

МОДЕЛЬ ВИБОРУ СКЛАДНИХ СИГНАЛЬНО-КОДОВИХ КОНСТРУКЦІЙ ДЛЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ ПОБУДОВИ СИСТЕМ БЕЗПРОВОДОВОГО ДОСТУПУ

*Управління Державної служби спеціального зв'язку та захисту інформації України в Чернігівській області, Чернігів, Україна

Анотація. У роботі описана модель вибору багатопозиційних багаточастотних сигналів виду ортогональних частотно-часових послідовностей, що дозволяє визначити раціональні значення параметрів сигналів шляхом вибору за критерієм максимуму коефіцієнта використання потужності сигналу в умовах частотно-селективних замирань.

Ключові слова: багатопозиційні багаточастотні сигнали, частотно-часові послідовності, оптимізація.

Аннотация. В работе описана модель выбора многопозиционных многочастотных сигналов вида ортогональных частотно-временных последовательностей, которая позволяет определить рациональные значения параметров сигналов путём выбора по критерию максимума коэффициента использования мощности сигнала в условиях частотно-селективных замираний.

Ключевые слова: многопозиционные многочастотные сигналы, частотно-временные последовательности, оптимизация.

Abstract. This paper describes a model of multi-position multi-frequency signals of orthogonal frequency-time sequences type, which allows determining the rational values of signal parameters by selecting on the criteria of maximum utilization of the signal power in a frequency-selective fading.

Keywords: multi-position multi-frequency signals, time-frequency sequences, optimization.

1. Вступ

В радіотелекомунікаційних системах все більш актуальнішим стає питання підвищення інформаційних можливостей систем безпроводового доступу при умові забезпечення належної якості передачі інформації. Сучасні системи безпроводового доступу повинні забезпечити можливість передачі великих потоків інформації при забезпеченні інформаційної гнучкості до потреб абонентів. У той же час зростає необхідність в ефективності застосування частотної ресурсу і в освоєнні нових смуг частот [1]. Тому сигнали з швидкими стрибками частоти знаходять все більш широке застосування в радіотелекомунікаційних системах. Такі сигнали представляють послідовності радіоімпульсів на різних несучих частотах. Властивості подібних сигналів повністю визначаються законом слідування частот, які описуються багатопозиційними чисельними послідовностями. Сигнали вигляду частотно-часових послідовностей називають БЧС [2, 3]. Відомо, що, якщо в БЧС вибрати закон зміни частот таким, як у роботах [2, 3], то можливо вагомо підвищити інформаційну ефективність систем радіозв'язку й отримати досить суттєвий виграв у використанні частоти. Цей факт дуже важливий для створення сучасних систем безпроводового доступу.

При проектуванні систем безпроводового доступу, в яких мають забезпечуватися близькі до граничних показники ефективності, необхідно передбачити спільне узгодження кодека й модема з урахуванням статистичних властивостей каналу. Це означає, що кодування й модуляцію кожного частотно-часового елемента необхідно розглядати як єдиний процес формування сигналу, а демодуляцію й декодування – як процес оптимального в цілому приймання сигнально-кодového блока. Спільна оптимізація модемів і кодеків дозволяє істотно знизити втрати інформації, а комбінування різних ансамблів сигналів і завадостійких кодів породжує безліч варіантів побудови таких систем.

Узгодження модуляції й кодування зводиться до пошуку такого заповнення сигнального простору, при якому забезпечується висока питома швидкість (сигнальні точки розташовані досить щільно) і одночасно висока завадостійкість (сигнальні точки досить далеко рознесені між собою). Крім того, важливим є також вибір маніпуляційного коду, який визначає правило відповідності кодових комбінацій M -ічним сигналам.

Аналіз методів оптимізації характеристик широкосмугових сигналів у радіоканалах показав, що основна задача при цьому полягає в знаходженні оптимального розподілу потужності сигналу й вибору сигнально-кодових конструкцій для побудови фізичного рівня систем безпроводового доступу.

Сутність моделі полягає в адаптивному виборі структури побудови фізичного рівня системи безпроводового доступу за допомогою зміни значень параметрів сигнально-кодових конструкцій ББЧС з внутрішньої маніпуляції кожного частотно-часового елемента.

2. Постановка завдання

Задано: параметри передавача $F = \{f_i\}$, де $f_1, f_2 \dots f_M$ – кількість частот у ББЧС; $A = \{A_i\}$, де $A_1, A_2 \dots A_M$ – кількість реалізацій ББЧС; закон слідування ББЧС і зміни в ньому частот; потужність корисного сигналу; відношення сигнал/шум у каналі; центральна (несуча) частота; вид маніпуляції кожного частотно-часового елемента ББЧС; швидкість передачі інформації (необхідна пропускна спроможність); смуга пропускання каналу зв'язку; набір коригувальних кодів з відповідними параметрами: довжина кодової комбінації, швидкість коригувального коду, величина кодової відстані, граничне значення відношення сигнал/шум у каналі, при якому коригувальний код починає давати вигоду порівняно з модуляцією без кодування. Початковий режим роботи, який забезпечує необхідну швидкість передачі інформації $v_{i \text{ зад}}$, передбачає використання усіх піднесучих та найменш швидкісного коригувального коду.

Необхідно: визначити оптимальні значення параметрів сигналу (кількість реалізацій ББЧС та вид маніпуляції кожного частотно-часового елемента, коригувальний код, потужність передавача та її розподіл між частотами), при яких максимізується енергетична ефективність системи БД β_E при виконанні обмежень на значення ймовірності помилкового приймання сигналів $P_{\text{пом}} \leq P_{\text{пом зад}}$ та швидкість передачі в каналі $v_i \geq v_{i \text{ зад}}$.

Обмеження: вид коригувального коду – коди Ріда-Соломона; вид маніпуляції – ФМ-М або КАМ; максимально допустима ймовірність помилкового приймання сигналів $P_{\text{пом зад}} = 10^{-5}$.

Допущення: стан частотної характеристики каналу зв'язку $H_{\text{заг}}$ перед передачею чергового ББЧС відомий, але не змінюється під час передачі символу: $H = H_1, H_2, \dots, H_M = \sum_{i=1}^M H_i$, де H_i – частотна характеристика i -го частотного каналу; амплітудна характеристика підсилювача потужності передавача лінійна, нелінійні спотворення сигналу відсутні.

3. Виклад основного матеріалу

Для підвищення завадостійкості запропоновано застосовувати кореляційний прийом ББЧС із заданими частотними і часовими параметрами. Це забезпечить можливість когерентної обробки частотно-часових послідовностей в цілому, що значно підвищить стійкість до впливу різних завад [4].

Завдання визначення значень параметрів ББЧС з максимальними показниками енергетичної ефективності зводиться до типової оптимізаційної задачі. Система рівнянь для розв'язання оптимізаційної задачі має вигляд

$$\begin{cases} \beta_E = F_1(v_i, M, R, d, P_c, m) \rightarrow \max, \\ P_{\text{пом}} = F_2(P_c, M, R, d, m) \leq P_{\text{пом доп}}, \\ v_i = F_3(M, R, m) \geq v_{i \text{ доп}}, \end{cases} \quad (1)$$

де n – довжина кодової комбінації, P_c – потужність сигналу, M – розмірність ансамблю сигналів, R – швидкість коригувального коду ($R = k/n$), k – кількість інформаційних біт у кодовій комбінації довжиною n , d – величина кодової відстані, ΔF – ширина спектра сигналу, m – кратність маніпуляції кожного частотно-часового елемента в ББЧС.

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

$$v_i = \frac{N}{T_c} = \frac{\log_2 m}{M \cdot \tau_0} = \frac{\log_2 m \cdot \Delta f_c \cdot R}{M^2}, \quad (2)$$

де T_c – тривалість ББЧС, N – кількість інформаційних біт, що передаються за допомогою однієї послідовності ББЧС.

У формулі (2) передбачається [3], що ширина спектра ББЧС дорівнює $\Delta f_c = M/\tau_0$, а ширина спектра одного частотно-часового елемента – $\Delta f_0 = 1/\tau_0$.

У випадку, коли у смузі частот Δf_c паралельно і синхронно працює M інформаційних стволів, то граничні інформаційні можливості такої системи визначаються її сумарною пропускну здатністю при відсутності завад, яка дорівнює

$$V_\Sigma = V_i \cdot M = \frac{\Delta f_c \cdot \log_2 m \cdot R}{M}. \quad (3)$$

У разі застосування адаптивного розподілу потужності (АРП) відношення сигнал/шум на вході приймача на всіх частотно-часових елементах вирівнюється та приймає значення $Q_{\text{ср}}^2$. Виразимо значення усередненого між усіма частотно-часовими елементами відношення сигнал/шум:

$$Q_{\text{ср}}^2 = P_c \cdot \frac{k}{n} / \sum_{i=1}^M G_{0i}, \quad (4)$$

де G_{0i} – спектральна щільність потужності шуму i -го частотно-часового елемента ББЧС.

Ймовірність помилки при застосуванні вибраної сигнально-кової конструкції визначається виразом [5]:

$$P_{\text{пом сск}} \geq \sum_{j=s_{\text{вип}}+1}^n C_n^j \left(\frac{P_{\text{ном}}}{m-1} \right)^j (1-P_{\text{ном}})^{n-j}, \quad (5)$$

де $P_{\text{ном сск}}$ – ймовірність помилкового декодування кодової комбінації, $s_{\text{вип}} = (d-1)/2$ – кратність помилок, яку код виправляє, j – кратність помилки у блоці з n елементів, $P_{\text{ном}}$ – ймовірність виникнення помилок у послідовності переданих кодових елементів,

$C_n^j = n! / j!(n-j)!$ – біноміальний коефіцієнт, який дорівнює кількості різних сполучень j помилок у блоці з n символів, m – розмірність алфавіту символів сигнально-кової конструкції. Значення $P_{ном}$ визначається видом модуляції й розмірністю ансамблю сигнально-кової конструкції та розраховується з урахуванням швидкості кодування R .

З аналізу системи (1) випливає, що її обчислювальна складність у реальному масштабі часу не є прийнятною. Однак, якщо певним чином змінити порядок розв'язання задачі, бажаний результат можна отримати простіше. Спочатку при фіксованій потужності P_c знаходяться значення параметрів, які забезпечують мінімальну ймовірність помилки $P_{ном}$. Оскільки значення ΔF , M , T_c , згідно з вихідними даними, є постійними, v_i в (1) можна замінити на N . Таким чином, система рівнянь для розв'язання оптимізаційної задачі перетворюється до вигляду:

$$\begin{cases} P_{ном} = \sum_{j=s_{вип}+1}^n C_n^j \left(\frac{P_{ном}}{m-1} \right)^j (1-P_{ном})^{n-j} \rightarrow \min, \\ N = \log_2 m \cdot R \geq N_{доп}, \\ Q_{ср}^2 \geq Q_{доп}^2, \\ P_c = \text{const.} \end{cases} \quad (6)$$

Розв'язання представленої задачі умовної дискретної оптимізації доцільно проводити за допомогою направленої перебору допустимих варіантів з використанням ітеративного алгоритму.

Після цього потрібно знайти значення P_c , при якому $P_{ном} = P_{ном доп}$. В явному вигляді розв'язати рівняння (6) відносно змінної P_c неможливо. Тому для розв'язання (6) доцільно застосувати метод половинного ділення.

Відомо [5], що в багатоабонентській багаточастотній системі прийнятий сигнал для кожного з абонентів може бути подано як

$$Z_{ki}^{(j)} = h_{ki}^{(j)} A_i^{(j)} + B_{ki}^{(j)}, \quad i = \overline{1, M}, \quad k = \overline{1, K}, \quad (7)$$

де $h_{ki}^{(j)}$ – передатний коефіцієнт i -ої реалізації ББЧС, спостережуваний k -м абонентом у момент часу j , $A_i^{(j)}$ – сигнал, переданий за допомогою i -ої реалізації ББЧС в j -й момент часу, $B_{ki}^{(j)}$ – відліки шумової завади, K – гранична кількість абонентів ($K \geq M$, при цьому в один момент часу максимальна кількість абонентів $K_{\max}^{(j)} = M$).

Радіосигнал i -ої реалізації ББЧС можна представити таким чином [2]:

$$A_i^{(j)} = \sum_{l=1}^M a(l) \sin[2\pi f(i, l)^{(j)} + \varphi(l)], \quad (8)$$

де $f(i, l)$ – квадратна матриця значень частот, $i = \overline{1, M}$ – номер строки або номер закону зміни частот, $l = \overline{1, M}$ – номер частотно-часового елемента багатопозиційного багаточастотного сигналу (ББЧС), M – кількість частот або кількість різних законів слідування частот в оптимальному ансамблі ББЧС, $a(l)$ та $\varphi(l)$ – значення у відповідності з амплітудою й фазою l -го елемента послідовності.

При побудові телекомунікаційної системи вид ортогональної ЧЧП або параметр „ i ” може виступати такими признаками, що відрізняють один інформаційний ствол (канал) від іншого [2, 3], а параметри $a(l)$ та $\varphi(l)$ є інформаційними. Значення сигналу (8) на довільному l -му інтервалі можна записати у вигляді

$$A_i(l)^{(j)} = a(l) \sin[2\pi f(i, l)^{(j)} + \varphi(l)]. \quad (9)$$

Відмітимо, що кожний з K абонентів системи може бути призначений на довільний набір слідування частот (частотно-часову послідовність). При цьому різні абоненти повинні використати різні частотно-часові послідовності із множини даного ББЧС. Це дозволяє розглядати кожний із каналів з ідентичними властивостями.

Виконання умови відсутності міжсимвольної інтерференції може бути досягнуте при ідеальній синхронізації [5]. Для застосування кодового розділення додатково потрібні незмінність частотно-часових елементів у часі та ортогональність використовуваних послідовностей (такими, наприклад, є оптимальні фазо-частотно-часові послідовності).

Враховуючи (2), для k -го абонента необхідно забезпечити швидкість передачі даних

$$v_k = \sum_{l=1}^M r_{kl} \cdot v_{kl}, \quad k = \overline{1, K}, \quad l = \overline{1, M}, \quad (10)$$

де $v_k = \frac{v_i}{V} = \frac{\Delta f_c \cdot R \cdot \log_2 m_{kl}}{M^3}$ – швидкість передачі інформації k -м абонентом за допомогою l -го частотно-часового елемента ББЧС, m_{kl} – кратність маніпуляції l -го частотно-часового елемента, r_{kl} – коефіцієнти кореляції.

Відомо [3], що при використанні кореляційної обробки сигнально-кодових конструкцій (послідовностей) коефіцієнт кореляції буде знаходитись у площині $r_{kl} \in \{ \frac{1}{(2 \cdot \sqrt{M})}, \frac{1}{(2 \cdot \sqrt{M-0,25})}, \dots, \frac{1}{(2 \cdot \sqrt{0,5})}, 1 \}$. Ясно, що при збільшенні M точність оптимізації буде підвищуватися.

Нехай $f(\xi_{kl}^{(0)}, v_{kl}) = f(v_{kl})$ указує значення відношення сигнал/шум k -го абонента l -го частотно-часового елемента, які необхідно забезпечити для досягнення необхідної ймовірності помилки при швидкості передачі даних v_i . Можна показати, що ця функція є опуклою, монотонно зростаючою і задовольняє умові $f(0) = 0$. Для більшості відомих методів модуляції і кодування ця функція може бути приблизно представлена як

$$f(v) = F(2^v - 1), \quad (11)$$

де F є функцією ймовірності помилки.

Відношення потужності завмираючого сигналу до потужності шуму для абонента k на l -ому частотно-часовому елементі (відношення сигнал/шум) дорівнює

$$\xi_{kl} = \frac{|h_{kl}|^2}{\sigma^2}.$$

Тоді оптимізаційна задача (1) може бути сформульована як задача мінімізації потужності передавача абонента:

$$F_1 = \sum_{l=1}^M \sum_{k=1}^K \frac{r_{kl} f(v_{kl})}{\xi_{kl}} = \min, \quad K \leq M \quad (12)$$

з обмеженнями

$$\sum_{l=1}^M r_{kl} = 1; \quad 1 \geq r_{kl} \geq \frac{1}{2 \cdot \sqrt{M}}. \quad (13)$$

Якщо візьмемо $\alpha_{kl} = v_{kl} \cdot r_{kl}$, то одержимо задачу опуклого програмування з функцією Лагранжа:

$$L(r_{kl}, \alpha_{kl}, \lambda_k, \beta_l, \phi_{kl}) = \sum_{l=1}^M \sum_{k=1}^K \frac{r_{kl}}{\xi_{kl}} f\left(\frac{\alpha_{kl}}{r_{kl}}\right) - \sum_{k=1}^K \lambda_k \left(\sum_{l=1}^M \alpha_{kl} - v_k \right) - \sum_{l=1}^M \beta_l \left(\sum_{k=1}^K r_{kl} - 1 \right) - \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^K \phi_{kl} r_{kl}, \quad (14)$$

де $\lambda_k, \beta_l, \phi_{kl}$ – множники Лагранжа.

Диференціюючи цей вираз і з урахуванням умови Куна-Таккера, одержимо

$$\begin{aligned} \frac{dL}{d\alpha_{kl}} &= \frac{f'(\alpha_{kl}/r_{kl})}{\xi_{kl}} - \lambda_k = 0, \\ \frac{dL}{dr_{kl}} &= \frac{1}{\xi_{kl}} \left(f(\alpha_{kl}/r_{kl}) - \frac{\alpha_{kl}}{r_{kl}} f'(\alpha_{kl}/r_{kl}) \right) - \beta_l - \phi_{kl} = 0, \\ \phi_{kl} r_{kl} &= 0; \quad \sum_{k=1}^K r_{kl} = 1; \quad \sum_{l=1}^M \sum_{k=1}^K \phi_{kl} \geq 0. \end{aligned} \quad (15)$$

Ця система може бути перетворена до такого вигляду:

$$(\beta_l^{(k)} - \beta_l) r_{kl} = 0. \quad (16)$$

$$v_k = \sum_{i=1}^M r_{kl} f'^{-1}(\lambda_k \xi_{kl}). \quad (17)$$

$$\sum_{k=1}^K r_{kl} = 1. \quad (18)$$

$$\beta_l^{(k)} = \frac{f(f'^{-1}(\lambda_k \xi_{kl})) - \lambda_k \xi_{kl} f'^{-1}(\lambda_k \xi_{kl})}{\xi_{kl}} \geq \beta_l. \quad (19)$$

Система складається з $MK + K$ рівнянь і M нерівностей і є розрідженою. На даний час відомі різні методи, призначені для чисельного рішення великих розріджених систем нелінійних рівнянь. Незважаючи на це, виявляється, що рішення даної системи досить утруднено через наявність великої кількості рішень, тобто наборів значень r_{kl} , що задовольняють описаним обмеженням. Наслідком цього є наявність великої кількості точок у просторі параметрів задачі, в яких матриця Якобі системи рівнянь (16–19) є виродженою. Це призводить до істотної затримки збіжності багатьох чисельних методів. У зв'язку із цим виникає необхідність побудови оптимізаційного алгоритму, орієнтованого на дану задачу.

Для побудови спеціалізованого оптимізаційного алгоритму відзначимо: з формули (18) випливає, що для заданого набору $\{r_{kl}\}$ λ_k може бути однозначно знайдене з v_k . З

іншого боку, з (17) видно, що β_l повинне дорівнювати $\min \beta_l^{(k)}$ і тільки абонент з $\beta_l^{(k)} = \beta_l$ може використовувати частотно-часовий елемент l . Тому величина $\beta_l^{(k)}$ може розглядатися як міра непридатності роботи абонента k на l -му частотно-часовому елементі.

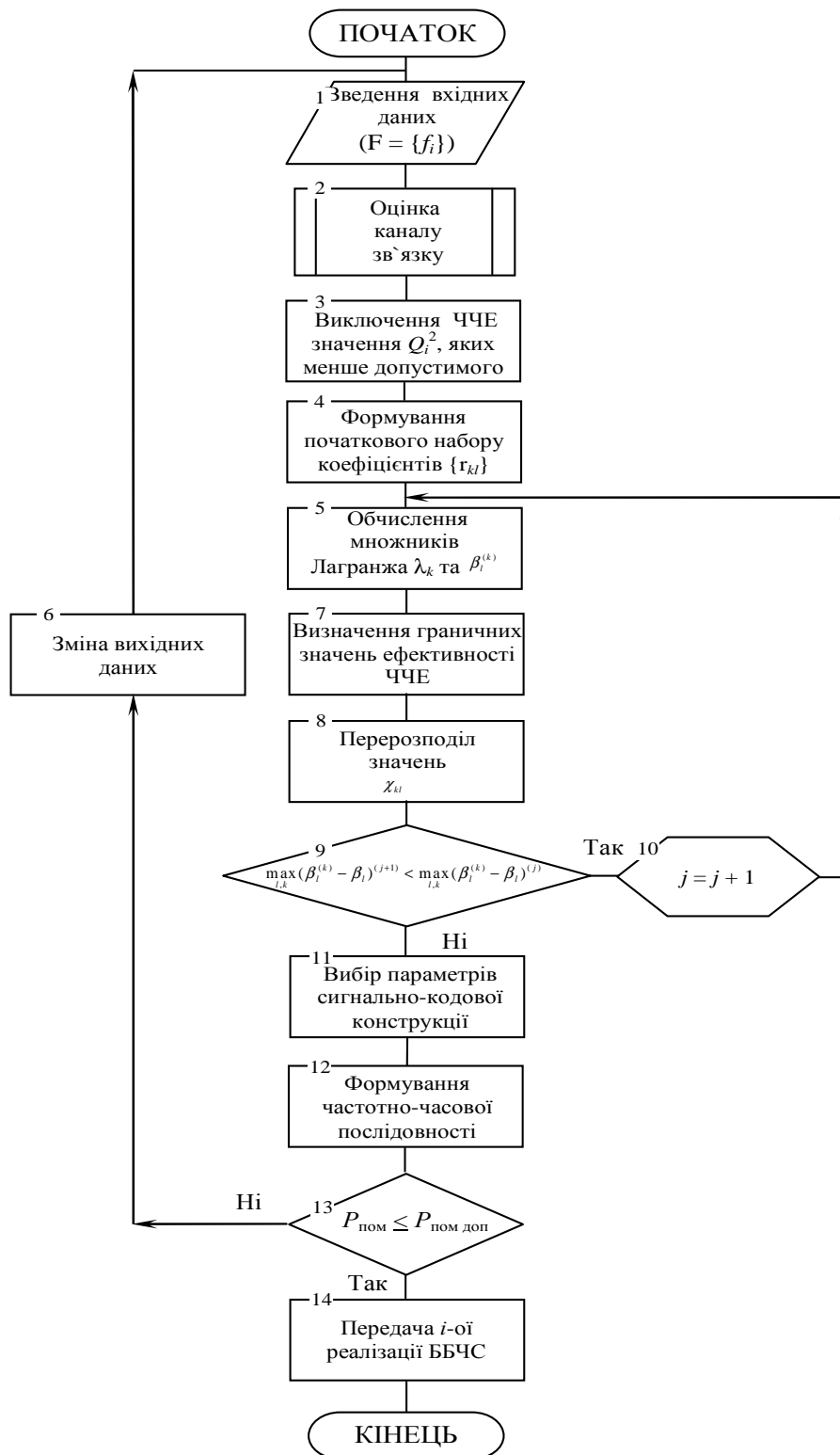


Рис. 1. Алгоритм побудови моделі вибору параметрів ББЧС у залежності від стану каналу

Модель вибору оптимальних значень параметрів ББЧС, блок-схема алгоритму реалізації якої представлена на рис. 1, складається з таких етапів:

1. Введення вихідних даних. Вводяться параметри передавача й каналу зв'язку $F = \{f_i\}$, а також значення допустимої величини ймовірності помилкового приймання сигналів $P_{\text{пом доп}}$ та мінімально необхідної інформаційної швидкості передавання $v_{i \text{ доп}}$.

2. Оцінка частотної характеристики каналу зв'язку. На даному етапі за допомогою передавання тестової послідовності й порівняння її на прийомній стороні оцінюється стан багатопроменевого каналу зв'язку та визначається його частотна характеристика.

3. Оцінка відношень сигнал/завада кожного частотно-часового елемента на вході приймача. На даному етапі за результатами оцінки частотної характеристики каналу здійснюється визначення значень відношень сигнал/завада.

4. Виключення найгірших частотно-часових елементів. Відбувається виключення з ББЧС частотно-часових елементів, значення відношення сигнал/шум на яких менше допустимого:

$$Q_l^2 \geq Q_{\text{доп}}^2.$$

У випадку, коли кількість виключених частотно-часових елементів з ББЧС $N_{\text{викл}} \geq M/2$, виключається вся i -та реалізація ББЧС. Виключення з сигнально-кової конструкції частотно-часових елементів з низьким відношенням сигнал/шум зменшує шкідливий вплив частотно-селективних завмирань та навмисних завад на пропускну спроможність і дозволяє перерозподілити потужність передавача між іншими частотно-часовими елементами ББЧС.

1. Адаптивний розподіл потужності між частотно-часовими елементами. Формується початковий набір коефіцієнтів кореляції $\{r_{kl}\}$.

2. Визначення параметрів оптимізаційної задачі. Обчислюються множники Лагранжа λ_l з (18) і після підставлення цих значень у формулу (20) визначаються коефіцієнти $\beta_l^{(k)}$.

3. Визначення граничних значень ефективності частотно-часових елементів. Визначаються найгірший частотно-часовий елемент $k_{l-} = \arg \max_{l,k} (\beta_l^{(k)} - \beta_l)$, а також найкращий частотно-часовий елемент $k_{l+} = \arg \min_{l,k} (\beta_l^{(k)} - \beta_l)$ (де $k_{l+} \leq \beta_l$).

4. Перерозподіл значень коефіцієнтів розділення підканалів. Зменшується частка r_{kl} частотно-часового елемента, що займає абонент k_{l-} , на $\frac{1}{(2 \cdot \sqrt{M-0,25})}$ і збільшується частка $r_{k_{l+}}$, що займає абонент k_{l+} , на цю ж величину. Ітераційна процедура перерозподілу значень коефіцієнтів розділення підканалів повторюється задану кількість разів. Обчислення можуть бути припинені достроково, якщо протягом декількох кроків не відбувається зменшення величини $\max_{l,k} (\beta_l^{(k)} - \beta_l)$.

5. Вибір сигнально-кової конструкції. У переважній більшості випадків виявляється можливим виділити кілька можливих станів каналу зв'язку. Цим сценарієм у відповідність можуть бути поставлені $N_{\text{СКК}}$ різних сигнально-кодових конструкцій, які доцільно вибирати виходячи з параметрів ефективності системи безпроводового доступу при різних рівнях завмирань ББЧС у каналі зв'язку. Раціональні параметри сигнально-кодових конструкцій для різного рівня завмирань сигналу й завад вибираються на етапі проектування. Оптимізація розглянутого варіанта по швидкості при обмеженій середній потужності сиг-

налу на вході каналу зводиться до вибору оптимальної розмірності сигналу (кількості частотно-часових елементів і послідовностей у відповідності), оптимального вибору позиційності маніпуляції кожного частотно-часового елемента й параметрів коригувального коду.

б. Передача групового ББЧС. Після вибору оптимальних сигнально-кодових конструкцій одержуємо структуру, в якій кожен переданий абонентом блок у результаті віртуальних перетворень на передавальному й приймальному боці перетвориться в оптимальну послідовність M частотних каналів із обраним видом внутрішньої маніпуляції кожного такого каналу. При передачі інформації M абонентами послідовності ББЧС об'єднуються в груповий сигнал, що повністю заповнює частотно-часовий простір виділеної системи.

Отже, в результаті визначаються раціональні значення параметрів чергового ББЧС: M, m, n, k, d, P_c , інформація про значення яких разом із оцінкою стану каналу зв'язку передається у складі службової інформації для зустрічної станції.

Зміна параметрів сигнально-кодових конструкцій здійснюється при зміні глибини завмирань у каналі зв'язку за результатами оцінки його частотної характеристики. При цьому контролюється величина ймовірності помилкового приймання сигналів ($P_{\text{пом}} \leq P_{\text{пом доп}}$).

5. Висновки

Відмінність запропонованої моделі від відомих полягає в тому, що вона дозволяє визначити раціональні значення параметрів ББЧС виду ортогональних частотно-часових послідовностей шляхом вибору за критерієм максимуму коефіцієнта використання потужності сигналу в умовах частотно-селективних завмирань, а параметрами сигналу, значення яких визначаються при розв'язанні оптимізаційної задачі, є розмірність ансамблю сигналу, вид коригувального коду, кратність маніпуляції кожного частотно-часового елемента, потужність сигналу та коефіцієнти підсилення частотних каналів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Яриловець А.В. Аналіз стану та перспективи розвитку телекомунікаційних мереж / А.В. Яриловець, В.Д. Назарук, С.В. Зайцев // Вісник Черніг. держ. технол. ун-ту. – 2012. – Вип. 2. – С. 60 – 70.
2. Яриловець А.В. Алгоритм побудови оптимальних частотно-часових сигнальних конструкцій / А.В. Яриловець, В.Д. Назарук, С.В. Зайцев // Математичні машини і системи. – 2012. – Вип. 4. – С. 94 – 102.
3. Тузов Г.И. Статистическая теория приёма сложных сигналов / Тузов Г.И. – М.: Советское радио, 1977. – 400 с.
4. Бабіч В.Д. Кореляційні характеристики широкосмугових сигналів телекомунікаційних систем на основі фазо-частотно-часових послідовностей / В.Д. Бабіч, С.Г. Пасічник, А.В. Яриловець // Зв'язок. – 2006. – Вип. 2. – С. 55 – 58.
5. Завадостійкість каналів зв'язку / В.Д. Бабіч, О.В. Кувшинов, О.П. Лежнюк [та ін.]. – К.: КВІУЗ, 2006. – 152 с.

Стаття надійшла до редакції 18.09.2013