

МОДЕЛЮВАННЯ МЕТОДІВ ПЕЛЕНГАЦІЇ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ З ВИКОРИСТАННЯМ АНТЕННИХ РЕШІТОК

DOI 10.36994 / 2788-5518-2022-01-03-08

Наритник Т.М., к.т.н., проф. Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна. director@mitris.com

Авдєєнко Г.Л., к.т.н. Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна. django2006@ukr.net

Якорнов Є. А., к.т.н., проф. Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, yakornovits@gmail.com

Анотація: На сьогоднішній день спостерігається інтенсивний розвиток теорії адаптивної просторово-часової обробки сигналів, яка знаходить широке застосування в інформаційних системах різного призначення (радіозв'язок, радіолокація, радіопеленгація, радіомоніторинг, акустика, оптика, сейсмологія тощо). Зазвичай, на практиці для більшості радіотехнічних систем просторово-часова обробка розділяється на два етапи: просторову та часову. Просторова обробка включає аналіз просторової структури поля електромагнітної хвилі, що надійшла. Основну роль у цьому процесі грає приймальна антенна система, яка може бути реалізована у вигляді адаптивної цифрової антенної решітки. Часова обробка включає визначення часових параметрів структури поля. Основна роль при цьому належить радіоприймальному пристрою.

У сучасних та майбутніх системах безпроводових телекомунікацій, які базуються на застосуванні технології програмно-керованого радіо (SDR), зокрема, системах стільникового радіозв'язку 4G та 5G для підвищення пропускної здатності радіоканалу в умовах обмеженості радіочастотного ресурсу та великої кількості користувачів актуальною є задача виділення корисних сигналів на фоні завад за відсутності апріорної інформації про завадову обстановку. У цьому випадку просторова обробка сигналів в адаптивних антенних решітках полягає у визначенні за допомогою відповідних методів кутових напрямків (пеленгу, кута місця) приходу сигналів з подальшим автоматичним формування глибоких провалів у діаграмі спрямованості антени у кутових напрямках на джерела завад та формуванням спрямованого випомінювання у кутовому напрямку на джерело корисного сигналу. Як наслідок, суттєво підвищується енергетичний потенціал радіолінії, що дає можливість підвищити пропускну здатність радіоканалу від базової станції до абонента.

Таким чином, предметом дослідження в даній статті є порівняльна характеристика методів оцінки кутового положення (пеленгації) джерел радіовипромінювання з використанням антенних решіток на основі результатів їх моделювання, які в подальшому можуть бути покладені в основу удосконалення функціонування антенних пристроїв систем безпроводового зв'язку 4G та 5G.

Ключові слова: антенна решітка, метод пеленгації, кутові координати, пеленг, джерело радіовипромінювання

MODELING OF DIRECTION FINDING METHODS FOR THE RADIO EMISSION SOURCES USING ANTENNA ARRAYS

Teodor Narytnyk, Ph.D. Prof. National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, Ukraine, director@mitris.com

Hlib Avdieienko, Ph.D. National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, Ukraine. django2006@ukr.net

Evhenii Yakornov, Ph.D. National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, Ukraine, yakornovits@gmail.com

Abstract: Today, there is an intensive development of the theory of adaptive space-time signal processing, which is widely used in information systems for various purposes (radio communication, radar, radio direction finding, radio monitoring, acoustics, optics, seismology, etc.). Usually, in practice, for most radio engineering systems, space-time processing is divided into two stages: spatial and temporal. Spatial processing includes the analysis of the spatial structure of the field of the received electromagnetic wave. The main role in this process is played by the receiving antenna system, which can be implemented by means of an adaptive digital antenna array. Temporal processing includes determining the temporal parameters of the field structure. The main role in this case belongs to the radio receiver.

In modern and future wireless telecommunications systems based on the use of software-defined radio (SDR) technology, in particular, 4G and 5G cellular radio communication systems, in order to increase the throughput of the radio channel in the case of a limited radio frequency resource and a large number of users,

the problem of useful signal selection against the background interference is relevant in the absence of a priori information about the interference environment. In this case, the spatial signal processing in adaptive antenna arrays consists in determining the angular directions (bearing, elevation) of the arrival of signals, using the appropriate methods. The information about angular directions may be used for the automatic formation of deep suppression in the antenna radiation pattern in the angular directions of interferences and the formation of directional radiation in the angular direction of useful signal radio emission sources. As a result, the energy potential of the radio link increases significantly, which makes it possible to increase the throughput of the radio channel from the base station to the subscriber.

Thus, the subject of research in this article is a comparative description of methods for estimating the angular position (direction finding) of radio emission sources using antenna arrays based on the results of their modeling. The modeling results can later be used as the basis for improving the functioning of antenna devices of 4G and 5G wireless communication systems.

Key words: antenna array, direction finding method, angular coordinates, bearing, radio emission source

Вступ

У звичайній стільниковій системі зв'язок між базовою станцією (БС) і розташованими в стільнику рухомими станціями (РС) встановлюється за допомогою 3-х або 6-ти секторної антени. Велика частина енергії електромагнітних хвиль, що випромінюються антеною БС, марно витрачається, оскільки в певний момент часу РС знаходяться в строго визначених місцях. Вказане призводить до проблеми дефіциту у використанні поляризаційної, частотної, часової, кодової складової радіочастотного ресурсу системи стільникового зв'язку при обслуговуванні значної кількості абонентів РС, які бажають отримати високошвидкісний доступ до мережі Інтернет з високою якістю та малою затримкою передачі/прийому даних по радіоканалу в умовах значного рівня взаємних радіозавад між РС та БС. Для вирішення вказаної проблеми необхідно впроваджувати у використання додаткові фізичних ресурси, наприклад додаткові смуги частот радіочастотного спектру або збільшувати кількість БС, які реалізують зростання пропускної здатності каналів зв'язку та підвищення продуктивності роботи системи мобільного зв'язку в цілому. У цьому аспекті перспективним вважається впровадження у використання просторової складової радіочастотного ресурсу, яка має значний потенціал для вирішення вказаної проблеми.

Якби радіосигнал, що призначений конкретній РС, передавався б переважно тільки в її кутовому напрямку, а кут випромінювання визначався і адаптивно змінювався б відповідно до закону переміщення РС, то це дозволило б заощадити багато енергії і як наслідок збільшити відношення сигнал/шум при передачі даних між РС і БС та зменшити рівень завад до інших РС. Вказане можна реалізувати за допомогою формування в направленні потрібної РС спрямованого променя діаграми спрямованості антени (ДСА) БС використовуючи просторові властивості радіообміну. Очевидно, що окремі сигнали в визначені моменти часу можна ідентифікувати не тільки по частоті і коду, але і за напрямком. Адаптивні цифрові антенні решітки (АЦАР) є технічним рішенням цього питання. Також за допомогою АЦАР можна обмежити ефект багатопроменевого поширення виключенням непотрібних шляхів поширення сигналу, одержуваних при відбиванні його від перешкоди, формуванням мінімумів в ДСА в кутовому напрямку на джерела радіовипромінювання (ДРВ) завад.

В АЦАР обробку сигналів прийому можна розділити на дві фази: входження у зв'язок і прийом даних. У кожному із зазначених режимів повинні застосовуватися свої алгоритми обробки. У режимі входження у зв'язок спочатку аналізується навколишня ситуація. Далі антена отримує дані, обробляє їх з використанням відповідних методів пеленгації і видає рішення про кількість та кутові координати ДРВ завад і корисних сигналів, яких може бути кілька. У режимі прийому даних АЦАР обчислює вагові коефіцієнти, які адаптивно формують бажану ДСА з максимумами променів в кутових напрямках ДРВ корисних сигналів і мінімумами в напрямку ДРВ завад. Цикл періодично повторюється з метою спостереження за РС абонентів. Тому алгоритми визначення кількості корисних сигналів і завад, і кутових напрямків на їх ДРВ є важливою частиною роботи АЦАР.

Таким чином, предметом дослідження в даній статті є порівняльна характеристика методів оцінки кутового положення (пеленгації) джерел радіовипромінювання з використанням антенних решіток на основі результатів їх моделювання, які в подальшому можуть бути покладені в основу удосконалення функціонування антенних пристроїв систем безпроводового зв'язку 4G та 5G, забезпечуючи тим самим можливість ефективно відстежувати мобільних користувачів, безперервно оптимізуючи ДСА, що призводитиме до збільшення енергетичного потенціалу радіолінії між БС та РС, зменшення рівня радіозавад і як наслідок до підвищення пропускної здатності радіоканалів системи зв'язку.

Застосування технології SDR в антенних решітках систем мобільного зв'язку 5G

Як було сказано раніше, значною перевагою АЦАР є можливість визначення напрямку приходу сигналів, це, в свою чергу, дає можливість спрямувати промінь прямісінько на абонентський приймальний пристрій. Використання спрямованих променів має достатньо переваг для систем радіозв'язку. Так, при використанні АЦАР разом з технологією SDR, можливо реалізувати адаптивну систему з цифровою обробкою сигналів, що зможе ефективно аналізувати завадову обстановку та керувати ДСА аби покращити взаємодію з користувачами. Така система дає можливість одразу адаптивно розраховувати вектор вагових коефіцієнтів, виходячи з даних про кутове положення користувачів та джерела завад. Це дозволяє покращувати якість взаємодії з користувачами і, водночас, придушувати небажані джерела шуму.

Програмно-конфігуроване радіо (Software Defined Radio - SDR) це радіообладнання, в якому всі або більшість функцій фізичного рівня виконуються в програмному вигляді, а функції, що виконуються апаратно, повинні оперативно модифікуватися за вимогами робочого стандарту зв'язку. Програмна реалізація більшості функцій з обробки височастотних сигналів і оперативне програмне управління апаратурою забезпечують кардинальне підвищення функціональних можливостей шляхом підтримки роботи в різних сервісах, широкій смузі частот і в різних стандартах зв'язку. Технологія SDR є ключовою ланкою у подальшому розвитку радіообладнання: адаптивне радіо (Adaptive Radio – AR), когнітивне «розумне» радіо (Cognitive Radio – CR) та інтелектуальне радіо (Intelligent Radio – IR).

До основних функцій фізичного рівня, які зазвичай реалізуються в апаратному вигляді, відносяться: посилення, модуляція/демодуляція, канална селекція в приймачі та придушення побічного випромінювання в передавачі, перетворення частоти при модуляції/демодуляції на проміжній частоті. У програмно-конфігурованому радіо ці функції, які сьогодні виконуються в апаратному вигляді змішувачами, фільтрами, підсилювачами, модуляторами/демодуляторами, детекторами частково реалізуються програмно, а частково програмно керованими апаратними засобами відповідно до параметрів модульованих сигналів і методів поділу каналів у різних стандартах зв'язку. В результаті програмне радіо є економічно більш вигідним продуктом порівняно зі спеціалізованими пристроями, оскільки виробляються для ширшого кола користувачів, а модернізація радіообладнання полягає тільки в зміні програмного забезпечення.

Програмно-конфігуроване радіо реалізує функції радіоприймача та радіопередавача у програмному вигляді або за допомогою програмно керованих апаратних компонентів, які в силу своєї фізичної природи не можуть бути реалізовані програмно, як, наприклад, підсилювач потужності або антена [4].

На рис.1 представлена структурна схема сучасного SDR-приймача.

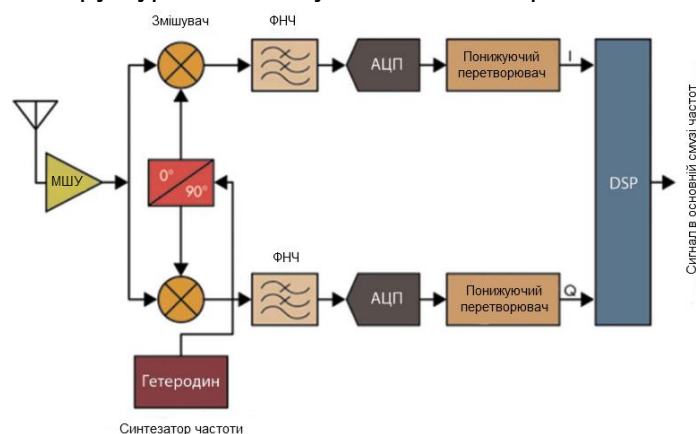


Рис.1 Структурна схема сучасного SDR-приймача

Принцип роботи такого приймача полягає в наступному: вхідний радіосигнал з антени подається на вхід малoshумливого підсилювача та підсилюється, далі ділиться на компоненти I та Q, шляхом змішування з сигналом гетеродина з синтезатора частот в ФАПЧ (для отримання квадратурної компоненти він зміщується на 90°). Частота гетеродина підлаштовується під частоту сигналу, щоб різниця вихідних сигналів змішувачів дорівнювала нулю без модуляції. Для модульованого сигналу вона буде дорівнювати сигналу основної

смуги або вихідному модульованому сигналу. Ця архітектура отримала назву пряме перетворення або перетворення з нульовою проміжною частотою. Після фільтрації сигналів основної смуги ФНЧ, сигнали оцифровуються в парі АЦП. Далі в цифровому перетворювачі частота сигналу понижується до робочого діапазону сигнального процесора.

Перевага SDR полягає у відносній простоті апаратної частини. Стандартні радіочастотні схеми скорочуються до мінімуму, їх вартість знижується. Сигнальний процесор бере на себе більшу частину функцій, які раніше виконувалися в аналогових схемах. Цей підхід дуже вдалий, враховуючи гнучкість програмної реалізації і можливість компенсації деяких небажаних ефектів, які виникають в апаратній частині. Більш того, програмна реалізація дозволяє усувати несправності, змінювати і доповнювати функціонал пристрою і покращувати його характеристики з мінімальними витратами. Зокрема SDR дозволяє швидко додавати нові типи модуляції, протоколи передачі тощо. У разі апаратної реалізації це вимагало б виготовлення нової схеми.

До недоліків SDR можна віднести: складність програмного забезпечення, витрати на розробку, більше енергоспоживання та в деяких випадках обмежений частотний діапазон.

Мережі мобільного зв'язку 5-го покоління покликані вирішити три основні завдання:

- збільшити пропускну здатність;
- зменшити затримку;
- забезпечити підключення якомога більшого числа пристроїв.

Для вирішення цих завдань використовуються частоти хвиль міліметрового діапазону з великою шириною смуги каналу. Питання застосування діапазонів 28 і 38 ГГц розглядаються в релізі 15 специфікації 3GPP 5G. Недоліком цих діапазонів є порівняно велике загасання сигналу навіть в нормальних умовах, не кажучи вже про загасання при атмосферних опадах і в середовищах з високою відбивною здатністю, особливо при використанні великих стільників за межами щільної міської забудови.

На щастя, коротші міліметрові хвилі дозволяють використовувати більше спрямованих антен не тільки на базовій станції, але і на обладнанні користувача, ніж це було б доцільно і практично на більш низьких частотах. Особливий інтерес в даному випадку представляють антенні решітки, діаграмами спрямованості яких можна управляти. Більш високий коефіцієнт посилення в потрібному напрямку компенсує деякі з втрат на шляху проходження хвилі, а більш вузька ширина променю діаграми дозволяє зменшити завади в одному стільнику. В області міліметрових хвиль такі антенні решітки застосовуються навіть для мобільних телефонів [5].

Існують різні підходи до формування діаграми спрямованості антени: аналоговий, цифровий та гібридний (рис.2).

При аналоговому формуванні ДСА в режимі передачі цифрові сигнали за допомогою цифро-аналогових перетворювачів (ЦАП) перетворюються в аналогові, які потім перетворюються в сигнали ВЧ або ПЧ з використанням підвищувальних перетворювачів частоти (рис.2,а). У режимі прийому перетворювачі здійснюють зниження частоти сигналів, перетворення їх в цифрову форму за допомогою АЦП і передачу в блок цифрової обробки.

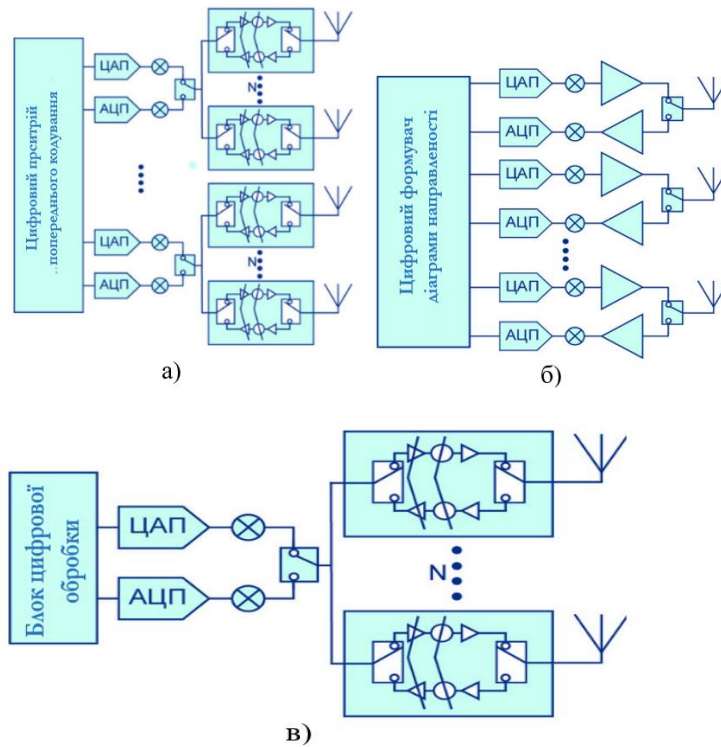


Рис.2 Формування діаграми спрямованості антени: а) аналоговим; б) цифровим; в) комбінованим способами

В радіочастотному діапазоні (наприклад, 28 ГГц) один канал розділяється на кілька підканалів, керуючи фазою сигналу в кожному з них так, щоб діаграма спрямованості формувалася в дальньому полі в напрямку ймовірного користувача (як в режимі передачі, так і в режимі прийому). Це дозволяє управляти однією пелюсткою діаграми спрямованості в кожному каналі даних. Теоретично при використанні такої архітектури можливо обслуговувати одного користувача в кожний момент часу.

Цифровий формувач діаграми спрямованості реалізує той самий принцип, але фазовий зсув сигналів здійснюється в цифровій формі (рис.2, б). Потім цифрові сигнали з різною затримкою подаються на ЦАП, з їх допомогою перетворюються в аналогові, які через підвищувальні перетворювачі і підсилювачі потужності (в режимі передачі) направляються на елемент антени. У режимі прийому сигнал від цього елемента антени через малошумний підсилювач, понижуючий перетворювач і АЦП вводиться в блок цифрової обробки. Простіше кажучи, кожен приймач пов'язаний з елементом одиночної антени. Але на практиці до одного прийомопередавача може бути підключено кілька елементів антени, в залежності від бажаної форми сектора діаграми спрямованості. По суті, цей підхід базується на концепції програмно-конфігурованого радіо (SDR), та знайшов використання в системах цифрових антенних решіток. Побудова каналів цифрових антенних решіток на базі процесорів цифрової обробки сигналів (у вигляді DSP або на ПЛІС) з аналого-цифровими та цифро-аналоговими перетворювачами дозволяє уніфікувати процедури та апаратні вузли обробки сигналів та спрощує їх адаптацію до того чи іншого протоколу роботи. Технологія цифрового формування ДН забезпечує максимальну простоту реконфігурації та модифікації систем зв'язку, що найчастіше зводиться лише заміни їх програмного забезпечення. При цьому архітектура радіосистеми може оптимізуватися (за ресурсами та функціональністю) під безпосередньо виконуваним завданням.

Цифровий підхід забезпечує найвищу пропускну здатність і гнучкість системи, а також дозволяє застосувати систему MIMO, що розрахована на багато користувачів, в діапазоні міліметрових хвиль, аналогічно системам, що працюють в середній смузі частот. Його реалізація досить складна, а з огляду на доступні в даний час технології і елементну базу, це призводить до значного енергоспоживання як в радіочастотних, так і в цифрових ланцюгах. Проте, із подальшим розвитком технологій, цифрове формування діаграми спрямованості буде використовуватися і в діапазоні міліметрових хвиль.

Найбільш практичний і ефективний підхід до формування діаграми спрямованості в найближчому часі - гібридний цифро-аналоговий формувач (рис.2, в), який по суті об'єднує

цифрове попереднє кодування і аналогове формування діаграми спрямованості, щоб створити кілька пелюсток в просторі одночасно (просторове мультиплексування).

Шляхом фокусування вузьких пелюсток діаграми в напрямку ймовірних користувачів базова станція може повторно застосовувати один і той же частотний діапазон для одночасного обслуговування декількох користувачів на заданому часовому інтервалі. Хоча в літературі пропонується декілька різних підходів до побудови гібридних формувачів, показаний тут підхід з використанням підрешіток найбільш практичний з точки зору реалізації і, по суті, є повторенням аналогових формувачів діаграми спрямованості. В даний час системи, про які йде мова, на практиці підтримують 2-8 цифрових потоків, які використовуються для одночасної підтримки окремих користувачів або, як альтернатива, для надання двох або більше рівнів MIMO меншій кількості користувачів.

Тепер трохи заглибимося в вибір технологій для побудови аналогового формувача діаграми спрямованості, базового блоку, на основі якого будується гібридний формувач діаграми спрямованості, який показано на рис.3. Для цього потрібно розділили аналогову систему формування діаграми спрямованості на три блоки: цифровий, блок перетворення цифрового сигналу в аналоговий сигнал міліметрового діапазону і власне формувач діаграми спрямованості. Всі компоненти високочастотної частини системи будуть розміщені в безпосередній близькості один від одного, щоб зменшити втрати [6].

Спосіб побудови формувача діаграми спрямованості визначається багатьма факторами, включаючи форму і радіус дії сегмента, рівень потужності, втрати в тракті, теплові шуми і т. д. При реалізації системи зв'язку можуть знадобитися різні рівні потужності передачі, необхідні для вирішення сценаріїв розгортання, починаючи від невеликих стільників і закінчуючи макросом.

У той же час перетворення цифрових сигналів в аналогові сигнали хвиль міліметрового діапазону на базовій станції вимагає набагато менше зусиль і може бути реалізовано на базі поточної специфікації для базових станцій. Іншими словами, розробник може знову використовувати один і той самий приймач разом з декількома конфігураціями формувача діаграми спрямованості. Це трохи відрізняється від сучасних систем стільникового радіозв'язку, де малосигнальна частина системи є спільною для всіх платформ, а зовнішній інтерфейс пристосований для кожного випадку використання.

Було помічено прогрес можливих технологій для перетворення ланцюжка сигналів при переході від цифрового сигналу до сигналу в антені. Безумовно, цифровий і змішаний сигнали формуються за допомогою КМОП-пристроїв. Залежно від вимог базової станції весь ланцюжок вузлів для обробки сигналів може бути розроблений за допомогою КМОП-технології або, що більш імовірно, з використанням поєднання технологій для забезпечення оптимальної продуктивності. Наприклад, звичайною конфігурацією є застосування КМОП-перетворювачів даних спільно з високопродуктивним перетворенням ПЧ в ВЧ на основі технології SiGe. Формувач діаграми спрямованості також може бути реалізований на основі декількох технологій, згідно системним вимогам. Залежно від вибору розміру антени і вимог до потужності передавача можлива реалізація формувача на одному кремнієвому кристалі, або це може бути комбінація інтегрального формувача діаграми спрямованості з дискретними підсилювачами потужності і малопотужними підсилювачами.

частини щонайменше 9 ГГц. Це дозволяє обробляти аналогові сигнали з шириною смуги частот до 4,5 ГГц.

Для формування сигналу проміжної частоти в приймальному тракті встановлений понижуючий перетворювач ADMV1014, а в передавальному - підвищуючий ADMV1013. Ці перетворювачі призначені для роботи в діапазоні 24,5-43,5 ГГц.

Обидва перетворювачі підтримують роботу з ПЧ до 6 ГГц і два режими перетворення частоти. Як показано на рис. 1.11, обидва пристрої містять вбудований 4-кратний помножувач частоти, частота на вході якого може змінюватися в межах 5,4-11,75 ГГц. ADMV1013 підтримує як пряме перетворення з I/Q-складових в ВЧ-сигнал, так і перетворення в сигнал з одного бічного смугу. ADMV1014 підтримує перетворення ВЧ-сигналів з однієї і двома бічними смугами в складові I/Q зі зниженням частоти.

Комутацію антени в режимах передачі/прийому здійснює широкосмуговий перемикач ADRF5020, що відрізняється низькими втратами (не більше 2 дБ) і великим перехідним загасанням -60 дБ на частоті 30 ГГц.

ADF4372 - це широкосмуговий синтезатор на основі системи ФАПЧ з дробовим коефіцієнтом ділення, який має кращі в галузі параметри. Інтегрований генератор, керований напругою, (ГУН) з наднизьким фазовим шумом забезпечує роботу синтезатора в діапазоні частот 62,5 МГц - 16 ГГц.

Представлена вище функціональна схема придатна для використання в системах з різними варіантами формування діаграми спрямованості антени, які вимагають застосування широкосмугових прийомопередавачів.

Основні результати за методами пеленгації ДРВ за допомогою антенної решітки

1. Загальна характеристика методів оцінки кутових параметрів джерел випромінювання

Методи оцінки кутового напрямку приходу сигналу від ДРВ – це частина загальної теорії обробки сигналів АР, яка призначена для вилучення корисної інформації з сигналів, що приймаються АР. Результат процедури оцінки використовується схемою формування променя, щоб направити промінь АР у конкретному кутовому напрямку, аби захопити або випромінювати максимальну потужність. Потреба в цих методах зустрічається в широкому діапазоні важливих інженерних застосувань, включаючи радары, гідролокаторы, бездротовий зв'язок, радіоастрономію та біомедицину, і все ще залишається важливою областю досліджень.

Концепція методів оцінки напрямку приходу сигналу заснована на принципі формування променя АР. Ці методи послідовно спрямовують головний промінь АР у всіх можливих кутових напрямках огляду та вимірюють вихідну потужність, яка записується у вигляді просторового спектру у всьому діапазоні кутів. Найбільші піки у просторовому спектрі пов'язані з оцінками напрямку приходу сигналу. Деякі методи є досить простими у реалізації, але вони мають недостатнє кутове розрізнення та вимагають великої кількості датчиків – антенних елементів для досягнення вищої роздільної здатності за кутом.

Рис.5. демонструє системну модель методів оцінки напрямку приходу сигналу, розглянутих в даній статті.

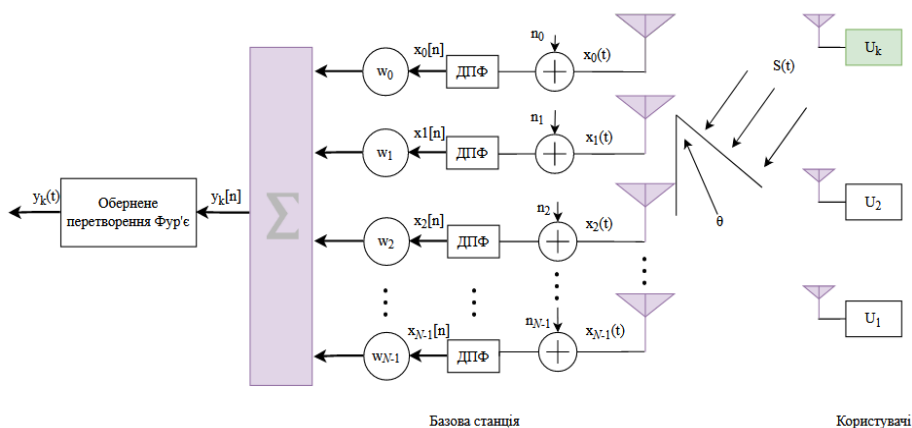


Рис.5 Структурна схема для оцінки напрямку приходу сигналу

Методи оцінки кутових параметрів сигналів поділяються на дві категорії:

- спектральний підхід;
- параметричний підхід.

В спектральному підході оцінюється просторовий спектр сигналу, потім за кількістю і розташуванням максимумів знаходять напрямки джерел сигналів. Параметричний підхід потребує синхронного пошуку всіх необхідних параметрів - кількості і напрямків джерел сигналів. Спектральні методи оцінки параметрів сигналів підрозділяється на променеутворюючі (метод Бартлетта, Кейпона, теплового шуму, Борджотті-Лагунаса тощо) і підпросторові методи (MUSIC, ESPRIT, EV тощо) [2,3].

Незважаючи на те, що параметричні методи дають кращу роздільну здатність, для їх реалізації потрібні великі обчислювальні ресурси, що ускладнює роботу алгоритмів в реальному масштабі часу. Тому в найближчій перспективі використання спектральних методів є більш прийнятним.

Для оцінки застосування алгоритмів можна змодельовати взаємодію джерел сигналів і даних, прийнятих антеною решіткою. Елемент антенної решітки можна представити у вигляді точкового приймача, розташованого у просторі. Сигнал, що генерується на l -му елементі з L датчиків, можна описати як [2]:

$$x_l = \sum_{i=1}^M S_i(t) \exp(j2\pi f_0(t - \tau_l(\varphi_i, \theta_i))) + n_l(t), \quad (1)$$

де $S_i(t)$ - сигнал від i -го джерела зі всієї множини M джерел, $n_l(t)$ - шум на l -му елементі, $\tau_l(\varphi_i, \theta_i)$ - затримка сигналу i -го джерела на l -му елементі відносно опорного (першого) елемента.

Для простоти будемо розглядати лінійну еквідистантну антенну решітку з L елементів. Така антена може спостерігати сигнал або в азимутальній, або у вертикальній площині. Таким чином, затримка i -го сигналу на l -му елементі представляється у вигляді $\tau_l(\theta_i)$. Тоді рівняння (1) в матричному вигляді для всього масиву датчиків матиме вигляд:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\theta) \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (2)$$

де $\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_M)]$, $(L \times M)$ – матриця напрямку всіх M джерел, $\mathbf{a}(\theta_i) = [a_1(\theta_i), \dots, a_L(\theta_i)]^T$ – вектор-стовпець антенної решітки при прийманні електромагнітної хвилі від ДРВ, що знаходиться на пеленгу θ_i , оператор $[\cdot]^T$ – транспонування матриці, $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_M(t)]^T$, $\mathbf{n}(t)$ – вектор адитивного шуму розмірності L .

Для реалізації променевоутворюючих алгоритмів оцінки кількості і напрямків джерел сигналів необхідно знайти функцію кореляції вхідних сигналів [3]:

$$\mathbf{R} = E \{ \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t) \}, \quad (3)$$

де оператор $[\cdot]^H$ – комплексно-спряжене транспонування матриці, $E \{ \cdot \}$ - оператор математичного очікування між різними елементами, тобто $R_{i,j} = E [x_i(t) x_j^*(t)]$.

При практичному застосуванні алгоритмів пеленгації через неможливість усереднення на нескінченному часовому інтервалі кореляційну матрицю вхідних сигналів замінюють її оцінкою $\hat{\mathbf{R}}$,

яка визначається співвідношенням:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \mathbf{x}(t_k) \mathbf{x}^H(t_k) \quad (4)$$

де $N = \frac{T_{\text{сп}}}{\Delta t}$, – кількість відліків, $T_{\text{сп}}$ – інтервал спостереження; $\Delta t = t_k - t_{k-1}$ – інтервал дискретизації. Оптимальне значення інтервалу дискретизації встановлюється теоремою Котельникова $\Delta t = \frac{1}{2\Delta f}$, де Δf – ширина спектра сигналу.

Таким чином, алгоритм роботи променевоутворюючих методів буде наступним:

1. Знаходимо оцінку коваріаційної матриці вхідних значень:
2. Обчислюємо просторову потужність $P(\theta) = f(\hat{\mathbf{R}}, \mathbf{a}(\theta))$.
3. За максимумами $P(\theta)$ знаходимо кутові напрямки (пеленги) ДРВ $\theta_i, i = 1, \dots, M$.

Кількість максимумів в просторовому спектрі буде відповідати кількості ДРВ. Після побудови пеленгаційного рельєфу і знаходження максимумів визначаються напрямки (кути), що відповідають цим максимумам.

2. Класичний метод формування пеленгаційного рельєфу (метод Бартлетта)

Стандартний (класичний) метод формування променю ДСА – так званий метод Бартлетта. Його суть полягає в скануванні необхідного кутового сектора, а кутовий напрямок з найбільшою потужністю прийому відповідатиме оцінці напрямку приходу корисного сигналу.

При використанні цього методу пеленгування просторовий спектр (у логарифмічній шкалі) формується з використанням виразу (1.13):

$$P(\theta) = 10 \lg \frac{a^H(\theta) \hat{R} a(\theta)}{a^H(\theta) a(\theta)}, \quad (5)$$

де $a(\theta) = \left[1, e^{\frac{j2\pi d}{\lambda} \sin(\theta)}, \dots, e^{\frac{j2\pi d(M-1)}{\lambda} \sin(\theta)} \right]^T$ – керуючий вектор-стовпець антенної решітки при прийманні гармонійної електромагнітної хвилі з плоским фазовим фронтом від джерела радіовипромінювання (ДРВ), що потенційно знаходиться на пеленгу θ в дальній зоні; d – відстань між антенними елементами; λ – довжина робочої хвилі; θ_i – кут приходу i -го джерела сигналу.

Істинною оцінкою напрямку приходу сигналу є кут θ , що відповідає екстремальному (піковому) значенню просторового спектра $P(\theta)$ вихідної потужності антенної решітки.

Як показано у роботі [1], класичний метод формування променю - метод Бартлетта є найпростішим при реалізації на практиці. Проте цей метод має суттєвий недолік - роздільна здатність залежить від ширини основного променю антенної решітки, та при деякому збільшенні кількості елементів АР даний недолік можна зменшити. Відомо, що стандартна ширина променя для лінійної антенної решітки обчислюється за формулою $\Delta\varphi_{СТ} = \frac{2\pi}{L}$, де L - кількість елементів в решітці. Тому сигнали від ДРВ, які віддалені один від одного на кут $\Delta\varphi_{СТ}$ або менший, не будуть у просторовому спектрі визначені як окремі ДРВ, незалежно від якості сигналу. Наприклад, лінійна еквідистантна антенна решітка з кількістю елементів $L = 8$ з відстанню між елементами, рівною половині довжини несучої хвилі, тобто $d = \lambda/2$, має ширину головної пелюстки, рівну $\frac{2\pi}{8} \times \left(\frac{180}{\pi} \right) = 45^\circ$, що означає, що два ДРВ повинні бути рознесені один від одного хоча б на половину ширини ДСА $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2 = 22,5^\circ$.

3. Метод мінімального відхилення (метод Кейпона)

Удосконаленою версією методу Бартлетта є метод Кейпона або метод мінімального відхилення. Цей метод може усунути недолік методу Бартлетта, в якому не вдається розділити сигнали, ДРВ яких знаходяться настільки близько, що перевищують ширину променю ДСА.

За допомогою цього методу напрямок на джерела випромінювання оцінюються за максимумами вихідної функції (пеленгаційним рельєфом). В якості вихідної функції використовується залежність потужності вихідного сигналу антенної решітки від напрямку, на який налаштовується система обробки сигналів. Оцінка потужності одержуваних сигналів виконується по максимуму вихідної величини.

Просторовий спектр за методом Кейпона у логарифмічній шкалі розраховується відповідно до виразу:

$$P_{CAP}(\theta) = 10 \lg \left(\frac{1}{a^H(\theta) \hat{R}^{-1} a(\theta)} \right) \quad (6)$$

Оцінкою істинного напрямку приходу сигналу є кут, який відповідає піковому значенню спектра. У порівнянні зі стандартним методом формування променю метод Кейпона, що характеризується в більшості випадків більш високою роздільною здатністю за кутовою координатою, вимагає лише додаткового знаходження оберненої матриці оціночної кореляційної матриці вхідних сигналів $\hat{R}^{-1}$.

У роботі було відмічено, що метод Кейпона є більш працездатним для оцінки напрямку приходу сигналу у порівнянні з класичним методом формування променю – методом Бартлетта, оскільки кількість елементів АР не є обмежуючим фактором для роздільної здатності.

4. Метод теплового шуму

Визначення спектру за методом теплового шуму можливо розділити на два етапи. На першому етапі за вхідними даними обчислюється оцінка кореляційної матриці $\hat{R}$. На другому

етапі задається деякий початковий опорний напрямок, а отже і початковий вектор $A(\theta)$ і для нього розраховується значення $P(\theta)$. Потім вводиться наступне значення опорного напрямку та обчислення повторюється. Обчислення проводять у всьому можливому діапазоні кутів огляду в окремих досить близько розташованих напрямках. Далі потрібно знайти положення максимумів. Та за положенням максимумів оцінюються кутові координати джерел випромінювання, а за їх числом - кількість джерел випромінювання.

Математичний апарат методу теплового шуму подібний до математичного апарату методу Кейпона, але замість першого степеню зворотної кореляційної матриці використовується її квадрат $\hat{R}^{-2} = \hat{R}^{-1} \hat{R}^{-1}$:

$$P_{TN}(\theta) = 10 \lg \left(\frac{1}{a^H(\theta) \hat{R}^{-2} a(\theta)} \right) \quad (7)$$

Зазвичай, застосування даного методу в ідеальному випадку (без урахування технічних характеристик та похибок апаратури) забезпечує більш високу роздільну здатність, ніж алгоритм Кейпона.

5. Метод Борджотті-Лагунаса

Просторовий спектр за методом Борджотті-Лагунаса у логарифмічній шкалі розраховується відповідно до виразу:

$$P_{BL}(\theta) = P_{TN}(\theta) - P_{CAP}(\theta) \quad (8)$$

де $P_{TN}(\theta)$ – розрахунок пеленгаційного рельєфу за методом теплового шуму (7), $P_{CAP}(\theta)$ - розрахунок пеленгаційного рельєфу за методом Кейпона (6).

6. Алгоритм MUSIC (Multiple Signal Classification)

Найбільш цікавим підпросторовим методом визначення напрямку джерела сигналу є алгоритм MUSIC (Multiple Signal Classification - багатофакторний аналіз сигналу). Слід зазначити, що алгоритм MUSIC відразу розроблявся як алгоритм для оцінки напрямку приходу сигналу для решіток датчиків.

Для випадку некорельованості між ДРВ корисного сигналу та власного шуму в каналах АР, кореляційну матрицю R вхідних сигналів АР можна подати у вигляді:

$$R = E\{x(t)x^H(t)\} = AE\{s(t)s^H(t)\}A^H + E\{n(t)n^H(t)\} = APA^H + \sigma^2 I, \quad (9)$$

де $E\{s(t)s^H(t)\} = P$ - кореляційна матриця ДРВ корисного сигналу, $E\{n(t)n^H(t)\} = \sigma^2 I$ - коваріаційна матриця шуму, яка показує шум з дисперсією σ^2 на всіх елементах антенної решітки. Такий шум зазвичай називається просторовим білим шумом.

Однак деякі шуми можуть бути не просторовими і не білими. Такі шуми потрібно попередньо привести до білого шуму, щоб можна було застосувати для них відповідні алгоритми.

Якщо матриця джерела P вироджена, то сигнали від різних джерел не можуть бути розділені і антенна система не здатна реалізувати ефективну роботу в системі просторового розподілу каналів. У цьому випадку проводиться новий набір даних від сигналів. Коли ж кореляційна матриця P не вироджена, то можливе застосування алгоритмів цифрової обробки.

Для знаходження власних значень матриці R перепишемо (1.9) відповідно до теореми про спектральне розкладання матриці таким чином [8]:

$$R = APA^H + \sigma^2 I = U \Lambda U^H, \quad (10)$$

де U - одинична матриця; $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L\}$ - діагональна матриця з додатними власними значеннями матриці R , визначеними як $\lambda_1 \geq \lambda_2 \dots \lambda_L > 0$ відповідно до рівняння $\det(R - \lambda I) = 0$. Потрібно зазначити, що будь-який вектор, ортогональний A , є власним вектором R з власним значенням σ^2 . Оскільки інші власні значення більші за σ^2 , то можливо відокремити власні вектори зовнішніх сигналів (як корисних так й завадових) від зовнішніх ДРВ і внутрішнього шуму: $\lambda_{M+1} = \dots = \lambda_L = \sigma^2$ - власні значення вектора шуму і $\lambda_1 \geq \lambda_2 \dots \lambda_L > \sigma^2$ -

власні значення вектора сигналів. Таким чином, визначаючи кількість власних значень матриці $\mathbf{A}$, що перевищують значення σ^2 , можна дізнатися кількість ДРВ, сигнали яких діють на АР пеленгатора. На практиці є лише оцінки вхідних даних і умова $\lambda_{M+1} = \dots = \lambda_L = \sigma^2$ виконується не точно, тобто деякі значення можуть бути з відхиленнями. Тому потрібний поріг прийняття рішення. Цей поріг залежить від конструкції антени і максимальної кількості ДРВ, яке може обслуговувати дана система пеленгації. Таким чином, алгоритм виглядає наступним чином:

1. Потрібно знайти оцінку кореляційної матриці вхідних даних згідно виразу (4).
2. Обчислити власні значення оцінки $\hat{\mathbf{R}}$: $\mathbf{A} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L\}$.
3. Після порахувати кількість власних значень, що перевищують значення σ^2 (або значення встановленої границі), це і буде кількість джерел сигналів.

Цей алгоритм визначення кількості джерел є загальним для всіх підпросторових методів визначення кутових напрямків ДРВ цих сигналів.

Поділяючи матрицю $\mathbf{A}$ з рівняння (10) на підматриці з власними значеннями сигналів і шуму, отримаємо:

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_s \mathbf{A}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \mathbf{A}_n \mathbf{U}_n^H, \quad (11)$$

де $\mathbf{A}_n = \sigma^2 \mathbf{I}$, а діагональна матриця $\mathbf{A}_s$ містить M найбільших власних значень матриці $\mathbf{R}$, $\mathbf{U}_s$ – матриця

сигнального підпростору, $\mathbf{U}_n$ – матриця шумового підпростору. Оскільки всі власні вектори шуму ортогональні до $\mathbf{A}$, стовпці $\mathbf{U}_s$ повинні охоплювати діапазон простору $\mathbf{A}$, тоді як $\mathbf{U}_n$ охоплює його ортогональне доповнення (нульовий простір $\mathbf{A}^H$). Оператори проекції на ці підпростори сигналу і шуму визначаються наступним чином [8]:

$$\mathbf{\Pi} = \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H = \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \quad (12)$$

$$\mathbf{\Pi}^\perp = \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H = \mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H = \mathbf{I} - \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H, \quad (13)$$

За умови, що інверсія $(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1}$ у виразі (1.23) існує, матриця $\mathbf{\Pi}$ містить інформацію про можливі кутові напрямки ДРВ сигналів, тоді як $\mathbf{\Pi}^\perp$ – містить інформацію про напрямки, де немає ДРВ сигналів.

Виразимо це в рівнянні:

$$\mathbf{U}_n \mathbf{A}(\theta) = 0 \text{ при } \theta \in \{\theta_1, \dots, \theta_M\} \quad (14)$$

Щоб отримати оцінки кутових напрямків приходу сигналів від ДРВ, будь-який набір з M векторів, що відповідають окремим напрямкам приходу сигналів θ_i , формує лінійно незалежний набір. Якщо $\mathbf{A}(\theta)$ задовольняє цій умові і $\mathbf{P}$ має повний ранг, то $\mathbf{A} \mathbf{P} \mathbf{A}^H$ також має повний ранг. З цього випливає, що $\theta_1, \dots, \theta_M$ є єдиними рішеннями рівняння (14).

На практиці є оцінка кореляційної матриці $\hat{\mathbf{R}}$ і її власні вектори поділяються на шум і корисний сигнал, як в рівнянні (11). Ортогональна проекція в підпростір шуму, що містить інформацію про джерела шумів оцінюється як:

$$\mathbf{\Pi}^\perp = \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \quad (15)$$

Просторовий спектр алгоритму MUSIC визначається рівнянням у логарифмічній шкалі відповідно до виразу :

$$P_M(\theta) = 10 \lg \frac{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{\Pi}^\perp \mathbf{a}(\theta)}, \quad (16)$$

На відміну від метода Бартлетта, алгоритм MUSIC має більш високу роздільну здатність і точність визначення напрямку джерела сигналу.

Алгоритм MUSIC, як і алгоритм Кейпона, застосовується до антенних решіток будь-якої конфігурації, але потенційно перевершує алгоритм Кейпона за роздільною здатністю. Недоліками алгоритму MUSIC є необхідність попередньої оцінки розмірності сигнального (або шумового) підпростору, а також порівняно більша обчислювальна складність.

7. Метод аналізу власних векторів (EV)

Просторовий спектр за методом аналізу власних векторів реалізується у вигляді:

$$P_{EV}(\theta) = 10 \lg \left(\frac{a^H(\theta)}{\Pi^\perp a(\theta)} \right) \quad (17)$$

Результати моделювання пеленгації ДРВ далекої зони

1. Вихідні дані та обмеження

У цьому розділі представлені результати імітаційного моделювання методів оцінки напрямку приходу сигналу та аналіз методу просторової селекції сигналу з використанням антенної решітки в обчислювальному середовищі MathCad. Моделювання проводилося для випадку пеленгації джерел випромінювання в далекій зоні.

Припустимо, що несуча частота сигналу $f_0 = 3$ ГГц. Крім того, припустимо, що антенна решітка оснащена $M = 20$ антенними елементами, кожен з яких приймає електромагнітні хвилі з плоским фазовим фронтом, що надходять від джерел випромінювання далекої хвильової зони.

Для формування пеленгаційного рельєфу використовувалися наступні параметри:

- 1) Сигнал від першого ДРВ – модульоване коливання, тип модуляції - амплітудна, частоти модуляції 10 кГц та 20 кГц.
- 2) Сигнал від другого ДРВ – модульоване коливання, тип модуляції - амплітудна, частоти модуляції 100 кГц та 150 кГц.
- 3) Сигнал від третього ДРВ – модульоване коливання, тип модуляції - амплітудна, частоти модуляції 50 кГц та 75 кГц.
- 4) Частота дискретизації відліків сигналів $f_d = 1.023$ МГц.
- 5) Тривалість інтервалу спостереження $T_{\text{сп}} = 0.25 \times 10^{-5}$ секунд.
- 6) Кількість відліків $N = 5$.

2. Моделювання пеленгації ДРВ далекої зони при застосуванні методу Бартлетта

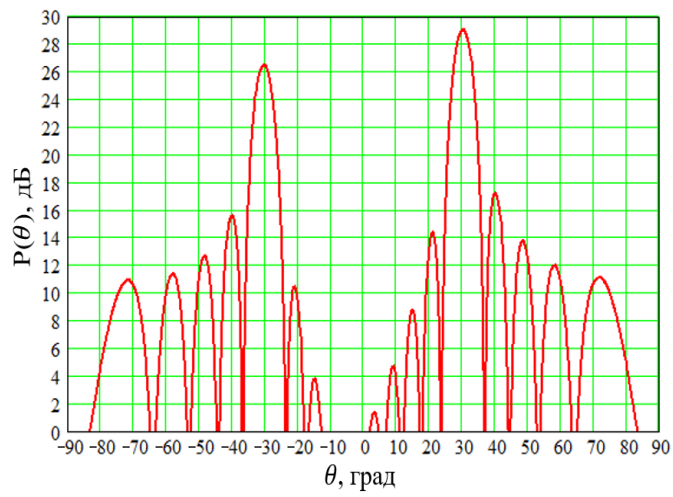
На рис. 6 – рис.7 наведено результати моделювання процесу пеленгування двох та трьох ДРВ з використанням класичного методу (метод Бартлетта). Результати отримані для однакових умов моделювання: напрями приходу сигналів від двох ДРВ: а) 30° і -30° ; б) 3° і -3° ; та напрями приходу сигналів від трьох ДРВ: а) 30° , 0° , -30° ; б) 3° , 0° , -3° .

Аналіз графіків на рис.6 – рис.7 показує, що при одночасному пеленгуванні двох та трьох джерел випромінювання, що знаходяться в далекій зоні, метод Бартлетта не дає можливості просторового розділення сигналів при малому кутовому рознесенні, коли воно менше за ширину діаграми спрямованості АР.

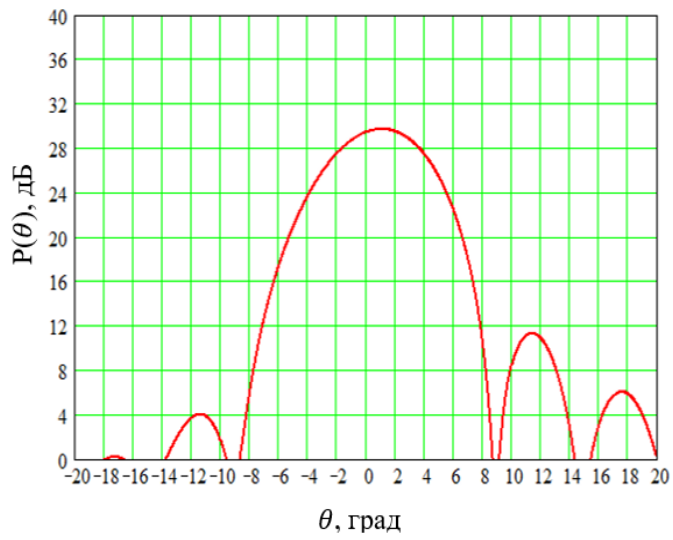
Роздільна здатність за кутом визначається шириною променя антени (ширина променя за рівнем половинної потужності – 3 дБ), яку можна визначити використовуючи критерій Релея:

$$\Delta_R = 57,3^\circ \frac{\lambda}{L} = 6,03^\circ \quad (18)$$

де λ – довжина хвилі, L – розмір розкриву лінійної антенної решітки.

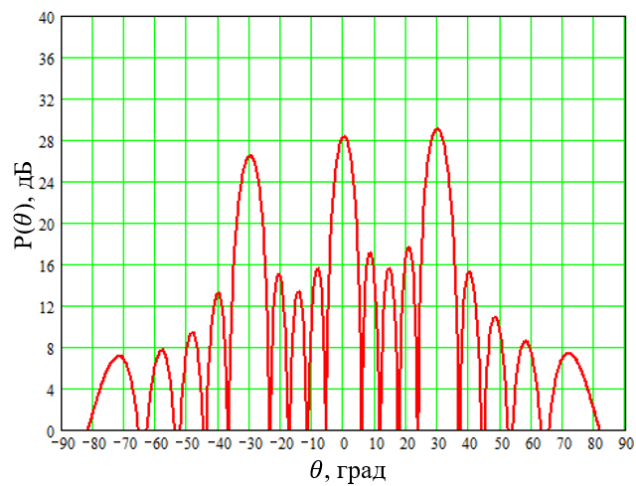


a)

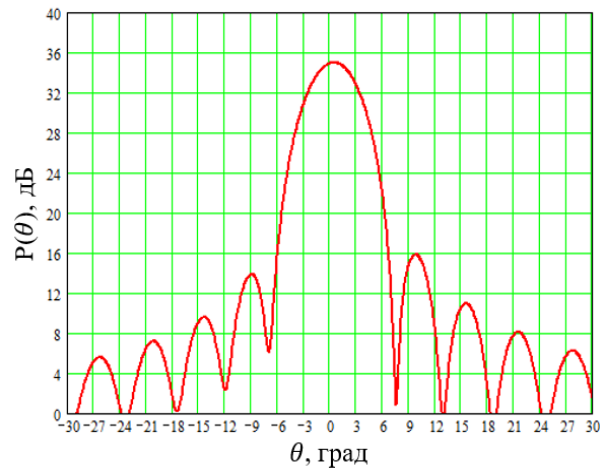


b)

Рис.6 Просторові спектри, отримані за допомогою методу Бартлетта для пеленгів: а) 30° та -30° , б) 3° та -3°



a)



b)

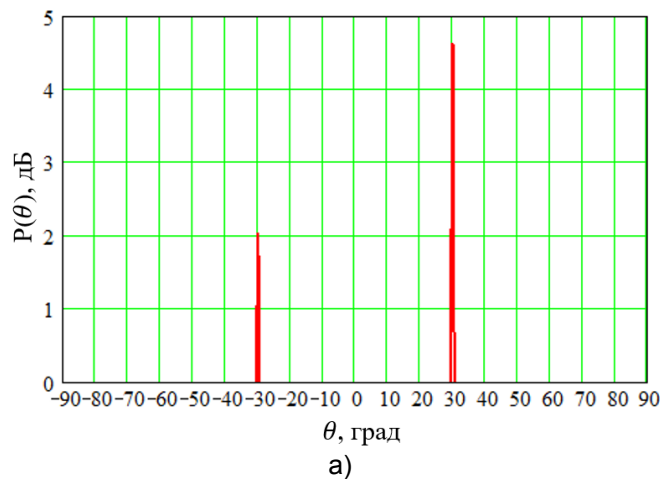
Рис.7 Просторові спектри, отримані за допомогою методу Бартлетта для пеленгів:
а) $30^\circ, 0^\circ, -30^\circ$, б) $3^\circ, 0^\circ, -3^\circ$

:
Тобто джерела радіовипромінювання, що знаходяться на однаковій відстані, можуть бути розрізнені за кутовою координатою, якщо кутова відстань між ними не менше ширини променя антенної решітки.

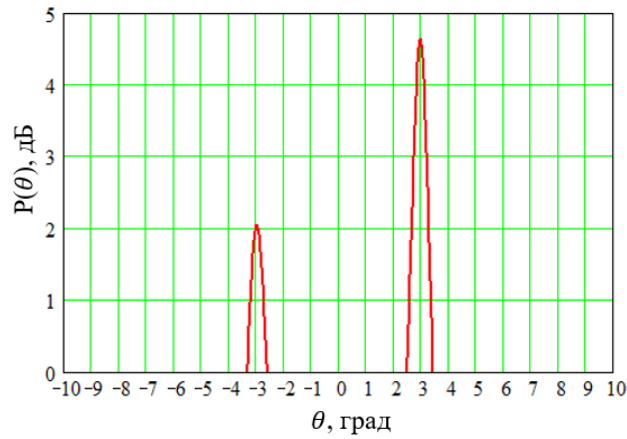
Як можна бачити на графіках рис.6,б – рис.7,б метод Бартлетта не дозволяє подолати цю межу у $\Delta_R = 6,03^\circ$.

3. Моделювання пеленгації ДРВ далекої зони при застосуванні методу Кейпона

На рис.8 – рис.9 наведено результати моделювання з використанням методу Кейпона. Результати отримані для однакових умов моделювання: напрями приходу сигналів від двох ДРВ: а) 30° і -30° ; б) 3° і -3° та напрями приходу сигналів від трьох ДРВ: а) $30^\circ, 0^\circ, -30^\circ$; б) $3^\circ, 0^\circ, -3^\circ$

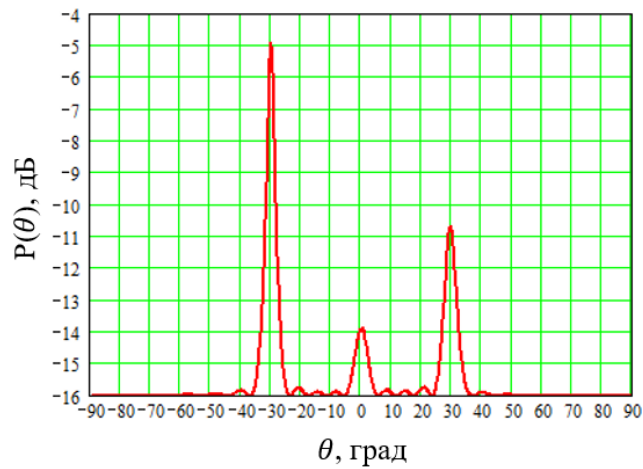


а)

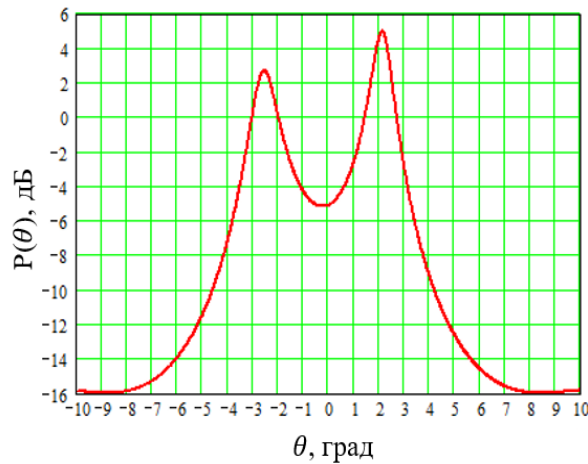


б)

Рис. 8 Просторові спектри, отримані за допомогою методу Кейпона для пеленгів:
а) 30° та -30°, б) 3° та -3°



а)



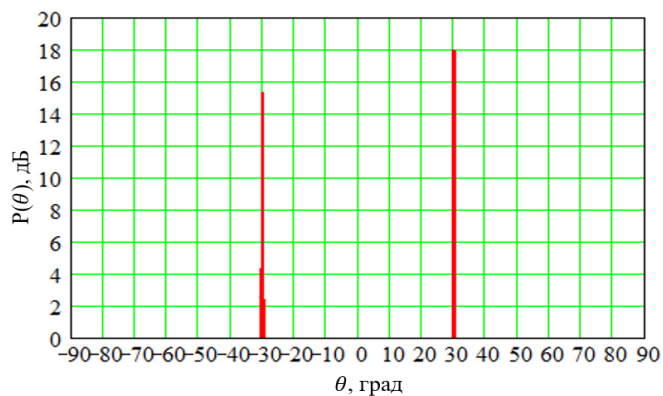
б)

Рис. 9 Просторові спектри, отримані за допомогою методу Кейпона для пеленгів:
а) 30°, 0°, -30°, б) 3°, 0°, -3°

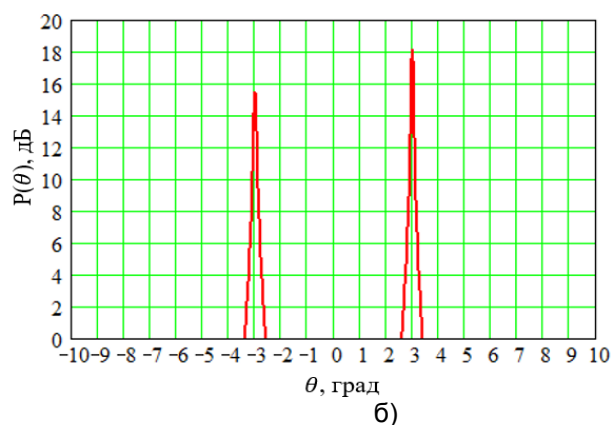
Аналіз графіків на рис.8 – рис.9 показав, що при мінімальному значенні кутового рознесення між джерелами випромінювання, роздільна здатність за методом Кейпона погіршується. Але метод Кейпона має все ж кращу роздільну здатність за кутовою координатою у порівнянні з методом Бартлетта. Також, можна побачити, що при пеленгації двох джерел випромінювання, метод Кейпона дозволяє подолати межу у 6,03°, але при пеленгації вже трьох джерел неможливо визначити точні пеленги.

4. Моделювання пеленгації ДРВ далекої зони при застосуванні методу теплового шуму

На рис.10 – рис.11 наведено результати моделювання з використанням методу теплового шуму. Результати отримані для однакових умов моделювання: напрями приходу сигналів від двох ДРВ: а) 30° і -30° ; б) 3° і -3° та напрями приходу сигналів від трьох ДРВ: а) 30° , 0° , -30° ; б) 3° , 0° , -3° .

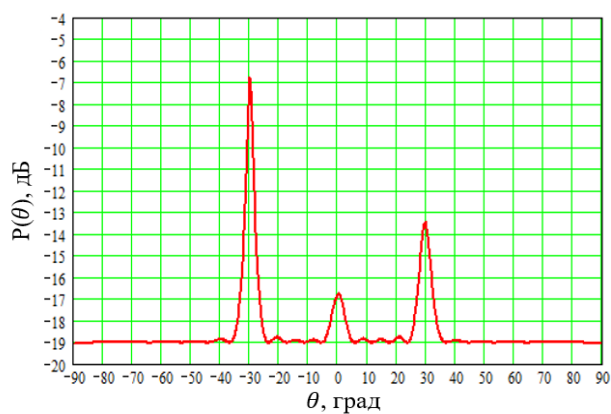


а)

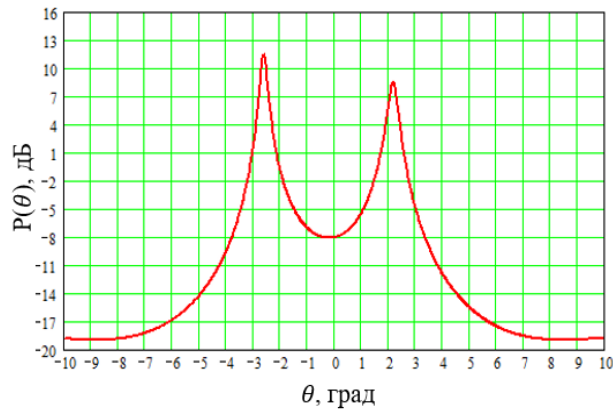


б)

Рис. 10 Просторові спектри, отримані за допомогою методу теплового шуму для пеленгів:
а) 30° та -30° , б) 3° та -3°



а)



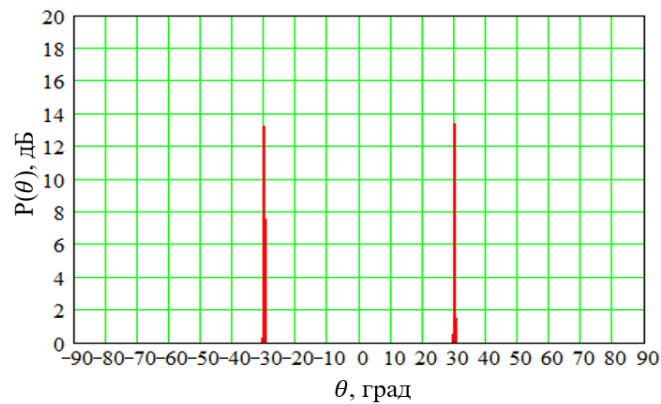
б)

Рис.11 Просторові спектри, отримані за допомогою методу теплового шуму для пеленгів:
а) 30°, 0°, -30°, б) 3°, 0°, -3°

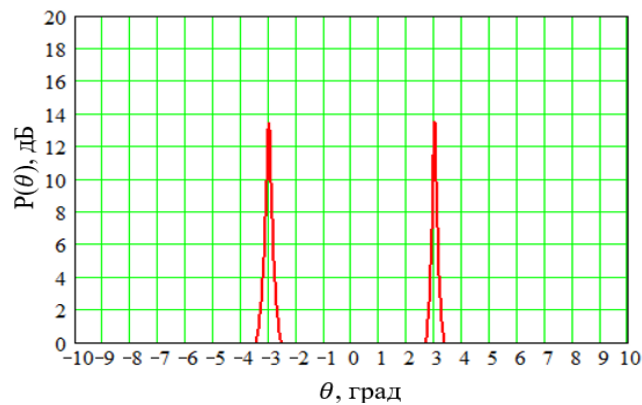
Аналіз графіків на рис.10 – рис.11 показав, що при мінімальному значенні кутового рознесення між джерелами випромінювання, роздільна здатність за методом теплового шуму погіршується. Але метод теплового шуму має все ж кращу роздільну здатність за кутовою координатою для двох ДРВ у порівнянні з методом Кейпона та Бартлетта. Але при пеленгації вже трьох ДРВ, метод теплового шуму не дозволяє визначити точні координати при кутовому рознесенні меншому, ніж за критерієм Релея.

5. Моделювання пеленгації джерел випромінювання далекої зони при застосуванні методу Борджотті-Лагунаса

На рис.12 – рис.13 наведено результати моделювання з використанням методу Борджотті-Лагунаса. Результати отримані для однакових умов моделювання: напрями приходу сигналів від двох ДРВ: а) 30° і -30°; б) 3° і -3° та напрями приходу сигналів від трьох ДРВ: а) 30°, 0°, -30°; б) 3°, 0°, -3°.

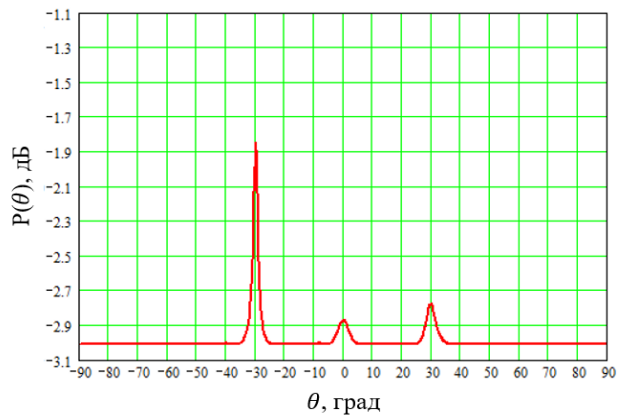


а)

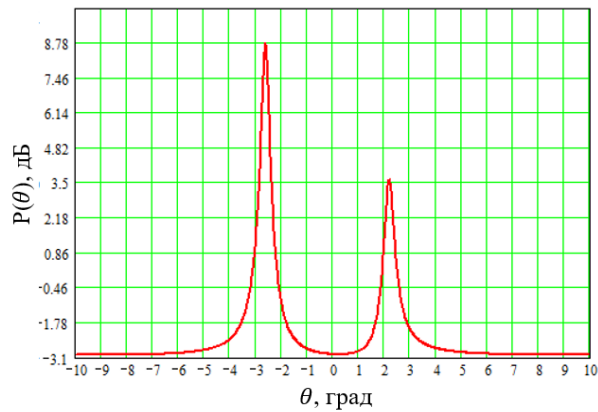


б)

Рис.12 Просторові спектри, отримані за допомогою методу Борджотті-Лагунаса для пеленгів:
а) 30° та -30°, б) 3° та -3°



а)



а)

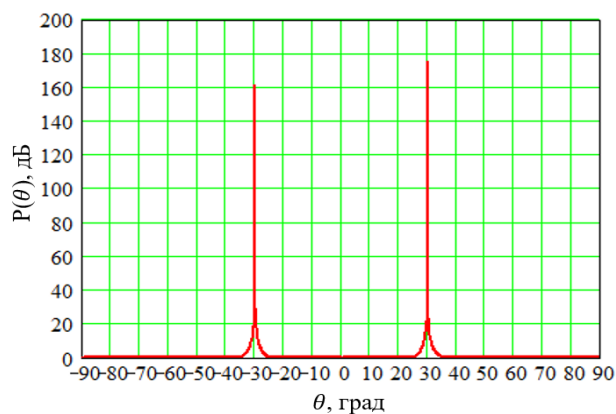
б)

Рис.13 Просторові спектри, отримані за допомогою методу Борджотті-Лагунаса для пеленгів:
а) $30^\circ, 0^\circ, -30^\circ$, б) $3^\circ, 0^\circ, -3^\circ$

Аналіз графіків на рис. 2.8 – 2.9 показав, що при зменшенні кутового рознесення між двома ДРВ, роздільна здатність методу Борджотті-Лагунаса є кращою у порівнянні з методами Кейпона та теплового шуму. Але, як і попередні методи, метод Борджотті-Лагунаса, при пеленгації трьох ДРВ, не дозволяє визначити точні координати при кутовому рознесенні меншому, ніж за критерієм Релея.

6. Моделювання пеленгації джерел випромінювання далекої зони при застосуванні методу MUSIC

На рис. 14 – рис. 15 наведено результати моделювання з використанням алгоритму MUSIC. Результати отримані для однакових умов моделювання: напрями приходу сигналів від двох ДРВ: а) 30° і -30° ; б) 3° і -3° та напрями приходу сигналів від трьох ДРВ: а) $30^\circ, 0^\circ, -30^\circ$; б) $3^\circ, 0^\circ, -3^\circ$.



а)

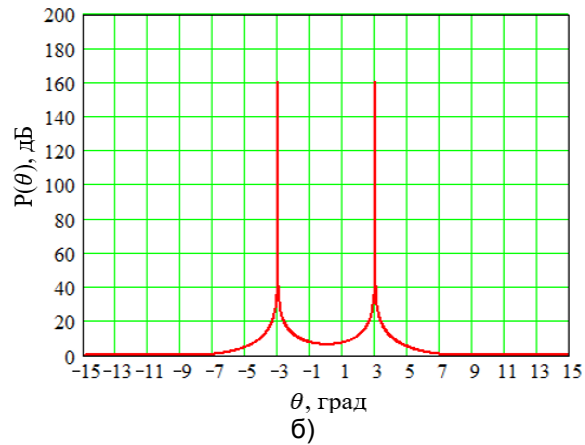


Рис.14 Просторові спектри, отримані за допомогою алгоритму MUSIC для пеленгів:
а) 30° та -30°, б) 3° та -3°

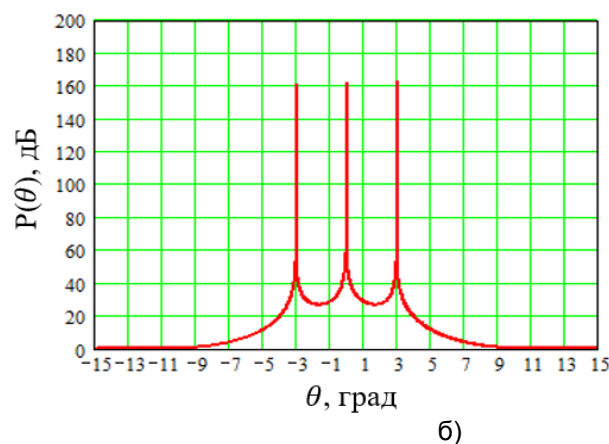
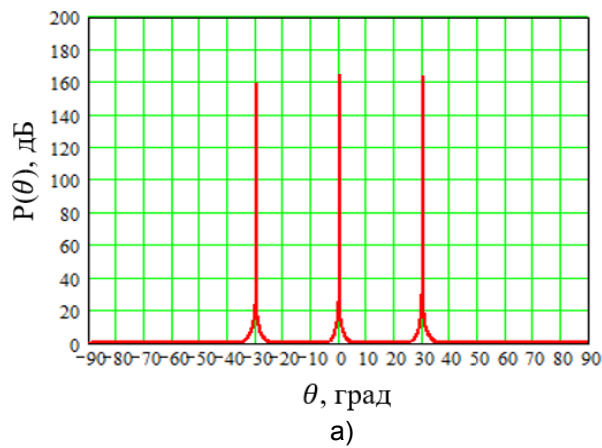


Рис.15 Просторові спектри, отримані за допомогою алгоритму MUSIC для пеленгів:
а) 30°, 0°, -30°, б) 3°, 0°, -3°.

Аналіз графіків на рис.14 – рис.15 показав, що алгоритм MUSIC має досить високу роздільну здатність у порівнянні з попередніми методами при пеленгації двох та трьох джерел радіовипромінювання в дальній зоні. Можна побачити, що при пеленгації декількох джерел радіовипромінювання, алгоритм MUSIC дозволяє подолати межу у 6,03°. Тобто алгоритм MUSIC здатен забезпечити високу роздільну здатність декількох ДРВ навіть при малому кутовому рознесенні.

7. Моделювання пеленгації джерел випромінювання далекої зони при застосуванні методу власного вектору

На рис.16 – рис.17 наведено результати моделювання за методом власного вектору. Результати отримані для однакових умов моделювання: напрями приходу сигналів від двох ДРВ: а) 30° і -30° ; б) 3° і -3° та напрями приходу сигналів від трьох ДРВ: а) 30° , 0° , -30° ; б) 3° , 0° , -3° .

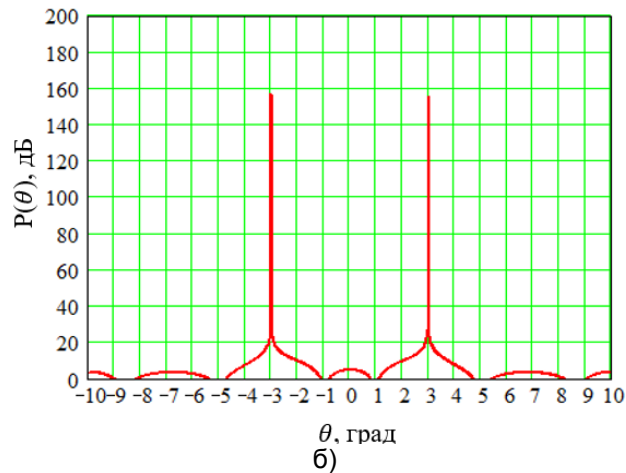
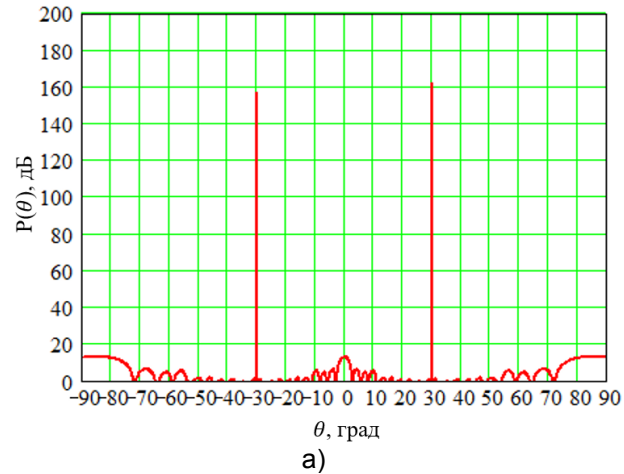
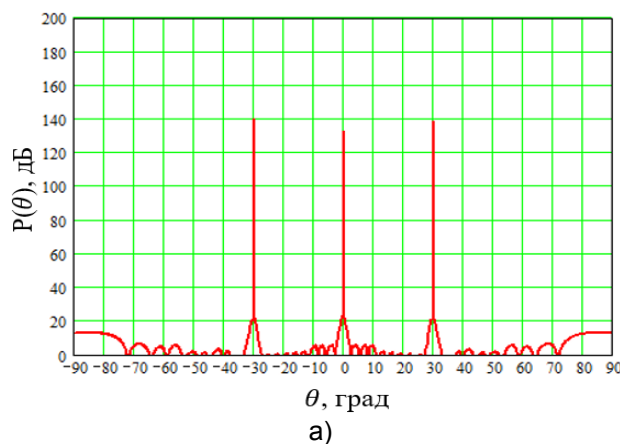


Рис.16 Просторові спектри, отримані за допомогою методу власного вектора для пеленгів:
а) 30° та -30° , б) 3° та -3°

Аналіз графіків на рис.16 – рис.17 показав, що при пеленгації двох та трьох джерел радіовипромінювання в дальній зоні, метод власного вектора має досить високу роздільну здатність, так як і метод MUSIC, але є деякі відмінності у поведінці функції пеленгації між піками.



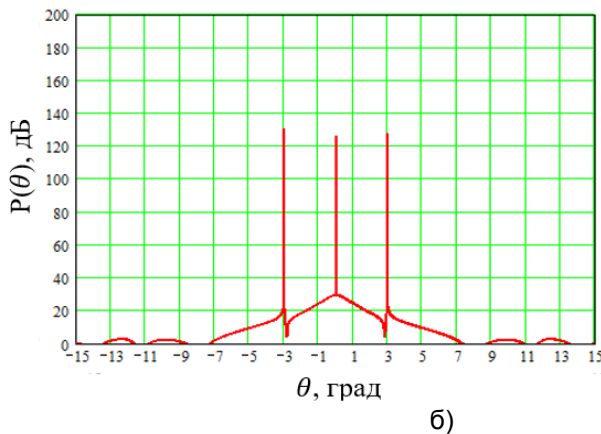


Рис.17 Просторові спектри, отримані за допомогою методу власного вектора для пеленгів:
а) 30°, 0°, -30°, б) 3°, 0°, -3°

Висновки

Огляд літератури показав, що використання АЦАР є актуальним питанням, особливо в системах мобільного зв'язку. Застосування АЦАР разом з розглянутими методами оцінки приходу сигналу дозволить вирішити питання визначення напрямку надходження сигналів від мобільних абонентських станцій, що в свою чергу дозволить збільшити енергетичний потенціал радіолінії, і це дозволить передавати абоненту сигнал з більшою швидкістю.

Застосування адаптивного формування променя антенної решітки на базі SDR технології дозволить формувати більш вузьку діаграму спрямованості, що призводить до зменшення інтерференції, та дає можливість більшій кількості користувачів підключатися до однієї і тієї ж соти одночасно, використовуючи одні й ті ж частоти.

Надалі планується розглянути питання удосконалення методів виявлення джерел випромінювання сигналів, а також оцінки кутових координат при використанні методів пеленгації, та на базі удосконалених методів з використанням SDR технології практично реалізувати пеленгатор.

Результати проведених досліджень показують, що:

1. Метод Бартлетта є найпростішим з погляду його реалізації на практиці для пеленгації декількох джерел радіовипромінювання з використанням антенної решітки, проте він має суттєвий недолік – його просторове кутове розділення обмежене релеївською межею.

2. Метод Кейпона істотно перевищує характеристики методу Бартлетта та дозволяє розділити два джерела радіовипромінювання, кутове рознесення яких менше релеївської межі. Але при пеленгації трьох джерел радіовипромінювання визначити точні пеленги вже не є можливим.

3. Методи теплового шуму та Боржотті-Лагунаса мають набагато кращі характеристики у порівнянні з методом Кейпона. Тобто навіть при мінімальному значенні кутового рознесення між двома джерелами радіовипромінювання ці методи дозволяють визначити пеленги, але вже при пеленгації трьох джерел ці методи не дозволяють подолати релеївську межу.

4. Алгоритми MUSIC та власного вектору мають найкращу роздільну здатність у порівнянні з попередніми методами. Дані алгоритми дозволяють визначати пеленги двох та трьох джерел радіовипромінювання одночасно, при кутовому рознесенні між джерелами радіовипромінювання меншому, ніж ширина променя антенної решітки.

Література

1. Alsaleem N., Moskalets M., Teplytska S. The analysis of methods for determining direction of arrival of signals in problems of space-time access. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. Kharkiv, 2016. Vol.4. No.982. PP.36-44.
2. Lima A.G.M, Menezes L. Smart antennas as an approach to instantaneous air interface with Software-Defined Radios. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2007. Vol.49, No. 3. PP.198-208.
3. Krim H., Viberg M. Two decades of array signal processing research. The parametric approach. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1996. Vol.13. No.4. PP.67-94.
4. Проектирование, оптимизация и моделирование SDR. URL: https://russianelectronics.ru/files/59223/EK2012-02_49-53.pdf
5. Hong K., Baek Ko. Millimeter-Wave 5G Antennas for Smart-Phones: Overview and Experimental Demonstration. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017. Vol. 65. No. 12. PP. 6250-6261.
6. Cameron T. Bits to Beams: RF Technology Evolution for 5G Millimeter Wave Radios. URL: <https://www.analog.com/ru/technical-articles/bits-to-beams-rf-technology-evolution-for-5g-millimeter-wave-radios.html>
7. 3GPP 38.104 technical specification. Base Station (BS) Radio Transmission and Reception (Release 15).

8. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.

References

1. Alsaleem N., Moskalets M., Teplytska S. The analysis of methods for determining direction of arrival of signals in problems of space-time access. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. Kharkiv, 2016. Vol.4. No.982. PP.36-44.
2. Lima A.G.M, Menezes L. Smart antennas as an approach to instantaneous air interface with Software-Defined Radios. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2007. Vol.49, No. 3. PP.198-208.
3. Krim H., Viberg M. Two decades of array signal processing research. The parametric approach. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1996. Vol.13. No.4. PP.67-94.
4. Proektirovanie, optimizaciya i modelirovanie SDR. URL: https://russianelectronics.ru/files/59223/EK2012-02_49-53.pdf
5. Hong K., Baek Ko. Millimeter-Wave 5G Antennas for Smart-Phones: Overview and Experimental Demonstration. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017. Vol. 65. No. 12. PP. 6250-6261.
6. Cameron T. Bits to Beams: RF Technology Evolution for 5G Millimeter Wave Radios. URL: <https://www.analog.com/ru/technical-articles/bits-to-beams-rf-technology-evolution-for-5g-millimeter-wave-radios.html>
7. 3GPP 38.104 technical specification. Base Station (BS) Radio Transmission and Reception (Release 15).
8. Ratynskij M.V. Adaptaciya i sverhrazreshenie v antennyh reshetkah. M.: Radio i svyaz', 2003. 200 s.