УДК 621.391

С.М. Петрук, Р.М. Животовський

Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки ЗС України, Київ

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СПОТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ В БАГАТОАНТЕННИХ СИСТЕМАХ БЕЗПІЛОТНИХ АВІАЦІЙНИХ КОМПЛЕКСІВ СПЕЦІАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

У статті запропонована математична модель спотворення сигналів в багатоантенних системах безпілотних авіаційних комплексів спеціального призначення, що базується на нових аналітичних співвідношеннях для оцінки впливу навмисних завад та завмирань сигналу для безпілотних авіаційних комплексів спеціального призначення.

Ключові слова: *багатоантенні системи, безпілотні авіаційні комплекси, сигнально-кодова конструкція, швидкість передачі інформації, ймовірність бітової помилки, радіоелектронне подавлення.*

Вступ

Перспективні канали передачі даних безпілотних авіаційних комплексів (БпАК) повинні забезпечувати передачу інформації у складній радіоелектронній обстановці [1, 2]. Цих цілей необхідно досягти в складних умовах багатопроменевого просторового каналу, в якому можливі глибокі завмирання сигналів, а також при жорстких обмеженнях на частотну смугу і потужність передавальних пристроїв, а також з врахуванням ефекту Допплера. Пропускну здатність та якість передачі інформації і каналі передачі даних БпАК можна значно підвищити за рахунок використання технології „багато входів - багато виходів" (Multiple-Input Multiple-Output - MIMO), яка дозволяє більш ефективно використовувати потужність передавача і боротися із завмираннями сигналів [3 – 5]. Підвищення ефективності досягається за рахунок використання методів просторово-часової обробки, що забезпечують передачу і приймання паралельних потоків інформації.

Проведемо формалізацію процесів, що виникають під час функціонування багатоантенних систем безпілотних авіаційних комплексів.

У загальному випадку структура системи MIMO має в своєму складі S передавачів (передавальних антен) і V приймачів (приймальних антен) (рис. 1).

Розглянемо MIMO-систему S×V, зображену на рис. 1. де ППД – перетворювач потоку даних, S_i – передавач і-ого каналу, V_j – приймач j-ого каналу.

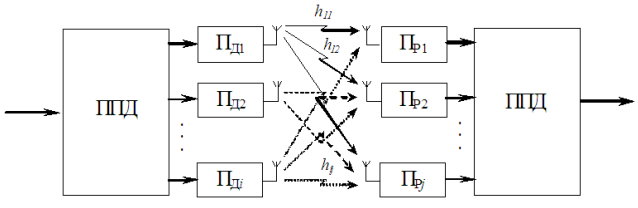

Рис. 1. Структура системи MIMO

Високошвидкісний потік даних розбивається на S незалежних послідовностей з $1/S$ швидкості, які потім передаються одночасно з декількох антен, відповідно використовуючи тільки $1/S$ їх первинної смуги частот.

Перетворювач потоку даних на передавальному кінці лінії зв'язку перетворює послідовний потік у паралельний, а на приймальному – виконує зворотне перетворення.

Матрицю стовбців **A** сигналів передавального пристрою із S канальних передавачів та матрицю стовбців **X** приймального пристрою із V канальних приймачів можна записати у вигляді:

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

Передаточна 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} – передаточна функція між і-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 релеєвським законом. Тому такий канал називають релеєвським. Коли середня амплітуда не дорівнює нулю, тоді випадковий коефіцієнт передачі має райсовський розподіл, а канал називають райсовським.

© С.М. Петрук, Р.М. Животовський

Для збільшення швидкості передачі даних в системі MIMO 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 наявність канальної інформації на передавальному кінці лінії зв'язку, можна віднести блочне, решітчасте кодування і, так звану, BLAST-технологію [5-7].

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 канальні коефіцієнти є постійними за час передачі символів d_1 і d_2, вектор прийнятих сигналів **X** без урахування власного шуму можна представити у вигляді:

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

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

Вектор **D** переданих символів можна знайти через $\left(\mathbf{H}_{\text{block}}\right)^{-1}$, так як $\mathbf{D} = \left(\mathbf{H}_{\text{block}}\right)^{-1}\mathbf{X}$. Проте матриця $\mathbf{H}_{\text{block}}$ володіє такою властивістю, що

$$\left(\mathbf{H}_{\text{block}}\right)^{\text{H}}\mathbf{H}_{\text{block}} = \left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)\mathbf{I},$$

тобто $\mathbf{H}_{\text{block}} \sim \left(\mathbf{H}_{\text{block}}\right)^{-1}$ та просторово-часовий декодер можна задати матрицею $\left(\mathbf{H}_{\text{block}}\right)^{\text{H}}$. Тоді вихідний вектор $\mathbf{Y} = \left(\mathbf{H}_{\text{block}}\right)^{\text{H}}\mathbf{X} = \left(|h_1|^2 + |h_2|^2\right)\mathbf{D}$.

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 [7], який припускає знаходження матриці псевдозворотньою до канальної матриці **H**. Вектор вхідного процесу дорівнює $\mathbf{X} = \mathbf{HD} + \mathbf{N}$, де $\mathbf{N}(t) = \left[n_1(t), n_2(t), \ldots n_N(t)\right]^{\text{T}}$ − вектор власних шумів. Відповідно до даного методу мінімізується величина $|\mathbf{X} - \mathbf{HD}|^2$. В результаті неважко отримати [5 – 7], що $\mathbf{D} = \left(\mathbf{H}^{\text{H}}\mathbf{H}\right)^{-1}\mathbf{H}^{\text{H}}\mathbf{X}$.

Інший метод кодування, що не вимагає наявності канальної інформації на передавальному кінці лінії зв'язку, це решітчасте просторово-часове кодування, яке є аналогом завадостійкого згорточного 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.

Тому ***метою статті*** є розробка математичної моделі спотворення сигналів в багатоантенних системах безпілотних авіаційних комплексів спеціального призначення.

Постановка та вирішення завдання

Нехай в системі MIMO повідомлення передаються шляхом рівноймовірної передачі сукупності m інформаційних ортогональних сигналів по L каналам $\{x_{Lm}(t)\}$, $m \in \overline{1,M}$, $L \in \overline{1,v}$ в L-мірному просторі за час T.

Довільний набір скінченних сигналів $\{x_{1m}(t)\}, \ldots, \{x_{vm}(t)\}, m = 1,2,\ldots,M$, виражається [7] лінійною комбінацією L ортогональних сигналів $\omega_{11}(t), \omega_{12}(t), \ldots, \omega_{1L}(t), \ldots, \omega_{v1}(t), \omega_{v2}(t), \ldots, \omega_{vL}(t)$:

$$x_{1m}(t) = \sum_{n=1}^{L} x_{1mn}\omega_{1n}(t), \ldots, x_{vm}(t) = \sum_{n=1}^{L} x_{vmn}\omega_{vn}(t),$$

де $m = 1,\ldots M$, x_{Lmn} − коефіцієнт при $\omega_{Ln}(t)$ розкладання сигналу по базисних функціях (коефіцієнт ортонормованого розкладання або проекція сигналі $\{x_{1m}(t)\}, \ldots, \{x_{vm}(t)\}, m = 1,2,\ldots,M$ на базиси $\omega_{1n}(t), \ldots, \omega_{vn}(t)$).

Сигнали $x_{1m}(t), \ldots, x_{vm}(t)$ називаються реалізацією m-ічного сигналу в момент часу t, m – номер M-арного символу. При цьому

$$x_{1mn} = \int_0^T x_{1m}(t)\omega_{1n}(t), \ldots, x_{vmn} = \int_0^T x_{vm}(t)\omega_{vn}(t).$$

У випадку обмеження по потужності передачі середня енергія кожного m-го сигналу $x_{Lm}(t)$ L-го каналу системи MIMO визначається як

$$\int_0^T x_{Lm}^2(t) = E_L,\ L \in \overline{1,v}.$$

Для того, щоб скрити n-вимірний набір інформаційних сигналів в L- вимірному просторі радіосигналу сукупність коефіцієнтів x_{Lmn} повинна обиратися таким чином, щоб $x^2_{Lmn} = \frac{E_{Lc}}{L}\delta_{Lmn}$. Таким чином, сигнали, псевдовипадкова послідовність яких відома на приймальному боці, але невідома постановнику завад, мають рівномірно розподілену енергію по N-базисним напрямкам.

Процеси флуктуаційного шуму записуються у вигляді [7]:

$$n_1(t) = \sum_{n=1}^{N} n_{1n}\omega_{1n}(t), \ldots, n_v(t) = \sum_{n=1}^{N} n_{vn}\omega_{vn}(t).$$

Коефіцієнти шумового процесу, $\{n_{1n}\}$, …, $\{n_{vn}\}$, $n = 1,2,\ldots,N$ є гаусівськими випадковими величинами з нульовим математичним сподіванням і дисперсіями $\frac{G_{10}}{2}, \ldots, \frac{G_{v0}}{2}$ відповідно.

Функції щільності розподілу ймовірності кожного коефіцієнта мають вигляд [6, 7]:

$$w_1(n_{1n}) = \xi_1\left(0, \frac{G_{10}}{2}\right) = \frac{1}{\sqrt{\pi G_{10}}}\exp\left(-\frac{(n_{1n})^2}{G_{10}}\right), \ldots,$$

$$w_v(n_{vn}) = \xi_v\left(0, \frac{G_{v0}}{2}\right) = \frac{1}{\sqrt{\pi G_{v0}}}\exp\left(-\frac{(n_{vn})^2}{G_{v0}}\right).$$

Аналогічно для процесів навмисних завади, якщо вони мають вигляд білого гаусівського шуму:

$$j_1(t) = \sum_{n=1}^{L} j_{1n}\omega_{1n}(t), \ldots, j_v(t) = \sum_{n=1}^{L} j_{vn}\omega_{vn}(t),$$

де коефіцієнти шумового процесу, $\{j_{1n}\}, \ldots, \{j_{vn}\}$, $n = 1,2,\ldots,L$, також є гаусівськими випадковими величинами з нульовим математичним сподіванням і дисперсіями $\frac{G_{1з}}{2}, \ldots, \frac{G_{vз}}{2}$.

Для навмисних завад функції щільності розподілу ймовірності кожного коефіцієнта дорівнюють:

$$w_1(j_{1n}) = \eta_1\left(0, \frac{G_{1з}}{2}\right) = \frac{1}{\sqrt{\pi G_{1з}}}\exp\left(-\frac{(j_{1n})^2}{G_{1з}}\right), \ldots,$$

$$w_v(j_{vn}) = \eta_v\left(0, \frac{G_{vз}}{2}\right) = \frac{1}{\sqrt{\pi G_{vз}}}\exp\left(-\frac{(j_{vn})^2}{G_{vз}}\right).$$

При цьому $\int_0^T J_L^2(t) = G_{Lз}$, де $G_{Lз}$ – спектральна щільність потужності завада L-го каналу системи MIMO.

В [6 – 7] показано, що відношення сигнал/шум на виході демодулятора сигналів одного з L каналів системи MIMO визначається відношенням

$$h^2_{L0} = \frac{E_L}{G_{L0}} = \frac{P_L}{P_{L0}}\frac{N}{n},$$

де P_L – потужність сигналу для L-го каналу системи MIMO, P_{L0} – потужність шуму для L-го каналу системи MIMO, G_{L0} – спектральна щільність потужність шуму для L-го каналу системи MIMO.

Відношення сигнал/завада на виході демодулятора сигналів одного з L каналів системи MIMO визначається відношенням

$$h^2_{Lз} = \frac{E_L}{G_{Lз}} = \frac{P_L}{P_{Lз}}\frac{N}{n},$$

де P_L – потужність сигналу для L-го каналу системи MIMO, $P_{Lз}$ – потужність завади для L-го каналу системи MIMO, $G_{Lз}$ – спектральна щільність потужність завади для L-го каналу системи MIMO.

При оцінці завадозахищеності ЗРЗ з MIMO будемо розглядати наступні види навмисних завад: шумова загороджувальна завада, шумова завада в частині смуги та завада у відповідь, моделі яких представляють обмежений по смузі адитивний білий гаусівський шум [5, 7].

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 MIMO 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) [8-9]. У каналі з селективними завмираннями та білим шумом при когерентному прийманні відомі точні формули ймовірності бітової помилки для модуляції ФМ-М (M>2) [8-9]. Ймовірність бітової помилки в першому та другому біті

$$P_{б1} = P_{б2} = \frac{2}{M}\sum_{m=1}^{M/4}\frac{1}{h_з^2 + 1 + \sqrt{h_з^2\left(h_з^2+1\right)}}, \qquad (1)$$

де $h_з^2 = h_{бс}^2 B\sin^2\left((2m-1)\pi/M\right)$, $h_{бс}^2 = \frac{h_0^2(M-1)}{3\left(\sqrt{M}-1\right)^2}$,

$h_0^2 = \frac{E_б}{G_0}$, $E_б$ – енергія біта, G_0 – спектральна щільність потужності шуму, $M = 2^B$ – розмірність сигнального сузір'я. Імовірність помилки для біт $i = \overline{3,B}$ дорівнює

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

де $T_z\left(h_{бс}^2, M, m\right) =$

$$= \frac{1}{\pi}\arcsin\frac{\cos\left((2m-1)\pi/M\right)}{\left(2\left[h_{бс}^2 B+1+\sqrt{h_{бс}^2 B\left(h_{бс}^2 B+1\right)}\right]\times\right.}+$$
$$\left.\times\sin\left[\left((2m-1)\pi/M\right)+\psi_з\right]\right)$$
$$+\frac{1}{2\pi}\cdot\left(1\Big/\left(h_з^2+1+\sqrt{h_з^2\left(h_з^2+1\right)}\right)\right)\times$$
$$\times\arcsin\left[\sqrt{\frac{h_{бс}^2 K}{h_{бс}^2 K+1}}\cdot\cos\left((2m-1)\pi/M\right)\right],$$
$$\psi_m=\frac{1}{2}\arcsin\sqrt{\frac{h_{бс}^2 B}{h_{бс}^2 B+1}}\cdot\cos\left((2m-1)\pi/M\right).$$

Середня ймовірність помилки на біт в B-бітовому блоці визначається як [8, 9]:

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

Визначимо середню ймовірність помилки в B-бітовому блоці для одного каналу системи MIMO 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

$$P_{б1}=P_{б2}=\frac{1}{2}\left(1\Big/\left(h_{бс}^2+1+\sqrt{h_{бс}^2\left(h_{бс}^2+1\right)}\right)\right)=$$
$$=\frac{1}{2}\left(1\Big/\left(h_0^2+1+\sqrt{h_0^2\left(h_0^2+1\right)}\right)\right). \qquad (2)$$

Середня ймовірність помилки на біт в 2-бітовому блоці модуляції ФМ-4 при селективних завмираннях визначається, підставивши (1) в (2):

$$P_B=\frac{1}{h_0^2+1+\sqrt{h_0^2\left(h_0^2+1\right)}}=1-\sqrt{\frac{h_0^2}{h_0^2+1}}. \qquad (3)$$

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

$$h_{01з}^2=\frac{E_б}{G_0+G_з}, \qquad (4)$$

де $G_з$ – спектральна щільність потужності навмисної завади. Для шумової завади в частині смуги параметр $h_{0з}^2$ буде визначений як

$$h_{02з}^2=\frac{E_б}{G_0+G_з/\gamma}. \qquad (5)$$

У випадку застосування постановником завад завади у відповідь $h_{0з}^2$ буде мати вигляд $h_{03з}^2=E_б/\left(G_0+G_з\right)$.

Розглянемо вплив навмисних завад на завадо захищеність системи MIMO 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 $\iota=\cos\phi_{01}=\left(\psi_0(t),\psi_1(t)\right)$. 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 по формулі

$$d=\sqrt{E_{01}}=\sqrt{E_0+E_1-2\iota E_0E_1}.$$

В цій системі сигналів максимальна енергія $E_m=\max\left(E_0,E_1\right)$, $E_c=pE_0+(1-p)E_1$ – це середня енергія , а квадрат пік-фактору сигналу

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

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

Відповідно:

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

де $h_0^2=E_0/N_0$. Тлді квадрат пік-фактора

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

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

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

$$d_0=d/2-\Delta+b_0;\quad d_1=d/2+\Delta-b_1,$$

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

$$b_1=2\sin\frac{\phi}{2}\frac{E_1}{\sqrt{E_{01}}}\left(\sqrt{\frac{E_1}{E_0}}\sin\left(\phi_{01}+\frac{\phi}{2}\right)+\sin\frac{\phi}{2}\right)$$

Тоді

$$P_б=p(1-\Phi)\left((d-2\Delta+2b_0)\Big/\sqrt{2N_0}\right)+$$
$$+(1-p)(1-\Phi)\left((d+2\Delta-2b_0)\Big/\sqrt{2N_0}\right),$$

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

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

$$P_B^L = \left(P_{1B} + P_{2B} + \cdots + P_{LB}\right)/L,$$

де L – кількість каналів в системі MIMO, P_{LB} – середня ймовірність бітової помилки в кожному каналі системи MIMO, 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.

Висновки

1. В роботі розроблена спотворення сигналів в багатоантенних системах безпілотних авіаційних комплексів спеціального призначення.

Сутність моделі полягає в оцінці завадозахищеності системи MIMO з псевдовипадковою перестройкою робочої частоти в каналах передачі даних безпілотних авіаційних комплексів спеціального призначення з навмисними завадами та селективними завмираннями.

2. Відмінність розробленої моделі від існуючих, що визначає її новизну, полягає в тому, що запропонована модель базується на нових аналітичних співвідношеннях для розрахунку показника завадозахищеності системи MIMO, які враховують кількість підканалів системи MIMO, різні види навмисних шумових завад, селективні завмирання сигналу та є ефективними для розрахунку при малих відношеннях сигнал/завада в каналі.

Напрямком подальших досліджень є розробка методики вибору раціональних значень параметрів багатоантенних систем безпілотних авіаційних комплексів спеціального призначення в умовах впливу навмисних завад та завмирань сигналу.

Список літератури

1. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / [Агафонов А. А., Артюх С. Н., Афанасьев В. И. и др.]; под ред. В. Г. Радзиевского. – М.: Радиотехника, 2006. – 424 с.

2. Білецький І. Г. Особливості застосування безпілотної розвідувальної авіації в сучасних воєнних конфліктах / І. Г. Білецький, В. В. Андронов // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. — 2010. — № 1. — С. 79-85.

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

4. Кувшинов О.В. Аналіз характеристик систем радіодоступу з технологією MIMO / О.В. Кувшинов, Д.А. Міночкін // Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Т. Шевченка. – Вип. № 3 – К.: ВІКНУ, 2006. – С. 51 – 56.

5. Кувшинов О. В. Теорія електричного зв'язку. Ч. 2: Основи теорії завадостійкості, кодування та інформації. / О. В. Кувшинов, С. П. Лівенцев, О. П. Лежнюк, А. І. Міночкін, Д. І. Могилевич / Підручник – К.: ВІТІ НТУУ «КПІ», 2008. – 286 с.

6. Животовський Р.М. Методика формування раціональних значень параметрів сигналу для безпілотних авіаційних комплексів в умовах багатопроменевого розповсюдження радіохвиль / Р.М. Животовський // Системи озброєння і військова техніка. — 2016. — № 3. — С. 9-13.

7. Основи теорії телекомунікацій: підручник / [О.В. Корнейко, О.В. Кувшинов, О.П. Лежнюк та ін.]; за заг. ред. М. Ю. Ільченка. – К.: Політехніка, 2010. – 786 с.

8. 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.

9. Бураченко Д. Л. Сигнальные конструкции. Приложения. Часть 3. Учебное пособие / Д. Л. Бураченко, Н. В. Савищенко. – СПб.: СПбГУТ, 2005. – С. 3-28.

Надійшла до редколегії 15.06.2016

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

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛОВ В МНОГОАНТЕННЫХ СИСТЕМАХ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСОВ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

С.Н. Петрук, Р.Н. Животовский

В статье предложена математическая модель искажения сигналов в многоантенных системах беспилотных авиационных комплексов специального назначения, которая базируется на новых аналитических соотношениях для оценки воздействия преднамеренных помех и замираний сигнала для беспилотных авиационных комплексов специального назначения.

Ключевые слова: *многоантенные системы, беспилотные авиационные комплексы, сигнально-кодовая конструкция, скорость передачи информации, вероятность битовой ошибки, радиоэлектронное подавление.*

MATHEMATICAL MODEL OF DISTORTION SIGNALS IN MULTIANTENNA SYSTEMS OF UNMANNED AVIATION COMPLEX SPECIAL APPOINTMENT

S.N. Petruk, R.M. Zhivotovsky

In the article offered mathematical model of distortion signals in multiantenna systems of unmanned aviation complex special appointment, which is based on new analytical the ratio for impact assessment intentional interference and fading signal for unmanned aviation complex special appointment.

Keywords: *multiantenna systems, unmanned aviation comlex, signal-code construction, speed of information transfer, bit error probability, radio-electronic suppression.*