r = 1.1$ та $\text{tg}\delta = (1.2 \dots 1.3) \cdot 10^{-3}$ на частоті 10 ГГц). Геометричні розміри заземлювальної площини є скінченними, проте їх обирали такими, щоб на центральній частоті розглянутого діапазону вони перевищували геометричні розміри всіх елементів не менше ніж у 10 разів. Таке співвідношення дає змогу ігнорувати різні дифракційні ефекти, пов'язані зі скінченністю цієї площини, і не враховувати так зване «затікання» поверхневих струмів, що збуджуються на поверхні, на зворотний бік цієї площини.

2. Результати числового моделювання

Вичерпну інформацію про електродинамічні характеристики будь-якої структури, безумовно, можна отримати в результаті строгого розв'язання відповідної граничної задачі, в якій було б враховано всі фактори та особливості. З огляду на складність електродинамічного об'єкта, наявність взаємного зв'язку між параметрами, найімовірніше, неможливо говорити про строге розв'язання відповідної граничної задачі навіть у найближчій перспективі. Реальним виходом є побудова моделі для числового моделювання, в якій було б враховано найважливіші особливості структури, характер взаємодії між елементами структури, взаємні зв'язки між параметрами. На підставі такої моделі можна проводити числове моделювання та оптимізацію основних характеристик антени. Однак необхідно підкреслити той факт, що всі залежності є багатокритеріальними.

Тобто оптимізацію обраної залежності необхідно проводити за всіма варіативними параметрами. При цьому необхідно зазначити, що оптимізований набір параметрів для однієї характеристики зовсім не гарантує отримання інших оптимальних характеристик.

Для числового моделювання використовувався комплексний підхід, який включав метод напіввідкритого резонатора [8] і метод скінченних елементів (МСЕ). МСЕ реалізовано в рамках комерційного пакета ANSYS HFSS [9].

Виходячи з функціонального призначення антени та мети щодо реалізації певного типу амплітудно-частотної характеристики, одним із ключових питань є питання про збудження випромінювальних апертур. З огляду на факт, що конструктивно антена являє собою набір кондуктивно зв'язаних резонаторів, реалізація спеціального типу амплітудно-частотної характеристики вимагає збудження в резонаторах певного спектра власних коливань і підтримки заданої величини зв'язку між резонаторами з огляду на наявність частотної дисперсії цього параметра.

Необхідно також зазначити, що для підвищення ефективності смужкових антен використовують так звані «тонкі» підкладки для того, щоб виключити або звести до мінімуму можливість збудження поверхневих хвиль у діелектричному шарі [10]. Приймаючи умову, що $h \ll \lambda_r$, де λ_r — резонансна довжина хвилі збуджених коливань, і обмеживши величину зазору t умовою $t \ll \lambda_r$, можна сформулювати висновок про те, що спектр збуджуваних коливань міститиме в собі тільки ті коливання, які не матимуть варі-

ації електричного поля уздовж осі, перпендикулярної до площини антени, тобто тільки коливання типу $E_{mn0}(TM_{mn0})$.

Під час моделювання спектральних характеристик встановлено, що тип зарізу принципово не впливає ні на вигляд спектральної характеристики, ні на спектральний склад як такий. На рис. 2 наведено фрагмент спектральної характеристики антени з оптимізованим набором параметрів із трикутним зарізом у зовнішньому провіднику копланарної лінії: $D = 34$ мм, $d_2 = 28$ мм, $d_1 = 27$ мм, діаметр кільцевої частини копланарної лінії 35.4 мм, $\epsilon_r = 1$, $\alpha = 12.68^\circ$. Усі власні частоти визначено з відносною точністю не гірше за 10^{-7} , що відповідає похибці за частотою 1200 Гц за максимально широкою смугою частот, що розглядається, при $\epsilon_r = 1$, $t = 2$ мм. Цю характеристику отримано після вивчення спектрального складу залежно від параметра t — відстані до загального заземлюючого екрану. Зміна величини цього параметра не відіграє суттєвої ролі в плані виникнення (або придушення) додаткових резонансів чи прояву виродженості типів коливань. Фізична причина — необхідність виконання певних резонансних умов. Розглянута антена — це складна електродинамічна структура, з цієї причини неможливо сформулювати якісь певні критеріальні вимоги до величин параметрів, що вивчаються.

В інтервалі частот від 2 до 19 ГГц резонансні умови виконуються для 60 типів власних коливань. Аналіз характеристики показує, що в діапазоні частот від 2 до 6 ГГц спектр частот відносно розріджений, відсутні як вироджені коливання, так і коливання з близькими частотами. У цьому діапазоні можна очікувати присутність типів коливань, на яких можлива реалізація вузьких смуг узгодження (пропускання). У діапазоні від 6 до 12 ГГц спектр істотно згущується, з'являються вироджені коливання. У діапазоні вище 12 ГГц спектр виявляється занадто густим, проводити ідентифікацію та аналіз структури таких коливань досить важко, зростає кількість вироджених типів коливань, ідентифікувати які при густому спектрі практично неможливо, крім того, розширення частотного діапазону призводить до невиправдано великих витрат часу моделювання.

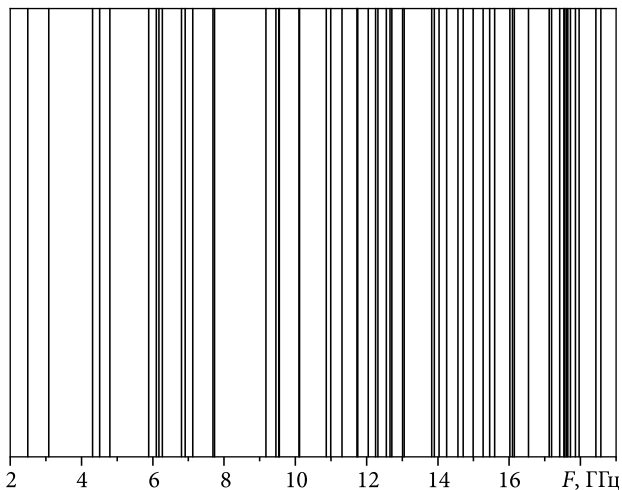


Рис. 2. Спектр власних коливань антени з трикутним зарізом, $\epsilon_r = 1$

Суттєвий вплив на роботу антени загалом має величина зв'язку резонаторів і збуджувальної копланарної лінії. У більшості відомих конструкцій, в яких копланарна лінія використовується як збуджувальний елемент, за рахунок простого (лінійного) форм-фактора копланарної лінії певний рівень зв'язку між елементами пристрою вдається підтримувати порівняно просто [11]. В антенах на основі патч-елементів із криволінійними апертурами підтримання заданого рівня зв'язку (та ефективного збудження апертур антени) може бути реалізовано в тих випадках, якщо вдається забезпечити протікання поверхневих струмів по всій поверхні зовнішнього провідника копланарної лінії. Для вивчення цього питання проведено моделювання розподілу поверхневих струмів на всіх елементах антени.

Результати моделювання розподілів лінійних струмів на елементах антени з оптимізованим набором параметрів на частоті $F = 10.25$ ГГц і трикутним зарізом у копланарному елементі подано на рис. 3. Заріз із лінійним форм-фактором не демонстрував принципових відмінностей у збудженні кільцевого та дискового резонаторів порівняно з наведеним трикутним зарізом. Істотна відмінність полягає лише в тому, що за трикутного зарізу відбувається інтенсивніша концентрація струмів на крайках самого зарізу, що вносить певний внесок у величину випромінюваної потужності.

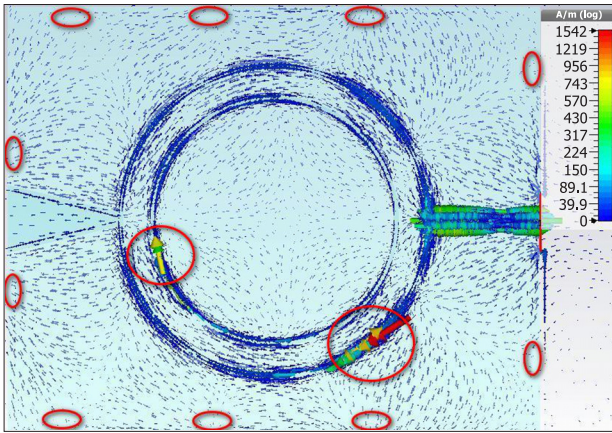


Рис. 3. Розподіл ліній струмів на частоті $F = 10.25$ ГГц

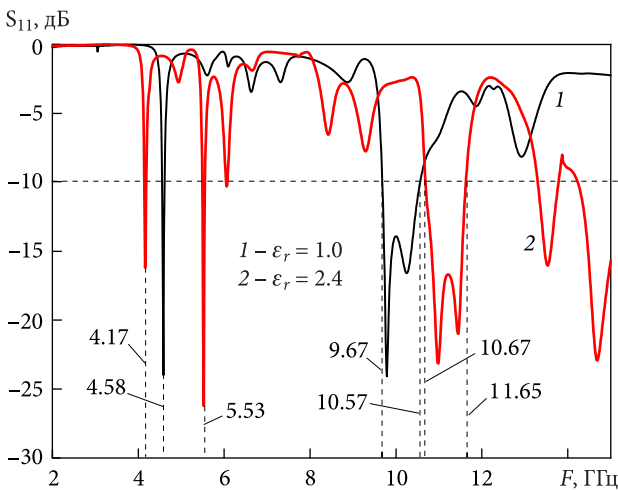


Рис. 4. Залежність $|S_{11}|$ від частоти антени з трикутним зарізом

Аналіз графічної побудови показує, що патч-елементи антени резонують на різних типах коливань. Так, дисковий резонатор резонує на типі E_{410} , кільцевий на типі E_{700} , копланарний елемент — на типі E_{320} (класифіковано відносно декартової системи координат). Причому обидві половини копланарного елемента резонують у протифазі (наслідок відсутності гальванічного контакту між частинами копланара). Фазові центри E_{320} -коливання позначено еліпсами. Колонами позначено області максимально інтенсивного збудження апертур, що зв'язують патч-елементи. Наявність таких областей підтверджує факт оптимальності співвідношення параметрів і величини зв'язку між резонаторами. Непрямим підтвердженням задовільного узгодження на цій частоті є незначне підвищення щільності стру-

мів у місці стику центрального провідника копланарної лінії та кільцевого резонатора.

Під час проектування та створення будь-якого пристрою НВЧ практично завжди необхідно проводити оцінку ступеня узгодження пристрою із зовнішніми колами за варіації заданих параметрів. Тим паче така оцінка необхідна у випадках, коли до вигляду амплітудно-частотної характеристики висуваються певні вимоги. Саме узгодження актуальне щонайменше з двох причин: перша — це забезпечення мінімального впливу на джерело НВЧ коливань, а друга — ефективна робота пристрою. Ступінь узгодження можна оцінити за рівнем зворотних втрат (або за величиною коефіцієнта стоячої хвилі за напруженістю (КСХН)). Немає сумніву в тому, що обидві ці величини є багатопараметричними залежностями від геометричних розмірів антени, матеріальних констант і частоти. Із цієї причини проведення процедури оптимізації ступеня узгодження за будь-яким із параметрів не дає змоги говорити про абсолютну ефективність роботи антени. Водночас частотні залежності величини зворотних втрат за фіксованих значень інших параметрів дають змогу фіксувати смуги частот узгодження за заданим рівнем, оцінювати їхню ширину, а за величиною зворотних втрат у межах цих смуг можна побічно передбачати ступінь ефективності роботи.

Результати числового моделювання залежностей $|S_{11}|$ від частоти за варіації значень ϵ_r з фіксованими значеннями інших параметрів подано на рис. 4. При цьому їхні значення забезпечують необхідний рівень збудження елементів апертур (у цьому сенсі вони є оптимальними). Для аналізу обрано два значення ϵ_r , це $\epsilon_r = 1$ — гранично мале значення і $\epsilon_r = 2.4$ — типове значення, що використовується в практичних конструкціях. Інші значення не розглядалися, оскільки зі збільшенням величини ϵ_r відбуваються суттєві різкі коливання величини $|S_{11}|$ і не вдається сформулювати потрібний вигляд амплітудно-частотної характеристики.

Аналіз наведених залежностей дає змогу зробити висновок про можливість формування необхідної амплітудно-частотної характеристики для обох значень ϵ_r : у характеристиці присутні як вузькі смуги частот із прийнятним (і навіть

дуже високим) рівнем узгодження, так і досить широкі смуги. Спостерігається тривіальний ефект зсуву резонансних частот у низькочастотну область у разі зменшення величини ϵ_r . Характерно, що абсолютні мінімуми величин $|S_{11}|$ або збігаються, або перебувають поблизу спектральних ліній власних частот, що збуджуються в антені. Ширина вузьких смуг в обох випадках не перевищує 5 % від центральної частоти за рівнем -3 дБ, абсолютні мінімуми становлять -23.66 і -26.47 дБ відповідно, що еквівалентно значенням КСХН 1.14 і 1.1. У високочастотній частині розглянутого діапазону спостерігаються дві досить широкі смуги за рівнем -10 дБ (КСХН ≈ 1.92). Їхня ширина практично однакова і становить 0.9...0.98 ГГц. Результати проведеного моделювання залежностей $|S_{11}|$ і порівняння з даними моделювання розподілів струмів на елементах антени дають змогу прогнозувати ефективно випромінювання.

Найважливішими характеристиками будь-якої антени є енергетичні та поляризаційні. Саме від цих характеристик залежить функціональність тієї чи іншої антени. Синтезування антен із заданими параметрами завжди було важким завданням з огляду на складні взаємопов'язані залежності параметрів. І, як зазначалося раніше, оптимізація будь-якої з характеристик антени за одним параметром не завжди приводить до бажаного результату. Таку ситуацію можна продемонструвати на прикладі коефіцієнта посилення та діаграми спрямованості антени.

На рис. 5 наведено залежності коефіцієнта посилення антени в дБі (відповідно до класифікації IEEE) від частоти за варіації величини і зміни форм-фактора зарізу. Криві 1, 2 відповідають трикутній формі зарізу, крива 3 — прямому зарізу.

З аналізу наведених залежностей можна зробити висновок про те, що в діапазоні частот від 4 до 14 ГГц значення коефіцієнта посилення α не зменшується до величини менше ніж 4 дБі. Для всіх розглянутих варіантів залежності мають коливальний характер. Максимальна пульсація α (до 50 %) спостерігається у випадку $\epsilon_r = 1$, хоча в цьому випадку спостерігається і максимальне значення $\alpha = 11.42$ дБі на частоті $F = 11.54$ ГГц.

При цьому коефіцієнт посилення α для $\epsilon_r = 1$ у діапазоні частот 9.89...11.266 ГГц на 28 % пере-

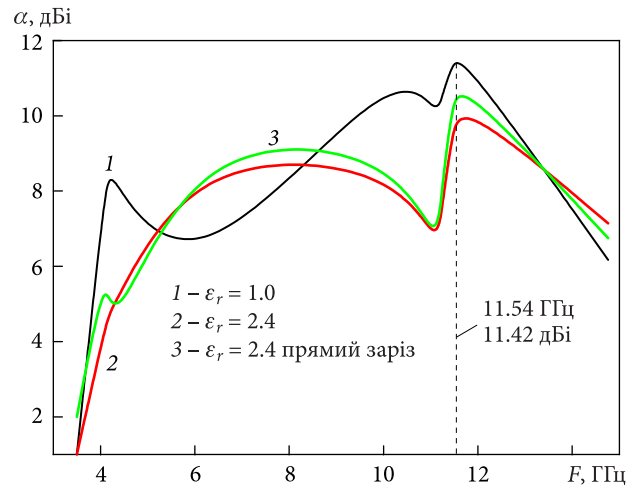


Рис. 5. Залежність коефіцієнта підсилення від частоти для антен з різним форм-фактором

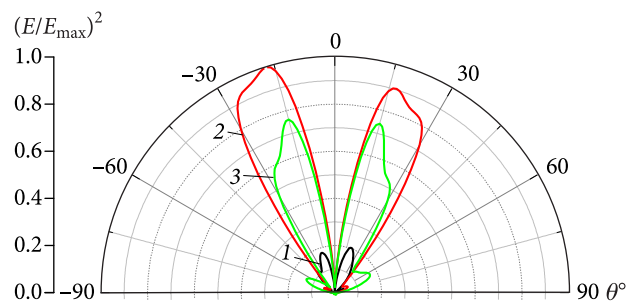


Рис. 6. Діаграми спрямованості в кутомісцевій площині для антен з різним форм-фактором

вершує величину для антени з більшим значенням ϵ_r . Збільшення значення ϵ_r веде до зниження середнього рівня величини α , зменшення рівня пульсацій, крім того, практично зникає залежність α від форм-фактора зарізу.

Функціональність будь-якої антени визначається, крім інших параметрів, діаграмою спрямованості. У будь-якої площинної антени ця характеристика є багатопараметричною залежністю від геометричних розмірів елементів антени, матеріальних констант допоміжних елементів (наприклад, підкладок), особливостей форм-фактора елементів, самої конструкції та інших. На рис. 6 наведено діаграми спрямованостей у кутомісцевій площині на частоті $F = 10.25$ ГГц для варіантів конструкцій з оптимізованими наборами параметрів і для тих самих випадків, що розглядалися під час вивчення коефіцієнтів посилення.

Крива 1 відповідає випадку трикутного зарізу, значення $\epsilon_r = 1$; крива 2 — випадку трикутного

зарізу, значення $\varepsilon_r = 2.4$; крива 3 — випадку прямого зарізу, $\varepsilon_r = 2.4$. Усі діаграми нормовано на глобальний максимум (це дає змогу порівнювати ефективність випромінювання для кожного з розглянутих варіантів). З огляду на істотну різницю у величинах прямого і зворотного випромінювання (до заземленої площини), нижню частину побудови виключено з розгляду (величина задніх пелюсток не перевищує значення 0.003 (-25 дБ)).

Однією з особливостей конструкції антени є спосіб збудження випромінювальних апертур. З огляду на той факт, що кільцевий резонатор збуджується як завдяки точковому гальванічному контакту з вхідним центральним провідником копланарної лінії, так і завдяки розподіленому кондуктивному зв'язку із зовнішніми провідниками копланарної лінії, а також відсутності гальванічного зв'язку між двома елементами копланара (наявність зарізу), можна констатувати, що елементи копланара (а, отже, прилеглі частини кільцевого резонатора) збуджуються в протифазі. Це призводить до того, що вигляд діаграми спрямованості буде двопелюстковим (рис. 6).

Крім основних пелюсток, у діаграмі присутні інтерференційні пелюстки. Для випадків із трикутним зарізом їхня амплітуда не перевищує значень -13 дБ, у разі прямого зарізу максимальне значення зростає до -8 дБ. Розташування основних пелюсток симетричне щодо перпендикуляра до площини антени. Амплітуда «провалу» становить -20 дБ. Форма пелюсток злегка несиметрична. Максимальна випромінювана потужність досягається за трикутного варіанта зарізу та значення $\varepsilon_r = 2.4$.

Такі особливості діаграм зумовлено, найімовірніше, способом збудження антени. Використовуючи процедуру оптимізації щодо форми та характеристик діаграми спрямованості за рахунок варіації геометричних розмірів, матеріальних

констант і параметрів збудження, можна одержувати діаграми бажаного вигляду [7, 12].

У процесі моделювання встановлено, що практично в усьому розглянутому діапазоні поляризація випромінюваних коливань є лінійною. Лише в дуже вузьких інтервалах кутів спостереження на окремих частотах поляризація близька до еліптичної з мінімальним коефіцієнтом еліптичності 5 дБ (за класифікацією IEEE).

Аналіз наведених частотних і енергетичних характеристик підтвердив положення про те, що процес оптимізації багатокритеріальних характеристик антени за одним параметром практично неможливий. Для досягнення бажаних рівнів параметрів необхідно проводити процедуру багатокритеріальної оптимізації. Такий процес вельми складний у плані досить великих витрат часу розрахунків і в плані досить жорстких вимог до можливостей обчислювальної техніки.

Цю роботу було виконано за підтримки Міністерства освіти і науки України (грант 0122U001486).

Висновки

У цій роботі наведено результати числового моделювання основних електродинамічних характеристик складнокомпозиційної електродинамічної структури, призначеної для роботи як антени в сантиметровому діапазоні довжин хвиль. Особливістю способу збудження конструкції є фактично двопортове збудження антени: перший порт — за рахунок наявності гальванічного зв'язку між внутрішнім провідником збуджувальної копланарної лінії та кільцевим провідником резонатора, а другий — за рахунок розподіленого електромагнітного зв'язку зовнішнього провідника копланарної лінії з кільцевим резонатором. Шляхом оптимізації варіюваних параметрів можливо забезпечення задовільного узгодження антени та зовнішніх кіл.

БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК

1. Kin-Lu Wong. *Compact and Broadband Microstrip Antennas*. John Wiley & Sons, 2004. 344 p. DOI: 10.1002/0471221112
2. Habash M.F., Tantawy A.S., Atallah H.A., and Abdel-Rahman A.B. Compact Size Triple Notched-bands UWB Antenna with Sharp Band-Rejection Characteristics at WiMAX and WLAN Bands. *Adv. Electromagn.* 2018. Vol. 7, Iss. 3. P. 99–103. DOI: 10.7716/aem.v7i3.820
3. Garg R.K., Nair M.V.D., Singhal S., and Tomar R. A new type of compact ultra-wideband planar fractal antenna with WLAN band rejection. *Microw. Opt. Technol. Lett.* 2020. Vol. 62, Iss. 7. P. 2537–2545. DOI: 10.1002/mop.32304

4. Mandal S., Karmakar A., Singh H., Mandal S. K., Mahapatra R., and Mal A. K. A miniaturized CPW-fed on-chip UWB monopole antenna with band-notch characteristics. *Int. J. Microwand Wirel. Technol.* 2020. Vol. 12, Iss. 1. P. 95–102. DOI: 10.1017/S1759078719000941
5. Premchand K., and Sastry N.N. Tapered Slot Antenna Covering 6-18 GHz for Electronic Warfare Applications. *Proc. 2019 IEEE Int. Conf. on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*, (Coimbatore, India, February 2019). DOI: 10.1109/ICECCT.2019.8869107
6. Wang J.J.H. Stealth Communication Via Smart Ultra-Wide-BandSignal in 5G, Radar, Electronic Warfare, etc. *Proc. 2020 IEEE Int. Symp on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting.* (Montreal, QC, Canada, July 2020). IEEE, 2020. P. 1825–1826. DOI: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9330108
7. Погарський С.О., Майборода Д.В. Широкодіапазонна патч-антена на основі розімкнутого площинного кільцевого випромінювача. *Радіофізика і радіоастрономія.* 2023. Т. 28, № 2. С. 158–165. DOI: 10.15407/rpra28.02.158
8. Wolff I., and Knoppik N. Microstrip ring resonator and dispersion measurement on microstri plines. *Electron Lett.* 1971. Vol. 7, Iss. 26. P. 779–781. DOI: 10.1049/el:19710532
9. Ansoft HFSS /ANSYS Academic Research HF (5 tasks): 1 task(s) Permanent Customer # 1076710.
10. Kumar Girish, Ray K. *Broadband Microstrip Atennas.* Artech House antennas and propagation library Inc. 2003. ISBN 1-58053-244-6. <https://studfile.net/preview/7403688/>
11. Ghanem F., and Mansoul A. An UWB to four sub-bands frequency reconfigurable CPW-fed disc monopole antenna. *Proc. 2013 IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. (APSURSI).* 2013. P. 690–691. DOI: 10.1109/aps.2013.6711005
12. Pogarsky S.A., Mayboroda D.V., and Mykhaliuk S.M. Antenna based on complicated coplanar structure. *EastEur. J. Phys.* 2024. 2. P. 456–462. DOI: 10.26565/2312-4334-2024-2-60

Стаття надійшла 14.08.2024

REFERENCES

1. Kin-Lu, Wong, 2004. *Compact and Broadband Microstrip Antennas.* John Wiley & Sons. DOI: 10.1002/0471221112
2. Habash, M.F., Tantawy, A.S., Atallah, H.A., and Abdel-Rahman, A.B., 2018. Compact Size Triple Notched-bands UWB Antenna with Sharp Band-Rejection Characteristics at WiMAX and WLAN Bands. *Adv. Electromagn.*, 7(3), pp. 99–103. DOI: 10.7716/aem.v7i3.820
3. Garg, R.K., Nair, M.V.D., Singhal, S., and Tomar, R., 2020. A new type of compact ultra-wideband planar fractal antenna with WLAN band rejection. *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 62(7), pp. 2537–2545. DOI: 10.1002/mop.32304
4. Mandal, S., Karmakar, A., Singh, H., Mandal, S.K., Mahapatra, R., and Mal, A.K., 2020. A miniaturized CPW-fed on-chip UWB monopole antenna with band-notch characteristics. *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, 12(1), pp. 95–102. DOI: 10.1017/S1759078719000941
5. Premchand, K., Sastry, N.N., 2019. Tapered Slot Antenna Covering 6-18 GHz for Electronic Warfare Applications. In: *IEEE Int. Conf. on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*. Proc. Coimbatore, India, February 2019. Coimbatore: IEEE. DOI: 10.1109/ICECCT.2019.8869107
6. Johnson, J.H., Wang, 2020. Stealth Communication Via Smart Ultra-Wide-BandSignal in 5G, Radar, Electronic Warfare, etc. In: *IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting.* Proc. Montreal, QC, Canada, July 2020. Montreal: IEEE, pp. 1825–1826. DOI: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9330108
7. Pogarsky, S.A., and Mayboroda, D.V., 2023. A broadband patch antenna based on a planar unclosed annular radiator. *Radio Phys. Radio Astron.*, 28(2), pp. 158–165. DOI: 10.15407/rpra28.02.158
8. Wolff, I., and Knoppik, N., 1971. Microstrip ring resonator and dispersion measurement on microstrip lines. *Electron Lett.*, 7(26), pp. 779–781. DOI: 10.1049/el:19710532
9. Ansoft HFSS /ANSYS Academic Research HF (5 tasks): 1 task(s) Permanent Customer # 1076710.
10. Kumar, Girish, and Ray, K., 2003. *Broadband Microstrip Atennas.* Artech House antennas and propagation library Inc., ISBN 1-58053-244-6. <https://studfile.net/preview/7403688/>
11. Ghanem, F., and Mansoul, A., 2013. An UWB to four sub-bands frequency reconfigurable CPW-fed disc monopole antenna. In: *IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. (APSURSI)*, pp. 690–691. DOI: 10.1109/aps.2013.6711005
12. Pogarsky, S.A., Mayboroda, D.V., and Mykhaliuk, S.M., 2024. Antenna based on complicated coplanar structure. *EastEur. J. Phys.*, 2, pp. 456–462. DOI: 10.26565/2312-4334-2024-2-60

Received 14.08.2024

S.A. Pogarsky, D.V. Mayboroda, S.M. Mykhaliuk

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

A COMPOSITION PATCH ANTENNA

Subject and Purpose. The paper presents results of numerical simulation of a composition patch antenna with a complex form factor. The design combines two structures, specifically, a disc and an annular resonator. The annular resonator is fed via a coplanar structure that involves cut-ins of different geometries. The feed connections are effectuated pointwise, such as to provide for galvanic contact between the central conductor of the coplanar line and the annular resonator, owing to the distributed electromagnetic coupling of the annular resonator and the aperture of the coplanar line's outer conductor. The work has been aimed at finding an optimized set of antenna parameters.

Methods and Methodology. The antenna design features a combination of two resonators and an open circuit represented by the external conductor of the coplanar line. A variety of form factors were proposed for the circuit breaking slit, including such of a straight line and of a triangle. The angular parameter of the triangular slit was a variable value. Numerical simulations were carried out within a semi-open resonator model, with proper account of all the boundary conditions as specified in the finite-element method. The form of the amplitude-frequency response was optimized according to the required values of the return loss level.

Results. The frequency and power characteristics of a composition patch antenna have been analyzed and optimized over a broad frequency range. The optimal values of the main parameters of the structure, affecting the functionality of the antenna have been determined, including form factors of the slits (cut-ins), angular characteristics of the triangle-shaped slit, the dielectric constant of the substrate, and the separation from the ground level.

Conclusions. The frequency, spectral and power characteristics of a complex patch antenna based on a combination of annular and disc resonators, sitting above a grounding base, have been investigated over a wide frequency range. Numerical simulation was performed within a methodology combining the finite-element methods and the approaches pertinent to semi-open resonators. Principal dependences of the antenna's electrodynamic parameters upon the geometry and characteristic dimensions of the structure and material constants thereof have been identified and studied.

Keywords: *annular resonator, disc resonator, opening, coplanar line, matching, frequency characteristics, power characteristics.*