

МЕТОДИКА СЕЛЕКТИВНОГО УПРАВЛІННЯ ПАРАМЕТРАМИ АКТИВНОЇ ФАЗОВАНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ

В роботі запропоновано методику селективного управління параметрами багатоантенних систем військового радіозв'язку з активними фазованими антенними решітками. Методика дозволяє забезпечити вибір типу управління діаграмою направленості багатоантенних систем військового призначення за рахунок сумісного адаптивного управління параметрів багатоантенних систем військового радіозв'язку та активних фазованих антенних решіток на різні відстані.

Беляков Р.О., Шишацький А.В., Лебідь Є.В. Методика селективного управління параметрами АФАР. В роботі предложена методика селективного управления параметрами многоантенных систем радиосвязи военного назначения с активными фазированными антенными решетками. Методика позволяет обеспечить выбор типа управления многоантенных систем военного назначения за счет совместного адаптивного управления параметрами многоантенных систем военной радиосвязи и активных фазированных антенных решеток.

R. Beliakov, A. Shishatsky, E. Lebid Method of selection management parameters APsAA. In article offered method of selection management parameters multiantenna systems military radio communication with active phased antenna arrays. Method allow to support different types of management multiantenna systems military appointment due to the joint adaptive management parameters multiantenna systems military radio communication and active phased antenna arrays.

Ключові слова: сигнально-завадова обстановка, амплітудно-фазовий розподіл, система МІМО, активна фазована антенна решітка, безпілотний літальний апарат.

Вступ. Можливість забезпечення стійкого зв'язку є однією з найважливіших характеристик, що визначають експлуатаційні можливості комплексу управління безпілотними літальними апаратами (БПЛА) і забезпечує доведення відомостей, отриманих БПЛА, у режимі „реального часу” до оперативного персоналу пункту управління (ПУ). Для забезпечення зв'язку на значні відстані і підвищення завадозахищеності за рахунок просторової селекції в комплексах управління БПЛА широко використовуються вузькоспрямовані антенні системи (АС) як на ПУ, так і на БПЛА.

Функціональна схема системи управління просторовим положенням вузькоспрямованої АС, що забезпечує оптимізацію процесу входження у зв'язок в комплексах управління БПЛА включає в себе: антенну систему, радіотехнічні параметри якої вибираються, виходячи з вимог забезпечення необхідної дальності зв'язку по радіолінії; сервопривід АС, що забезпечує просторову орієнтацію діаграми спрямованості (ДС) АС в напрямку очікуваної появи випромінювання об'єкта зв'язку; систему автоматичного супроводу за напрямом (АСН), що забезпечує стійке автоматичне супроводження об'єкта зв'язку в зоні впевненого захоплення пеленгаційної характеристики системи АСН; радіоприймальні пристрої, що забезпечують формування умовного сигналу про прийом інформації з заданою якістю. процесор управління антенною системою, що забезпечує аналіз поточного стану системи управління АС, формування сигналів управління сервоприводом для забезпечення просторової орієнтації АС відповідно до польотного завдання і алгоритмом просторового сканування.

Основне завдання, що виконується системою управління просторовим положенням вузькоспрямованої АС, – забезпечити стійке входження в зв'язок з об'єктом, згідно польотного завдання.

Цю задачу розподілено на ряд часткових взаємопов'язаних завдань:

1. Забезпечення просторової орієнтації ДС АС в напрямку очікуваної появи випромінювання об'єкта зв'язку та її просторової стабілізації для випадку розташування АС на борту літального апарату.

2. Розширення зони стійкого захоплення випромінювання об'єкта зв'язку за рахунок застосування дискретного алгоритму просторового сканування з детермінованою просторово-часовою структурою.

3. Перехід в режим стійкого автосупроводу об'єкта зв'язку системою АСН при виявленні об'єкта зв'язку.

4. Забезпечення можливості повторного входження у зв'язок у разі її зриву.

Для дискретного алгоритму просторового сканування з детермінованою просторово-часовою структурою можна виділити наступні особливості:

1. Сканування ДС АС здійснюється дискретно в часі і в просторі.

2. Просторові переміщення ДН АС при скануванні здійснюються таким чином, щоб не залишалось просторових зон, які не перекриваються зоною впевненого захоплення системою АСН за весь цикл сканування.

Таким чином, слабкі сторони процесів управління ДС:

наявність прив'язки до навігаційних систем (через можливість радіоелектронного подавлення);

жорсткі вимоги до часових інтервалів регулювання процесами встановлення і ведення зв'язку.

Варіація амплітудно-фазового розподілу автоматичної фазованої антенної решітки (АФАР), відображає процес просторового „переміщення” діаграми повинна враховувати ширину головного пелюстка ДС.

Ширина ДС повинна встановлюватися в залежності від необхідної задачі (пошук абонента, організації каналу передачі сигнальної інформації, організація потоку передачі даних. Тобто, необхідній ширині та формі променя відповідатиме амплітудно-фазовий розподіл елементів АФАР, який буде реалізовано у одному із режимів АФАР. Але при цьому дуже важливим є збереження достатнього рівня підсилення.

В даній статті розглянуто приклади формування амплітудно-фазових розподілів для зміни форми і характеристик ДС відносно випадку рівномірного амплітудно-фазового розподілу, з метою збільшення енергетичної ефективності систем військового зв'язку.

Однією з технологій, що дозволяють значно збільшити пропускну здатність радіоканалів є технологія „багато входів – багато виходів” (MIMO – Multiple-Input Multiple-Output), яка дозволяє більш ефективно використовувати потужність передавача і боротися із завмираннями сигналів [1 – 8].

Підвищення ефективності досягається за рахунок використання методів просторово-часової обробки (STC – Space Time Coding), що забезпечують передачу і приймання паралельних потоків інформації.

Теоретично пропускну здатність системи MIMO з STC може бути збільшена пропорційно кількості антен на передавальному боці (за умови, що кількість приймальних антен не менша ніж кількість передавальних антен) у порівнянні з традиційними системами радіозв'язку з однією передавальною антеною (SISO – Single-Input Single-Output).

Для просторового мультиплексування паралельних потоків в основному використовуються метод просторового мультиплексування через сингулярне розкладання (ПМСР) канальної матриці та алгоритм V-BLAST (Vertical Bell Laboratories Layered Space Time Architecture) [6 – 13].

У ході проведеного у роботі [15] аналізу, визначено те, що одним з шляхів подальшого розвитку засобів військового радіозв'язку полягає у проектуванні спрямованих антенних систем. Сучасні активні фазовані антенні решітки (АФАР) набувають високих темпів впровадження, а їх проектування і удосконалення в провідних країнах світу визнано перспективним.

Також у роботі [15] проведено аналіз існуючого стану систем та засобів радіозв'язку, що знаходяться на озброєнні Збройних Сил України, та обґрунтовано доцільність використання АФАР у якості вузькоспрямованих антенних систем мобільної компоненти.

Тому, для підвищення спектральної та енергетичної ефективності систем військового радіозв'язку пропонується сумісне використання технології МІМО спільно з активними фазованими антенними решітками.

Тому *метою статті* є розкриття процесу адаптивного управління параметрами АФАР, яка забезпечує підвищення енергетичної та частотної ефективності засобів військового радіозв'язку, за рахунок спільної адаптації параметрів багатоантенних систем, з використанням технології МІМО та активних фазованих антенних решіток.

У [16] проведено формалізацію роботи системи МІМО (рис. 1), та розглянуто розроблену методіку адаптивного управління параметрами МІМО-АФАР, без розкриття нюансів вибору типу розподілу, що впливає в цілому на процес діаграмоутворення. У загальному випадку структура системи МІМО має в своєму складі M_t передавачів (передавальних антен) і M_r приймачів (приймальних антен) (рис. 1).

Передані сигнали після впливу релеевських завмирань і білого гаусівського шуму (БГШ) у радіоканалі, надходять в M_r приймальних трактів.

Структурна схема традиційної системи МІМО зображена на рис. 1 [6].

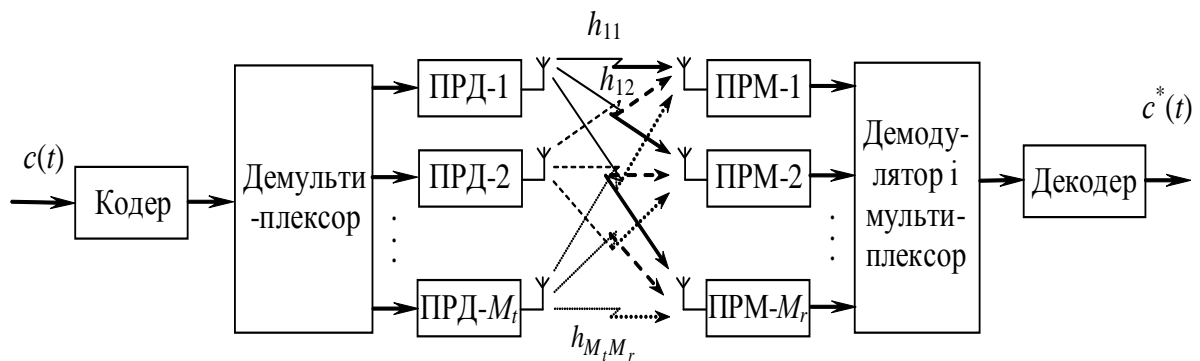


Рис. 1. Структурна схема системи МІМО

Передаюча функція багатопроменевого каналу описується матрицею [5 – 6]:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1j} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2j} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{i1} & h_{i2} & \dots & h_{ij} \end{bmatrix},$$

де h_{ij} – передаюча функція між i -ою передавальною та j -ою приймальною антенами.

Амплітуди і фази коефіцієнтів h_{ij} в загальному випадку є випадковими величинами із-за інтерференції розсіяних сигналів.

Якщо прямий сигнал виявляється істотно ослабленим, то фаза коефіцієнтів буде рівноімовірно розподілена у межах $[0, 2\pi]$, а їх амплітуда розподілена за релеевським законом. Коли середня амплітуда не дорівнює нулю, тоді випадковий коефіцієнт передачі має райсовський розподіл, а канал називають райсовським.

До методів просторово-часового кодування, які не припускають наявності каналної інформації на передавальному кінці лінії зв'язку, можна віднести блочне, решітчасте кодування і, так звану, *BLAST*-технологію [5 – 7].

Для пояснення ідеї такого кодування досить розглянути випадок для двох передавальних і однієї приймальної антен, коли кодований блок складається з двох вхідних символів d_1 і d_2 .

В результаті цього в перший момент часу паралельно випромінюються символи d_1 і d_2 , а в другий момент часу – символи d_1^* і $-d_2^*$. Тоді вважаючи, що каналні коефіцієнти є

постійними за час передачі символів d_1 і d_2 , вектор прийнятих сигналів \mathbf{X} без урахування власного шуму можна представити у вигляді:

$$\mathbf{X} = \mathbf{H}_{block} \mathbf{D}; \quad \mathbf{X} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2^* \end{pmatrix}; \quad \mathbf{H}_{block} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{11}^* & -h_{12}^* \end{pmatrix}; \quad \mathbf{D} = \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \end{pmatrix}.$$

Вектор \mathbf{D} переданих символів можна знайти через зворотню матрицю $(\mathbf{H}_{block})^{-1}$, так як $\mathbf{D} = (\mathbf{H}_{block})^{-1} \mathbf{X}$. Проте матриця \mathbf{H}_{block} володіє такою властивістю, що $(\mathbf{H}_{block})^H \mathbf{H}_{block} = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \mathbf{I}$, тобто $\mathbf{H}_{block} \sim (\mathbf{H}_{block})^{-1}$ та просторово-часовий декодер можна задати матрицею $(\mathbf{H}_{block})^H$. Тоді вихідний вектор $\mathbf{Y} = (\mathbf{H}_{block})^H \mathbf{X} = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \mathbf{D}$.

Отже декодер забезпечує розділення переданих: символів за допомогою простого лінійного перетворення і когерентного підсумовування сигналів з кожної передавальної антени.

При цьому вихідні власні шуми будуть статично незалежні.

BLAST-технологія заснована на розділенні сигналів в приймальних антенах за допомогою методу найменших квадратів [6, 7], який припускає знаходження матриці псевдозворотньою до каналної матриці \mathbf{H} . Вектор вхідного процесу дорівнює $\mathbf{X} = \mathbf{H}\mathbf{D} + \mathbf{N}$, де $\mathbf{N}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T$ – вектор власних шумів.

Відповідно до даного методу мінімізується величина $|\mathbf{X} - \mathbf{H}\mathbf{D}|^2$. В результаті неважко отримати [5 – 7], що $\mathbf{D} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{X}$.

Інший метод кодування, що не вимагає наявності каналної інформації на передавальному кінці лінії зв'язку, це решітчасте просторово-часове кодування, яке є аналогом завадостійкого згорткового кодування, що використовується в сучасних системах зв'язку [5 – 7]. Число виходів кодера дорівнює кількості передавальних антен.

Для декодування прийнятих сигналів використовуються методи максимальної правдоподібності, які зазвичай реалізуються за допомогою декодера Вітербі.

Запропонована методика складається з наступних етапів.

Введення вихідних даних.

Вводяться параметри системи МІМО та АФАР, каналу зв'язку $\Phi = \{\varphi_i\}$, $i = \overline{1, 8}$, де $\varphi_1 \dots \varphi_8$ – кількість передавальних та приймальних антен, вид модуляції, розмірність ансамблю сигналів, тривалість кадру на виході демодулятора, тривалість кадру на виході декодера, швидкість коригувального коду, величина кодової відстані.

Визначення умовної відстані до кореспондента, або ретранслятора зв'язку для вибору типу розподілу (амплітудно-фазовий/фазовий).

Оцінка стану каналу зв'язку. На даному етапі за допомогою одного з відомих методів [11 – 14] оцінюється стан багатопроменевого каналу зв'язку та визначається його канална матриця.

Адаптивний вибір кількості каналів системи МІМО. Проводиться розрахунок сингулярних чисел.

Якщо мінімальне сингулярне число більше граничного, то такий режим буде задовольняти вимогам до ймовірності бітової помилки – вихід із циклу. В іншому випадку зменшуємо число каналів на один.

Для кожної комбінації каналів, що залишилися, будемо мати по одному мінімальному сингулярному числу. Залишимо ті комбінації, у яких мінімальне сингулярне число більше порога. Якщо такі комбінації є, виберемо ту з них, у якій мінімальне сингулярне число є максимальним. Якщо залишився один канал передачі – вихід із циклу.

Запропонований алгоритм дозволяє не тільки визначити максимально припустиме число паралельних каналів для передачі даних, але й вибрати найбільш завадостійкі з них.

Розподіл потужності сигналу між власними каналами.

За допомогою водоналивного методу [14], здійснюється розподіл потужності між власними каналами. Дана процедура повторюється з інтервалом $\tau_{\text{гр}}$ тривалість групи символів, на які розділяється потік сигналів.

Адаптивне управління параметрами АФАР.

В системах радіозв'язку актуальною є проблема виділення сигналів з адитивної суміші із завадами, при відсутності апріорної інформації про заводову обстановку.

У цьому випадку просторова обробка сигналів у АФАР полягає в визначенні вагового вектора, що забезпечує автоматичне формування глибоких провалів у діаграмі спрямованості в напрямку на джерела завади; оцінці кількості діючих джерел сигналів або завад, а також їх параметрів – амплітудно-фазових значень на кожному із модулів АФАР.

При подавленні завади в АФАР основну складність представляє необхідність обернення вибіркової кореляційної матриці вхідного процесу в приймальних антенах.

Для знаходження вагового вектора в АФАР використовуються градієнтні методи, методи поводження оцінки кореляційної матриці вхідного процесу і методи рекурентного оцінювання зворотної кореляційної матриці [15, 17].

Розглянемо більш докладно характеристики антенних решіток, які використовуються в системі МІМО. Як відомо [15, 17], АФАР складаються з великої кількості випромінюючих елементів, розташованих відповідним чином один відносно одного. Коли сигнали, що надходять до всіх елементів, узгоджуються за амплітудою і фазою, утворюється промінь, перпендикулярний площини антенної решітки.

Переміщення променів в просторі досягається відповідно фазовому, або амплітудно-фазовому розподілу сигналів в елементах антенної решітки.

Вибір раціональних сигнально-кодових конструкцій.

На даному етапі зі скінченої кількості коригувальних кодів та видів модуляції, що визначаються вихідними даними, в залежності від поточного відношення сигнал/завада, для кожного підканалу визначається СКК, яка дозволяє отримати максимальне значення швидкості передачі при забезпеченні заданої ймовірності бітової помилки.

Основні етапи вибору оптимальних сигнально-кодових конструкцій наступні:

На підставі параметрів радіозасобів та каналу зв'язку $\Psi = \{\psi_i\}$, а також значення допустимої величини ймовірності бітової помилки радіозасобів вибираємо розмірність ансамблю сигналів N (конструкції з одномірними, двомірними і багатомірними сигналами), а також структура ансамблю сигналів.

Отримано аналітичні залежності для розрахунку ймовірності бітової помилки при використанні M -позиційних сигналів з *фазовою* маніпуляцією (ФМ- M) та *амплітудно-фазовою* маніпуляцією (АФМ- M) для випадку передачі інформації по одному каналу системи МІМО в умовах впливу флуктуаційного шуму та навмисних завад.

У каналі з селективними завмираннями та білим шумом при когерентному прийманні відомі точні формули ймовірності бітової помилки для модуляції ФМ- M ($M > 2$) [6 – 9].

У каналі з селективними завмираннями та білим шумом при когерентному прийманні відомі точні формули ймовірності бітової помилки для модуляції ФМ- M ($M > 2$) [6 – 9, 17].

Розроблена методика [16] дозволяє розширити ДС АФАР за умови мінімізації втрат по коефіцієнту підсилення антени, потенціалу на виході радіостанції а також забезпечення необхідного рівня бокових пелюстків і необхідної лінійності і крутизни пеленгаційної характеристики [19].

Цілком очевидно, що формування відповідного амплітудного розподілу, і тим паче повне відключення активних елементів (для зменшення апертури) призведе до втрат не тільки коефіцієнта підсилення а й потенціалу.

Тому актуальність пошуку оптимального *фазового* а) або *амплітудно-фазового розподілу* б) (рис. 2) для забезпечення зв'язку на різну відстань до кореспондента не викликає сумніву. Застосування того чи іншого методу залежить як від коефіцієнту розширення, так і від інших параметрів ДС до яких висуваються специфічні вимоги.

Одним із найбільш простих способів розширення ДС при рівномірному амплітудному розподілі є фазовий розподіл, що описується рівнянням конуса трьохвимірний вид якого і вид на полотні АФАР представлено на рис. 2а й 3б відповідно.

Параметри рівняння, необхідні для заданого виду розподілу, задаються автоматично і залежать від геометрії АФАР.

Дослідження фазового розподілу [19, 20] при різних значеннях параметрів конуса показало, що розширення сумарного променя ДС без його подвоєння – незначне і не перевищує одиниць відсотків (див. рис. 4).

Із рисунку видно, що використання виключно фазового способу розподілу для керування параметрами променя АФАР за рівномірних значень амплітуди приводить до посіченості головного пелюстка і зростання рівня бокових пелюстків.

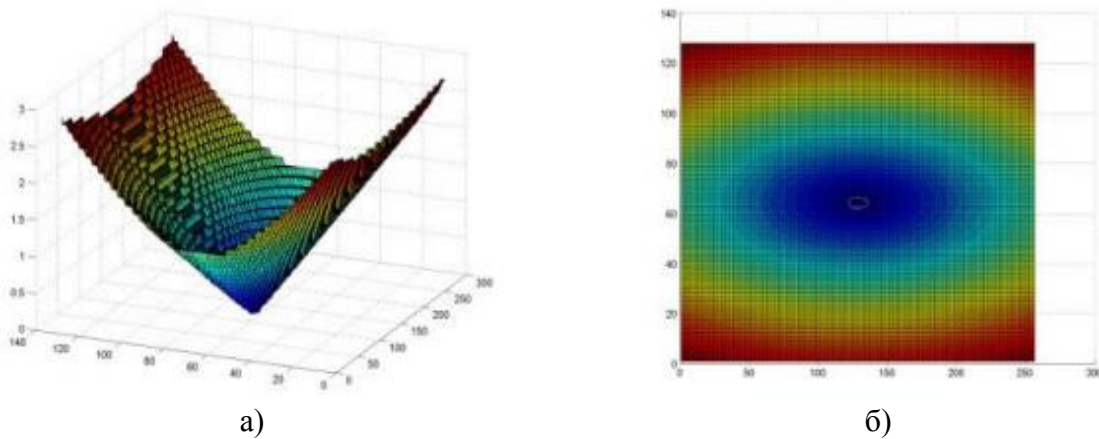


Рис. 2. Фазовий розподіл типу “конус”

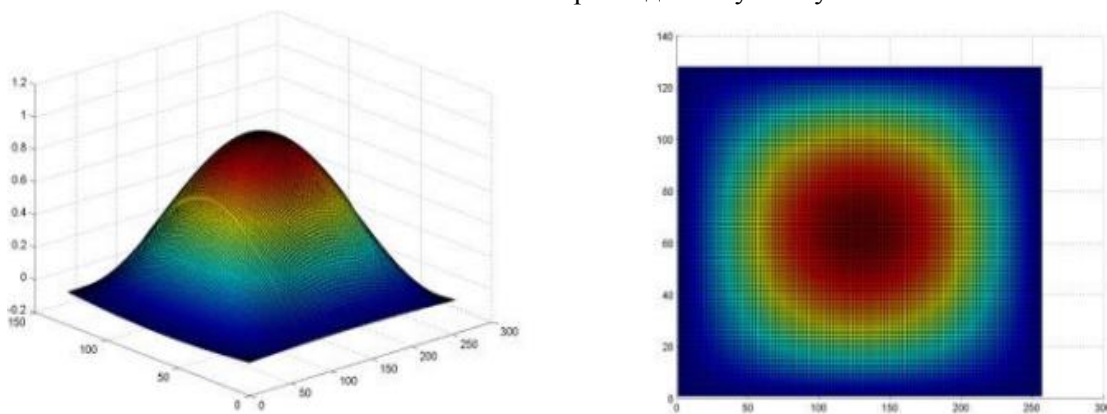


Рис. 3. Амплітудно-фазовий розподіл типу “косинус”

Для того, щоб це компенсувати, додатково вводиться нелінійність амплітудного розподілу.

Змішаний амплітудно-фазовий метод управління параметрами ДС призводить до додаткових втрат підсилення, але дозволяє збільшити крутизну й лінійні пеленгаційні характеристики, ніж просто фазовий метод.

Параметри амплітудного і фазового розподілів задаються автоматично.

Використання такого виду розподілу (рис. 5) дозволяє розширити ДС до восьми разів відносно випадку рівномірного амплітудно-фазового розподілу при збереженні достатньої крутизни та лінійності пеленгаційної характеристики (див. рис. 5).

Із графіка видно, що починаючи з деякого значення, ДС є сильно посіченою, не дивлячись на компенсуючий вплив нелінійного амплітудного розподілу. Це призводить до зростання бокових пелюстків, значній нелінійності пеленгаційної характеристики й зменшенню коефіцієнта підсилення антени.

Використання нелінійного амплітудно-фазового розподілу, де як амплітуда, так і фаза мають вигляд „косинуса” дозволяє управляти розширенням променя в широкому діапазоні значень (розширення до десятків разів).

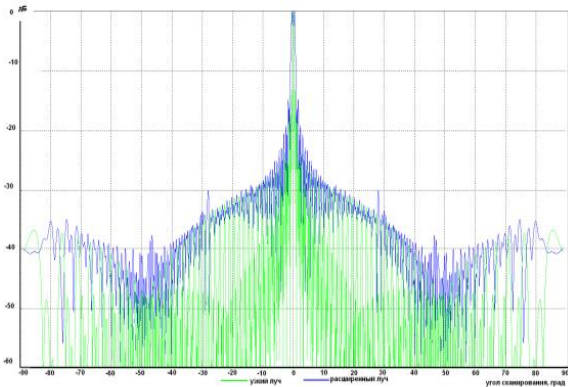


Рис. 4. Функція розподілу при різних значеннях параметрів „конуса”

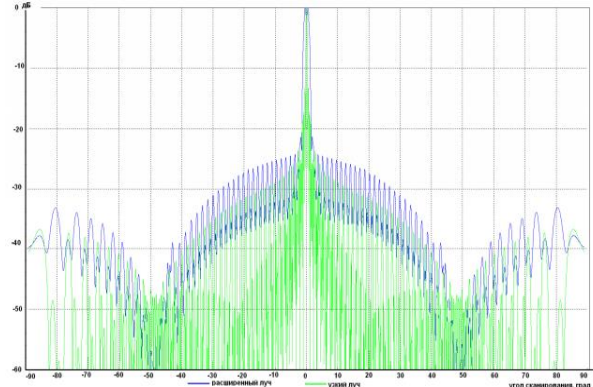


Рис. 5. Функція розподілу при амплітудно-фазовому розподілі типу „косинус”

Але подібне розширення діаграми призводить до сильної посіченості, нелінійності пеленгаційної характеристики й значного зменшення коефіцієнта підсилення антени.

Однак, подібні ДС можуть застосовуватись, наприклад, при роботі радіостанцій із вузькоспрямованими антенами в ближній зоні, коли не має необхідності визначення координат об'єкта (кореспондента).

Результати такого селективного вибору розподілу дозволять найбільш повно використовувати енергетичні ресурси радіостанцій по управлінню ДС (з мінімальними втратами з коефіцієнта підсилення і швидкістю передачі усіх видів трафіку) як із літальними апаратами, так і з наземними об'єктами.

Висновки

1. У роботі розкрито варіанти вибору типу розподілу запропонованої [16] методики селективного управління параметрами багатоантенних систем військового радіозв'язку з активними фазованими антенними решітками. Сутність методики полягає у адаптації параметрів багатоантенних систем військового радіозв'язку з активними фазованими антенними решітками в залежності від сигнально-завадової обстановки та відстані до кореспондента.

2. Методика дозволяє забезпечити вибір типу управління діаграмою направленості багатоантенних систем військового призначення за рахунок сумісного адаптивного управління параметрів багатоантенних систем військового радіозв'язку та активних фазованих антенних решіток на різні відстані.

3. Результати такого селективного вибору розподілу дозволять найбільш повно використовувати енергетичні ресурси радіостанцій системи МІМО з управління ДС.

4. Використання розробленої методики дозволить підвищити завадозахищеність системи радіозв'язку на 12 – 14 % у порівнянні з відомими, а з у поєднанні з розробленою методикою безеталонної оцінки [14] на 15 – 23 %.

5. Напрямок подальших досліджень є розробка методики вирівнювання часових інтервалів управління параметрами системи МІМО-АФАР з метою забезпечення вимог до часових інтервалів регулювання процесами встановлення і ведення зв'язку.

ЛІТЕРАТУРА

1. Вишнеvский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
2. Григорьев В.А. Сети и системы радиодоступа / В.А. Григорьев, О.И. Лагутенко., Ю.А. Распаев. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 384 с.

5. Волков Л.Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учебное пособие / Л. Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.
6. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации / А. Голдсмит. – М.: Техносфера, 2011 – 904 с.
7. Слюсар В. Системы МІМО: принципы построения и обработка сигналов / В. Слюсар // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес.* – 2005. – № 8. – С. 52 – 58.
8. Веселовский К. Системы подвижной радиосвязи / К. Веселовский; пер. с польск. И.Д. Рудинского; под ред. А.И. Ледовского. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 536 с.
9. Larsson E.G. On maximum-likelihood detection and decoding for space-time coding systems / Larsson E.G., Stoica P., Li J. // *IEEE Trans. Signal Processing.* – 2002. – V. 50. – No. 4. – P. 937 – 944.
10. Tarokh V. Space-time block coding for wireless communication: Performance results / Tarokh V., Jafarkhanii H., Calderbank A. R. // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications.* – March 2005. – V. 17. – P. 451 – 460.
11. Capacity limits of MIMO channels / A.J. Goldsmith, S.A. Jafar, N. Jindal, S. Vishwanath // *IEEE J. Select. Areas Commun.* – 2003. – Vol. 21, № 6. – P. 684 – 702.
12. Andrews J.G. Inteference cancellation for celluar systems: A contemporary overview / Andrews J.G. // *IEEE Wireless Communications Magazine.* – 2005. – vol. 12, № 2. – P. 19 – 29.
13. Шишацький А.В. Удосконалена методика оцінювання параметрів сигналів з цифровими видами модуляції / А.В. Шишацький, О.Г. Жук, В.В. Лютов, Р.М. Животовський // *Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України.* – 2016. – № 4. – С. 117 – 121.
14. Hamid Jafarkhani. Space-Time Coding: theory and practice // Cambridge University Press, 2005 – 302 p.
15. Беляков Р.О. Аналіз якісних показників систем автоматичного керування діаграмою направленості активних фазованих антенних решіток [Текст] / Р. О. Беляков // *Військово-технічний збірник.* – № 12. – Львів: АСВ, 2015. – С. 6 – 12.
16. Шишацький А.В. Методика адаптивного управління параметрами МІМО-АФАР / А.В. Шишацький, О.Г. Жук, Р.О. Беляков // *Системи озброєння і військова техніка.* – 2016. – № 4. – С. 77 – 82.
17. Шишацький А.В. Математична модель спотворення сигналу в системах радіозв'язку з ортогональним частотним мультиплексуванням при впливі навмисних завад / А.В. Шишацький, – В.В. Лютов, М.В. Борознюк, І.Ю. Рубцов // *Системи обробки інформації.* – 2016. – № 3. – С. 181 – 186.
18. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках / М.В. Ратынский. – М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.
19. Воскресенский Д.И.; Гостюхин В.Л.; Максимов В.М.; Пономарев Л.И. // *Антенны и устройства СВЧ.* Издательство МАИ, 1999.
20. Батов П.Л., Дрожжина Н.В., Калашник И.Е., Туманская А.Е. // *Исследования влияния элементов конструкции АФАР на диаграмму направленности. Антенны,* 2013. вып.1, С. 188.