

ТЕХНІКА ТА ПРИСТРОЇ НВЧ ДІАПАЗОНУ.
АНТЕННА ТЕХНІКА

УДК 621.396.674.3

СИНТЕЗ УЛЬТРАШИРОКОСМУГОВОЇ ПЛАНАРНОЇ ДИПОЛЬНОЇ
BOW-TIE АНТЕНИ НЕЙРОННО-ГЕНЕТИЧНИМ МЕТОДОМ

Дубровка Ф.Ф., Василенко Д.О.

Подано результати синтезу ультраширокопasmогової (3.1–10.6 ГГц) плоскої дипольної антени типу “метелика” (bow-tie) нейронно-генетичним методом. Оптимальний дизайн досягнуто шляхом відповідної модифікації лінійного профілю звичайної bow-tie антени. Теоретичні результати підтверджено експериментальними даними.

Значний прогрес в індустрії телекомунікацій в останні роки досягнуто у виробництві малих переносних мультисервісних радіопристроїв. Серед широкого розмаїття слід виділити окремо бездротові персональні мережі передачі даних, призначені для забезпечення взаємодії інформаційних пристроїв на відстанях, що не перевищують десятків метрів. Для потреб такого сервісу в 2002 році у США було виділено (для загального користування) діапазон частот 3,1...10,6 ГГц [1]. Виникла потреба у антенах із перекриттям по частоті не менше 3:1, які б мали невеликі розміри і просту конструкцію. Зазначеним вимогам задовольняє планарний диполь із плечима трикутної форми (“метелик”), більше відомий у світовій літературі як *bow-tie* антена. Перше дослідження вхідного опору і характеристик випромінювання такої антени було здійснено в [2], де показана суттєва залежність характеристик випромінювання від кута розкриття антени, а також необхідність використання фідера з великим опором (максимальна робоча смуга частот (86%) досягнута при хвильовому опорі фідера 150...200 Ом). Розширення робочої смуги частот за рахунок використання резистивного [3] та ємнісного [4] навантаження суттєво ускладнює антену, а тому робить її непридатною для використання у малогабаритних телекомунікаційних пристроях. В останні 5 років значна кількість статей присвячена різним модифікаціям *bow-tie* антени з різними варіантами живлення. Найкращих результатів досягнуто у модернізованій *bow-tie* антені з обрізаними кутами [5] та у *bow-tie* антені з ребрами, які профільовані за еліптичним законом – *Lotus* антена [6]. Антени [5,6] мають робочу смугу частот 90%, недостатню для покриття всього діапазону частот 3,1...10,6 ГГц.

Нещодавно нами запропоновано новий дизайн *bow-tie* антени [7]. Оптимізацію здійснено з використанням генетичного алгоритму (ГА) у поєднанні із програмою точного розв'язку електродинамічних задач *FEKO*, що базується на методі моментів. ГА показав високу надійність і точність при оптимізації плоских антен, однак при його використанні виникає кілька проблем. Найсуттєвіша серед них – значні обчислювальні ресурси. Навіть при використанні достатньо невеликого значення популяції один процес оптимізації потребує 24 години на *Intel Xeon 2x2.4 GHz*. Більша частина

цього часу витрачається на розв'язання електродинамічної задачі для кожної з антен, що відповідає хромосомам у популяції. Оскільки генетичний алгоритм базується на таких стохастичних процесах як випадкова вибірка, мутація та рекомбінація, процес оптимізації бажано повторювати мінімум 10 разів, щоб пересвідчитися, що знайдено саме глобальний екстремум (розв'язок) задачі. Отже, такий алгоритм вимагає багато часу для оптимізації і для пришвидшення цього процесу необхідно відмовитися від використання програм точного електродинамічного розрахунку параметрів антени на користь її наближеної моделі. У цьому дослідженні для отримання профілю антени використано запропонований нами метод синтезу [8], що базується на інверсії штучної нейронної мережі (ШНМ) з модульною структурою за допомогою ГА.

Моделювання широкосмугової планарної *bow-tie* антени

Синтез проводимо з метою отримання необхідних коефіцієнтів відбиття (S_{11}) та спрямованої дії (КСД) широкосмугового планарного диполя у частотному діапазоні 3,1...10,6 ГГц. Оптимальний дизайн досягається шляхом відповідної модифікації лінійного профілю звичайної *bow-tie* антени. Для досягнення потрібних характеристик антени на краях робочої смуги частот модель антени створюємо у дещо ширшому частотному діапазоні (2,5...11 ГГц) за допомогою багат шарового перцептронну, здатного представляти будь-яку складну функцію, проявляючи при цьому глобальні узагальнюючі властивості [9]. На основі числових досліджень визначено, що залежність S_{11} та КСД від геометричних параметрів антени занадто складна, щоб бути реалізованою в одній ШНМ для всього частотного діапазону. Тому використаємо модульну структуру, в якій одна ШНМ відповідає за моделювання залежності S_{11} та/або КСД лише на одній із 20 частот у робочому діапазоні частот.

На основі досвіду оптимізації широкосмугових антен припускаємо, що профіль антени містить 5 точок, місце розміщення яких є об'єктом оптимізації. При цьому максимальна довжина плеча антени (L) не перевищує 20 мм, що відповідає резонансній частоті 3,75 ГГц дротового півхвильового вібратора; при цьому очікуємо, що нижня робоча частота плоскої антени буде меншою. Усі точки профілю знаходяться в межах квадрату із розмірами $L \times L$ (рис. 1), який уздовж осі абсцис розбитий на 5 проміжків (на рисунку зображено штриховкою) із довжиною, відповідно, 2, 2, 4, 6, 6

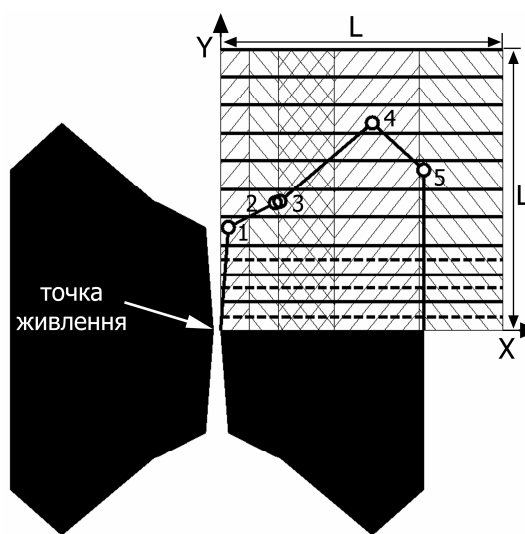


Рис.1

мм. Кожна із точок профілю належить своєму проміжку і для підготовки тренувальних даних має 4 можливі еквідистантні позиції уздовж осі абсцис та 10 уздовж осі ординат. Нерівномірне розміщення проміжків уздовж осі абсцис та додаткові три можливі позиції точок профілю в малих значеннях ординати покращують дискретизацію біля точки живлення.

Для тренування ШНМ підготовлено 5000 вибраних довільним чином профілів. При використанні більшої вибірки тренувальних даних (наприклад, 15000) є можливість покращити похибку тренування на 1-2%, однак значно зростає час тренування ШНМ (до 8 годин і більше для однієї мережі). Числові дослідження показали, що вибірки у 1000 довільно вибраних профілів достатньо для оцінки якості тренування ШНМ.

Кожна ШНМ має 10 вхідних нейронів, що відповідає п'яти X - та п'яти Y - координатам точок профілю, та один вихідний нейрон, який видає значення КСД або S_{11} на одній з частот. Для створення моделі планарної антени оптимальна топологія багатозарового перцептронів містить 3 прихованих прошарки з 20 нейронами у кожному прошарку – тобто загальна топологія $10 \times 20 \times 20 \times 1$. Для покращення узагальнюючих властивостей ШНМ використали алгоритм *Levenberg-Marquardt* із мінімізацією Байєса та ранню зупинку алгоритму тренування. При аналізі залежності похибки тренування від значення КСД виявлено, що найбільша кількість грубих похибок припадає на від'ємні значення, що у лінійному масштабі відповідає невеликим значенням КСД, коли навіть невелика абсолютна похибка призводить до великого значення відносної похибки. Оскільки при оптимізації нас цікавлять лише значення $КСД > 0$ дБ, то саме для них можна обчислювати похибку тренування. Із зазначеними параметрами ШНМ, що реалізують відображення від геометрії антени до електродинамічних параметрів S_{11} та КСД, мають похибку тренування не більшу 10%.

Результати чисельних досліджень

Для синтезу планарного широкосмугового диполя використано генетичний алгоритм із випадковим створенням початкової послідовності, селекцією типу «рулетка» та методом елітарності, коли хромосома із найкращою функцією пристосування завжди проходить у наступну популяцію. ГА використовує двоточковий кросовер, та малу ймовірність мутації 0.01. X - та Y - координати п'яти точок профілю оптимізуємо алгоритмом під час інверсії ШНМ для досягнення бажаних характеристик. При цьому кожна X -координата кодується 5 бітами і Y -координата – 6 бітами, забезпечуючи роздільну здатність уздовж осі ординат 0,3 мм і уздовж осі абсцис 0,06...0,2 мм в залежності від проміжку (рис. 1). Оскільки ШНМ вимагають значно менше комп'ютерного часу для обчислення електродинамічних характеристик за даною геометрією, то для ГА встановлено величину популяції у 6000, яка практично гарантує знаходження глобального оптимуму під час кожного запуску алгоритму.

У цьому дослідженні синтез антени виконано з урахуванням коефіцієн-

та відбиття (S_{11}) так КСД (G), тому функція пристосування обчислена за формулою $F = \sum_{n=1}^{20} e^{-|S_{11} - S_{11_spec}|} + K \sum_{n=1}^{20} e^{-|G - G_spec|}$.

Значення коефіцієнта $K = 0,3$ вирівнює вплив похибки від двох електродинамічних параметрів. Похибки підсумовуються на 20 частотах в межах робочої смуги частот. Для синтезу антени із коефіцієнтом відбиття меншим -10 дБ потрібне значення вихідних даних для ШНМ (S_{11_spec}) фіксується на рівні $0,25$ (-12 дБ) в усьому діапазоні частот (рис.2). Потрібне значення КСД (G_spec) змінюється лінійно від 2 дБ на частоті $2,5$ ГГц до 5 дБ на частоті 11 ГГц (рис.3). Така частотна залежність КСД може бути фізично реалізована дипольною антеною і повинна забезпечити стабільну однопроменеву діаграму спрямованості в діапазоні частот $3,1 \dots 10,6$ ГГц.

Профіль антени, отриманий як кращий за результатами 10 запусків інверсії при заданих вихідних параметрах, показаний на рис.1. Цей профіль є обґрунтованим з фізичної точки зору. Довжина плеча антени складає $14,6$ мм або $0,151$ на нижній частоті робочої смуги частот. Невелика довжина антени забезпечує потрібні значення КСД і форму діаграми спрямованості на верхніх частотах робочого діапазону. Довжину антени можна регулювати положенням п'ятої точки профілю, яка за результатами синтезу розміщена впритул до нижньої межі останнього проміжку. Положення п'ятої точки уздовж осі абсцис регулює значення верхньої граничної частоти в частотній залежності КСД та нижню граничну частоту в частотній залежності S_{11} , мало змінюючи форму характеристики узгодження. Якість узгодження в усьому частотному діапазоні залежить від положення першої точки профілю; для досягнення потрібного узгодження положення першої точки слід вибирати так, щоб забезпечити в точці живлення дуже широкий кут розкриву антени. Надзвичайно близьке розміщення другої і третьої точки профілю характерне лише для даного профілю і, виходячи з аналізу всієї добірки процесів синтезу, не є обов'язковим для досягнення глобального оптимуму.

Частотні залежності коефіцієнтів відбиття та КСД оптимального профілю представлені на рис.2, 3 відповідно. На цих рисунках видно, що потрібна частотна залежність КСД реалізована, а потрібні значення коефіцієнта відбиття слугують середнім значенням. Якість роботи алгоритму перевірена програмою ФЕКО. На рис.2 та рис.3 також добре видно, що параметри антени, отримані за допомогою комбінації ГА+ШНМ та з використанням методу моментів добре збігаються. Цим підтверджуються узагальнюючі властивості ШНМ. Добре узгодження біля нижньої граничної частоти і лінійна залежність КСД біля верхньої граничної частоти вимагають протилежного напрямку зміни положення п'ятої точки профілю уздовж осі абсцис. Отже, така геометрія антени не має достатньої кількості ступенів свободи, щоб повністю задовольнити потрібним параметрам.

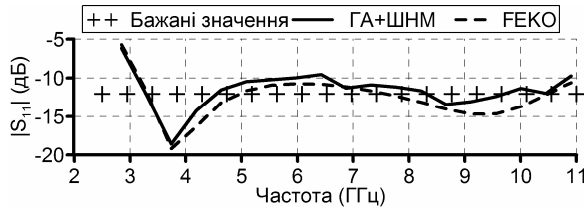


Рис.2

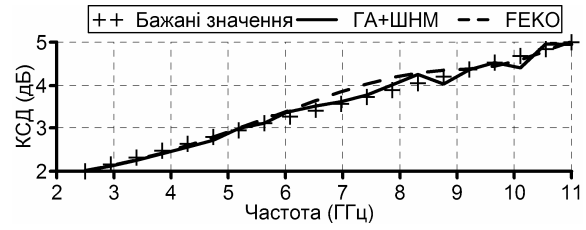


Рис.3

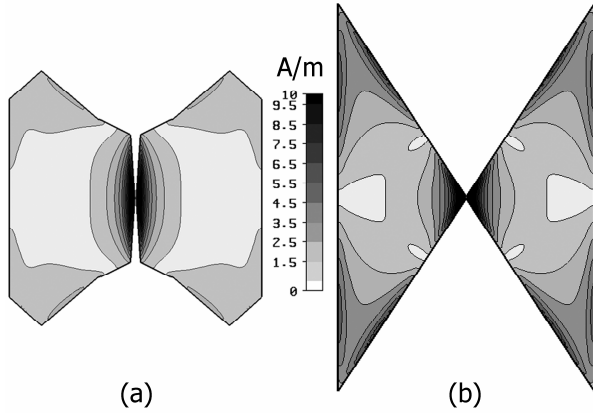
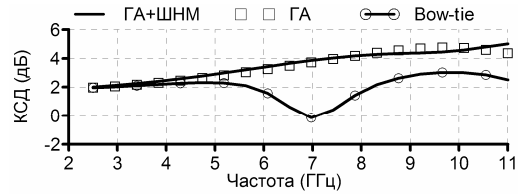
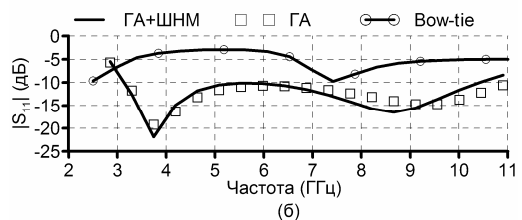


Рис.4



(а)



(б)

Рис.5

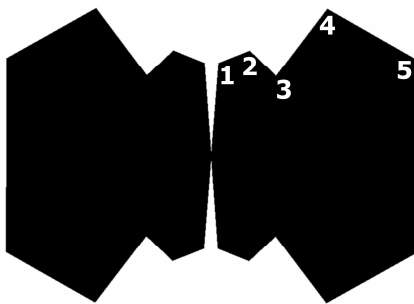


Рис.6

Цікаво порівняти характеристики антени з оптимізованим профілем та традиційної *bow-tie* антени, яка була вихідною в процесі оптимізації. Еквівалента традиційна *bow-tie* антена (рис.4, б) має ту ж довжину, що і оптимізована антена, а кут розкриття *bow-tie* антени (140°) визначений із умови рівності площ двох антен. Робоча смуга частот оптимізованої антени складає 110% за

умови $S_{11} < -10$ дБ, що дозволяє повністю охопити смугу частот 3,1...10,6 ГГц. *Bow-tie* антenu не можна узгодити в такому широкому діапазоні частот із 50-омним фідером (рис.5), оскільки для задовільного узгодження потрібен фідер із хвильовим опором 150...180 Ом. Відмінності добре помітні і в розподілах струмів на поверхнях антен (рис.4) на центральній частоті робочої смуги частот 6,85 GHz ($\lambda=44$ мм). При практично однаковій довжині бічної сторони антени, уздовж якої зосереджено струм (26,2 мм у *bow-tie* антени та 25 мм в оптимізованої антени), протифазна компонента струму має більшу амплітуду у *bow-tie* антени. Це призводить до того, що КСД втрачає лінійну залежність від частоти (рис.5, а) і на певних частотах максимум діаграми випромінювання спрямований не в площині, перпендикулярній площині антени.

Порівняння ГА оптимізації та інверсії ШНМ за допомогою ГА

Щоб оцінити часові затрати, яких вимагає алгоритм інверсії ШНМ, порівняємо його з алгоритмом оптимізації планарної антени за допомогою

генетичного алгоритму у поєднанні із програмою точного електродинамічного розрахунку *FEKO*. Усі параметри для оптимізації антени із застосуванням лише генетичного алгоритму, включаючи функцію пристосування і геометрію антени, встановлено такими, як і в алгоритмі інверсії. Єдина різниця полягає у тому, що розмір популяції зменшено до 200, оскільки програма *FEKO*, що використовується у ГА вимагає багато часу для обчислення кожної антени. Весь процес синтезу антени у алгоритмі інверсії займає 10-15 секунд для розміру популяції 200 та близько 5 хвилин при розмірі популяції 6000 на Intel Xeon 2x2.4 GHz. Такі затратні з точки зору часу операції як підготовка тренувальних даних та власне тренування ШНМ займають 34 та 11 годин, відповідно. Один процес оптимізації із використанням комбінації ГА+*FEKO* вимагає 24 години, що менше ніж сумарні затрати на один процес синтезу із використанням інверсії. Однак через стохастичну основу генетичного алгоритму та достатньо мале значення популяції процес оптимізації із використанням ГА бажано повторити не менше 10 разів, щоб пересвідчитися, що знайдено оптимальне рішення. Оскільки під час інверсії створення ШНМ відбувається лише один раз, то у серії із 10 процесів оптимізації алгоритм інверсії дає вигравш у часі у 5 разів.

Профіль антени, що отримано із використанням комбінації ГА+*FEKO*, представлено на рис. 6. Даний профіль має дві важливі схожості із профілем, що отримано за результатами інверсії:

- майже однакова позиція першої точки профілю ($X_1=0.52$; $Y_1=7.05$ для алгоритму ГА та $X_1=0.48$; $Y_1=7.35$ для алгоритму інверсії);
- подібне значення довжини антени (15.55 мм для алгоритму ГА та 14.36 мм для алгоритму інверсії)

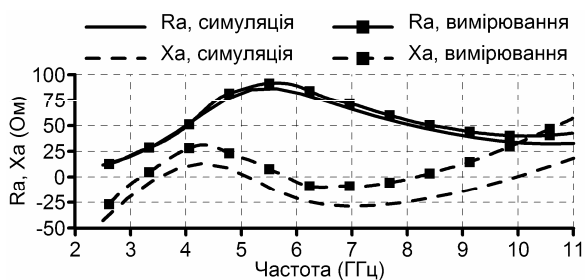


Рис. 7

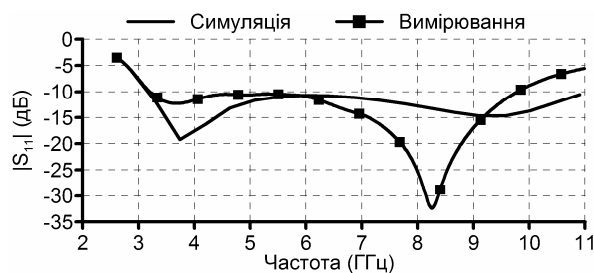


Рис. 8

Схожості у геометрії профілів та майже ідентичні характеристики частотної залежності S_{11} та КСД (рис. 5) ще раз підтверджують значний вплив положення першої і останньої точок профілю на характеристики антени.

Результати вимірювань

Для підтвердження результатів числових досліджень були виготовлені макети антен із оптимізованим профілем і проведені експериментальні дослідження їх характеристик. Для того, щоб уникнути необхідності використовувати ширококутний симетруючий пристрій, вимірювання антени проводилося у вигляді монополю. Під час вимірювань антену було встанов-

лено над мідним квадратним екраном із довжиною сторони 0.7 м. Параметри дипольної антени отримано із результатів вимірювань із використанням відомих формул відповідності [10]. Оскільки вимірювання антени здійснювалися разом із SMA-конектором (що був відсутній у числових дослідженнях), то результати вимірювань було також скоректовано на довжину конектору. Обчислені та виміряні значення активного опору антени співпадають дуже добре (рис. 7), в той час як виміряні значення реактивного опору антени перевищують обчислені в усьому діапазоні частот. Очевидно, це пов'язано із відмінністю реальної системи живлення від простого сегменту дроту довжиною 0.2 мм і напругою 1 В, який застосовувалася у числових дослідженнях. Більше значення реактивного опору антени призводить до зменшення ширини робочої смуги (Рис. 8): верхня гранична частота у обчисленнях складає 11 ГГц, тоді як за результатами вимірювань лише 9.8 ГГц.

На рис. 9 показано результати вимірювань діаграми спрямованості антени, на яких добре видно, що кут місця максимуму випромінювання в межах частотного діапазону змінюється незначним чином. Це опосередковано підтверджує не-значні деформації діаграми спрямованості дипольної антени. Вимірювання КСД не проводилося, але тенденцію зміну КСД в частотному діапазоні можна оцінити по формі діаграми спрямованості. Як видно з рис.9, із зростанням частоти ширина головної пелюстки діаграми спрямованості зменшується, що відповідає збільшенню КСД, як і було задано під час числових досліджень. Виміряна діаграма спрямованості дуже добре узгоджується із обчисленою за допомогою ФЕКО із використанням комбінації методу моментів та універсальної теорії дифракції.

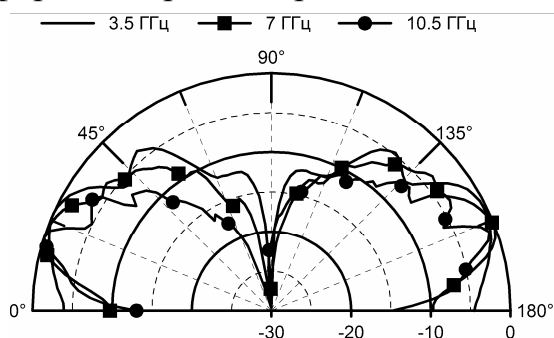


Рис.9

Висновки

Методом синтезу, що ґрунтується на поєднанні генетичного алгоритму та інверсії нейронних мереж, здійснено конструктивний синтез ультраширокопосмугової (3.1 – 10.6 ГГц) планарної дипольної антени, яка забезпечує у зазначеній смузі частот коефіцієнт відбиття $S_{11} < -10$ дБ і коефіцієнт спрямованої дії 2 – 5 дБ. Встановлено, що нейронні мережі в задачах такого типу мають відмінні узагальнюючі властивості: при використанні для тренування лише 0.002% можливих варіантів профілів досягнуті похибки тренування не перевищують 10%. У серії із 10 експериментів алгоритм інверсії ШНМ демонструє п'ятикратну перевагу у часі оптимізації антени над генетичним алгоритмом окремо. Власне інверсія ШНМ займає від 10 секунд до 5 хвилин, що дозволяє проводити не лише синтез, а й аналіз антени для різних геометричних та електродинамічних параметрів. Модульна конструк-

ція нейронної мережі дозволяє змінювати дискретизацію по частоті або додавати нові електродинамічні параметри, наприклад, ширину діаграми випромінювання, рівень бічних пелюсток, тощо. Синтезована антена має відмінні електродинамічні характеристики та технологічні якості і може бути рекомендована стати для використання у комунікаційних мережах.

Література

1. Aiello G.R., Rogerson G.D. Ultra-wideband wireless systems // IEEE Microwave Magazine. – 2003. – № 4. – P. 36-47.
2. Brown G.H., Woodward O.M. Experimentally determined radiation characteristics of conical and triangular antennas // RCA Review. – 1952. – Vol.13. – P. 425-452.
3. Kurt L. Shlager, Glenn S. Smith, James G. Maloney. Optimization of bow-tie antennas for pulse Radiation//IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1994. №7. P. 975-982.
4. Lestari A., Yarovoy A., Lighthart L. RC-loaded bow-tie antenna for improved pulse radiation//IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2004. V.52. №10. P.2555-2563.
5. Katsuki Kiminami, Akimasa Hirata, Toshiyuki Shiozaw. Double-Sided printed bow-tie antenna for UWB communications // IEEE Antennas and Wireless Prop. Let. 2004. V.3.
6. Abdelnasser A. Eldek, Afef Z. Elsherbeni, Charles E. Smith. Microstrip-fed printed lotus antenna for wideband wireless communication systems // IEEE Antennas and Propagation Magazine.–2004.–Vol.46. – №.6. – P. 164-173.
7. Vasylenko D.O., Dubrovka F.F., Edenhofer P. Contour optimization of a planar broadband dipole using genetic algorithms // Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques, September 2007, P. 247-249.
8. Дубровка Ф.Ф., Василенко Д.О. Нейронно-генетичний метод синтезу антен та пристроїв НВЧ // Вісник НТУУ “КПІ”. Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2008. – Вип.36. – С. 63-69.
9. Haykin S. Neural Networks: A Comprehensive Foundation. – Prentice Hall PTR Upper Saddle River. – New York, 1994.
10. Balanis C. A. Antenna theory analysis and design. Harper & Row. New York, 1982.

| | |
|---|---|
| Ключові слова: антена, синтез антен, розрахунок антен, ультраширокопосмугові антени | |
| Дубровка Ф.Ф., Василенко Д.А. | Dubrovka F.F., Vasylenko D.O. |
| Синтез ультраширокополосной планарной дипольной bow-tie антенны нейронно-генетическим методом | Synthesis of ultrawideband planar dipole bow-tie antenna by neural-genetic method |
| Представлены результаты синтеза ультраширокополосной (3.1–10.6 ГГц) плоской дипольной антенны типа “bow-tie”. Оптимальный дизайн достигается соответствующей модификацией линейного профиля обычной “bow-tie” антенны. Теоретические результаты подтверждены экспериментом. | Results of a synthesis of the ultrawideband (3.1–10.6 GHz) planar dipole bow-tie antenna are presented. The optimal design is achieved by properly modifying the linear contour profile of the conventional bow-tie antenna. Theoretical results were verified by measurements. |

УДК 621.372.82

РЕЗУЛЬТАТИ РОЗРОБКИ МІКРОХВИЛЬОВОЇ ПЕЧІ ДЛЯ ОЗОЛЕННЯ ХАРЧОВИХ ПРОДУКТІВ

Найденко В. І., Шумаков Д. С., Лебедєв О. О.

Визначено розміри та спосіб опромінення камери для озолення харчових продуктів, розташування в ній посудин з досліджуванним продуктом.

Вступ. Постановка задачі

При озоленні продуктів харчування під час контролю за вмістом радіаційних речовин наразі використовуються сушильні шафи, газові пальники та муфельні печі. Процес озолення триває декілька діб, затримує продукти на митниці, що зменшує харчові характеристики або призводить до псу-