

В.В. Ципоренко, к.т.н., доц.**В.Г. Ципоренко, к.т.н., доц.****О.В. Андрєєв, к.т.н., доц.****В.В. Бура, ст. викладач***Державний університет «Житомирська політехніка»***О.Л. Сидорчук, к.т.н., доц.***Житомирський військовий інститут імені С.П. Корольова*

Швидкодійний метод покращення завадозахищеності засобів телекомунікацій

У роботі запропоновано швидкодійний метод покращення завадозахищеності засобів телекомунікацій за рахунок послаблення потужних маскуючих завад в адаптивній антенній решітці з синхронно керованою діаграмою спрямованості антенної решітки. Обґрунтовано принципи синхронного керування діаграмою спрямованості антенної решітки без використання додаткових каналів прийому, розроблено її відповідну математичну модель та виконано аналіз її основних характеристик вибірковості в дискретній та цифровій формах. Проведено дослідження ефективності запропонованого методу синхронного керування діаграмою спрямованості антенної решітки, що показали можливість покращення завадозахищеності прийому радіосигналів до (20–30) дБ при незмінній кількості каналів прийому і незначних часових витратах. Показано, що при однаковому рівні завадозахищеності і часі аналізу запропонований метод, порівняно з відомими паралельними та послідовними методами оцінки напрямку на джерело завади та формування відповідного додаткового нуля діаграми спрямованості, забезпечує суттєве збільшення швидкодії при менших апаратурних витратах.

Ключові слова: просторове фільтрування; синхронне керування діаграмою спрямованості; завадозахищеність; адаптація; антенна решітка.

Актуальність теми. Однією з основних тенденцій розвитку сучасних засобів телекомунікацій є інтенсивне збільшення їх кількості і щільності просторового розподілення, особливо в мегаполісах. У результаті електромагнітна обстановка функціонування засобів телекомунікацій суттєво ускладнюється, що може значно погіршити їх завадозахищеність, особливо при дії потужних маскуючих завад. Ефективним варіантом вирішення проблеми покращення завадозахищеності засобів телекомунікацій є використання адаптивних цифрових антенних решіток (smart-антен). Цифрові антенні решітки на сьогодні широко застосовуються в телекомунікаційних системах, наприклад мобільного наземного зв'язку і передачі даних (5G, 6G), супутникового зв'язку, телевізійного мовлення, системах радіомоніторингу, радіолокації та радіонавігації. Зазвичай цифрові антенні решітки використовують на базових станціях, станціях радіомоніторингу, супутникових та радіолокаційних літакових та наземних комплексах, що зумовлено їх відносно великими габаритами і складністю реалізації. Основною перевагою smart-антен є широкі функціональні можливості, здатність реалізовувати складні форми діаграми спрямованості, в тому числі багатопроменеві ММО, висока завадозахищеність за рахунок можливості реалізації ефективних технологій суттєвого подавлення завад у реальному масштабі часу. Типові варіанти алгоритмів функціонування цифрових антенних решіток (АР) передбачають формування керованих за напрямком (просторовою частотою) нулів і екстремумів в їх діаграмі спрямованості (ДС), що дозволяє суттєво послаблювати рівень завад і відповідно покращувати завадозахищеність прийому корисних випромінювань. Основними недоліками цих алгоритмів є значні апаратурні витрати, що зумовлені використанням додаткових каналів прийому, а також часові витрати, що зумовлені використанням складних трудомістких алгоритмів оброблення випромінювань, що приймаються усіма приймальними радіоканалами з круговою діаграмою спрямованості. При цьому основні нулі діаграми спрямованості цифрової антенної решітки практично не використовуються, що суттєво погіршує її ефективність функціонування. Також можливе використання спеціальних компенсаторів завад, які передбачають застосування додаткових приймальних радіоканалів зі спрямованими антенами. Але в умовах функціонування систем мобільної передачі даних і мегаполісів такі компенсатори малоефективні, або занадто складні та громіздкі. Тому актуальним завданням є розроблення і дослідження швидкодійних методів і алгоритмів, що забезпечують ефективне подавлення завад і підвищення завадозахищеності без використання додаткових приймальних каналів. Перспективним варіантом таких методів є синхронне керування формою діаграми спрямованості цифрової антенної решітки, або спрямованістю їх основних нулів. Суттєвим ресурсом забезпечення швидкодії таких методів є їх здатність адаптивно функціонувати в реальному часі при динамічно змінюваній електромагнітній обстановці без попереднього аналізу й оцінки напрямку на джерела потужних завад.

У статті обґрунтовано принципи побудови антенних решіток із синхронним керуванням їх діаграми спрямованості і швидкодіючий метод адаптивного керування спрямованістю основних нулів їх діаграми спрямованості, що забезпечує суттєве підвищення заводо захищеності прийому корисних випромінювань.

Аналіз останніх досліджень та публікацій, на які спираються автори. У роботі [1] для пеленгації у Х-діапазоні на основі друкованої конфігурації з подвійним шлейфом запропоновано масив багатопортових антен з хвилею, що витікає (LWA). Проаналізовано дальність та чутливість детектора. Масив 3×1 з двопортових LWA, що працюють на частоті 8 ГГц, розглянуто для покриття сектора 40 градусів. Період кожної антени в масиві вибрано таким чином, щоб мати змогу точно оцінити кут AoA приходу сигналу. Представлено повнохвильове моделювання в Ansys HFSS з використанням мікросмушкової LWA на підкладці FR4 для демонстрації можливостей пеленгації. Використано підхід індикатора сили прийнятого сигналу, при якому відносна потужність, виміряна на кожному порту, порівнюється з діаграмами спрямованості кожної антени в масиві для оцінки AoA. Обговорено практичні міркування щодо інтегральних схем джерела збудження та детектора потужності.

У [2] запропоновано та експериментально продемонстровано новий front-end передній блок антени міліметрового діапазону з амплітудним пеленгаторним (DF) керуванням на основі багатопортових LWA-антен. Багатопортова антена реалізована за допомогою масиву з N лінійно поляризованих щілинних антен. Кожна щілинна антена спроектована для створення променя, спрямованого вздовж певного напрямку, використовуючи закон сканування променя LWA. Реалізуючи поступово зміщені кутові промені в просторі шляхом керування геометрією щілин кожної антени, багатопортова LWA-антена охоплює широкий кутовий сектор. За допомогою детального повнохвильового моделювання успішно продемонстровано роботу DF щілинної LWA на кількох прикладах, що включають одиночні та множинні сигнали. Показано, що кут приходу можна визначити, вимірюючи прийняту потужність на кожному з портів та маючи відомі діаграми спрямованості LWA. DF-антена змодельована на частоті 60 ГГц за допомогою десятипортової щілинної антенної решітки та протестована в різних сценаріях вхідного сигналу.

У роботі [3] представлено навчання глибокої нейронної мережі для пеленгації лише за амплітудою. Розглянуто чотири кругові решітки з 3-, 4-, 6- та 8-елементними рівномірно розподіленими монополями. Досліджено вплив центрально розміщеного металевого стовпа на продуктивність решіток у поєднанні з використаним алгоритмом пеленгування. Резонансні решітки на частоті 1 ГГц спочатку проєктуються в Altair FEKO та визначаються напруги, що утворюються на виводах антен від падаючих плоских хвиль. Ці сигнали використовуються для навчання нейронної мережі для амплітудного пеленгування. Найкраща конфігурація, 8-елементна решітка, має середньоквадратичну похибку 1,8 градуса. У той час як 3- та 4-елементні решітки без стовпа показали погані результати, всі інші розглянуті топології дали середню похибку менше 4 градусів. Ці результати збалансовані між вартістю та точністю.

В цілому в [1–3] виконано дослідження методів керування елементами ДС AP на основі модифікації параметрів її антенних елементів і контролю потужності випромінювань, що приймаються. Недоліком робіт [1–3] є відсутність аналізу роботи антенних решіток при дії потужних завад і досліджень щодо їх компенсації шляхом синхронного керування діаграмою спрямованості без задіяння додаткових каналів прийому.

У [4] представлено метод пеленгації за кутами місця та азимуту шляхом введення антени з реконфігурованою діаграмою спрямованості (PRA) у двоелементну решітку. Еквівалентна багатовимірна решітка будується з двоелементної PRA-решітки з перемиканням променів однакового або протилежного напрямку. Кут місця та азимут оцінюються методами часово-модульованої решітки та порівнянням амплітуди відповідно. Тим часом для корекції ефекту конусної помилки порівняння амплітуди побудовано двовимірну таблицю пошуку. Виконано порівняння зі звичайним методом двовимірної пеленгації з двома ортогональними лінійними решітками. У запропонованому методі потрібна лише одна лінійна решітка з мінімум двома елементами. Отже, він має переваги простої структури, компактного розміру та низької вартості. Наведено результати моделювання для перевірки запропонованого методу двовимірної пеленгації, а також побудовано двоелементну PRA-решітку S-діапазону для демонстрації її експериментальної доцільності.

У роботі [5] запропоновано широкосмугову магнітоелектричну (ME) дипольну антену міліметрового діапазону з диференціальним живленням та подвійною поляризацією для бездротового зв'язку п'ятого та шостого поколінь (5G/6G). Завдяки ретельно розробленій схемі диференціального живлення з перехресним перекриттям, розгорнутій у центрі ідеально симетричної антени, ME-диполь може бути ефективно збуджений для досягнення широкосмугової роботи для обох ортогональних поляризацій. Також структури живлення та випромінювання можуть бути розташовані на одному металевому шарі, щоб зменшити висоту профілю, зберігаючи при цьому високу ізоляцію портів. Коли елемент антени збуджується ідеальними диференціальними портами, можна досягти широкої смуги пропускання імпедансу з перекриттям близько 58,3 % (24,2–44,1 ГГц), ізоляції портів вище 30 дБ, стабільності підсилення з піковим підсиленням 7,5 дБі та симетричних діаграм спрямованості з низькими ривнями

перехресної поляризації менше -40 дБ. Спроектовано, виготовлено та виміряно відповідну фазовану АР 1×4 . Експериментально підтверджено широку смугу пропускання активного імпедансу близько 58% ($24,7\text{--}44,8$ ГГц) та характеристики сканування променя антенної решітки. Завдяки широкій смузі пропускання, простій та компактній геометрії, низькому профілю, високій інтеграції, а також легкості виготовлення та мініатюризації, запропонована конструкція антени є перспективною для різноманітних застосувань міліметрових хвиль $5G/6G$.

У [6] запропоновано новий метод азимутального пеленгування з однією антеною та гармонічним аналізом. Використовуючи здатність фазової антени з керуванням променем переконфігурувати як амплітудні, так і фазові діаграми спрямованості, можна встановити однозначне співвідношення між кутами падіння та коефіцієнтом амплітуди, а також різницею фаз прийнятого сигналу у двох робочих станах. Потім фазор, що складається з коефіцієнта амплітуди та різниці фаз, можна отримати простим аналізом гармонік прийнятих сигналів. Отже, пеленгацію можна реалізувати за допомогою методу таблиці пошуку. На відміну від традиційного методу пеленгації з принаймні двома антенами, запропонований метод вимагає лише однієї антени, що зменшує помилки, спричинені електромагнітним зв'язком між антенами. Більше того, порівняно зі звичайним пеленгатором з однією антеною, цей метод усуває необхідність обертання однієї антени, спрощує структуру радіочастотного каналу до одного та зменшує обчислювальну складність. Наведено числові результати для демонстрації ефективності запропонованого методу, а також протестовано азимутальний одноантенний пеленгатор, що працює на частоті $5,87$ ГГц, для перевірки його доцільності.

Загалом у роботах [4–6] запропоновано варіанти антенних решіток з елементами послідовної адаптації їх діаграми спрямованості шляхом перемикання променів при мінімізації апаратних витрат. Однак не розглянуто варіанти реалізації адаптивного керування положенням нулів діаграми спрямованості з метою покращення заводо захищеності прийому корисних випромінювань при дії потужних маскуючих станційних завод.

У роботі [7] досліджується оптимізована геометрія антенної решітки для оцінки напрямку приходу падаючих електромагнітних сигналів з використанням приймальної системи, яка використовує менше приймальних каналів, ніж елементів антени. Для реконструкції відповідної коваріаційної матриці прийнятого сигналу використовуються методи спільної антенної решітчастої системи та просторового згладжування. За допомогою цього підходу з комутацією спільної антенної системи можна знайти напрямки для кількості джерел, що дорівнює навіть кількості каналів приймача. Розглянута 3-канальна приймальна система складається зі спеціально розташованої антенної решітчастої системи, розділеної на 6-елементну рівномірну кругову прототипну решітку, з'єднану через комутатор з одним каналом приймача, та двох безпосередньо підключених опорних елементів антени відповідно. Тут положення опорних елементів оптимізовано для досягнення кращої точності пеленгації. Результати моделювання показали, що оптимізовану геометрію антени для оцінки часового мультиплексування (комутації) можна знайти для вибраного набору напрямків приходу, що підтверджується за допомогою змодельованих вимірювань.

У [8] досліджено один з найбільш точних, але складних кореляційних методів радіопеленгації з використанням алгоритма MUSIC. Критичним для цього методу є характеристика різноманіття антенної решітки. Різноманітність антенної решітки може бути реалізована в будь-якій кількості N -антенних елементів, сконфігурованих по колу або лінійно. Після визначення антенної решітки, кореляційно оцінюється напрямок приходу сигналу. Історично антенні решітки – статично закріплені на борту літаків, кораблів або наземних транспортних засобів. Запропоновано використовувати метод кореляційного пеленгатора з використанням методу MUSIC з динамічно реконфігурованим різноманіттям антенної решітки, оптимізуючи точність та покращуючи частотну характеристику напрямку прибуття. Переваги реконфігурованої АР переважають механічну складність її реалізації. В роботі змодельовано та перевірено точність системи, використовуючи однакову решітку на різних відстанях та частотах.

У роботі [9] для антенних решіток, що застосовуються для одночасної бездротової передачі інформації та енергії (SWIPT), досліджено методи передачі з мінімально можливими втратами потужності. Виконано аналіз методів, що зменшують рівні бічних пелюсток діаграм спрямованості антени. Традиційні методи, як правило, застосовуються лише до решіток з рівномірно розташованими антенами. Одним із можливих способів подолання цієї перешкоди є застосування біоінспірованих алгоритмів. У роботі порівнюються біоінспіровані алгоритми оптимізації рою частинок (PSO) та диференціальної еволюції (DE) та їх варіація навчання на основі опозиції (OBL) з алгоритмами Кайзера, Дольфа – Чебишева та рівномірними вікнами, що класично використовуються для покращення переданої потужності. Аналіз показав значення SLL $-54,92$ дБ та $-44,16$ дБ для решітки з 10 та 16 елементів відповідно. Згідно зі статистичним аналізом, OBL забезпечує найкращі результати. Визначено, що алгоритми PSO та DE були найнадійнішими алгоритмами, причому PSO працює краще для масиву з 16 елементів, тоді як DE працює краще для масиву з 10 елементів.

В цілому в [7, 8] виконано дослідження ефективних методів динамічної адаптації антенних решіток з використанням класичних принципів на основі аналізу кореляційних характеристик випромінювань, що

приймаються, що потребує суттєвих часових і апаратурних витрат. Однак в роботах не розглянуто варіанти методів синхронного керування діаграмою спрямованості антенної решітки і їх використання для швидкодіючої компенсації потужних завад без попередньої їх просторової локації.

У роботі [10] досліджено, що поширення безпілотних літальних апаратів (БПЛА) створило значні проблеми безпеки та спостереження, що зробило необхідним використання високоточних методів пеленгації для ефективного виявлення та відстеження. Представлено новий підхід до пеленгації БПЛА з використанням антенної решітки з 16-ти логарифмічно-періодичних елементів, розробленої для широко смугової роботи та точної оцінки напрямку приходу сигналу. Система використовує радіочастотний перемикач для послідовної вибірки сигналів від кожної пари антен, що зменшує вимоги до апаратного забезпечення. Для досягнення точної оцінки напрямку використовується вдосконалений алгоритм пеленгації, що поєднує концепцію фазового центру та кореляційний інтерферометр. Експериментальні результати демонструють здатність системи точно визначати напрямки БПЛА за різних сценаріїв, підтверджуючи її надійність та застосовність у реальних умовах експлуатації.

У [11] запропоновано детерміністичну процедуру оцінки для багатопортових пеленгаторних антен. Вона базується на параметрі невизначеності пеленга, який описує, наскільки добре розрізняються напрямки приходу та поляризації. Дослідження простої антенної решітки показує, що запропонований параметр надає додаткове розуміння поведінки антенної системи порівняно з ustalеними методами. Більше того, оскільки параметр невизначеності обчислюється з набору полів дальньої зони, він може бути застосований як до портових далеких полів, так і до характеристичних мод. Цей висновок використовується для розробки рекомендацій щодо проектування: починаючи з набору далеких полів, досліджується кутовий розподіл невизначеності, щоб перевірити відсутність неоднозначностей. Порівнюються різні набори далеких полів, а відмінності щодо їхньої поведінки при пеленгації візуалізуються та пояснюються разом з оцінкою поля падаючого випромінювання. Для кількісної оцінки цих відмінностей вводиться ключовий показник ефективності, що підсумовує можливості пеленгації у вибраній кутовій області. Розроблено, виготовлено та виміряно багатомодову багатопортову антену з трьома некорельованими портами.

У роботі [12] представлено просторово обмежену високочастотну (HF) AP на базі платформи з покращеною пропускну здатністю та точністю пеленгації. Оскільки HF діапазон широко використовується в багатьох важливих цивільних та військових застосуваннях, системи пеленгації HF діапазону становлять великий інтерес для радіоелектронної боротьби. Однак через велику довжину хвилі, практичні HF решітки, встановлені на рухомих платформах, як правило, мають електрично малі розміри, що призводить до фундаментальних обмежень щодо пропускну здатності антени та точності пеленгації. Розглянуто чотири конструкції HF решітки, встановлені на репрезентативному пасажирському літаку середнього розміру, що працює на частоті 10 МГц, у симуляції, кожна з яких обмежена віртуальною сферою діаметром 3 м. Виготовлена та охарактеризована масштабована модель однієї конструкції. Оцінено межі Крамера – Рао та результати тестів Монте-Карло. Результати показали, що запропонована решітка матриця може забезпечити на 15 % меншу похибку оцінки напрямку приходу, ніж теоретична межа окремої решітки з таким самим об'ємом і такою ж пропускну здатністю.

У [13] для оцінки напрямку приходу сигналу запропоновано AP UHF діапазону. У традиційних системах пеленгації передбачається, що елементи антени мають ізотропні діаграми спрямованості, а взаємний зв'язок між цими елементами нехтується, що призводить до зниження точності пеленгації. У цій роботі складні діаграми спрямованості з наявністю взаємного зв'язку між елементами антени одночасно розглядаються за допомогою повнохвильового числового моделювання антенної решітки. В алгоритмах пеленгації застосовуються діаграми спрямованості антени, а не спрощені коефіцієнти решітки. Для перевірки ефективності пеленгації антенної решітки UHF діапазону реалізовано як розрахунки меж Крамера – Рао, так і алгоритм множинної класифікації сигналів (MUSIC).

В цілому в [9–13] запропоновано та достатньо проаналізовано методи реалізації антенних решіток, що дозволяють задачі покращувати завадозахищеність прийому і швидкодії. Але вказані завдання вирішуються на основі традиційних методів зменшення рівня бічних пелюсток діаграми спрямованості оптимізації конфігурації розміщення елементів решітки та використання оцінки додаткових параметрів випромінювань. В цілому це призводить до додаткових часових і апаратурних витрат, що суттєво зменшує їх ефективність. При цьому не розглянуті варіанти швидкодіючої синхронної адаптації діаграми спрямованості без додаткових каналів прийому з регулюванням вже сформованих її нулів на дію потужних маскуючих завад, що суттєво погіршують завадозахищеність прийому в умовах динамічної електромагнітної обстановки.

У роботах [14–15] запропоновано та досліджено швидкодіючі методи пеленгування та оцінки ширини спектра випромінювань з використанням цифрових AP з багатопелюстковою ДС і адаптивним обробленням відгуків їх парціальних пелюсток. Завадозахищеність запропонованих методів забезпечується оптимізацією форми вагової функції синтезу і рівня бічних пелюсток. Однак методи адаптації інших параметрів і структури в цілому діаграми спрямованості в роботах не розглянуто, що

обмежує можливість ефективного забезпечення заводозахисності в умовах складної електромагнітної обстановки.

Метою статті є збільшення заводозахисності прийому радіосигналів цифровою антенною решіткою при дії потужних маскуючих завод за умови незмінних апаратурних витрат та незначному часі аналізу. Для цього доцільно використовувати синхронне керування діаграмою спрямованості антенної решітки без залучення додаткових каналів прийому і оцінки напрямку на джерело завади.

Викладення основного матеріалу. Нехай приймається лінійною АР із Z ідентичних приймальних каналів адитивна суміш $S_z(t) = \sum_{l=1}^L S_l(t)$ із L випадкових гаусових квазінеперервних стаціонарних дійсних радіовипромінювань $S_l(t)$ з рівномірним енергетичним спектром $S_l^2(\omega) = \text{const}$. Будемо вважати, що радіовипромінювання формуються точковими ДРВ та приймаються лінійною АР в горизонтальній площині. Приймальні канали лінійної АР мають статистично незалежні власні адитивні стаціонарні нормальні шуми $n_z(t)$ з нульовим математичним очікуванням і однаковою спектральною густиною N потужності в межах їх смуги $\{\omega_L; \omega_H\}$ пропускання.

Власні шуми радіоканалів АР не мають міжканальної кореляції та кореляції з радіовипромінюваннями $S_l(t)$, що приймаються. Також будемо вважати, що ДРВ, випромінювання яких приймаються, знаходяться в дальній зоні, а фазові флуктуації на шляху поширення радіовипромінювань $S_l(t)$ відсутні.

Таким чином, початкові умови досліджень можуть бути представлені таким чином:

$$U_z(t) = \sum_{l=1}^L S_{z,l}(t - \tau_z) + n_z(t), \quad (1)$$

де $U_z(t)$ – суміш сигналів та власного шуму, що приймається z -м приймальним каналом;

$S_{z,l}(t - \tau_z)$ – l -й сигнал, що приймається z -м приймальним каналом АР;

τ_z – затримка сигналу в z -му приймальним каналі відносно першого опорного каналу.

Нехай $\hat{\theta}_l$ напрямком на перше ДРВ корисного сигналу апіорі відомий і збігається з напрямком спрямованості головної пелюстки діаграми спрямованості АР, яка направлена перпендикулярно її апертурі і відповідає нульовій просторовій частоті, а напрямки на інші ДРВ є випадковими з рівномірним розподілом густини імовірності за межами головної пелюстки ДС АР в секторі $\{-90; 90\}$ градусів. Відносно випромінювання першого ДРВ інші $(L-1)$ випромінювання є станційними завадами і їх потужність послаблюється бічними пелюстками діаграми спрямованості АР до заданого необхідного рівня якісного прийому відносно потужності корисного сигналу, співвідношення яких не менше порогового значення відношення сигнал / (завада + шум). При цьому потужність одного l -го випромінювання із $(L-1)$ заводових випромінювань суттєво перевищує потужність корисного сигналу $S_l(t)$, а також суму потужностей інших $(L-2)$ заводових випромінювань і власних шумів Z каналів АР, маскуючи корисний сигнал $S_l(t)$ і зумовлюючи значення відношення сигнал / завада + шум, що нижче порогового.

Будемо вважати, що розподіл густини $p_l(\omega)$ імовірності радіовипромінювань $S_l(t)$ за частотою ω в межах смуги $\{\omega_L; \omega_H\}$ пропускання приймальних каналів АР є рівномірним, тобто $p_l(\omega) = 1/(\omega_H - \omega_L)$. Також рівномірним є розподіл густини $p_l(\omega)$ імовірності радіовипромінювань $S_l(t)$ за напрямком θ в горизонтальній площині. При цьому будемо вважати, що смуги частот $\{\omega_{l,L}; \omega_{l,H}\}$, що займають Фур'є-спектри $S_l(t)$ радіовипромінювань, апіорі відомі.

Будемо також вважати, що кількість L радіовипромінювань $S_l(t)$, що приймаються, може перевищувати кількість Z приймальних каналів лінійної АР. При цьому усі L радіовипромінювань, що приймаються в межах смуги $\{\omega_L; \omega_H\}$ пропускання приймальних каналів, належать різним елементам розрізнення $\Delta_l(\omega_k; \theta_p)$ за часовими k -ми частотами ω_k та p -ми напрямками θ_p :

$$\begin{aligned} S_l(t) &\in \Delta_l(\omega_k; \theta_p); \\ S_{l+i}(t) &\in \Delta_{l+i}(\omega_k; \theta_p); \\ \Delta_l \cap \Delta_{l+i} &= \emptyset \Big|_{i=1, \dots, L-1}. \end{aligned} \quad (2)$$

Для заданих початкових умов (1) та (2) визначимо швидкодіючий спосіб покращення якості прийому радіовипромінювання $S_i(t)$ першого ДРВ без збільшення кількості Z радіоканалів АР. Нехай показником якості прийому радіовипромінювань є відношення сигнал / (шум + завада) яке для заданих умов практично дорівнює значенню відношення сигнал/завада.

Для вирішення поставленого завдання досліджень виконаємо спочатку обґрунтування принципів синхронного керування ДС АР при дії потужних маскуючих завад з метою покращення звадозахищеності прийому корисних радіовипромінювань. Для цього на початку розглянемо принципи реалізації синхронного керування ДС АР з неперервною апертурою прийому. Для цього опишемо функціонування АР і формування її ДС в просторовій та частотній областях визначення таким чином:

$$\begin{cases} S_{вих}(z) = \int_0^z S_{вх}(z) dz \\ S(j\Omega, z) = \frac{2 \sin(\Omega z / 2)}{\Omega} e^{j(\Omega z / 2)} \end{cases}, \quad (3)$$

де $S_{вх}(z)$ – вхідний сигнал АР;

$S_{вих}(z)$ – вихідний сигнал АР;

z – змінна просторового розміщення в межах апертури прийому АР.

Аналіз рівнянь (3) показує, що в просторовій області визначення АР реалізує функціональне перетворення вхідного сигналу у вигляді інтегрального перетворення зі змінною верхньою межею z . У частотній просторовій області визначення ДС формується як еквівалентна передаточна частотна характеристика, що є також функцією просторової змінної z в межах апертури АР довжиною Zd . В загальному випадку для кожного фіксованого значення z просторової змінної $z = z_k$ амплітудно-частотна характеристика просторового фільтра, що відповідає ДС АР, згідно з (3) має такий вигляд:

$$S(\Omega, z_k) = \frac{2 \sin(\Omega z_k / 2)}{\Omega}. \quad (4)$$

Виконаємо аналіз особливостей форми ДС АР згідно з рівняння (4). Функція $S(\Omega, z_k)$ має масив нулів в точках $\Omega_0 = \frac{2\pi}{z_k} m$, при $m = \pm 1, \pm 2, \dots$ (рис. 1).

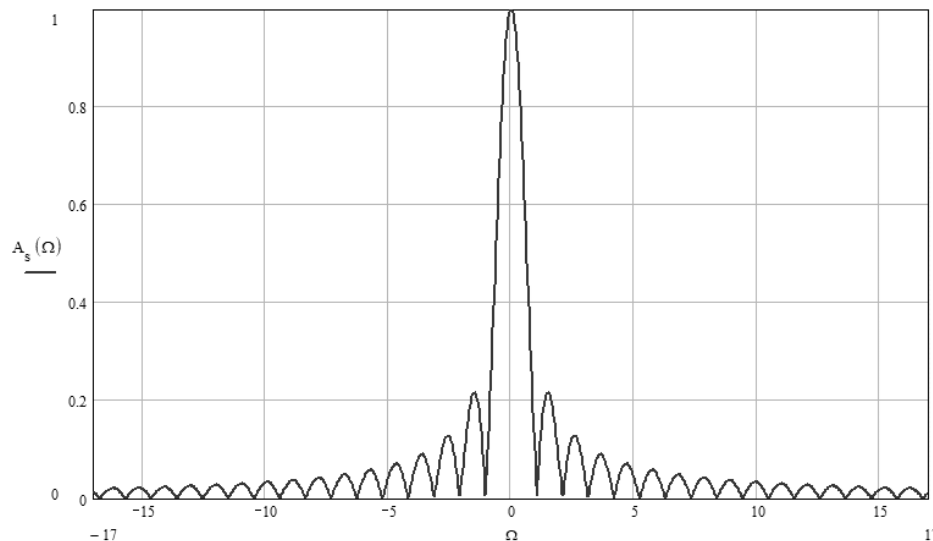


Рис. 1. Діаграма спрямованості антенної решітки з прямокутною ваговою функцією

В цілому при керуванні розміром задіяної апертури Z АР положення усіх нулів і максимумів функції ДС АР змінюється одночасно і злагоджено, тобто синхронно, а $S(\Omega, z_k)$ (4) і є функцією просторової змінної z :

$$\Omega_{0m}(z) = \frac{2\pi}{zd} m, \quad (5)$$

де m – номер нуля функції ДС АР.

Таким чином керована по змінній z ДС АР з комплексною частотною характеристикою (КЧХ) $S(\Omega, z_k)$ є таким просторовим фільтром, у якого КЧХ постійно може трансформуватися в просторі впродовж процесу прийому і перетворення вхідного сигналу, тобто може бути керовано-динамічною з синхронно керованими усіма екстремальними точками, тобто нулями і локальними максимумами.

Описана синхронно керована ДС АР є також лінійним просторовим фільтром нижніх частот з еквівалентною шумовою смугою пропускання, рівною $\Delta\Omega_{eui} = 2\pi / zd$.

При надходженні на вхід АР з синхронно керованою ДС адитивної суміші $S_{ex}(t) = S_k(t) + S_{ui}(t)$ на її виході відповідний відгук буде складатися також з двох доданків відповідно:

$$S_{eux}(t) = S_{eukx}(t) + S_{euix}(t), \quad (6)$$

де $S_{eukx}(t)$, $S_{euix}(t)$ – відповідно складові відгуку на корисний сигнал, заваду і шум, миттєві амплітуди корисного вихідного сигналу і шуму.

Своєю чергою складові відгуку дорівнюють:

$$\begin{cases} S_{eukx}(t) = \frac{A \sin(\pi\Omega_s t)}{2\pi\Omega_s}, \\ S_{euix}(t) = \sqrt{N_0 \Delta\Omega_{eui}} = \sqrt{(2\pi / zd)N_0} \end{cases}, \quad (7)$$

де $\overline{S_{euix}(t)}$ – миттєве середньоквадратичне відхилення вихідного шуму.

Для покращення завадозахищеності прийому корисних радіовипромінювань $S_k(t)$, що приймаються в межах головної пелюстки ДС АР, необхідно виконати аналіз відгуку АР і визначити таке значення просторової змінної Z , за якого співпаде один з нулів ДС АР (першого нуля ДС $S(\Omega, z_k)$) з просторовою частотою маскуючої завади. Для цього, наприклад, доцільно визначити значення Z , за умови, коли величина відгуку на виході АР буде мінімальна [15]:

$$S_{eux}(z_m) = \min \{S_{eukx}(z)\}, \text{ при } z \in \left\{0, \frac{3}{2}(1/\Omega_s)\right\}. \quad (8)$$

Просторова частота Ω_3 завади при цьому не визначається, що мінімізує часові витрати і не використовуються додаткові канали прийому АР, що мінімізує апаратні витрати.

$$\hat{\Omega}_3 = 1 / z_m d, \quad (9)$$

де $\hat{\Omega}_3$ – оцінка просторової частоти завади.

За інтервал просторового аналізу $\{0, Z_a\}$ перший нуль ДС АР послідовно проходить всі просторові частоти в смузі $\{2\pi / Z_a; \infty\}$, а усі інші нулі покроково зміщуються, перекриваючи усю смугу значень можливих просторових частот завади $\{1/2Z_a; \infty\}$. Таким чином, фіксуючи подію формування локального мінімуму відгуку АР, визначається момент максимального рівня селекції маскуючої завади на її виході і максимальне значення відношення сигнал / завада, тобто мінімум рівня завадової складової $S_{eukx}(z_m) = 0$ відгуку, тим самим визначаючи момент збігу просторової частоти Ω_3 завади з миттєвим розміщенням одного з нулів ДС АР: $\Omega_3 = \Omega_n(z)$.

В загальному випадку рівень подавлення маскуючої завади і максимальне значення відношення сигнал / завада запропонованим методом залежить від рівня шумової складової відгуку АР та похибки суміщення z_m нуля ДС АР з частотою маскуючої завади. Своєю чергою час аналізу і адаптації АР з синхронно керованою ДС Z_a , необхідний для максимізації завадозахищеності прийому АР, залежить від значення Ω_s і знаходиться в межах $Z_a \in \{2\pi / \Omega_o; 2\pi / \Omega_n\}$.

Виконаємо аналіз оцінки похибки суміщення компенсуючого нуля ДС АР з просторовою частотою Ω_3 маскуючої завади, що своєю чергою визначає ефективність її селекції і досяжного рівня завадозахищеності прийому. При необмеженій кількості паралельних частотних каналів дисперсія похибки компенсації σ_f^2 паралельного аналізатора залежить від співвідношення сигнал / шум і визначається відомими методами [14]:

$$\sigma_f^2 = \sigma_{fu}^2, \quad (10)$$

де σ_{fu}^2 – складова похибки суміщення частоти, яка визначається наявністю шуму.

Коли кількість частотних каналів обмежена, а ширина кожного вибрана за відомими співвідношеннями [15] і забезпечує необхідну достовірність вимірювань, похибка суміщення частоти дорівнює:

$$\sigma_f^2 = \sigma_{fu}^2 + \sigma_{fd}^2, \quad (11)$$

де σ_{fd}^2 – складова похибки суміщення частоти, що визначається кількістю частотних каналів і їх шириною, тобто дискретністю формування частоти нулів ДС АР.

При рівноімовірному розподілі частоти Ω_s завади в межах смуги аналізу маємо: $\sigma_{fd}^2 = \Delta\Omega^2 / 12$, де $\Delta\Omega$ – ширина частотного просторового каналу.

При великому співвідношенні сигнал / шум $g \gg 1$ похибка суміщення частоти в паралельному аналізаторі визначається в основному складовою σ_{fd}^2 .

На противагу аналіз співвідношень (10) і (11) показує, що при максимізації завадозахищеності прийому АР запропонованим способом похибка суміщення частоти σ_{fd}^2 практично залежить тільки від співвідношення сигнал / шум і збігається з похибкою (10) за умови $\Omega_s = 2\pi / Z_a d$:

$$\sigma_{fd}^2 = \sigma_{fu}^2 = \sigma_f^2.$$

Для інших просторових частот $\Omega_s = 2\pi / Z_a d$ похибка, враховуючи (11), буде більшою, але не перевищує за модулем половини ширини поточного значення просторового каналу. При обмеженій ширині смуги аналізу частоти $\{\Omega_n; \Omega_e\}$, що є типовим випадком для задач радіотехніки, відхилення похибки суміщення частоти від мінімального значення буде незначним і становить (1÷6) дБ. При зростанні співвідношення сигнал / шум похибка суміщення частоти по запропонованому методу буде обернено пропорційно зменшуватися, тим самим забезпечуючи значний вигравш по точності порівняно з паралельним аналізом при обмеженій кількості каналів Z прийому.

По апаратурним витратам розглянутий метод компенсації маскуючої завади на основі синхронного керування ДС АР має значні переваги перед паралельним аналізом, оскільки в першому випадку використовується один вузол-фільтр, а в другому – гребінка фільтрів, кількість яких може сягати більше 10^3 [14].

Синхронне керування ДС АР і покращення завадозахищеності прийому може бути ефективно реалізоване в дискретній і цифровій формах.

При дискретній обробці використовуються просторово дискретні канали прийому в межах апертури АР, тобто вхідний сигнал $S_{ex}(z)$ перетворюється з необхідною частотою дискретизації $F_o = 1/d$ [5] в послідовність дискретних відліків $S_{ex}(n)$:

$$S_{ex}(n) = A \cos(2\pi\Omega_s T_o n + \varphi_s) + S_u(n), \quad (12)$$

де $T_o = 1/F_o$ – період дискретизації;

$n = 0, 1, 2, \dots$ – номер відліку.

Дискретний варіант формування ДС АР в просторовій області визначення описується рівнянням:

$$S_{eux}(m) = \sum_{n=1}^m S_{ex}(n), \quad (13)$$

де m – кількість прийнятих відліків з відповідних каналів прийому.

У частотній просторовій області визначення комплексна характеристика ДС АР в межах смуги $\{0, Z/2\}$ при прямокутній формі вагової функції $W(z)$ описується рівнянням:

$$S(j\Omega, n) = \frac{2 \sin(\Omega Z n)}{\Omega} e^{j\left(\frac{\Omega Z n}{2}\right)}. \quad (14)$$

Під час використання інших видів вагової функції $W(z)$ комплексна характеристика ДС АР в межах смуги $\{0, Z/2\}$ описується зваженою сумою діаграм по рівнянню (14) [14].

Аналіз рівнянь (13) і (14) показує, що ДС АР є дискретною функцією двох чинників: кількості радіоканалів Z і просторового кроку d . При зміні кроку d АР форма її ДС не змінюється, кількість

пелюсток і нулів ДС також залишаються незмінним, а змінюються тільки діапазон $1/d$ просторових частот, ширина головної та бічних пелюсток, а також положення (просторові частоти) їх нулів і максимумів. При зміні кількості задіяних радіоканалів Z форма ДС АР також залишається незмінною, але її структура змінюється, а саме змінюються кількість бічних пелюсток їх ширина і розміщення (просторові частоти) їх нулів і максимумів. Таким чином, регулювання кількості радіоканалів Z або кроку d АР дає можливість дискретно регулювати і керувати положенням одночасно усіх власних нулів ДС на осі просторових частот.

Частота завади визначається таким чином:

$$\Omega_s = \frac{2\pi F_d}{m_0 + 1}, \quad (15)$$

де m_0 – номер відліку, на якому відгук АР $S_{\text{вих}}(m)$ прийме мінімальне значення:

$$S_{\text{вих}}(m_0) = \min \{S_{\text{вих}}(m)\}.$$

Дискретність зміни положення нулів $S(j\Omega, n)$ зумовлює формування додаткової складової похибки вимірювання частоти порівняно з аналоговим варіантом (8):

$$\sigma_f^2 = \sigma_{fu}^2 + \sigma_{fd}^2, \quad (16)$$

де σ_{fd}^2 – дисперсія похибки дискретизації під час використання дискретної форми синтезу ДС АР.

Абсолютне значення δf_d і дисперсія σ_{fd}^2 похибки дискретизації дорівнюють відповідно:

$$\begin{cases} \delta f_d \leq \frac{2\pi F_d}{2(m_0 - 1)m_0} \\ \sigma_{fd}^2 = \frac{\pi^2 F_d^2}{3m_0^2(m_0 - 1)^2} \end{cases}. \quad (17)$$

Аналіз рівнянь (17) показує, що абсолютна похибка дискретизації і її дисперсія є функціями Z величини апертури АР типу $1/z^2$ і $1/z^4$ відповідно.

Величина і характер залежності від змінної Z шумової складової при дискретному аналізі такі ж, як і при аналоговій обробці.

Під час реалізації синхронного керування ДС АР у цифровій формі доцільно використовувати співвідношення (12)–(17), тому що основним процесом формування ДС АР залишається просторова дискретизація з кроком d . Цифровий синтез ДС здійснюється в загальному випадку з використанням швидкодіючого алгоритму ШПФ або ДПФ таким чином [13]:

$$U_{k,l}(j\Omega_p) = \sum_{z=0}^{Z-1} U_{z,l}(j\omega_k) \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) \cdot W(z), \quad (18)$$

де $U_{k,l}(j\Omega_p)$ – комплексний просторовий спектр для k -ї складової часового спектра $U_{z,l}(j\omega_k)$ прийнятої суміші $U_z(t)$ з L радіовипромінювань;

$\Omega_p = 2\pi \cdot p/d \cdot Z$ – значення просторової частоти, що визначає напрямок p -ї пелюстки багатопелюсткової ДС, $p = 0, 1, \dots, Z-1$;

d – відстань між елементами АР (її просторовий крок);

$W(z)$ – вагова функція просторового спектрального аналізу, що визначає форму пелюстки ДС.

Аналіз рівняння (18) показує, що синтезована ДС АР є багатопелюстковою і містить одну або декілька головних пелюсток, а також сукупність бічних пелюсток. Головні і бічні пелюстки ДС еквівалентні дії паралельного набору просторових узгоджених фільтрів для гармонічних просторових сигналів з можливістю селекції завад. Рівень відношення і форма бічних пелюсток ДС цифрової АР суттєво визначається видом $W(z)$ – вагової функція просторового спектрального аналізу, яка визначає також ширину і форму головної пелюстки ДС.

Епюри, що пояснюють особливість форми ДС АР і формування сигнальної $\{U_{k,l}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l}; p_{H,l}]}$ та двох маскуючих завадових груп $\{U_{k,l-1}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l-1}; p_{H,l-1}]}$ та $\{U_{k,l+1}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l+1}; p_{H,l+1}]}$, представлені на рисунку 2 [14].

Аналогічним чином формуються і завадові групи $\{U_{k,l-1}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l-1}; p_{H,l-1}]}$ та $\{U_{k,l+1}(j\Omega_p)\}_{p \in [p_{L,l+1}; p_{H,l+1}]}$ на виході багатопелюсткової ДС на дію на її виході відповідних завадових радіовипромінювань $S_{l-1}(t)$ та $S_{l+1}(t)$.

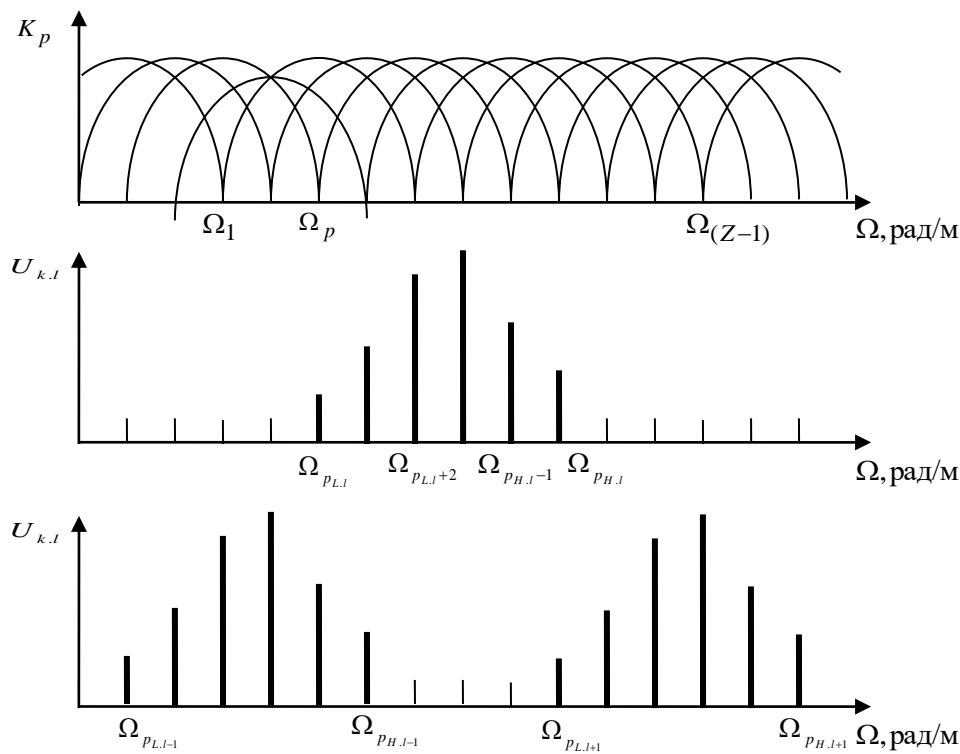


Рис. 2. Епюри формування діаграми спрямованості АР та формування сигнальної та завадових груп

Відмінність цифрової від дискретної обробки полягає в тому, що шумова складова похибки суміщення і селекції буде залежати вже не тільки від змінної Z і рівня вхідного шуму N_0 , а також від розрядності і величини кроку квантування аналого-цифрового перетворення вхідного сигналу $S_{ex}(t)$. За рахунок похибок аналого-цифрового перетворення та виконання операцій обробки вхідного сигналу по алгоритму ШПФ на виході фільтра головної пелюстки ДС АР буде присутня додаткова адитивна шумова складова похибки за властивостями, аналогічними складовій від вхідного шуму [6].

Величина дисперсії шумової складової $\sigma_{f_{шум}}^2$ при цифровій реалізації пропорційна за інших сталих умов ширині еквівалентної шумової смуги головної пелюстки ДС АР:

$$\sigma_{f_{шум}}^2 = \frac{F_{\Delta}}{m} (N_0 + N_{кв}), \quad (19)$$

де $N_{кв}$ – одностороння спектральна щільність шумів аналого-цифрового перетворення та похибки квантування по рівню, перерахована на вхід пристрою.

Практично сучасна елементна база забезпечує умови $N_{кв} \leq N_0$, тому практично під час розрахунків дискретні і цифрові аналізатори можуть визначатися за однаковими співвідношеннями.

Порівняємо запропонований метод синхронного керування ДС АР з паралельним синтезом багатопелюсткової ДС АР за умови обмеженої кількості каналів, використовуючи співвідношення (11) та (17), та за умови однаковості часу аналізу. В цьому випадку будемо вважати, що еквівалентні шумові смуги паралельного методу і методу синхронного керування ДС АР однакові.

При малих співвідношеннях сигнал / шум похибка дискретного або цифрового ДЧХ-аналізатора практично близька до похибки при аналоговій обробці.

При великому співвідношенні сигнал / шум $g \gg 1$ похибка вимірювання суміщення буде визначатися складовою дискретизації $\sigma_{f_{\text{до}}}^2$ та $\sigma_{f_{\text{до}}}^2$. Порівнюючи рівняння (9) та (15), видно, що похибка суміщення при запропонованому методі в $1/m_0^2$ рази менша, ніж під час використання відомого паралельного методу.

Для практичних значень $m_0 = 10^2 \div 10^4$ вигрощ у точності суміщення і компенсації може становити більше як два порядки.

Необхідно зауважити, що на відміну від паралельних методів формування ДС АР і компенсації завад, особливо цифрових, запропонований метод забезпечує також можливість мінімізувати час реакції АР, тобто забезпечити $T_p = T_a$. Це обумовлено тим, що прийом, селекція і аналіз вхідного сигналу і завад можуть виконуватися в темпі приймання відліків сигналу $S_{\text{ex}}(n)$.

Аналіз необхідних апаратних витрат показує безперечні переваги використання дискретної чи цифрової форми реалізації запропонованого методу порівняно з відомими паралельними аналізаторами [7, 15].

Виконано дослідження основних характеристик запропонованого методу синхронного керування ДС АР з використанням імітаційних моделей АР.

На рисунку 3 наведено залежності відношення сигнал / завада під час використання паралельного (ряд 1) і запропонованого (ряд 2) методів формування і керування ДС АР від просторової частоти корисного сигналу і відповідного спрямування головної пелюстки ДС АР. Дослідження проводилися для таких умов: відношення сигнал / завада на вході АР -40 дБ, кількість каналів прийому АР $Z = 32$, просторова частота завади $\Omega_z = 3\pi \cdot d \cdot Z = 2,5 \text{ рад/м}$, вид вагової функції синтезу ДС – прямокутна, кількість каналів АР для режиму адаптивного прийому запропонованим методом $Z = 21$, відстань між елементами АР $d = 0,03125$ м.

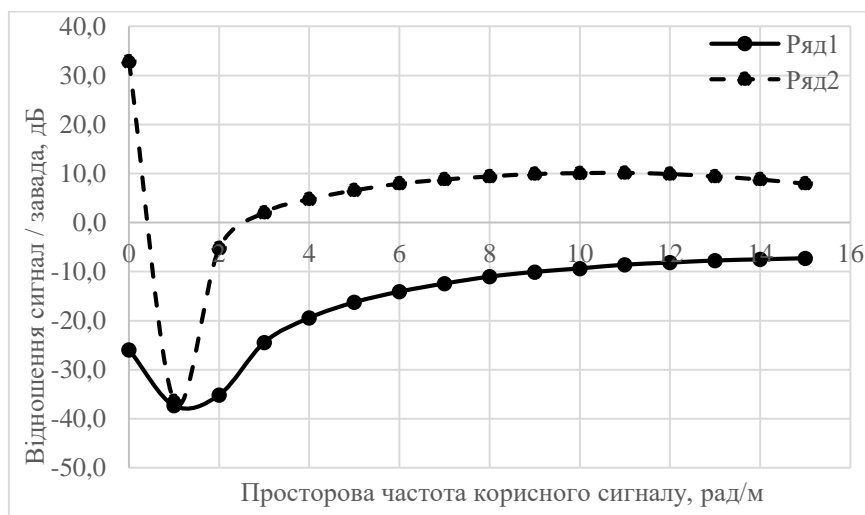


Рис. 3. Залежність відношення сигнал / завада від напрямку на джерело корисного сигналу при прямокутній ваговій функції

Аналіз залежності відношення сигнал / завада для відомого методу показує, що при дії маскуючої завади на усіх можливих напрямках головної пелюстки АР потужність завади перевищує потужність корисного сигналу в межах (8; 38) дБ. При застосуванні запропонованого методу синхронного керування ДС (ряд 2) відношення сигнал / завада суттєво збільшується на величину в межах (16–61) дБ, що підтверджує його ефективність. Покращення відношення сигнал / завада реалізовано одночасно для усіх можливих напрямків головної пелюстки АР, що підтверджує можливість ефективного синхронного керування ДС. Однак на частоті завадового випромінювання запропонований метод вигрощу по завадозахищеності не забезпечив, що вимагає його подальшого удосконалення.

На рисунку 4 наведено аналогічні (рис. 3) залежності під час використання паралельного (ряд 1) і запропонованого (ряд 2) методів формування і керування ДС АР, але для умови використання вагової функції синтезу ДС Ханна [14] і значення частоти завади $\Omega_z = 8\pi / 3dZ$. Відстань між елементами АР $d = 0,03125$ м.

Основний характер залежностей для вагової функції Ханна аналогічний випадку використання прямокутної вагової функції. Запропонований метод забезпечує вигрощ по відношенню сигнал / завада на 20–25 дБ, що підтверджує його ефективність під час застосування складних багатоланкових вагових

функцій з підвищеною завадозахищеністю. Особливістю застосування вагової функції Ханна є можливість абсолютного покращення відношення сигнал / завада до 32 дБ за рахунок зменшення рівня бічних пелюсток ДС АР.

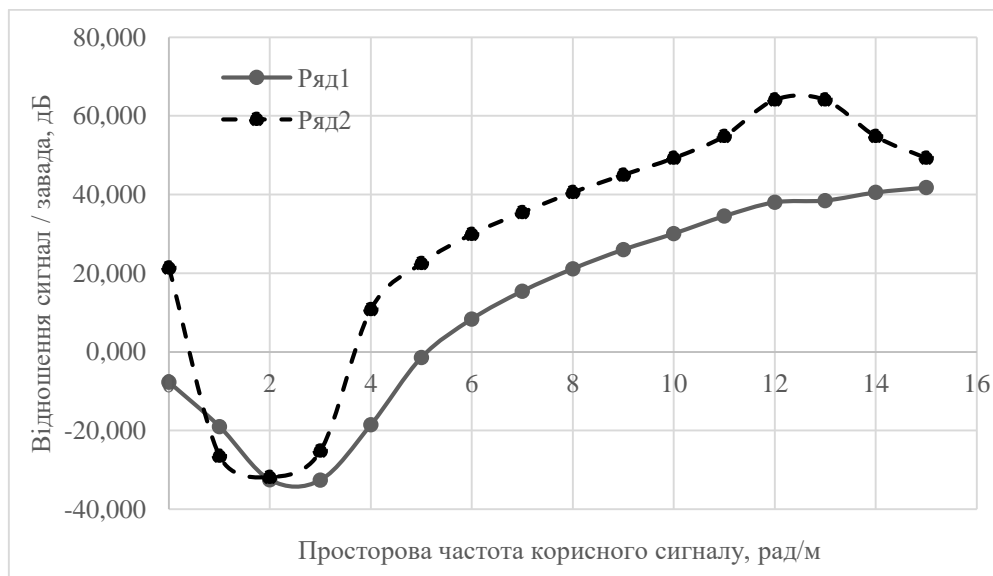


Рис. 4. Залежність відношення сигнал / завада від напрямку на джерело корисного сигналу при ваговій функції Ханна

На рисунку 5 наведено залежність відношення сигнал / завада в межах головної пелюстки ДС АР залежно від кількості Z задіяних каналів АР у процесі адаптації. Умови проведення дослідження: кількість каналів прийому АР $Z = 32$, вид вагової функції синтезу ДС – прямокутна, просторова частота корисного сигналу і головної пелюстки ДС – нульова, відношення сигнал / завада на вході АР -40 дБ. Аналіз залежності на рисунку 5 показує, що запропонований метод в оптимальному режимі синхронного формування ДС забезпечує покращення відношення сигнал / завада більше ніж на три порядки (на 158 дБ) з використанням тільки $Z = 24$ каналів прийому порівняно з режимом використання усіх ($Z = 32$) каналів прийому АР і паралельного формування її ДС.

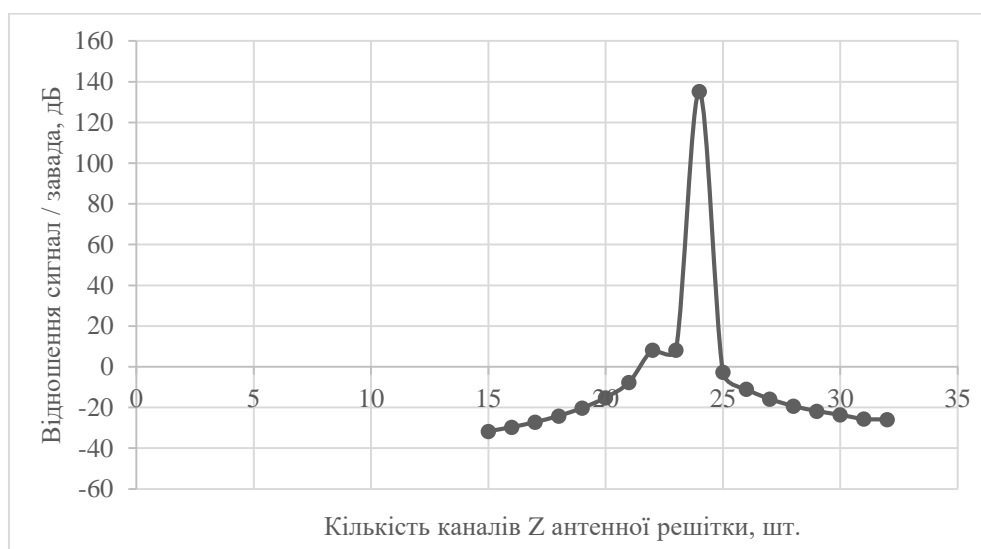


Рис. 5. Залежність відношення сигнал / завада від кількості каналів Z АР при прямокутній ваговій функції

Таким чином результати проведених експериментальних досліджень підтверджують високу ефективність запропонованого методу синхронного керування ДС АР і покращення завадозахищеності прийому корисних випромінювань при дії маскуючих потужних завад.

Висновки та перспективи подальших досліджень. У результаті проведеного аналізу похибок компенсації маскуючих завад і покращення завадозахищеності прийому під час використання синхронного керування ДС АР запропонованим методом, необхідних часових та апаратурних витрат і відомих паралельних адаптивних методів, доцільно зробити висновок, що практично за інших однакових умов запропонований метод дозволяє суттєво збільшити рівень послаблення завад і завадозахищеності прийому корисних випромінювань АР при скороченні апаратурних і часових витрат.

В подальшому доцільно провести аналітичні дослідження точнісних характеристик запропонованого методу для різних умов прийому форми і кількості головних пелюсток ДС АР, а також експериментальні дослідження його ефективності на основі програмного моделювання.

References:

- Hardy, D., Macdonell, K. and Gupta, S. (2025), «Practical Considerations of a Multi-Port Leaky-Wave Antenna Array for Direction Finding», *19th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Stockholm, Sweden, pp. 1–4, doi: 10.23919/EuCAP63536.2025.10999909.
- Emara, M.K., King, D.J., Nguyen, H.V. et al. (2020), «Millimeter-Wave Slot Array Antenna Front-End for Amplitude-Only Direction Finding», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 68, No. 7, pp. 5365–5374, doi: 10.1109/TAP.2020.2979284.
- Friedrichs, G.R., Elmansouri, M.A. and Filipovic, D.S. (2021), «On the Use of Machine Learning for Direction Finding with Circular Monopole Antenna Arrays», *2021 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)*, Hamilton, ON, Canada, pp. 1–3.
- Ding, Z., Chen, J., He, C. and Jin, R. (2022), «Elevation and Azimuth Direction Finding by Two-Element Pattern Reconfigurable Antenna Array», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 70, No. 3, pp. 2261–2270, doi: 10.1109/TAP.2021.3118820.
- Xiang, L. et al. (2024), «A Wideband Differentially Fed Dual-Polarized Antenna Array for 5G/6G mmWave Application», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 23, No. 2, pp. 903–907, doi: 10.1109/LAWP.2023.3338823.
- Zhou, S., Zhu, S., Ding, Z. et al. (2025), «Single-Antenna Direction Finding With Harmonic Analysis Based on Phasor Beam-Steering Antenna», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 24, No. 12, pp. 4595–4599, doi: 10.1109/LAWP.2025.3605665.
- Allmann, C., Springer, J., Oispuu, M. and Koch, W. (2024), «Optimized Array Geometry for 2D-DOA Estimation Using a Time-Multiplexed Co-Array Approach», *2024 Sensor Data Fusion: Trends, Solutions, Applications (SDF)*, Bonn, Germany, pp. 1–7, doi: 10.1109/SDF63218.2024.10773976.
- Park, C.J., Pearce, C.N., Ackie, A. et al. (2021), «Dynamically Reconfigurable Direction-Finding Antenna Array for Unmanned Aerial Systems», *2021 IEEE 21st Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, Sand Key, FL, USA, pp. 1–5, doi: 10.1109/WAMICON47156.2021.9443604.
- Bisneto, E.C.D.A., De Brito, M.B.S.A., Rondineau, S.R. and Muñoz, D.M. (2022), «Comparison of evolutionary algorithms for synthesis of linear array of antennas with minimal level of sidelobe», *2022 IEEE Congress on Evolutionary Computation (CEC)*, Padua, Italy, pp. 1–7, doi: 10.1109/CEC55065.2022.9870362.
- Do, V.L., Tran, B.M., Duong, M.T. and Nguyen, T.B. (2025), «Wideband Direction Finding of UAVs/Drones using Log-periodic Antenna Array», *2025 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, Hanoi, Vietnam, pp. 1–6, doi: 10.1109/ATC67618.2025.11268573.
- Grundmann, L. and Manteuffel, D. (2023), «Evaluation Method and Design Guidance for Direction-Finding Antenna Systems», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 71, No. 9, pp. 7146–7157, doi: 10.1109/TAP.2023.3291424.
- Ma, R. and Behdad, N. (2022), «A Spatially Confined, Platform-Based HF Direction Finding Array», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 70, No. 2, pp. 1298–1308, doi: 10.1109/TAP.2021.3111311.
- Ren, K. (2024), «Direction-of-Arrival Estimation Using a Uniform Linear Array Considering Antenna Radiation Patterns», *2024 United States National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM)*, Boulder, CO, USA, pp. 309–310, doi: 10.23919/USNC-URSINRSM60317.2024.10464535.
- Smailov, N., Tsyporenko, V., Sabibolda, A. et al. (2024), «Streamlining digital correlation-interferometric direction finding with spatial analytical signal», *Informatyka, Automatyka, Pomiar W Gospodarce I Ochronie Środowiska*, Vol. 14, No. 3, pp. 43–48, doi: 10.35784/iapgos.6177.
- Tsyporenko, V.H., Tsyporenko, V.V., Chukhov, V.V. and Andreiev, O.V. (2025), «Doslidzhennia pryntsyviv spektralno-prostorovoho analizu ta otsinka shyryny spektra syhnalu», *Tekhnichna inzheneriia*, Issue 1 (95), pp. 346–356, [Online], available at: <https://ten.ztu.edu.ua/article/view/335146>

Ципоренко Віталій Валентинович – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри комп’ютерних технологій у медицині та телекомунікаціях Державного університету «Житомирська політехніка».

<http://orcid.org/0000-0001-8559-006X>.

Наукові інтереси:

- радіомоніторинг;
- цифрова обробка сигналів.

E-mail: krt_cvv@ztu.edu.ua.

Ципоренко Валентин Григорович – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри комп’ютерних технологій у медицині та телекомунікаціях Державного університету «Житомирська політехніка».

<http://orcid.org/0000-0002-6843-8960>.

Наукові інтереси:

- радіомоніторинг;
- цифрова обробка сигналів.

E-mail: org_tsvg@ztu.edu.ua.

Андрєєв Олександр Володимирович – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри комп’ютерних технологій у медицині та телекомунікаціях Державного університету «Житомирська політехніка».

<https://orcid.org/0000-0002-2601-1491>.

Наукові інтереси:

- завадостійкі методи передачі даних;
- цифрова обробка сигналів, IoT-технології.

E-mail: krt_aov@ztu.edu.ua.

Бура Вадим Вікторович – старший викладач кафедри комп’ютерних технологій у медицині та телекомунікаціях Державного університету «Житомирська політехніка».

<https://orcid.org/0009-0005-2276-9456>.

Наукові інтереси:

- завадостійкі методи передачі даних;
- цифрова обробка сигналів, IoT-технології.

E-mail: kbit_bvv@ztu.edu.ua.

Сидорчук Ольга Леонідівна – кандидат технічних наук, доцент, старший викладач кафедри телекомунікацій та радіотехніки Житомирського військового інституту імені С.П. Корольова.

<http://orcid.org/0000-0002-8767-9129>.

Наукові інтереси:

- цифрові антенні решітки;
- цифрова обробка сигналів.

E-mail: sidorchuk_o@ukr.net.

Tsyoporenko V.V., Tsyoporenko V.G., Andreiev O.V., Bura V.V., Sidorchuk O.L.

A fast method for improving the interference immunity of telecommunications equipment

The paper proposes a fast method for improving the interference immunity of telecommunications equipment by reducing powerful masking interference in an adaptive antenna array with a synchronously controlled antenna array directivity pattern. The principles of synchronous control of the antenna array directivity pattern without the use of additional reception channels are substantiated, its corresponding mathematical model is developed, and its main selectivity characteristics in discrete and digital forms are analyzed. The effectiveness of the proposed method of synchronous control of the antenna array directivity pattern is studied, which showed the possibility of improving the interference immunity of radio signals reception by up to (20–30) dB with a constant number of reception channels and insignificant time costs. It is shown that with the same level of interference immunity and analysis time, the proposed method, compared to known parallel and sequential methods of estimating the direction to the interference source and forming the corresponding additional zero of the directional diagram, provides a significant increase in performance at lower hardware costs.

Keywords: spatial filtering; synchronous control of the directional pattern; interference immunity; adaptation; antenna array.

Стаття надійшла до редакції 29.12.2025.