

УДК 621.391

А.В. Шишацький<sup>1</sup>, О.Г. Жук<sup>2</sup>, Р.О. Беяков<sup>2</sup><sup>1</sup> ЦНДІ озброєння та військової техніки Збройних Сил України, Київ<sup>2</sup> Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації, Київ

## МЕТОДИКА АДАПТИВНОГО УПРАВЛІННЯ ПАРАМЕТРАМИ МІМО-АФАР

В роботі запропоновано методику адаптивного управління параметрами багатоантенних систем військового радіозв'язку з активними фазованими антенними решітками. Методика дозволяє зберігати працездатність багатоантенних систем військового призначення за рахунок сумісного адаптивного управління параметрів багатоантенних систем військового радіозв'язку та активних фазованих антенних решіток.

**Ключові слова:** сигнально-завадова обстановка, швидкість передачі інформації, ймовірність бітової помилки, просторово-часова обробка, система МІМО, активні фазовані антенні решітки.

### Вступ

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 [1–6].

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 (PMCP) каналної матриці та алгоритм V-BLAST (Vertical Bell Laboratories Layered Space Time Architecture) [4–11].

У ході проведеного у роботі [13] 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 тем-

пів впровадження, а їх проектування і удосконалення в провідних країнах світу визнано перспективним.

Також у роботі [13] 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 MIMO спільно з активними фазованими антенними решітками.

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

### Основний розділ

Проведемо формалізацію роботи системи MIMO. У загальному випадку структура системи MIMO має в своєму складі  $M_t$  передавачів (передавальних антен) і  $M_r$  приймачів (приймальних антен) (рис. 1). Передані сигнали після впливу релеєвських завмирань і білого гаусівського шуму (БГШ) у радіоканалі, надходять в  $M_r$  приймальних трактів.

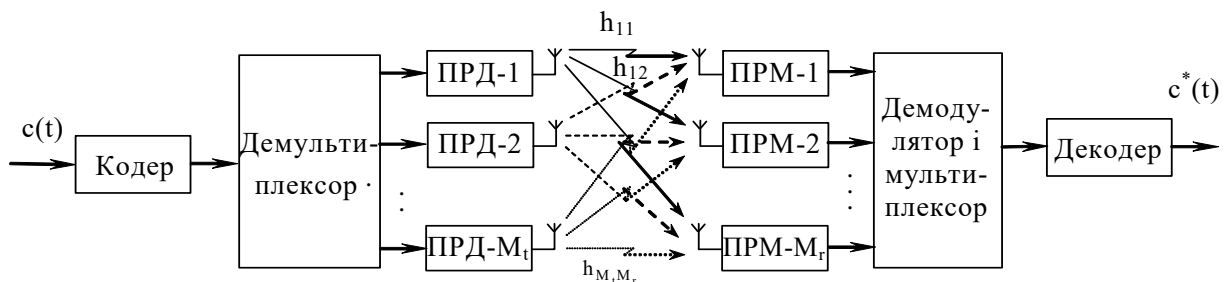


Рис. 1. Структурна схема системи MIMO

Структурна схема традиційної системи МІМО зображена на рис. 1 [4].

Матрицю стовбців  $\mathbf{A}$  сигналів передавального пристрою із  $S$  каналних передавачів та матрицю стовбців  $\mathbf{X}$  приймального пристрою із  $V$  каналних приймачів можна записати у вигляді:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} U_{t1} \\ \dots \\ U_{ti} \\ \dots \\ U_{tS} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} U_{r1} \\ \dots \\ U_{rj} \\ \dots \\ U_{rV} \end{bmatrix}.$$

Передаюча функція багатопроменевого каналу описується матрицею [3–4]:

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

де  $h_{ij}$  – передаюча функція між  $i$ -ю передавальною та  $j$ -ю 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 релеєвським законом. Тому такий канал називають релеєвським. Коли середня амплітуда не дорівнює нулю, тоді випадковий коефіцієнт передачі має райсовський розподіл, а канал називають райсовським.

Для збільшення швидкості передачі даних в системі МІМО використовується паралельна передача інформації. Вхідний потік даних перетворюється в просторово-часовому кодері. В результаті формується послідовність просторових символів, кожен з яких складається із символів, що одночасно випромінюються всіма антенами. 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 [3–5].

При блочному кодуванні вхідна послідовність символів розділяється на блоки, які обробляються (кодуються) спеціальним чином. Будь-яка з приймальних антен приймає суміш сигналів від всіх передавальних антен. Ці сигнали необхідно розділити, використовуючи деяке перетворення. Блочне кодування забезпечує таку структуру передаваного блоку, яка дозволяє виконати розділення переданих символів за допомогою простого лінійного перетворення в просторово-часовому декодері.

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:

$$\mathbf{X} = \mathbf{H}_{\text{block}} \mathbf{D}; \quad \mathbf{X} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2^* \end{pmatrix};$$

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

Вектор  $\mathbf{D}$  переданих символів можна знайти через зворотну матрицю  $(\mathbf{H}_{\text{block}})^{-1}$ , так як  $\mathbf{D} = (\mathbf{H}_{\text{block}})^{-1} \mathbf{X}$ . Проте матриця  $\mathbf{H}_{\text{block}}$  володіє такою властивістю, що  $(\mathbf{H}_{\text{block}})^H \mathbf{H}_{\text{block}} = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2) \mathbf{I}$ , тобто  $\mathbf{H}_{\text{block}} \sim (\mathbf{H}_{\text{block}})^{-1}$  та просторово-часовий декодер можна задати матрицею  $(\mathbf{H}_{\text{block}})^H$ . Тоді вихідний вектор  $\mathbf{Y} = (\mathbf{H}_{\text{block}})^H \mathbf{X} = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2) \mathbf{D}$ .

Отже декодер забезпечує розділення передаєних: 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 [4–5], 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 [3–5], 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 [3–5]. Число виходів кодера дорівнює кількості передавальних антен. Для декодування прийнятих сигналів використовуються методи максимальної правдоподібності, які зазвичай реалізуються за допомогою декодера Вітербі.

Запропонована методика адаптивного управління параметрами МІМО-АФАР, 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 мо-

дуляції, розмірність ансамблю сигналів, тривалість кадру на виході демодулятора, тривалість кадру на виході декодера, швидкість коригувального коду, величина кодової відстані.

*Оцінка стану каналу зв'язку.* На даному етапі за допомогою одного з відомих методів [9–12] оцінюється стан багатопробеневого каналу зв'язку та визначається його канална матриця.

*Адаптивний вибір кількості каналів системи MIMO.* Проводиться розрахунок сингулярних чисел. Якщо мінімальне сингулярне число більше граничного, то такий режим буде задовольняти вимогам до ймовірності біткової 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 [12], здійснюється розподіл потужності між власними каналами. Дана процедура повторюється з інтервалом  $\tau_{\text{пр}}$  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 завадову 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 – амплітудних і 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 [13; 15].

Збільшення ефективності систем MIMO досягається за рахунок використання методів блокового і решітчастого просторово-часового кодування, що

забезпечують передачу і прийом паралельних потоків інформації.

Розглянемо більш докладно характеристики антенних решіток, які використовуються в системі MIMO. Як відомо [13; 15, 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 відповідною зміною фаз сигналів в елементах антенної решітки.

На рис. 2 наведена схема решітки, що складається з антен з рівними відстанями між ними.

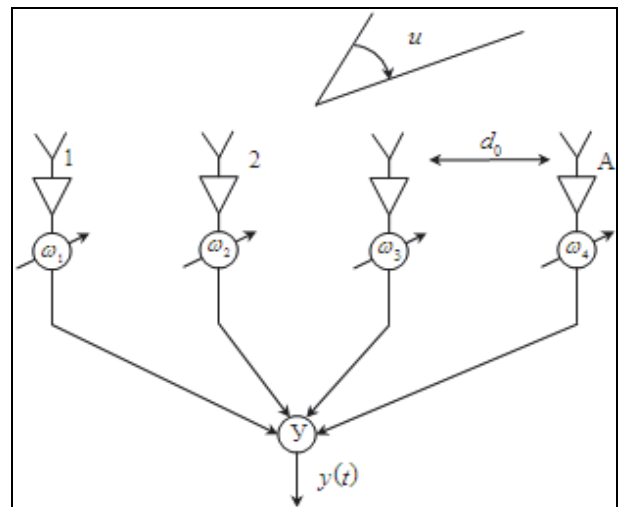


Рис. 2. Структурна схема АФАР

У режимі приймання сигналів на виході суматора утвориться сумарний вихідний сигнал. Будемо вважати, що елементи решітки є ізотропними крапковими джерелами, що приймають енергію рівномірно з усіх напрямків. Сигнал першого елемента вважається опорним з фазою  $\varphi_0$ . Тоді різниця фаз для суміжних елементів дорівнює [13]

$$\Delta\varphi = (2\pi d_0 / \lambda) \sin \theta, \quad (1)$$

де  $d_0$  – відстань між елементами антенної решітки;  $\lambda$  – довжина хвилі;  $\theta$  – кутовий напрям джерела сигналів або завад.

Для лінійної есквідистантної антенної решітки вираз, що описує ДС, приймає вигляд

$$G(\theta) = A \sum_{i=1}^N e^{j2\pi \frac{d \sin \theta (i-1)}{\lambda_0}}, \quad (2)$$

де  $N$  – кількість елементів АФАР, що розташовані на одній відстані  $d$ .

Але з урахуванням того, що в кожному елементі АФАР є фазообертач, в лінійній антенній решітці сума сигналів з виходів елементів здійснюється з відповідними фазовими зсувами  $\psi_i$ , еквівалентними

затримці в часі (еквівалентні дискретним значенням фазових зсувів).

Введення цих фазових зсувів призводить до зміщення максимуму діаграми спрямованості на кут

$$\theta_0 = \arcsin\left(\frac{1}{2\pi} \frac{\lambda_0}{d} \psi\right).$$

З урахуванням фазових зсувів в кожному елементі АФАР формула (2) для діаграми спрямованості приймає такий вигляд:

$$\dot{G}(\theta) = A \sum_{i=1}^N e^{j\psi(i-1)} e^{j2\pi \frac{d \sin \theta (i-1)}{\lambda_0}}. \quad (3)$$

Таким чином, із виразу (3) видно, що для формування головного пелюстка ДС на ретранслятор необхідно досягти високого ступеня керування амплітудно-фазовими значеннями, незалежно від різного роду впливів та завад.

Коефіцієнт підсилення з урахуванням фазових зсувів кута надходження помилок  $\Delta\theta$  (рис. 2)

$$\dot{G}(\theta) = A \sum_{i=1}^N e^{j\psi(i-1)} e^{j2\pi \frac{d \sin(\theta_{(i-1)} - \Delta\theta)}{\lambda_0}}.$$

*Вибір раціональних сигнально-кодових конструкцій.* На даному етапі зі скінченної кількості коригувальних кодів та видів модуляції, що визначаються вихідними даними, в залежності від поточного відношення сигнал/, 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 ве-

$$T_z(h_{gc}^2, M, m) = \frac{1}{\pi} \arcsin \frac{\cos((2m-1)\pi/M)}{2 \left[ h_{gc}^2 B + 1 + \sqrt{h_{gc}^2 B (h_{gc}^2 B + 1)} \right] \sin \left[ ((2m-1)\pi/M) + \psi_3 \right]} +$$

де

$$+ \frac{1}{2\pi} \frac{1}{h_3^2 + 1 + \sqrt{h_3^2 (h_3^2 + 1)}} \arcsin \left[ \sqrt{\frac{h_{gc}^2 K}{h_{gc}^2 K + 1}} \cdot \cos((2m-1)\pi/M) \right],$$

$$\text{де } \psi_m = \frac{1}{2} \arcsin \sqrt{\frac{h_{gc}^2 B}{h_{gc}^2 B + 1}} \cdot \cos((2m-1)\pi/M).$$

Середня ймовірність помилки на біт в В-бітовому блоці визначається як [4–7; 14]:

$$P_B = \frac{1}{B} \sum_{i=1}^B P_{6i}.$$

Визначимо середню ймовірність помилки в В-бітовому блоці для одного каналу системи МІМО з навмисними завадами, флуктуаційним шумом і селективними завмираннями при модуляції ФМ-4 і ФМ-8.

Розглянемо модуляцію ФМ-4. Для першого та другого бітів у послідовності із двох бітів ймовірність помилки на біт рівна

личини ймовірності бітової помилки радіозасобів вибираємо розмірність ансамблю сигналів N (конструкції з одномірними, двомірними і багатомірними сигналами), а також структура ансамблю сигналів.

Отримаємо аналітичні залежності для розрахунку ймовірності бітової помилки при використанні М-позиційних сигналів з фазовою маніпуляцією (ФМ-М) та амплітудно-фазовою маніпуляцією (АФМ-М) 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-М ( $M > 2$ ) [4–7]. У каналі з селективними завмираннями та білим шумом при когерентному прийманні відомі точні формули ймовірності бітової помилки для модуляції ФМ-М ( $M > 2$ ) [4–7; 14]. Ймовірність бітової помилки в першому та другому біті

$$P_{61} = P_{62} = \frac{2}{M} \sum_{m=1}^{M/4} \frac{1}{h_3^2 + 1 + \sqrt{h_3^2 (h_3^2 + 1)}}, \quad (4)$$

$$\text{де } h_3^2 = h_{gc}^2 B \sin^2((2m-1)\pi/M); \quad h_{gc}^2 = \frac{h_0^2 (M-1)}{3(\sqrt{M}-1)^2},$$

$$h_0^2 = \frac{E_b}{G_0}; \quad E_b - \text{енергія біта, } G_0 - \text{спектральна}$$

щільність потужності шуму,  $M = 2^B$  – розмірність сигнального сузір'я. Ймовірність помилки для біт  $i = \overline{3, B}$  дорівнює

$$P_{6i} = \frac{2^{i+1}}{M} \sum_{m=1}^{M/4} (-1)^{\text{mod}2\left(\frac{m-1}{2^{B+1-i}}\right)} T_z(h_{gc}^2, M, m),$$

$$P_{61} = P_{62} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{h_{gc}^2 + 1 + \sqrt{h_{gc}^2 (h_{gc}^2 + 1)}} \right) =$$

$$= \frac{1}{2} \left( \frac{1}{h_0^2 + 1 + \sqrt{h_0^2 (h_0^2 + 1)}} \right). \quad (5)$$

Середня ймовірність помилки на біт в 2-бітовому блоці модуляції ФМ-4 при селективних завмираннях визначається, підставивши (4) в (5):

$$P_B = \frac{1}{h_0^2 + 1 + \sqrt{h_0^2 (h_0^2 + 1)}} = 1 - \sqrt{\frac{h_0^2}{h_0^2 + 1}}. \quad (6)$$

Вплив навмисних завад на систему радіозв'язку враховується в параметрі  $h_0^2$ .

При впливі шумової загороджувальної завади на ЗРЗ параметр  $h_0^2$  перетвориться в

$$h_{013}^2 = \frac{E_6}{G_0 + G_3}, \quad (7)$$

де  $G_3$  – спектральна щільність потужності навмисної завади.

Для шумової завади в частині смуги параметр  $h_{03}^2$  буде визначений як

$$h_{023}^2 = \frac{E_6}{G_0 + \frac{G_3}{\gamma}}. \quad (8)$$

У випадку застосування постановником завад завади у відповідь  $h_{03}^2$  буде мати вигляд

$$h_{033}^2 = \frac{E_6}{G_0 + G_3}.$$

Розглянемо вплив навмисних завад на завадозахищеність системи МІМО з використанням сигналів з амплітудно-фазовою маніпуляцією сигналів. Нехай для передачі інформації використовуються два сигнали в загальному випадку з різною енергією:  $s_0(t) = \sqrt{E_0}\psi_0(t)$ ,  $s_1(t) = \sqrt{E_1}\psi_1(t)$ , де  $\psi_0(t)$ ,  $\psi_1(t)$  - нормовані функції,  $\|\psi_0(t)\| = \|\psi_1(t)\| = 1$ , з довільним кутом між ними, тобто коефіцієнт неортогональності  $\iota = \cos \varphi_{01} = (\psi_0(t), \psi_1(t))$ . Припустимо що сигнал  $s_0(t)$  передається з ймовірністю  $p$ , а сигнал  $s_1(t)$  – з ймовірністю  $(1-p)$ . Без загальних обмежень можна вважати, що  $p \in [0, 1/2]$ . Відстань між двома сигналами може бути визначена за формулою

$$d = \sqrt{E_{01}} = \sqrt{E_0 + E_1 - 2\iota E_0 E_1}.$$

В цій системі сигналів максимальна енергія  $E_m = \max(E_0, E_1)$ , середня енергія

$E_c = pE_0 + (1-p)E_1$ , а квадрат пік-фактору сигналу

$$\Pi^2 = \frac{\max(E_0, E_1)}{p(E_0 - E_1) + E_1}.$$

Нехай  $E_0 \neq 0$  та введемо коефіцієнт пропорційності енергій  $\chi^2 = \frac{E_1}{E_0}$ , тоді  $E_1 = \chi^2 E_0$ .

Відповідно:

$$h_{bm}^2 = \max(1, \chi^2) h_0^2;$$

$$h_{bc}^2 = (p + (1-p)\chi^2) h_0^2,$$

де  $h_0^2 = E_0/N_0$ . Відповідно до цього, квадрат пік-фактору

$$\Pi^2(\chi) = \frac{\max(1, \chi^2)}{p + (1-p)\chi^2}.$$

Якщо  $E_0 = 0$ ;  $E_m = E_1$ ;  $E_c = (1-p)E_1$  та відповідно  $h_{bc}^2 = (1-p)h_{bm}^2$ , та квадрат пік-фактору

$$\Pi^2 = 1/(1-p) \in [1, 2].$$

Отримаємо ймовірність бітової помилки для сигналів типу АФМ-М. Припустимо, що  $E_0, E_1 \neq 0$ , тоді при зсуві фази сигналів на кут  $\varphi$  "відстані" (зазначені величини можуть бути від'ємними) до межі областей прийняття рішення приймача будуть визначатися як

$$d_0 = \frac{d}{2} - \Delta + b_0; \quad d_1 = \frac{d}{2} + \Delta - b_1,$$

$$\text{де } b_0 = 2 \sin \frac{\varphi}{2} \frac{E_0}{\sqrt{E_{01}}} \left( \sqrt{\frac{E_1}{E_0}} \sin \left( \varphi_{01} + \frac{\varphi}{2} \right) - \sin \frac{\varphi}{2} \right);$$

$$b_1 = 2 \sin \frac{\varphi}{2} \frac{E_1}{\sqrt{E_{01}}} \left( \sqrt{\frac{E_1}{E_0}} \sin \left( \varphi_{01} + \frac{\varphi}{2} \right) + \sin \frac{\varphi}{2} \right).$$

Тоді

$$P_6 = p(1-\Phi) \left( \frac{d - 2\Delta + 2b_0}{\sqrt{2N_0}} \right) + (1-p)(1-\Phi) \left( \frac{d + 2\Delta - 2b_1}{\sqrt{2N_0}} \right),$$

де  $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$  – функція Крампа.

Середня ймовірність бітової помилки при використанні модуляції ФМ-М та АФМ-М в системі МІМО в умовах впливу флуктуаційного шуму, навмисних завад та селективних завмирань буде визначатися наступним виразом

$$P_B^L = \frac{P_{1B} + P_{2B} + \dots + P_{LB}}{L},$$

де  $L$  – кількість каналів в системі МІМО;  $P_{1B}$  – середня ймовірність бітової помилки в кожному каналі системи МІМО, яка враховує вплив флуктуаційного шуму, навмисних завад, вид модуляції сигналу, селективні завмирання, аналітичні вирази для розрахунку якої отримані в для відповідних типів завад та модуляцій сигналу.

Вибирається вид коригуючого коду. По виду завадостійких кодів усі СКК можна розділити на два великі класи: на основі блокових кодів і на основі безперервних кодів. Крім того, окремий клас складають СКК на основі каскадних кодів, що застосовують одночасно блокові і безперервні коди.

Вибирається маніпуляційний код. При узгодженні кодека двійкового завадостійкого коду і модему багатопозиційних сигналів, необхідно викори-

статі маніпуляційний код, при якому збільшенню відстані по Хемінгу між кодовими комбінаціями відповідає більша відстань по Евкліду між сигналами, що відповідають їм.

## Висновки

В роботі запропоновано методику адаптивного 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. Методика дозволяє зберігати працездатність багатоантенних систем військового призначення за рахунок сумісного адаптивного управління параметрів багатоантенних систем військового радіозв'язку та активних фазованих антенних решіток.

Зазначена методика підвищує енергетичну та частотну ефективність системи МІМО.

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 [12] на 15–23%.

Напрямок подальших досліджень є розробка удосконаленої методики адаптивного управління параметрами системи МІМО-АФАР з метою зменшення її обчислювальної складності та підвищення швидкодії.

## Список літератури

1. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневецкий, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – 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.
3. Волков Л.Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учеб. пособ. / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.

4. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации / А. Голдсмит. – М.: Техносфера, 2011 – 904 с.

5. Слюсар В. Системы МІМО: принципы построения и обработка сигналов / В. Слюсар // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес.* – 2005. – № 8. – С. 52-58.

6. 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.

7. Larsson E.G. On maximum-likelihood detection and decoding for space-time coding systems / E.G. Larsson, P. Stoica, J. Li // *IEEE Trans. Signal Processing.* – 2002. – V. 50. – No. 4. – P. 937-944.

8. Tarokh V. Space-time block coding for wireless communication: Performance results / V. Tarokh, H. Jafarkhani, A.R. Calderbank // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications.* – March 2005. – V. 17. – P. 451-460.

9. 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.

10. Andrews J.G. Inteference cancellation for cellular systems: A contemporary overview / J.G. Andrews // *IEEE Wireless Communications Magazine.* – 2005. – Vol. 12, № 2. – P. 19-29.

11. 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.

12. Hamid Jafarkhani. Space-Time Coding: theory and practice // Cambridge University Press, 2005 – 302 p.

13. 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.

14. 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.

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

Надійшла до редколегії 20.10.2016

**Рецензент:** д-р техн. наук, проф. І.О. Романенко, Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки Збройних Сил України, Київ.

## МЕТОДИКА АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕННЯ ПАРАМЕТРАМИ МІМО-АФАР

А.В. Шишацький, А.Г. Жук, Р.О. Беляков

В работе предложена методика адаптивного управления параметрами многоантенных систем радиосвязи военного назначения с активными фазированными антенными решетками. Методика позволяет сохранять работоспособность многоантенных систем военного назначения за счет совместного адаптивного управления параметрами многоантенных систем военной радиосвязи и активных фазированных антенных решеток.

**Ключевые слова:** сигнально-помеховая обстановка, скорость передачи информации, вероятность битовой ошибки, пространственно-временная обработка, система МІМО, активные фазированные антенные решетки.

## METHOD OF ADAPTIVE MANAGEMENT PARAMETERS MIMO APSAA

A.V. Shishatsky, A.G. Zhuk, R.O. Belyakov

In article offered method of adaptive management parameters multiantenna systems military radio communication with active phased antenna arrays. Method allow to save performance multiantenna systems military appointment due to the joint adaptive management parameters multiantenna systems military radio communication and active phased antenna arrays.

**Keywords:** signal-jamming environment, speed of information transfer, bit error probability, space-time coding, MIMO systems, active phased arrays.