УДК 621.396.91

В.Є. Гребеля, В.П. Волчков, І.І. Слюсарь

Полтавський національний технічний університет імені Юрія Кондратюка, Полтава

МОДЕЛЬ ПРОСТОРОВО-ЧАСТОТНОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В SMART-АНТЕНАХ НА ФРАКТАЛЬНІЙ ОСНОВІ

У роботі визначено особливості варіантів просторово-частотної обробки сигналів у системах зі SMART-антенами при використанні антенних елементів на основі фрактальних структур.

Ключові слова: *просторово-частотна обробка сигналів, OFDM, N-OFDM, цифрове діаграмоутворення, діаграма спрямованості, SMART-антени, фрактал.*

Вступ

Останнім часом, все більшого поширення набуває технологія цифрового діаграмоутворення (ЦДУ), яка реалізується за допомогою SMART-антен [1]. Вона істотно поліпшує якість зв'язку в умовах багатопроменевого поширення радіохвиль, а також сприяє збільшенню динамічного діапазону приймального тракту (у процесі ЦДУ дисперсія шуму росте пропорційна числу каналів антени R_x, а потужність сигналу (пропорційна квадрату амплітуди) – пропорційна R_x^2). Це досягається тим, що характеристики цифрових фільтрів в антенних каналах практично ідентичні. Розкид же характеристик фільтрів призводить до того, що при виникненні випадкової завади в кожному з каналів з'являється мультиплікативний завадовий сигнал, пропорційний добутку амплітуди завади на відхилення характеристик вхідного фільтра від номінального значення. Мультиплікативні ж завади, що виявляються як завмирання сигналу, набагато неприємніше адитивних.

При роботі одночасно з кількома кореспондентами основною задачею, що має вирішуватись при обробці інформації, є вимір напрямків приходу сигналів. Ця задача математично еквівалентна обчисленню просторового спектра поля випромінювання джерел з подальшою оцінкою положення його локальних максимумів. Потенційні можливості з розрізнення джерел випромінення (ДВ) обмежені шириною основного променю діаграми спрямованості (ДС) антени. Підвищення ефективності обробки сигналів може бути досягнуто тільки шляхом збільшення фізичних розмірів SMART-антен, що не завжди можливо.

Як наслідок, можна констатувати той факт, що якість обробки сигналів залежить від геометричних і спрямованих властивостей антенних елементів (АЕ) SMART-антени. Одним із шляхів підвищення ефективності SMART-антен без зміни їх геометричних розмірів є використання альтернативних технологій побудови АЕ, серед яких слід виділити фрактали [2].

Мета роботи: дослідження особливостей моделі просторово-частотної обробки сигналів у системах зі SMART-антенами при використанні АЕ на основі фрактальних структур.

Основна частина

У результаті численних експериментів встановлено, що фрактальні антени дозволяють одержати практично той же коефіцієнт підсилення, що і звичайні, при менших габаритних розмірах. Ефект мініатюризації антен найбільше істотно виявляється лише для кількох перших ітерацій фрактала (звичайно 5-6), асимптотически наближаючи до деякої межі. Наприклад, на рис. 1 показані відносні висоти декількох ітерацій фрактала Коха для однієї і тієї ж резонансної частоти в порівнянні з плечем звичайного напівхвильового диполя. Дуже близьким за своїми властивостями до антени на основі фрактала Коха є диполь на основі ламаної Мінковського. При побудові замість системи трикутників на прямій формуються меандри розмірів, що зменшуються. Також в якості диполю може використовуватися рекурсивне дерево, варіанти геометрії якого наведені на рис. 2. Фрактал генерується з простого монополя шляхом послідовної розбивки його вершин на дві гілки під заданим кутом. Повна електрична довжина може бути визначена як сама коротка довжина від ядра фрактала до будь-якого його кінця. Кожна нова ітерація збільшує кількість провідних шляхів на краях антени і при незмінній висоті дерева знижує резонансну частоту. Характеристика спрямованості деревоподібного диполя в дальній зоні дуже близька для звичайного диполя. Подальшим розвитком антен типу 2-вимірне дерево є 3-вимірні дерева, одержувані, наприклад, шляхом послідовної розбивки вершин прямого монополя на четвірки гілок у двох ортогональних площинках. Вид перших 5-ти ітерацій фрактала показаний на рис. 3. У цілому, виграш від мініатюризації дипольних структур істотно залежить від типу використовуваного при їхньому формуванні фрактала. Усі розглянуті дипольні антени є досить вузькосмуговими. Наприклад, ширина смуги частот на рівні 3 дБ у звичайного диполя складає 2,4 % від несучої, для кривої Коха у 5-й ітерації цей параметр зростає до 3,1 %, використання 2-вимірного деревоподібного фрактала 5-ої ітерації дозволяє розширити смугу прийому до 4,2 % і лише у варіанті 3-вимірного дерева – до 12,7 %.

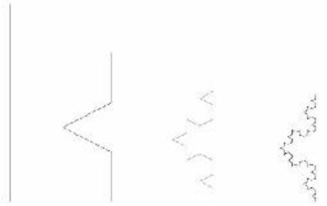


Рис. 1. Відносні висоти кількох ітерацій фрактала Коха у порівнянні з плечем звичайного напівхвильового диполю

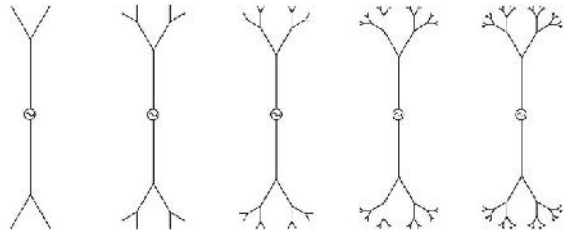


Рис. 2. Варіанти геометрії рекурсивного дерева

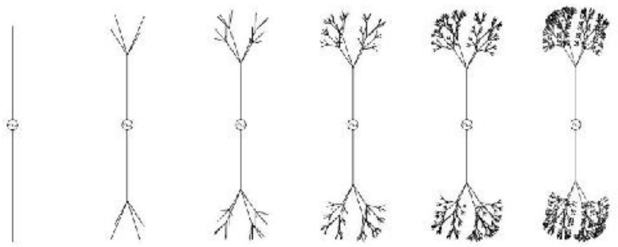


Рис. 3. Варіанти геометрії 2-вимірного рекурсивного дерева

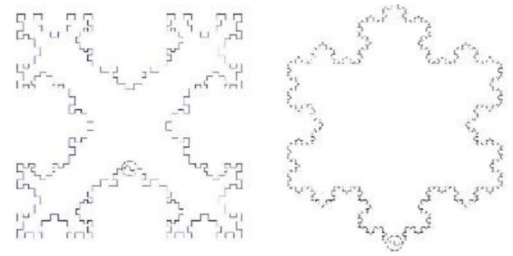


Рис. 4. Фрактальні рамки на основі кривих Коха і Мінковського

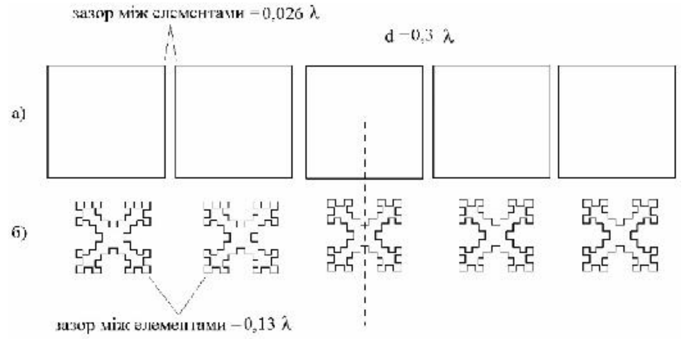


Рис. 5. Лінійна решітка Дольфа-Чебишева на основі: а) – квадратних випромінювачів, б) – елементів Мінковського

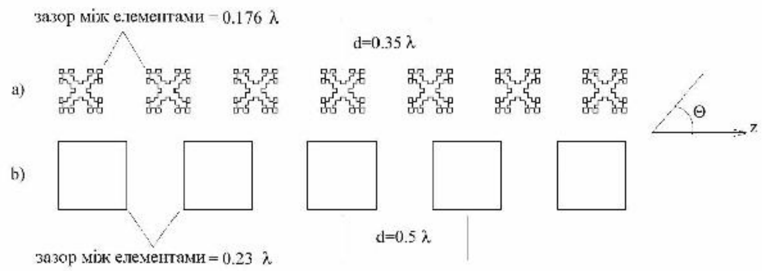


Рис. 6. Ефект більш щільного упакування АЕ в інтересах розширення сектора сканування: а) – 5-елементна еквидистантна решітка Дольфа-Чебишева з напівхвильовим міжосьовим інтервалом, б) – розміщення 7 елементів Мінковського)

Однак, в останньому випадку, на резонансній частоті мають місце зазначені втрати вхідного опору порядку 7,75 дБ. Крім дипольних структур у якості вузькосмугових антен можуть використовуватися фрактальні рамки, побудовані на основі розглянутих вище кривих Коха і Мінковського (рис. 4).

Розглянуті дотепер варіанти антен були орієнтовані на проводову технологію виготовлення. Однак, їхнє формування може здійснюватися за допомогою друкованого монтажу на діелектричній основі.

При такому комплексному застосуванні фрактальних технологій можна скоротити витрати матеріалів і вагу антенних систем, особливо, якщо випромінювачі об'єднані в SMART-антену. В останньому випадку мініатюризація АЕ на фрактальній основі дозволяє істотно знизити їхній взаємний вплив за рахунок збільшення інтервалу між антенними елементами.

Як приклад, на рис. 5 проілюстрована лінійна решітка Дольфа-Чебишева з 5-ма квадратними АЕ з кроком у $0,3\lambda$, і аналогічна їй решітка з елементами Мінковського, перехід до якої дозволяє збільшити зазор між елементами у 5 разів. При цьому, завдяки ослабленню взаємного впливу, фрактальна решітка, згідно [2], забезпечує рівень бічних променів нижче –26,8 дБ у секторі сканування $\pm 150^0$ щодо нормалі. Розрахункові значення рівня бічного променю в припущенні ідеальної компенсації взаємного впливу при цьому складали –30 дБ. Квадратні ж елементи в такій решітці призводять до росту першого бічного променю до рівня –4,3 дБ.

Інший ефект, одержуваний внаслідок компактності фрактальних випромінювачів в антенних решітках, складається в можливості більш щільного упакування АЕ в інтересах розширення сектора сканування. Наприклад, у габаритах 5-елементної еквидистантної решітки Дольфа-Чебишева з напівхвильовим міжосьовим інтервалом розміщення квадратних випромінювачів можна розташувати 7 елементів Мінковського (рис. 6).

На додаток до розглянутих класів порівняних вузькосмугових фрактальних конструкцій варто зупинитися на ще одному типі АЕ, у яких самоподібність геометрії приводить до яскраво виражених широкодіапазонних властивостей. Характерним прикладом у цьому ряді є килим Серпинського [2].

У цілому, в системах зі SMART-антенами проводити просторово-частотну обробку можливо двома шляхами. Сутність першого полягає в тому, що на початковому етапі проводиться просторова обробка, а потім – по вторинним просторовим каналам частотна обробка. Цей підхід відрізняється простотою, однак має недолік. При зазначеному підході необхідно проводити додаткову ідентифікацію отриманої інформації відповідно до відліків у приймальних каналах антени. Другий підхід полягає в проведенні одночасної спільної обробки за простором та частотою. Зазначений підхід є найбільш привабливим, однак при його реалізації потрібно враховувати вимоги щодо темпу формування ДС SMART-антени та часу, що відводиться на декодування інформації. Надалі доцільно розглянути вказані варіанти обробки. Якщо у процесі обробки здійснюється оцінка кореляційної матриці (КМ), то вона записується у вигляді [3, 4]:

$$\tilde{R} = \frac{1}{S}\sum_{s=1}^{S} \dot{x}_s \, \dot{x}_s^{\,H} \,, \qquad (1)$$

де $\dot{x}_S$ – вектор вихідних сигналів приймальних каналів решітки, що відповідає s-му відліку, S - довжина вибірки сигналів на виходах приймальних каналів протягом часу спостереження.

Для уникнення сингулярної КМ (1) довжина вибірки повинна задовольняти умові $S \geq R_x$ [3], інакше замість (4) необхідно використовувати вираз:

$$\tilde{R} = \frac{1}{S}\left(\sum_{s=1}^{S} \dot{x}_s\right) \cdot \left(\sum_{s=1}^{S} \dot{x}_s\right)^H .$$

Для спрощення аналітичних досліджень доцільно обмежитися розглядом лінійної еквідистантої SMART-антени. Як відомо [4], плоска хвиля, що поширюється з напрямку візування x_m на m-го кореспондента ($m = \overline{1, M}$), в точках розташування антенних елементів (АЕ) антенної решітки характеризується вектором фазування [8]:

$$F(x_m) = \left[1 \quad \exp(jx_m) \quad \ldots \quad \exp\left(j\left(R_x - 1\right)x_m\right)\right]^T , \qquad (2)$$

де R_x – кількість приймальних каналів, x_m – узагальнена кутова координата.

Матриця $R_x \times M$ амплітудно-фазового розподілу (АФР), який створений сигналами від M кореспондентів на розкриві лінійної антенної решітки, складається з стовпців (2) і має вигляд [3]:

$$F_H = [F(x_0) \ \cdots \ F(x_m) \ \cdots \ F(x_{M\text{-}1})] , \qquad (3)$$

тобто, в m-му стовпці при відомій геометрії решітки міститься інформація про кутову координату m-го кореспондента.

Стосовно обробки сигналів у SMART-антені, аналогом класичного спектрального оцінювання є метод Бартлетта [3, 4], який спирається на формування функції:

$$H_Б(x) = F_H^H \, \tilde{R} \, F_H \,, \qquad (4)$$

де $H_Б(x)$ – функція, що характеризує зміну потужності результуючого сигналу на виході системи обробки, в залежності від кутового положення m-го кореспондента, яке відраховується від нормалі антени до її розкриву, X – вимірювана координата (у залежності від просторової орієнтації променю решітки: азимут або кут місця), F_H – матриця пеленгаційних характеристик (ПХ), що характеризує фазовий розподіл, який відповідає сканованому напрямку X, $\_^H$ – операція ермітового сполучення.

Згідно з виразом (4), оцінку за методом Бартлетта можна представити у вигляді [3]:

$$\hat{X}_Б = \arg\max_X [F_H^H \tilde{R} F_H], \quad (5)$$

де $\hat{X}_Б = \left(\hat{X}_1 \quad \hat{X}_2 \quad \dots \quad \hat{X}_m \quad \dots \quad \hat{X}_M\right)^T$ – вектор оптимальних оцінок кутових координат кореспондентів.

Метод Кейпона [4] – найбільш відомий з тих, що спираються на формування зворотної КМ [3]:

$$\hat{X}_K = \arg\max_X \left[\left(F_H^H \tilde{R}^{-1} F_H\right)^{-1}\right]. \quad (6)$$

За можливостями розрізнення некорельованих у часі сигналів вона займає проміжне положення між оцінками, які отримані за методом Бартлетта та проекційними методами надрелеївського розрізнення.

Метод лінійного пророкування, був спочатку запропонований для аналізу часових рядів, і відомий також за назвою методу максимальної ентропії або авторегресійного методу [4]. Вираз для оцінки для випадку лінійної решітки має вигляд [3]:

$$\hat{X}_{ME} = \arg\max_X \left[\left(F_H^H \tilde{R}^{-1} \alpha_k\right)^{-1}\right], \quad (7)$$

де α_k – М-вимірний вектор із нульовими компонентами за винятком k-ого, який дорівнює одиниці.

Вектор α_k мінімізує середньоквадратичну помилку (СКП) прогнозування вихідного сигналу k-го АЕ по зваженій лінійній комбінації вихідних сигналів інших приймальних каналів [4],

$$E\left\{\dot{x}_k - \sum_{s=1(s\neq k)}^{S} \alpha_k \dot{x}_s\right\} \to \min, \quad (8)$$

де E{ } – операція статистичного усереднення.

До недоліку розглянутого методу варто віднести наявність великої кількості помилкових пеленгів ПХ при малому обсязі сигнальної вибірки. Їхню появу можна пояснити тим, що в співвідношенні (7) порядок моделі лінійного пророкування істотно перевищує кількість кореспондентів, що пеленгуються. Іншими словами, помилкові пеленги породжуються зайвими параметрами вектора α_k.

Реалізація низки інших методів надрелеївського розрізнення передбачає операцію розподілу власних значень КМ на сигнальні та шумові (оцінка числа сигнальних власних значень еквівалентна оцінці кількості сигналів кореспондентів, що пеленгуються [4]). Такі методи відомі в літературі за назвою вже згаданих проекційних методів, тому що їхня реалізація передбачає проекцію вектору вхідних сигналів на підпростір або сигнальних, або шумових власних векторів КМ [3, 4]. До числа найбільш відомих проекційних методів надрелеївського розрізнення відноситься метод MUSIC. Встановлено, що він мало чутливий до точності апроксимації фонових шумів. Згідно [3], СКП виміру кута, виконаного за методами MUSIC, зворотно пропорційна кількості S часових відліків. Оцінка має кілька варіантів запису [3]:

$$\hat{X}_M = \arg\max_X \left[\left(R_x - F_H^H \sum_{m=1}^{M} g_m g_m^H F_H\right)^{-1}\right], \quad (9)$$

де g_m – власні вектори, що відповідають сигнальним (найбільшим) власним значенням КМ, або [3]:

$$\hat{X}_M = \arg\max_X \left[\left(F_H^H \sum_{r=1+M}^{R_x} g_r g_r^H F_H\right)^{-1}\right], \quad (10)$$

де g_r – власні вектори, що відповідають шумовим (найменшим) власним значенням КМ.

До числа проекційних методів можна умовно віднести також метод максимуму правдоподібності, оскільки його реалізація також передбачає використання проекційного апарату. Цей метод дозволяє реалізувати на практиці близькі до потенційних можливості виміру кутових координат кореспондентів на базі SMART-антен по точності та розрізнювальній здатності [4] й полягає у формуванні оцінки за виразом:

$$\hat{X}_{МП} = \arg\max_X \left[tr\left(\tilde{F}_H \left(\tilde{F}_H^H \tilde{F}_H\right)^{-1} \tilde{F}_H^H \tilde{R}\right)\right], \quad (11)$$

де $\tilde{F}_H$ – оцінка матриці F_H.

Алгоритм, що забезпечує реалізацію даного методу, зводиться до пошуку глобального екстремуму функції багатьох змінних (по кількості кореспондентів, що пеленгуються, і вимірюваних кутових координат) шляхом підбору матриці АФР. Згідно [3], (11) забезпечує, на відміну від раніше розглянутих проекційних методів, розрізнення при великому відношенні сигнал/шум (ВСШ) не тільки некорельованих, а й корельованих сигналів, що є дуже важливим для забезпечення цифрової обробки сигналів.

У цілому, проекційні методи надрелеївського розрізнення при нескінченно великій довжині вибірки сигналів, за якою оцінюються структурні компоненти КМ (тобто необмеженому часі спостереження, що еквівалентно нескінченно великій енергії корисного сигналу), теоретично мають нескінченно високу здатність розрізнення сигналів [4]. Однак, можливості з кутового розрізнення кореспондентів і точності виміру їхніх кутових координат, істотно залежать від помилок оцінювання кількості сигналів. Занижена оцінка числа кореспондентів призводить до їхнього нерозрізнення, зниження точності виміру кутових координат і видачі помилкових пеленгів. Завищена оцінка числа кореспондентів також зумовлює виявлення помилкових напрямків (як наслідок цього, додатково підвищуються обчислювальні витрати реалізації методів) і зниження точності виміру кутових координат справжніх кореспондентів.

При практичній реалізації методів спектрального оцінювання найважливіше значення має чутливість до розходжень амплітудних і фазових характеристик окремих каналів тракту прийому, рівня власних шумів, відхилення у положеннях АЕ від їх розрахункових значень, кількості АЕ, корельованості та рівня сигналів від кореспондентів, довжини початкові вибірки, що використовується для оцінки КМ.

Розглянуті методи Кейпона, лінійного пророкування та MUSIC на відміну від максимуму правдоподібності не забезпечують розрізнення когерентних сигналів навіть при наявності запасу ВСШ і не дозволяють проводити вимір потужності прийнятих сигналів [3]. Таким чином, для системи на базі SMART-антен найбільш прийнятним з розглянутих методів розрізнення сигналів є метод максимуму правдоподібності.

Для тих методів оцінювання, які використовують послідовний просторовий аналіз при визначенні положення піків кутового спектра, з метою зниження обсягу обчислень у процедурах обробки можна використовувати не відліки по виходу АЦП, а результати їх підсумовування за допомогою цифрових фільтрів розподілу квадратур.

Між тим, поліпшення характеристик розрізнення при використанні проекційних методів та процедур, пов'язаних з обертанням КМ, у порівнянні з методом (5) істотно залежить від ВСШ прийнятих сигналів. При малих значеннях ВСШ і обмеженому часі спостереження показники якості методів надрелеївського розрізнення не перевищують аналогічних характеристик методу Бартлетта. Для односигнальної ситуації помилки виміру кутових координат кореспондентів при використанні деяких методів надрелеївського розрізнення вище, ніж у класичних методів [4].

Тільки у випадку багатогосигнального режиму прийому, коли в основному промені ДС решітки знаходяться кілька кореспондентів, зазначені процедури надрелеївського розрізнення за умов достатнього ВСШ, більш ефективні. Крім того, при використанні розглянутих методів підвищуються вимоги до ідентичності характеристик спрямованості каналів SMART-антен [1].

З метою підтвердження основних положень про властивості фрактальних структур було проведено математичне моделювання цифрової обробки сигналів в системі зі SMART-антеною. Для спрощення моделі вводилась низка припущень.

В якості базової розглядається еквідистантна решітка в режимі роботи на прийом, що містить R каналів із неспрямованими АЕ, які розташовані з кроком решітки d. Фазовий центр антенної системи співпадає з її геометричним центром, який прийнятий за початок координат. Діючий на SMART-антену сигнал є вузькосмуговим у просторово-часовому розумінні, тобто інтервал кореляції комплексної огинаючої сигналу суттєво перевищує часовий інтервал між моментами приходу сигналу в найбільш рознесених точках апертури решітки.

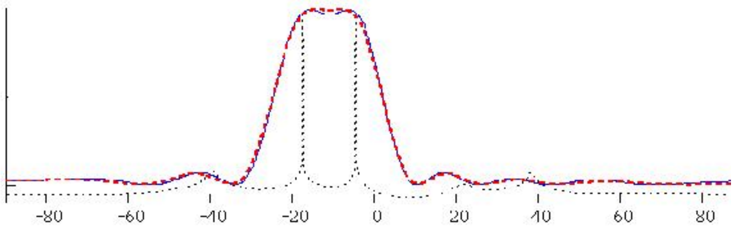


Рис. 6. Спектральні оцінки за методами Бартлетта (пунктирна лінія) та MUSIC (крапкова лінія) для антени № 1 та Бартлетта (суцільна лінія) для антени № 2

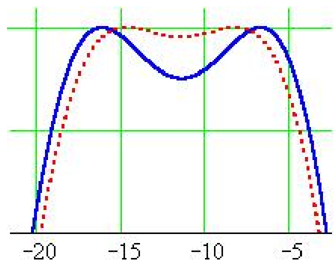


Рис. 7. Фрагмент рисунку 6

Припустимо, що на на SMART-антену впливають M сигналів ($M \le R_x$), причому m-му сигналу ($m=\overline{1,M}$) відповідає хвиля з плоским фронтом, яка надходить на полотнину антенної решітки з напрямку x_m (x_m – кут між нормаллю в початку координат та напрямком приходу сигналу). В якості обмеження також розглядається ситуація однокоординатної кутової оцінки. Припустимо, що АЧХ приймальних каналів мають форму, близьку до прямокутної; коефіцієнти передачі всіх приймальних каналів однакові і дорівнюють одиниці; власні шуми на виходах цих каналів некорельовані із сигналами, статистично незалежні і мають однакову дисперсію.

Крім того, будемо вважати, що щільності ймовірностей миттєвих значень власних шумів решітки розподілені за нормальним законом, ширина спектра ДВ шумових сигналів істотно перевищує смугу пропускання каналів, інтервал кореляції сигналів на виходах приймальних каналів решітки, що відповідають одному й тому ж кореспонденту, значно перевищує максимальний час затримки по каналах решітки. Лінійні розміри антенних решіток однакові. Наявністю та впливом власних та зовнішніх шумів будемо нехтувати. Вплив взаємного впливу каналів не розглядається. Для порівняння розглядались лінійні антенні решітки (див. рис. 6): 1) рамочна Дольфа-Чебишева з міжосьовим інтервалом $\lambda/2$; 2) з елементами Мінковського і міжосьовим інтервалом $0{,}35\lambda$.

Кількість ДВ на перевищує 8. Для збільшення їх кількості необхідно змінювати розмірність матриць: кутових координат ДВ і ВСШ. Для спрощення графіків вихідних даних спектральні оцінки за методом MUSIC розраховуються лише для першої антени. При моделюванні виконувались наступні етапи: ввід початкових даних (λ, d, R, M, матриця кутових координат ДВ; розрахунок АФР; розрахунок КМ; формування спектральних оцінок за методами Бартлетта (5) та MUSIC (10). Для антени № 1 кількість каналів дорівнює – $R_x = 8$. Для антени № 2 з такими ж лінійними розмірами кількість каналів складає $R_x = 11$. Отримані спектральні оцінки за методами Бартлетта (красна пунктирна лінія) та MUSIC (крапкова лінія) для антени № 1 та Бартлетта (суцільна лінія) для антени № 2. наведені на рис. 6. При цьому розглядалась ситуація прийому рівнопотужних сигналів від двох кореспондентів із кутовими координатами відносно нормалі антенної решітки відповідно -5 та -18^0.

При аналізі збільшеного фрагмента (рис. 7) неважко помітити, що відгук антени № 2 більш відповідає реалії, тоді як відгук решітки № 1 призводить до ситуації невизначеності напрямків на кореспондентів.

Таким чином, за рахунок більш щільного розташування АЕ при обмеженні лінійних розмірів поліпшуються параметри ДС SMART-антени. У випадку багатокоординатних вимірів (наприклад, за кутовою координатою та частотою) для синтезу процедур обробки доцільно використовувати операцію кронекерівського добутку.

При цьому слід орієнтуватись на реалізацію OFDM (N-OFDM) [5]. Як наслідок, відгук R_x-канальної лінійної решітки для випадку надходження сигналів з одного напрямку має вигляд:

$$U'' = \tilde{P}A\,, \qquad (12)$$

де $\tilde{P} = F_H'' \otimes \tilde{V}(f_{11\ldots M})$,

$U'' = \left[U_{11} \ \cdots \ U_{1S} \mid \cdots \mid U_{R_x 1} \ \cdots \ U_{R_x S}\right]^T$ – блочний вектор відліків комплексних напруг R_x просторових каналів по виходам S частотних фільтрів;

A – вектор комплексних амплітуд M сигналів;

F_H'' – матриця ПХ,

$$F_H'' = \begin{bmatrix} F_1(x_1) \\ \vdots \\ F_{R_x}(x_1) \end{bmatrix}, \quad \tilde{V}(f_{11\ldots M}) = \begin{bmatrix} \tilde{V}_1(f_{11}) & \cdots & \tilde{V}_1(f_{1M}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{V}_S(f_{11}) & \cdots & \tilde{V}_S(f_{1M}) \end{bmatrix},$$

$\tilde{V}(f_{11\ldots M})$ – матриця добутків АЧХ частотних фільтрів ШПФ для M сигналів, що надходять з напрямку x_1.

Далі вираз (12) записується у випадку надходження сигналів із напрямку x_2:

$$U''' = \tilde{P}'''A\,, \qquad (13)$$

де $\tilde{P}''' = F_H''' \otimes \tilde{V}(f_{21\ldots M})$, $F_H''' = \begin{bmatrix} F_1(x_2) \\ \vdots \\ F_{R_x}(x_2) \end{bmatrix}$,

$$\tilde{V}(f_{21\ldots M}) = \begin{bmatrix} \tilde{V}_1(f_{21}) & \cdots & \tilde{V}_1(f_{2M}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{V}_S(f_{21}) & \cdots & \tilde{V}_S(f_{2M}) \end{bmatrix},$$

$U''' = \left[U_{11} \ \cdots \ U_{1S} \mid \cdots \mid U_{R_x 1} \ \cdots \ U_{R_x S}\right]^T$ – блочний вектор відліків комплексних напруг R_x просторових каналів по виходам S частотних фільтрів, A – вектор комплексних амплітуд M сигналів, F_H''' – матриця ПХ, $\tilde{V}(f_{21\ldots M})$ – матриця добутків АЧХ частотних фільтрів ШПФ для M сигналів, що надходять з напрямку x_2.

Перейдемо від (12) і (13) до запису відгуку R_x-канальної лінійної решітки при одночасному надходженні сигналів з напрямків x_1 і x_2:

$$U = PA\,, \qquad (14)$$

де $P = [F_H'' \otimes \tilde{V}(f_{11\ldots M}) \mid F_H''' \otimes \tilde{V}(f_{21\ldots M})]$,

$$U = \left[U_{11} \ \cdots \ U_{1S} \mid \cdots \mid U_{R_x 1} \ \cdots \ U_{R_x S}\right]^T,$$

$$A = \left[\dot{a}_{11} \ \ \dot{a}_{12} \ \cdots \ \dot{a}_{1M} \mid \dot{a}_{21} \ \ \dot{a}_{22} \ \cdots \ \dot{a}_{2M}\right]^T,$$

$\dot{a}_{11\ldots M}, \dot{a}_{21\ldots M}$ – комплексні амплітуди M сигналів, що надходять з напрямків x_1 і x_2.

Представимо (14) через блочний кронекеровський добуток:

$$U = PA = \left([F_H][\otimes][\tilde{V}]\right)A = \left(\left[\begin{array}{c|c} F_1(x_1) & F_1(x_2) \\ \vdots & \vdots \\ F_{R_x}(x_1) & F_{R_x}(x_2) \end{array}\right][\otimes],\right.$$

$$\left.[\otimes]\left[\begin{array}{ccc|ccc} \tilde{V}_1(f_{11}) & \cdots & \tilde{V}_1(f_{1M}) & \tilde{V}_1(f_{21}) & \cdots & \tilde{V}_1(f_{2M}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{V}_S(f_{11}) & \cdots & \tilde{V}_S(f_{1M}) & \tilde{V}_S(f_{21}) & \cdots & \tilde{V}_S(f_{2M}) \end{array}\right]\right)A, \quad (15)$$

де $[\otimes]$ – символ блочного кронекеровського добутку.

Після нескладних перетворень матриця Р в (15) отримає запис:

$$P = \left[\begin{array}{c|c} F_1(x_1)\tilde{V}1 & F_1(x_2)\tilde{V}2 \\ \vdots & \vdots \\ F_{R_X}(x_1)\tilde{V}1 & F_{R_X}(x_2)\tilde{V}2 \end{array}\right], \quad (16)$$

де $\tilde{V}1 = \begin{bmatrix} \tilde{V}_1(f_{11}) & \cdots & \tilde{V}_1(f_{1M}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{V}_S(f_{11}) & \cdots & \tilde{V}_S(f_{1M}) \end{bmatrix}$, $\tilde{V}2 = \begin{bmatrix} \tilde{V}_1(f_{21}) & \cdots & \tilde{V}_1(f_{2M}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{V}_S(f_{21}) & \cdots & \tilde{V}_S(f_{2M}) \end{bmatrix}$.

Надалі в якості аналітичної моделі відгуку лінійної решітки будемо використовувати (15), а вимір значень квадратурних складових амплітуд сигналів можливо здійснити за методом найменших квадратів, шляхом мінімізації функції [3]:

$$L = \{U - P\hat{A}\}^H\{U - P\hat{A}\} \to \min, \quad (17)$$

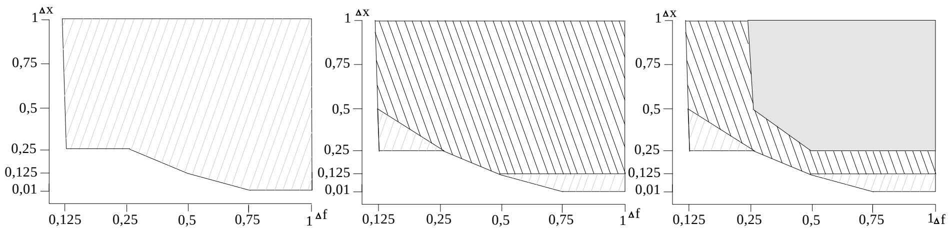
де $U = \left[U_{11} \ \cdots \ U_{1S} \,\vdots\, \cdots \,\vdots\, U_{R_x 1} \ \cdots \ U_{R_x S}\right]^T$,

При цьому, оптимальна оцінка квадратурних складових амплітуд сигналів підканалів N-OFDM визначається вектором:

$$\hat{A} = \left(P^H P\right)^{-1} P^H U. \quad (18)$$

У ході досліджень були сформовані граничні області застосування QAM-алгоритмів при визначенні можливостей частотного ущільнення підканалів N-OFDM (OFDM) і заданими значеннями ВСШ, в тому числі і при спільному надрелеївському розрізненні сигналів за частотою та напрямком приходу в СТЗ з лінійною або плоскою SMART-антеною. Для скорочення обсягу обчислювальних затрат проводився вибірковий аналіз для ситуацій: 2 напрямки і 2 несучі для кожного з них, 2 напрямки і 4 несучі, 2 напрямки і 6 несучих, 4 напрямки і 4 несучі.

Наприклад, на рис. 8.а проілюстрована гранична область кутового та частотного рознесення 2-частотних сигналів у випадку 2 напрямків прийому з ймовірністю правильного декодування QAM16 0,9999 при ВСШ у разах q=16 на виході просторового каналу антенної системи.



а) б) в)

Рис. 8. Гранична область кутового і частотного рознесення 2-частотних сигналів у випадку 2 напрямків прийому ймовірністю правильного декодування QAM16 0,9999 при ВСШ у разах q=16

По вертикалі відкладене значення кутового рознесення у частках променю ДС, по горизонталі – частотне рознесення підканалів у частках ширини фільтра ШПФ, – умовне позначення області застосування QAM16. У свою чергу, в межах вказаного алгоритму можливе використання й алгоритму QAM64 (умовне позначення області – , рис. 8, б), яка включає до себе також область алгоритму QAM256 (умовне позначення області – , рис. 8, в).

Висновки

Таким чином, у ході моделювання визначено властивості обробки на основі методів спектрального аналізу при одночасному використанні фрактальних АЕ в SMART-антенах. Вважається, що метод MUSIC порівняно з методом мінімальної норми більш стійкий проти розходжень коефіцієнтів підсилення приймальних каналів і наявності фазових помилок, але програє йому в точності оцінювання. При зменшенні ВСШ має місце збільшення зсуву оцінки кутової координати, одержуваної за методом MUSIC, при цьому зсув залежить також від корельованості сигналів цілей та кількості АЕ. Встановлено, що MUSIC і метод повороту підпростору (ESPRIT) [4] мало чутливі до точності апроксимації фонових шумів і забезпечують приблизно однакове кутове розрізнення. При дослідженні чутливості алгоритмів MUSIC, ESPRIT до помилок АЕ, пов’язаних із похибками оцінювання амплітуд і фаз сигналів, неточністю розташування і т. ін., гірші характеристики має методу MUSIC. Слід зазначити, що маються дані, які доводять факт більшої стійкості

MUSIC до відхилень положення окремих АЕ від свого номінального значення.

Аналіз впливу кількості часових відліків, ступеня когерентності сигналів, кутового рознесення ДВ та кількості АЕ на помилки кутового оцінювання, виконуваного методами MUSIC, ESPRIT дозволяє зробити висновок [4], що для всіх методів СКП вимірювання кута при врахуванні взаємного впливу каналів зворотно пропорційна кількості S часових відліків. Кореляція сигналів діє однаково на всі методи. При наближенні коефіцієнта взаємної кореляції до одиниці СКП кутового оцінювання істотно зростає, а при рівності одиниці алгоритми стають непрацездатними. При деяких методах оцінювання, які використовують послідовний просторовий аналіз, потрібно визначати положення піків кутового спектра. Хоча рішення цієї задачі при теоретичному розгляді не є складною проблемою, однак при обробці реальних даних через великий розкид останніх виникають значні труднощі. Крім того, оцінка КМ, що отримана на основі обмеженої в часі сигнальної вибірки, відрізняється від ідеальної, що призводить до додаткових похибок у визначенні кутових координат ДВ. У цьому випадку, а також з метою зниження обсягу обчислень, у процедурах обробки можна використовувати не відліки по виходу АЦП, а їхнє підсумовування по виходах цифрових фільтрів розподілу квадратур [5].

Список літератури

1. *Слюсар В.И. Smart-антенны пошли в серию // Электроника: наука, технология, бизнес. –Москва, 2004. – № 2 – С. 62–65.*
2. *Слюсар В.И. Фрактальные антенны// Радіоаматор. – №9. – 2002. – С. 54–56.*
3. *Марпл мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения /Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 584 с.*
4. *Слюсар І.І. Особливості кутової пеленгації в оглядово-прицільних РЛС з цифровим діаграмоутворенням при компенсації взаємного впливу каналів// Артиллерийское и стрелковое вооружение: Международный научн.-техн. сб. – К.: НТЦ АСВ, 2003. – №. 7. – С. 19 –24.*
5. *Слюсар В. И. Неортогональное частотное мультиплексирование (N-OFDM) сигналов. Ч. 1.// Технологии и средства связи. – 2013. – № 5. – С. 61–65.*

Надійшла до редколегії 12.11.2013

Рецензент: д.т.н., проф. В.А. Краснобаєв, ПолтНТУ імені Юрія Кондратюка, Полтава.

МОДЕЛЬ ПРОСТРАНСТВЕННО-ЧАСТОТНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В SMART-АНТЕННАХ НА ФРАКТАЛЬНОЙ ОСНОВЕ

В.Е. Гребеля, В.П. Волчков, И.И. Слюсарь

В работе определены особенности вариантов пространственно-частотной обработки сигналов в системах со SMART-антеннами при использовании антенных элементов на основе фрактальных структур.

Ключевые слова: *пространственно-частотная обработка сигналов, OFDM, N-OFDM, цифровое диаграммообразование, диаграмма направленности, SMART-антенны, фрактал.*

MODEL OF SPATIAL-FREQUENCY SIGNAL PROCESSING IN SMART-ANTENNAS ON FRACTAL BASIS

V.E. Hrebelia, V.P. Volchkov, I.I. Slyusar

The paper identifies particular variants of spatial-frequency processing of signals in systems with a SMART-antennas using antenna elements on the basis of fractal structures.

Keywords: *spatial-frequency signal processing, OFDM, N-OFDM, digital beamforming, chart line of industry, SMART-antenna, fractal.*