

УДК 621.391

А.В. Шишацький

Центральний НДІ озброєння та військової техніки Збройних Сил України, Київ

## МЕТОДИКА ФОРМУВАННЯ СИГНАЛЬНО-КОДОВИХ КОНСТРУКЦІЙ OFDM-СИГНАЛУ В УМОВАХ ВПЛИВУ НАВМИСНИХ ЗАВАД ТА СЕЛЕКТИВНИХ ЗАВМИРАНЬ

У статті запропоновано методику вибору параметрів сигналу з ортогональною частотною маніпуляцією, оптимальних за критерієм енергетичної та частотної ефективності, яку доцільно застосовувати в умовах багатопроменевого поширення та впливу навмисних завад.

**Ключові слова:** ортогональне частотне мультимплексування, сигнально-кодова конструкція, швидкість передачі інформації, ймовірність бітової помилки, частотна ефективність, енергетична ефективність.

### Вступ

Технологія ортогонального частотного мультимплексування з розділенням або OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) знаходить широке використання в телекомунікаційних системах [1]. Актуальним завданням для систем військового радіозв'язку є підвищення частотної ефективності для забезпечення максимальної пропускної спроможності системи радіозв'язку (СРЗ) [2 – 4]. В роботах [2] та [5] вирішувалося завдання підвищення частотної або енергетичної ефективності систем радіозв'язку спеціального призначення, проте в зазначених роботах не вирішувалася проблема одночасного підвищення частотної та енергетичної ефективності систем радіозв'язку з OFDM.

Тому метою статті є розробка методики вибору параметрів OFDM-сигналу засобів радіозв'язку з метою одночасного підвищення частотної та енергетичної ефективності системи радіозв'язку спеціального призначення що використовують технологію OFDM.

### Постановка завдання

**Задано:** параметри передавального пристрою і каналу зв'язку

$$\Psi = \{\psi_i\}, \quad i = \overline{1, n},$$

де  $\Psi_1 \dots \Psi_n$  – кількість (сукупність) піднесучих, потужність передавача, відношення сигнал/шум в каналі (задається для кожного підканалу окремо), робоча частота, види модуляції, мінімально необхідна швидкість передачі інформації (необхідна пропускна спроможність), смуга пропускання каналу зв'язку, набір коригувальних згорткових кодів з відповідними параметрами: швидкість коригувального коду, граничне значення відношення сигнал/шум в каналі, при якому коригувальний код починає давати вигоду порівняно з модуляцією без кодування. Початковий режим роботи, який забезпечує міні-

мально необхідну швидкість передачі інформації  $v_{\text{доп}}$ , передбачає використання усіх піднесучих, квадратурної фазової маніпуляції (КФМ) та коригувального коду із заданою швидкістю ( $R = 0,5$ ).

**Необхідно:** визначити параметри сигналу (кількість активних піднесучих, що будуть використовуватися при передачі повідомлень, сигнально-кодову конструкцію для кожної піднесучої (вид модуляції та коригувального коду), при яких максимізується частотна ефективність СРЗ  $\beta_f$  при виконанні обмежень на значення ймовірності бітової помилки приймання сигналів  $P_b \leq P_{b \text{ доп}}$ .

**Обмеження:** вид коригувального коду – згорткові коди зі швидкостями  $R = \left(\frac{1}{4}, \frac{2}{5}, \frac{1}{2}, \frac{3}{5}, \frac{3}{4}\right)$ ; вид сигналу – КФМ (квадратурна фазова маніпуляція), КАМ-М (квадратурна амплітудна маніпуляція), розмірність маніпуляції  $M = (16, 32, 64, 128, 256)$ , кількість піднесучих  $N$  ( $N = 256$ ); максимально допустима ймовірність помилкового приймання сигналів  $P_{b \text{ доп}} = 10^{-6}$ . Тип завад – адитивні.

**Допущення:** стан передатної характеристики каналу зв'язку  $H_{\text{заг}}$  перед передачею чергового OFDM-символу відомий та не змінюється під час передачі символу:

$$H_{\text{заг}} = H_1 + H_2 + \dots + H_N = \sum_{i=1}^N H_i;$$

амплітудна характеристика підсилювача потужності передавача лінійна, нелінійні спотворення сигналу відсутні, потужність передавача є незмінною

$$P_{\text{прд}} = \text{const}.$$

### Вирішення завдання

Завдання визначення параметрів OFDM-сигналу з максимальними показниками частотної та енергетичної ефективності зводяться до типової оп-

тимізаційної задачі. Система рівнянь для розв'язан-  
ня оптимізаційної задачі має вигляд

$$\begin{cases} \beta_F = F_1(\Delta F, T_s, M, R, N_A) = \max; \\ P_6 = F_2(P_c, G_{0i}, M_i, R_i, d_{fi}, N_A) \leq P_{6 \text{ доп}}, \end{cases} \quad (1)$$

де  $N_A$  – кількість активних піднесучих (підканалів,  
в яких передається інформація),

$N_A = N - N_B$ ,  $N_B$  – підканали, що внаслідок

дії завод відключаються,

$P_c$  – потужність сигналу в підканалі ( $P_c = P_{\text{прд}} / N_A$ ),

$G_0$  – спектральна щільність потужності шуму,

$M_i$  – розмірність ансамблю сигналів,

$R_i$  – швидкість коригувального коду ( $R_i = k/n$ ),

$k$  – кількість інформаційних біт на вході кодера,

$n$  – кількість біт на виході кодера,

$d_{fi}$  – величина вільної відстані, що характеризує  
заводзахисні властивості згорткового коду,  $i$  – ін-  
декс підканалу,

$\Delta F$  – ширина спектра сигналу.

Значення  $P_{\text{прд}}, \Delta F, T_s$  є постійними, значення

$G_{0i}, M_i, R_i, d_{fi}$  задаються для кожного активного  
підканалу.

Розкриємо функціонали системи рівнянь (1).  
Інформаційна швидкість визначається як

$$v_i = \frac{B}{T_s} = \frac{\sum_{i=1}^{N_A} \log_2 M_i \cdot R_i}{T_s},$$

де  $T_s$  – тривалість символу,

$B$  – кількість інформаційних біт, що передається  
в одному OFDM-символі,

$i$  – індекс активного підканалу.

Частотна ефективність визначається як [6]:

$$\beta_F = \frac{v_i}{\Delta F}.$$

Заводостійкість для КФМ та КАМ-М визнача-  
ється згідно [7, 8] відповідно за формулами (2) та  
(3):

$$P_{6 \text{ кфм}} = \left[ 1 - \Phi \left( \sqrt{\frac{2E_6}{G_0}} \right) \right], \quad (2)$$

де  $E_6 = P_c \cdot T_s$  енергія сигналу,

$\Phi(x)$  – функція Крампа.

$$\begin{aligned} P_{6 \text{ кам-м}} &= \\ &= \frac{(1 - 1/\sqrt{M})}{\log_2 \sqrt{M}} \left[ 1 - \Phi \left[ \sqrt{\left( \frac{3 \log_2 \sqrt{M}}{M-1} \right) \frac{2E_6}{G_0}} \right] \right]. \end{aligned} \quad (3)$$

При використанні згорткових кодів вводиться  
поняття  $P_k$  – імовірність вибору при декодуванні  
помилкового вектору ваги  $d = k$ , де  $k$  – кількість  
символів на вході декодера.

Значення  $P_k$  залежить від того, в якому каналі  
здійснюється декодування. Для дискретного каналу  
з жорстким рішенням на виході демодулятора імові-  
рність  $P_k$  визначається з умови, що на довжині пос-  
лідовності на вході декодера відбудеться  $(k + 1)/2$  і  
більш помилок [7], тобто

$$P_k = \begin{cases} \sum_{j=\frac{k+1}{2}}^k C_k^j P_{\text{пом}}^j (1 - P_{\text{пом}})^{k-j} & \text{для непарних } k; \\ \frac{1}{2} C_k^{k/2} P_{\text{пом}}^{k/2} (1 - P_{\text{пом}})^{k/2} + \\ + \sum_{j=\frac{k+1}{2}}^k C_k^j P_{\text{пом}}^j (1 - P_{\text{пом}})^{k-j} & \text{для парних } k, \end{cases} \quad (4)$$

де  $C_n^j = \frac{n!}{j!(n-j)!}$  – біноміальний коефіцієнт, за-  
мість  $P_{\text{пом}}$  підставляються формули (2) або (3).

Набір коефіцієнтів  $\omega_k$  для різних  $k \geq d_f$  нази-  
вається спектром ваг згорткового коду. Спектр ваг  
показує сумарну кількість помилок на виході деко-  
дера, коли замість правильного шляху по решітчас-  
тій діаграмі вибирають помилкові шляхи, які відсто-  
ять від правильного на величину  $d = k$ . Використо-  
вуючи правило додавання ймовірностей, можна ви-  
значити імовірність помилки на біт

$$P_6 < w_k P_k.$$

У каналі з м'яким рішенням на виході демоду-  
лятора при використанні КФМ імовірність  $P_k$  роз-  
раховується за формулою [7]:

$$P_k = \frac{1}{2} \left[ 1 - \Phi \left( \sqrt{\frac{2E_6 R}{G_0}} \right) \right].$$

З аналізу системи (1) випливає, що її обчислю-  
вальна складність при розв'язанні методом повного  
перебору в реальному масштабі часу може вияви-  
тись неприйнятною. Однак, якщо певним чином  
змінити порядок розв'язання задачі та більшість  
розрахунків провести на етапі проектування, бажан-  
ий результат розрахунку можна отримати значно  
простіше.

Методика вибору параметрів OFDM-сигналу  
складається з наступних етапів.

1. Введення вихідних даних. Вводяться параме-  
три передавального пристрою і каналу зв'язку  
 $\Psi = \{\psi_i\}$ , а також значення допустимої величини  
ймовірності помилкового приймання сигналів  
 $P_{6 \text{ доп}}$  та мінімально необхідної інформаційної  
швидкості передавання  $v_{i \text{ доп}}$ .

2. Вибір числа піднесучих. При OFDM груп-  
вий сигнал модему на інтервалі передачі одного  
символу може бути поданий у вигляді [7, 10]:

$$A_{\Sigma}(t) = \sum_{p=0}^{N-1} A_p \cos \left[ \omega_0 t + \left( p - \frac{N-1}{2} \right) \Delta f_p t + \varphi_p \right],$$

$$0 \leq t \leq T,$$

де  $\omega_0$  – центральна частота групового сигналу,

$N$  – кількість піднесучих,

$\Delta f_p$  – рознесення частот між піднесучими,

$A_p$  – амплітуда  $p$ -ї піднесучої,

$\varphi_p$  – поточна фаза  $p$ -ї піднесучої,

$T$  – тривалість символного інтервалу.

Основними видами завад, які найбільш часто реалізуються в системах постановки навмисних завад, є шумова загороджувальна завада, шумова завада в частині смуги, полігармонійна завада та завада у відповідь [12].

У каналі зв'язку переданий OFDM-сигнал  $x(t)$  спотворюється мультиплікативними та адитивними завадами. Мультиплікативні завади представляються матрицею передачі каналу  $\mathbf{H}$  [1]. У роботі передбачається, що всі елементи матриці  $\mathbf{H}$  дорівнюють одиниці.

Як адитивні завади розглядаються флуктуаційний шум  $n(t)$  та навмисні завади  $j(t)$ .

Флуктуаційний шум  $n(t)$  математично можна представити як випадковий процес:

$$n(t) = N(t) \cos(\omega_k t - \varphi_k) = N(t) \cos \varphi_k \cos \omega_k t + N(t) \sin \varphi_k \sin \omega_k t,$$

де  $N(t) \cos \varphi_k$  та  $N(t) \sin \varphi_k$  – гаусівські нормально розподілені випадкові величини. Шум  $n_k(t)$ , який присутній в  $k$ -му субканалі OFDM-демоделюлятора, можна виразити як лінійну комбінацію з  $N$  ортогональних сигналів.

Таким чином, сигнал  $n_k$  можна представити у вигляді вектора

$$\vec{n}_k = (n_{k1}, n_{k2}, \dots, n_{kN}),$$

або у матричному вигляді

$$N_k = [n_{k1}, n_{k2}, \dots, n_{kN}].$$

В  $N$ -вимірному евклідовому просторі для кожного субканалу OFDM-демоделюлятора коефіцієнти процесу шуму будуть мати вигляд

$$N = (n_{ij}), i, j = \overline{1, N}.$$

Аналогічно флуктуаційному шуму навмисні завади математично можна записати теж як випадковий процес:

$$j(t) = J(t) \cos(\omega_k t - \varphi_k) = J(t) \cos \varphi_k \cos \omega_k t + J(t) \sin \varphi_k \sin \omega_k t,$$

де  $J(t) \cos \varphi_k$  та  $J(t) \sin \varphi_k$  – гаусівські нормально розподілені випадкові величини.

Заваду  $j_k(t)$ , яка присутня в  $k$ -му субканалі OFDM-демоделюлятора, можна виразити як лінійну комбінацію  $N$  ортогональних сигналів  $\Psi_{k1}(t), \Psi_{k1}(t), \dots, \Psi_{kN}(t)$ :

$$j_k(t) = \sum_{n=1}^N j_{kn} \Psi_{kn}(t), k = \overline{1, N}.$$

У  $N$ -вимірному евклідовому просторі для кожного субканалу OFDM-демоделюлятора коефіцієнти процесу навмисної завади будуть представлені як  $J = (j_{nm}), n, m = \overline{1, N}$ .

У випадку застосування постановником завад навмисної завади її вплив на переданий сигнал буде визначатися в залежності від коефіцієнта перекриття завадою смуги частот сигналу OFDM.

Із загальної теорії зв'язку відомо, що сигнал на виході каналу  $r(t) = x(t) + n(t)$ . Таким чином, коефіцієнти OFDM-сигналу на виході OFDM-демоделюлятора можна представити сумою матриць:

$$Y = X + N = (x_{k1}) + (n_{k1}).$$

При застосуванні постановником завад навмисної завади на всій ширині смуги частот сигнал OFDM на виході OFDM-демоделюлятора до попередньої суми додається завадова матриця  $J$ , тобто

$$Y = X + N + J = (x_{k1}) + (n_{k1}) + (j_{k1}).$$

На цьому етапі вибирається кількість піднесучих сигналів з OFDM, при якому забезпечується задане відношення сигнал/шум.

3. Оцінка передатної характеристики каналу зв'язку. На даному етапі за допомогою пілотнесучих оцінюється стан багатопроменевого каналу зв'язку та визначається його передатна характеристика. В загальному випадку оцінка стану каналу може здійснюватись як прямими, так і непрямыми методами. Докладніше вони розглянуті в [9].

Також на даному етапі за допомогою методу, запропонованому в [11], оцінюється стан багатопроменевого каналу зв'язку:

$$\hat{h}^{YHK}(k) = \hat{h}^{HK}(k) W(k);$$

$$\hat{h}^{YHK} = \text{diag}(W) \hat{h}^{HK};$$

де ваговий вектор  $W$  є перетворенням Фур'є коефіцієнтів вікна, що згладжується, у частотній області.

4. Перетворення каналу з міжсимвольними спотвореннями в сукупність гаусівських каналів без пам'яті.

В реальних частотно-обмежених каналах зв'язку крім адитивного шуму виникає міжсимвольна інтерференція (МСІ), яка викликана пам'яттю каналів. Реакція каналу на послідовність вхідних

сигналів викликає взаємне накладення сигналів на його виході. У результаті описаного вище перетворення гаусівських каналів з міжсимвольною інтерференцією в сукупність незалежних паралельних гаусівських каналів без пам'яті вхід і вихід кожного каналу пов'язані виразом

$$Z_i = K_i X_i + B_i, \quad i = \overline{0, L-1}.$$

5. Визначення параметрів попередніх спотворень сигналів. Розглянемо підхід до кодування в каналах із МСІ, заснований на синтезі таких сигнально-кодкових конструкцій, які враховують „деформацію” простору сигналів при передачі реальним каналом [3].

Для оптимізації параметрів групового сигналу з OFDM вводяться попередні спотворення сигналу на передачі

$$X_i = \frac{1}{|K_i|} \xi_i \quad \text{і корекція на прийомі}$$

$$\xi_i = b_i Z_i, \quad \text{де } b_i = e^{-j \arg K_i}.$$

6. Визначення середньої потужності сигналу на виході гаусівського каналу без пам'яті (ГКБП). Якщо вихідний канал має істотну нерівномірність амплітудно-частотної характеристики в смузі Найквіста, то отримані канали можуть бути досить різні. Розходження ГКБП повинне враховуватися при побудові сигналів і СКК.

Як правило, у паралельних ГКБП із попередніми спотвореннями використовуються різні алфавіти сигналів із квадратурною амплітудною модуляцією, але з однаковою мінімальною відстанню Евкліда  $d$ , що не залежить від номера ГКБП  $i$ . Необхідність розгляду цього варіанта пояснюється можливістю побудови на його основі ефективних сигналів і сигнально-кодкових конструкцій [7].

Нехай  $0 < m_1 < m_2 < m_3 < \dots < m_Q \leq M_1$  – деяка розбивка послідовності номерів ГКБП.

Припустимо, що в ГКБП із номерами від  $m_{j-1}$  до  $m_j - 1$  ( $m_0 = 0$ ) використовується алфавіт КАМ з  $2^{q_j}$  символами,  $1 \leq j \leq Q$ , причому

$$q_1 > q_2 > \dots > q_Q \geq 1.$$

Це означає, що алфавіти з більшим числом точок використовуються в ГКБП із більшим відношенням сигнал/шум або, що те ж саме, з більшими власними значеннями  $K_i$ .

Середня потужність на виході  $i$ -го ГКБП має вигляд:

$$P_{\text{вихі}} = \frac{P_{q_j}}{|K_i|^2}, \quad m_{j-1} \leq i \leq m_j - 1, \quad (5)$$

де  $P_{q_j} = d_E^2 x(2^{q_j})$  – середня потужність сигналу КАМ на вході ГКБП із номерами  $m_{j-1}$  до  $m_j - 1$ , а

$$x(q) = \left\{ \begin{array}{l} (2^q - 1/2)/6, q = 2n - 1 \\ (2^q - 1/2)/6, q = 2n, n = 1, 2, \dots \end{array} \right\}. \quad (6)$$

Середня потужність на вході ГКМСІ обмежена величиною  $P_{\text{сеп}}$ :

$$\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{M_1-1} P_{\text{вхі}} \leq P_{\text{сеп}}. \quad (7)$$

Підставляючи вирази (5), (6) у (7), отримаємо

$$d_E^2 \sum_{j=1}^Q x(2^{q_j}) \frac{1}{N} \sum_{i=m_{j-1}}^{m_j-1} \frac{1}{|K_i|^2} \leq P_{\text{сеп}}.$$

Враховуючи, що

$$\frac{1}{L} \sum_{i=m_{j-1}}^{m_j-1} \frac{1}{|K_i|^2} = f_m(m_j) - f_m(m_{j-1}),$$

де  $f_L(M) = \left(\frac{1}{L}\right) \sum_{i=0}^{M-1} \frac{1}{|K_i|^2}$ , одержуємо

$$d_E^2 \sum_{j=1}^Q x(2^{q_j}) [f_L(m_j) - f_L(m_{j-1})] \leq P_{\text{сеп}}.$$

7. Впорядкування підканалів у порядку зменшення відношень сигнал/шум на вході приймача. На даному етапі за результатами оцінки передатної характеристики каналу здійснюється присвоєння порядкових номерів кожному підканалу в порядку зменшення відношень сигнал/шум (гірші підканали мають більші порядкові номери):

$$Q_1^2 \geq Q_2^2 \geq \dots \geq Q_N^2.$$

8. Ітераційна процедура відключення підканалів здійснюється шляхом відкидання гіршої половини підканалів (відсіювання гіршої половини підканалів, перерозподіл потужності по підканалах, додавання кращої половини у підканалах). Підканали, відношення сигнал/шум (ВСШ) у яких нижче мінімально необхідного значення  $Q_{\text{доп}}^2$ , визначається при використанні найменш ефективної (за критерієм частотної ефективності) СКК - квадратурної фазової маніпуляції зі швидкістю кодування  $R = 1/4$  та забезпеченні  $P_{\text{б доп}}$  підлягають відключенню. Тоді потужність передавача рівномірно розподіляється між іншими невідключеними (активними) підканалами.

Оскільки за рахунок перерозподілу потужності за рахунок відключених підканалів ВСШ в активних підканалах збільшується, то можна припустити, що доцільно відключати не всі підканали, для яких  $Q_i^2 \leq Q_{\text{доп}}^2$ , а тільки їх частину.

9. Вибір оптимальних сигнально-кодкових конструкцій. На даному етапі зі скінченої кількості кори-

гувальних кодів та видів модуляції, що визначаються вихідними даними, в залежності від поточного ВСШ, для кожного підканалу визначається СКК, яка дозволяє отримати максимальне значення швидкості передачі при забезпеченні заданої ймовірності бітової помилки. Необхідні розрахунки проводяться на етапі проектування, тому практично не потребують витрат часу на етапі ведення зв'язку.

Основні етапи вибору оптимальних сигнально-кодових конструкцій наступні:

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

Вибирається вид коригуючого коду. По виду завадостійких кодів усе 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 моделю багатопозиційних сигналів, необхідно використати маніпуляційний код, при якому більшому розгляду по Хемінгу між кодовими комбінаціями відповідає більша відстань по Евкліду між сигналами, що відповідають їм.

Пристрій управління вибором параметрів сигналу повинен лише вибрати з множини можливих СКК оптимальну для даного стану каналу.

10. Розрахунок максимальної швидкості передачі в кожному підканалі. Максимальна швидкість у кожному ГКБП при фіксованому  $q_j$  визначається таким чином:

$$v \left( q_j, \frac{P_{q_j}}{P_{\text{ш}}} \right) = v \left( q_j, \frac{d_E^2 \varphi(2^{q_j})}{P_{\text{ш}}} \right).$$

11. Визначення максимальної швидкості передачі групового сигналу. Сумарна швидкість у ГК МСІ задається виразом

$$v = v_0 \frac{1}{N} \sum_{j=1}^Q s_j v \left( q_j, \frac{d_E^2 (2^{q_j})}{P_{\text{ш}}} \right),$$

де  $s_j = m_j - m_{j-1}, m_0 = 0$  – кількість ГКБП з однаковим алфавітом КАМ.

Оптимізація розглянутого варіанта по швидкості при обмеженій середній потужності сигналу на вході каналу зводиться до вибору оптимальної розбивки паралельних ГКБП на групи з однаковою

швидкістю, оптимального вибору алфавітів КАМ і мінімальної відстані  $d_E$  в них. Виходячи з цього, максимальна швидкість, яку можна досягнути в ГК МСІ із попередніми спотвореннями і довільними алфавітами КАМ у кожному з паралельних ГКБП за умови, що мінімальна відстань у всіх алфавітах постійна і дорівнює  $d$ , задається виразом

$$v_{\text{max}} = \max_{d_E > 0} \max_{s_j=1,2,\dots} \max_{q_j=1,2,\dots} v_0 \frac{1}{N} \sum_{j=1}^Q m_j v \left( q_j, \frac{d_E^2 x(2^{q_j})}{P_{\text{ш}}} \right) \quad (8)$$

при обмеженнях, наведених вище, на припустиму середню потужність сигналу на вході ГК МСІ, а

$$s_j = m_j - m_{j-1}, m_0 = 0, \\ 0 < m_1 < m_2 < \dots < m_Q \leq M_1 -$$

розбивка безлічі ГКБП на групи з  $v_j$  паралельних каналів, у кожному з яких використовується той самий алфавіт КАМ із середньою потужністю

$$P_{q_j} = d_E^2 x(2^{q_j}).$$

12. Передача чергового символу. В результаті визначаються параметри чергового OFDM-символу: кількість активних підканалів  $N_A$  та їх номери,  $M$  та  $R$  для кожного підканалу, інформація про значення яких передається у складі службової інформації для зустрічної станції.

Очевидно, що запропонована ітераційна процедура полягає у відключенні піднесучих з малими коефіцієнтами підсилення (великими потужностями ефективного шуму) та виборі СКК на кожній піднесучій, що забезпечує найбільшу пропускну спроможність при заданій ймовірності помилкового прийому.

Задача визначення необхідної кількості піднесучих для відключення розв'язується методом половинного ділення і продовжується до тих пір, поки не залишиться жодної піднесучої для відключення.

## Висновки

1. В роботі запропоновано методику вибору параметрів OFDM-сигналу, призначену для підвищення частотної та енергетичної ефективності систем радіозв'язку. Новизна розробленої методики від відомих полягає у застосуванні методу половинного ділення при визначенні піднесучих, на яких припиняється передача корисної інформації на час, протягом якого можна вважати передаточну характеристику каналу незмінною.

2. Новизна методики полягає і у тому, що оптимальні параметри сигнально-кодових конструкцій визначаються для випадку передачі інформації по каналу зв'язку в умовах впливу навмисних завад. Також здійснюється адаптивне формування матриці субканалів шляхом відключення формувачів мат-

риць, тим самим звужуючи або розширюючи частотний діапазон сигналу OFDM (відповідно зменшуючи або збільшуючи кількість субканалів), що необхідно для підвищення енергетичної та частотної ефективності радіозасобів умовах активної радіоелектронної протидії.

Параметрами сигналу, значення яких вибираються при розв'язанні оптимізаційної задачі є: кількість активних піднесучих та вид сигнально-кодової конструкції для кожної піднесучої, що визначається позиційністю модуляції та швидкістю завадостійкого та маніпуляційного коду.

Оптимальні параметри OFDM-сигналу для конкретного стану каналу зв'язку визначаються зі скінченної кількості допустимих варіантів, що дозволяє спростити практичну реалізацію модемного обладнання адаптивних систем радіозв'язку.

Виходячи з оцінки ефективності методики вибору значень параметрів багаточастотного сигналу для максимізації енергетичної ефективності, що склала близько 2-3 дБ в залежності від глибини завмирань у багатопроменевому каналі, можна стверджувати, що на основі границі Шеннона [6], частотна ефективність при використанні запропонованої методики та відповідних СКК повинна зрости на величину приблизно 1-2 дБ.

Напрямок подальших досліджень є розробка методики підвищення частотної та енергетичної ефективності засобів радіозв'язку з псевдовипадковою перестройкою робочої частоти.

## 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. Гурський Т.Г. Методика вибору параметрів OFDM-сигналу військових засобів радіозв'язку в залежності від стану каналу передачі / Т.Г. Гурський // Збірник наукових праць ВІКНУ. – 2009. – Вип. 17. – С. 107-115.

3. Оптимизация параметров группового сигнала систем передачи с ортогональными гармоническими сигналами / [В.А. Балашов, В.П. Ефремов, Л.М. Ляховецкий, С.Ю. Кравченко] // Зв'язок. – 2002. – № 4. – С. 19-24.

4. Leke A. A maximum rate loading algorithm for discrete multitone modulation systems / A. Leke, J.M. Cioffi // Proc. of IEEE GLOBECOM '97, V. 3. – 1997. – P. 1514-1518.

5. Jang J. Transmit power and bit allocations for OFDM systems in a fading channel / J. Jang, K. Bok Lee, Y. Lee // Proc. of IEEE GLOBECOM '03. – 2003. – P. 858-862.

6. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / Под ред. А.Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.

7. Теорія електрозв'язку. Підручник / О.В. Корнейко, О.В. Кувшинов, О.П. Лежнюк, С.П. Лівенцев / Під ред. С.П. Лівенцева. – К.: НВФ „Славутич-Дельфін”, 2006. – Т. 2: Основи теорії завадостійкості, кодування та розподілу інформації. – 292 с.

8. Скляр Бернад. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. / Бернад Скляр. – М.: Издательский дом „Вильямс”, 2004. – 1104 с.

9. Аналіз методів оцінювання параметрів багатопроменевих каналів зв'язку / [О.В. Кувшинов, С.В. Толюпа, Т.Г. Гурський, О.І. Восколович] // Вісник ДУІКТ. – 2011. – Т. 9 (3). – С. 194-204.

10. Мальцев А.А. Исследование характеристик OFDM-систем радиосвязи с адаптивным отключением поднесущих / А.А. Мальцев, А.Е. Рубцов // Вестник ИНГУ. Серия Радиопизика. – 2007. – № 5. – С. 43-49.

11. Гурський Т.Г. Компенсація впливу навмисних завад та частотно-селективних завмирань в OFDM-системі радіозв'язку / Т.Г. Гурський, Л.С. Різник, О.В. Гуменюк // Збірник наукових праць ВІТІ НТУУ „КПІ”. – 2008. – Вип. 3. – С. 38-46.

12. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / [В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев и др.]. – М.: Радио и связь, 2000. – 384 с.

Надійшла до редколегії 20.04.2015

Рецензент: д-р техн. наук, проф. О.В. Кувшинов, Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації, Київ.

## МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛЬНО-КODOVЫХ КОНСТРУКЦИЙ OFDM-СИГНАЛА В УСЛОВИЯ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ПОМЕХ И СЕЛЕКТИВНЫХ ЗАМИРАНИЙ

А.В. Шишацкий

В статье предложена методика выбора параметров сигнала с ортогональной частотной манипуляцией, оптимальных по критериям энергетической и частотной эффективности, которую целесообразно применять в условиях многолучевого распространения и воздействия преднамеренных помех.

**Ключевые слова:** ортогональное частотное мультиплексирование, сигнально-кодовая конструкция, скорость передачи информации, вероятность битовой ошибки, частотная эффективность, энергетическая эффективность.

## METHOD FORMING SIGNAL-CODE CONSTRUCTION OFDM-SIGNAL IN EXPOSURE CONDITIONS AND SELECTIVE FADING

A.V. Shishatskiy

In article suggest a method of selection parameters of signal with an orthogonal frequency manipulation, optimal according to the criterion of energy and frequency efficiency, which is expedient use in a multipath environment and the impact in purposely interference.

**Keywords:** orthogonal frequency division multiplexing, signal-code construction, information rate, bit-error probability, frequency efficiency, energy efficiency.