

УДК 621.391

С.В. Зайцев, канд. техн. наук

Чернігівський державний технологічний університет, м. Чернігів, Україна

В.В. Приступа, аспірант

Інститут телекомунікацій та глобального інформаційного простору НАН України, м. Київ, Україна

А.В. Яриловець, канд. техн. наук

Чернігівський державний технологічний університет, м. Чернігів, Україна

ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ ПОБУДОВИ СИСТЕМИ OFDM З ВНУТРІБІТОВОЮ ПСЕВДОВИПАДКОВОЮ ПЕРЕБУДОВОЮ ПІДНЕСУЧИХ ЧАСТОТ В УМОВАХ ВПЛИВУ НАВМИСНИХ ЗАВАД

У роботі запропонована інформаційна технологія побудови системи OFDM з внутрібітровою псевдовипадковою перебудовою піднесучих частот в умовах впливу навмисних завад. Використання розробленої інформаційної технології на практиці дозволить підвищити енергетичну і частотну ефективність діючих радіозасобів в умовах активної радіоелектронної протидії.

Ключові слова: ортогонально-частотне мультиплексування, навмисні завади.

В работе предложена информационная технология построения системы OFDM с внутривитовой псевдослучайной перестройкой поднесущих частот в условиях воздействия преднамеренных помех. Использование разработанной информационной технологии на практике позволит повысить энергетическую и частотную эффективность действующих радиосредств в условиях активного радиоэлектронного противодействия.

Ключевые слова: ортогонально-частотное мультиплексирование, преднамеренные помехи.

The paper presents the information technology of building a system with OFDM subcarriers vnutribitovoy pseudorandom rearrangement frequency in conditions of jamming. The use of the information technology practice will improve energy efficiency and frequency of radio operating in conditions of active electronic countermeasures.

Key words: OFDM, Jammers.

Вступ. У сфері сучасних систем відомчого радіозв'язку особливу увагу приділяють програмованим радіостанціям (SDR-software defined radio), принцип побудови яких заснований на апаратно-програмній реалізації [1]. Програмовані радіостанції (ПРС) наступних поколінь будуть застосовувати декілька режимів роботи: КХ/УКХ радіостанціями та мобільними радіозасобами покоління 3G та 4G. Одним із режимів є робота в умовах впливу навмисних завад, тобто завад, які створюються станціями радіоелектронної протидії.

У випадку, коли перед дослідниками та розробниками систем радіозв'язку (СРЗ) постає проблема забезпечення надійного зв'язку в умовах навмисних та ненавмисних завад, багатопроменевого розповсюдження радіохвиль, а також здійснення багатостанційного доступу під час роботи в пакетних мережах радіозв'язку, найкращі результати можуть бути отримані при використанні в СРЗ сигналів з розширенням спектра [2; 3]. Розширення спектра сигналу є способом передачі, при якому сигнал займає полосу частот більш широку в порівнянні з полосою, мінімально необхідною для передачі інформації; для наступного стиснення полоси частот сигналу і відновлення даних у приймальному пристрої також використовується спеціальний код, аналогічний коду в передатчику СРЗ та синхронізований з ним.

Основними методами розширення спектра сигналів, які широко застосовуються в сучасних СЗР, системах управління та розподілу інформації, є:

- метод безпосередньої модуляції несучої псевдовипадковою послідовністю (ПВП);
- метод псевдовипадкової перебудови робочої частоти (ППРЧ).

При першому методі розширення спектра сигналу досягається за рахунок безпосередньої модуляції несучої частоти ПВП $p(t)$, елементи якої генеруються зі швидкістю R_p , значно перевищуючої швидкість передачі R_b елементів інформаційної послідовності $m(t)$, а потім накладаються на кожен інформаційний символ.

При методі ППРЧ розширення спектра забезпечується стрибкоподібною зміною несучої частоти у виділеному для роботи СЗР діапазоні W_s .

Аналіз досліджень і публікацій. Сучасні засоби радіозв'язку, які використовують технології розширення спектра сигналів і які функціонують в умовах впливу навмисних завад, мають порівняно низьку спектральну та енергетичну ефективність [2; 3].

Формулювання цілей статті. Метою роботи є розроблення інформаційної технології побудови системи OFDM з внутрібітовою псевдовипадковою перебудовою піднесучих частот (ПППЧ), яка функціонуватиме в умовах впливу навмисних завад.

Виклад основного матеріалу статті. Для подавлення ПРС з розширенням спектра сигналу постановником завад можуть застосовуватися різні види навмисних завад, які за певних умов здатні ефективно впливати на характеристики завадозахищеності ПРС [2].

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 [2].

Шумова загороджувальна завада являє собою білий гауссівський шум зі спектральною щільністю потужності G_j [2]:

$$G_j = \frac{P_j}{\Delta F_s}, \quad (1)$$

де ΔF_s – полоса частот, яку займає сигнал, P_j – потужність завади.

Шумова загороджувальна завада перебиває частотний діапазон ПРС та в стані значно збільшити ймовірність бітової помилки при будь-яких способах перебудови частоти.

Для створення шумової завади в частині смуги її потужність повинна бути використана постановником завад більш ефективно за рахунок зосередження її в обмеженій смузі частот (рис. 1).

Спектральна щільність потужності цієї завади має такий вигляд [2]:

$$G_j = \begin{cases} \frac{P_j}{\gamma \Delta F_s} & \text{в полосі } \gamma \Delta F_s \\ 0 & \text{в полосі } (1-\gamma) \Delta F_s \end{cases}, \quad (2)$$

де γ – коефіцієнт, який характеризує частину смуги частот, зайнятої завадою, $0 \leq \gamma \leq 1$.

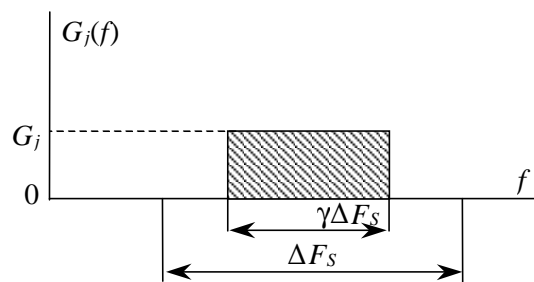


Рис. 1. Шумова завада в частині смуги

Полігармонійна завада являє собою набір із l немодульованих гармонійних коливань рівної потужності, розподілених за діапазоном частот ΔF_s відповідно до заданої постановником завад стратегії (рис. 2) [2],

$$J(t) = \sum_{i=1}^l \sqrt{\frac{2P_{j\text{ОБЩ}}}{l}} \cos(\omega_{ij}t + \phi_{ij}). \quad (3)$$

У випадку застосування навмисної завади у відповідь потужність передавача концентрується лише в полосі частот каналу ПРС і тільки в час її роботи.

Вплив завади у відповідь на сигнал, що передається, на інтервалі тривалості T_s показано на рисунку 3, де γ – коефіцієнт перекриття, який характеризує частину частотно-го елемента (стрибка) частоти, ураженого завадою, $0 \leq \gamma \leq 1$, E_s – енергія сигналу [2].

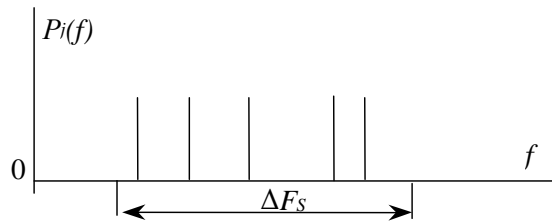


Рис. 2. Полігармонійна завада

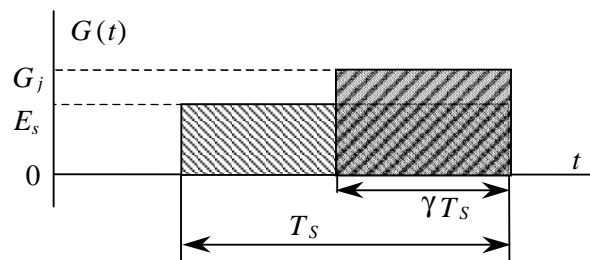


Рис. 3. Завада у відповідь

Спектральна щільність потужності цієї завади має вигляд:

$$G_j = P_j. \quad (4)$$

Система OFDM з внутрібітовою ПППЧ складається з передавальної та приймальної частин. Передавальна та приймальна частини мають у своєму складі такі елементи: кодер (декодер) прямого розширення спектра за допомогою кодів Уолша (розширення/звуження Уолша), модулятор (демодулятор) OFDM з ПППЧ, формувачі псевдовипадкових послідовностей. За допомогою кодів Уолша та модулятора сигналу OFDM з ПППЧ формується саме система OFDM з внутрібітовою ПППЧ.

На рисунках 4, 5 показана спрощена структурна схема архітектури передачі та прийому системи OFDM з внутрібітовою ПППЧ.

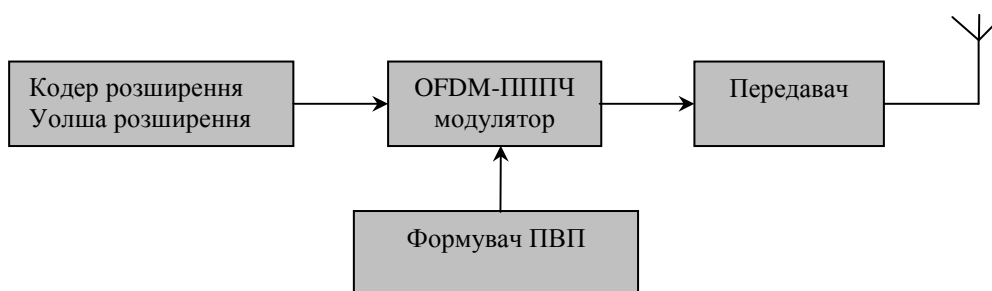


Рис. 4. Структурна схема архітектури передачі системи OFDM з внутрібітовою ПППЧ

Основна ідея методу OFDM полягає в тому, що смуга пропускання каналу розбивається на групу вузьких смуг (субканалів), кожна зі своєю піднесучою. На всіх піднесучих сигнал передається одночасно, що дозволяє забезпечити велику швидкість передачі інформації при невеликій швидкості передачі в кожному окремому субканалі [4]. Сигнал OFDM складається із N ортогональних піднесучих, модульованих N паралельними потоками даних.

Формування підканалів з ортогональними піднесучими відбувається за допомогою процедури зворотного дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) [4]. На практиці процедури зворотного ДПФ (на передаючій стороні) та прямого ДПФ (на прийомній) реалі-

зуються за допомогою алгоритму швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) та виконуються процесором ШПФ [4; 5].

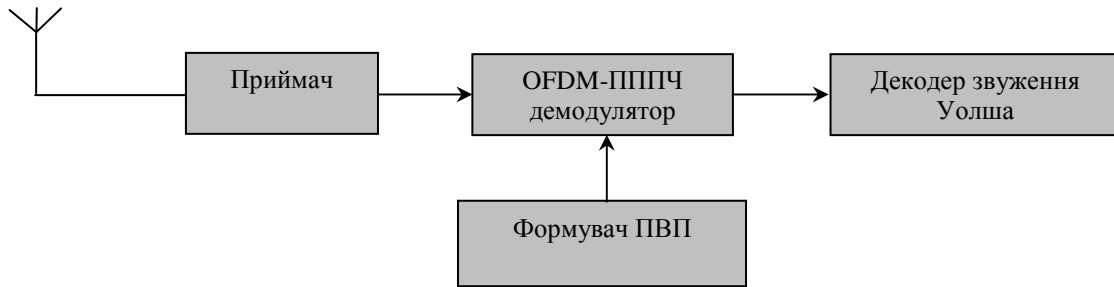


Рис. 5. Структурна схема архітектури прийому системи OFDM з внутрібітовою ПППЧ

Структурна схема модулятора сигналу OFDM, каналу з адитивним білим гауссівським шумом і навмисними завадами, та демодулятора сигналу OFDM показана на рисунку 6.

Таким чином, функції OFDM-модулятора зводяться до формування складового неперервного сигналу, який містить N піднесучих, більша частина з яких модульовані інформаційними символами на інтервалі T_s [4]:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi k \Delta f t}, \quad (5)$$

де N – кількість піднесучих, $X(k)$ – комплексний модулюючий символ (ФМ-М або КАМ-М), який передається на k -й піднесучій $e^{j2\pi k \Delta f t}$, $\Delta f = 1/T_s$ – частота слідування символів, T_s – тривалість символу.

Реалізація функцій OFDM-модулятора на базі цифрового процесора ШПФ передбачає перехід від безперервного часу до дискретного ($t = nT$), при цьому вираз (5), з урахуванням періоду дискретизації $T = T_s / N$, набуде вигляду [4]:

$$s\left(\frac{n}{N} T_s\right) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi k \frac{n}{N}}, \quad n = \overline{0, N-1}. \quad (6)$$

Можна представити $s\left(\frac{n}{N} T_s\right)$, як залежність від n , $s(n)$, і тоді (6) буде мати вигляд:

$$s(n) = W^{-1} X(k), \quad k, n = \overline{0, (N-1)}, \quad (7)$$

де W – це матриця розміру $N \times N$ дискретного перетворення Фур'є з елементами:

$$[W]_{k,n} = e^{-j2\pi k n / N}, \quad k, n = \overline{0, (N-1)},$$

$$W = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/N} & e^{-j4\pi/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)/N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi(N-2)/N} & e^{-j4\pi(N-2)/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)(N-2)/N} \\ 1 & e^{-j2\pi(N-1)/N} & e^{-j4\pi(N-1)/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)(N-1)/N} \end{bmatrix}.$$

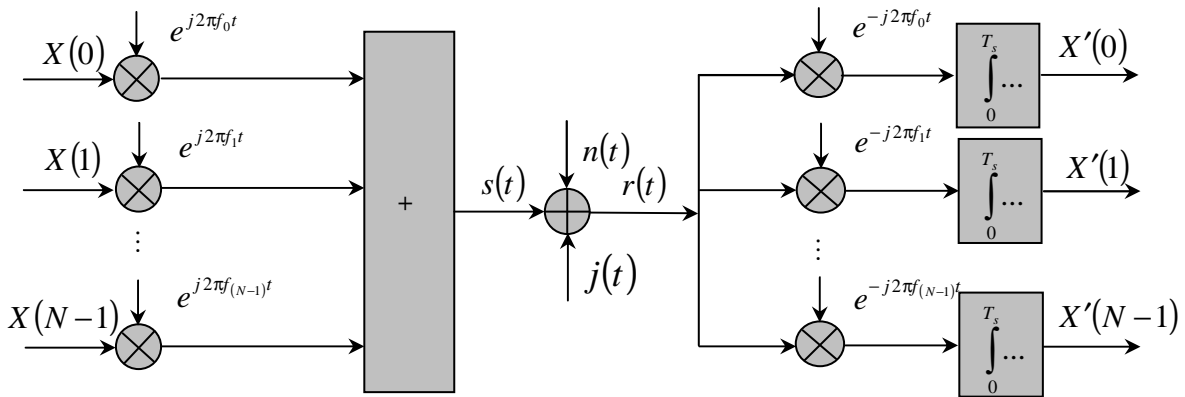


Рис. 6. Структурна схема моделі модулятора сигналу OFDM, каналу з АБГШ і намісними завадами, та демодулятора сигналу OFDM

На приймальній стороні відбуваються такі перетворення:

$$X'(n) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} [s(t) + n(t)] e^{-j2\pi n \Delta f t} dt, \quad n = \overline{0, N-1}.$$

Якщо перестроювати піднесучі частоти сигналу OFDM за псевдовипадковим законом, отримаємо систему OFDM-ПППЧ. На рисунку 7 показано принцип формування сигналу OFDM з ПППЧ для випадку чотирьох піднесучих.

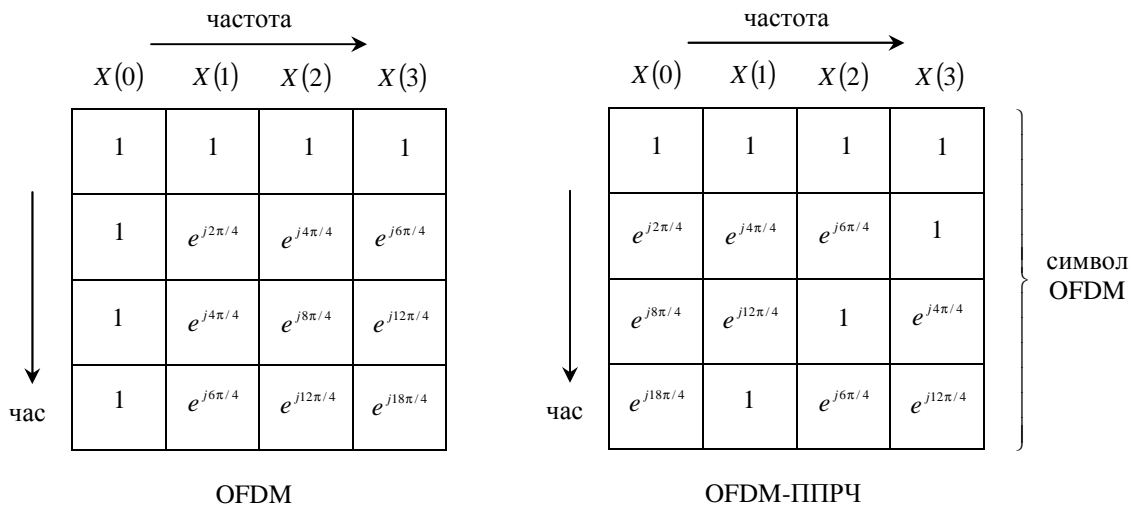


Рис. 7. Принцип формування сигналу OFDM з ПППЧ

У звичайній схемі OFDM піднесучі використовуються для передачі комплексного модульованого символу детерміновано протягом тривалості символу OFDM. Тобто k -й комплексний модульований символ $X(k)$ передається на k -й піднесучій протягом чотирьох часових вибірок. У системі OFDM-ПППЧ k -й комплексний модульований символ $X(k)$ передається на піднесучій $\text{mod}[k+n, (N-1)]$ на n -й часовій вибірці.

Для системи OFDM-ПППЧ матрицю зворотного перетворення Фур'є $[W_F^{-1}]_{k,n}$ можна представити виразом:

$$[W_F^{-1}]_{k,n} = e^{j2\pi n [\Xi]_{k,n} / N}, \quad k, n = \overline{0, (N-1)}.$$

Матриця $[W_F^{-1}]_{k,n}$ дозволяє здійснити розширення спектра сигналу методом псевдо-випадкової перебудови піднесучої частоти сигналу OFDM. У виразі (4) матриця $[\Xi]_{k,n}$ формує модель стрибків піднесучих частот.

У звичайній схемі OFDM матриця $[\Xi]_{k,n}$ буде мати такий вигляд:

$$[\Xi]_{k,n} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & (N-1) \\ 0 & 1 & \dots & (N-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 1 & \dots & (N-1) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

У цьому випадку $[W_F^{-1}]_{k,n} = [W^{-1}]_{k,n}$:

$$W_F^{-1} = W^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{j2\pi/N} & e^{j4\pi/N} & \dots & e^{j2\pi(N-1)/N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & e^{j2\pi(N-2)/N} & e^{j4\pi(N-2)/N} & \dots & e^{j2\pi(N-1)(N-2)/N} \\ 1 & e^{j2\pi(N-1)/N} & e^{j4\pi(N-1)/N} & \dots & e^{j2\pi(N-1)(N-1)/N} \end{bmatrix}.$$

Матриця $[\Xi]_{k,n}$ отримується таким виразом:

$$[\Xi]_{k,n} = \text{mod}[(f_n + k), (N-1)] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & (N-1) \\ 1 & 2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ (N-1) & 0 & \dots & (N-2) \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Використовуючи вираз (8), матриця $[W_F^{-1}]_{k,n}$ буде мати такий вигляд:

$$W_F^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j2\pi/N} & e^{j4\pi/N} & e^{j6\pi/N} & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{j2\pi(N-2)(N-2)/N} & e^{j2\pi(N-2)(N-1)/N} & 1 & \dots & e^{j2\pi(N-2)(N-3)/N} \\ e^{j2\pi(N-1)(N-1)/N} & 1 & e^{j2\pi(N-1)/N} & \dots & e^{j2\pi(N-1)(N-2)/N} \end{bmatrix}.$$

Часова вибірка сигналу OFDM з ПППЧ буде мати такий вигляд:

$$s(n) = W_F^{-1} X(k)$$

Або для $k, n = 0, (N-1)$:

$$\begin{bmatrix} s(0) \\ s(1) \\ \vdots \\ s(N-1) \end{bmatrix} = W_F^{-1} \times \begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j2\pi/N} & e^{j4\pi/N} & e^{j6\pi/N} & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{j2\pi(N-2)(N-2)/N} & e^{j2\pi(N-2)(N-1)/N} & 1 & \dots & e^{j2\pi(N-2)(N-3)/N} \\ e^{j2\pi(N-1)(N-1)/N} & 1 & e^{j2\pi(N-1)/N} & \dots & e^{j2\pi(N-1)(N-2)/N} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix}. \quad (10)$$

На прийомній стороні необхідно виконати зворотні операції вищеописаним алгоритмом. Формування сигналу OFDM з внутрібітовою ПППЧ відбувається за допомогою розширення Уолша.

Нехай $x = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T$ – N комплексних модульованих символів, які передаються. Тоді сигнал $[X(k), k = 0, 1, \dots, N]$, який передається на k -й піднесучій та утворений за допомогою кодів Уолша, буде мати такий вигляд:

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} = R_N \times \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

де R_N – це матриця Адамара розміром $N \times N$, яка має такий вигляд:

$$R_N = \begin{pmatrix} R_{N/2} & R_{N/2} \\ R_{N/2} & -R_{N/2} \end{pmatrix}.$$

Перші три матриці Адамара будуть мати вигляд:

$$R_1 = [1], \quad R_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad R_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

Кожен стовбець та кожний рядок матриці Адамара відповідають коду Уолша довжини N . Матриця Адамара – це ортогональна матриця, така, що:

$$R_N^{-1} \times R_N = I_N.$$

Кожний ряд ортогональний всім іншим рядам, кожний стовбець ортогональний всім іншим стовпцям.

Таким чином, сигнал OFDM з внутрішньою ПППЧ буде мати такий вигляд:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} s(0) \\ s(1) \\ \vdots \\ s(N-1) \end{bmatrix} &= W_F^{-1} \times \begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} = W_F^{-1} \times R_N \times \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j2\pi/N} & e^{j4\pi/N} & e^{j6\pi/N} & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{j2\pi(N-2)(N-2)/N} & e^{j2\pi(N-2)(N-1)/N} & 1 & \dots & e^{j2\pi(N-2)(N-3)/N} \\ e^{j2\pi(N-1)(N-1)/N} & 1 & e^{j2\pi(N-1)/N} & \dots & e^{j2\pi(N-1)(N-2)/N} \end{bmatrix} \times \\
&\times \begin{bmatrix} R_{N/2} & R_{N/2} \\ R_{N/2} & -R_{N/2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix}. \tag{12}
\end{aligned}$$

Станція навмисних завзд випромiнює завзд у широкому частотному дiапазонi. Дiапазон частот сигналу, згiдно з аналітичною залежнiстю (12), залежить вiд числа субканалiв, а тi, в свою чергу, залежать вiд довжини коду Уолша N , а так як при практичнiй реалiзацiї розширення Уолша немає необхідностi у великих значеннях довжини коду N , то i дiапазон частот OFDM сигналу, отриманого згiдно з виразом (12), буде незначний. Для розширення дiапазону частот сигналу необхідно збiльшити число субканалiв. Збiльшити число субканалiв сигналу можна, збiльшивши кiлькiсть перетворень Уолша для рiзних реалiзацiй сигналiв. Структурна схема, яка б реалiзувала зазначений алгоритм, показана на рисунку 8. На рисунку 8 на розширювач Уолша 1 поступають побiтно iнформацiйнi бiти $\{x_i^1\}$, $i = \overline{1, L}$, вiдповiдно, на розширювач Уолша M – iнформацiйнi бiти $\{x_i^M\}$, $i = \overline{1, L}$. Розширювач Уолша 1 виконує перетворення:

$$\begin{bmatrix} x^1(0) \\ x^1(1) \\ \vdots \\ x^1(K-1) \end{bmatrix} = R_K \times \begin{bmatrix} x_0^1 \\ x_1^1 \\ \vdots \\ x_{(K-1)}^1 \end{bmatrix}.$$

Вiдповiдно розширювач Уолша M виконує таке перетворення:

$$\begin{bmatrix} x^M(0) \\ x^M(1) \\ \vdots \\ x^M(K-1) \end{bmatrix} = R_K \times \begin{bmatrix} x_0^M \\ x_1^M \\ \vdots \\ x_{(K-1)}^M \end{bmatrix}.$$

Таким чином, формуються матрицi $X_K^1 = [x^1(0), x^1(1), \dots, x^1(K-1)]^T$, ..., $X_K^M = [x^M(0), x^M(1), \dots, x^M(K-1)]^T$. Формувач матрицi X_N здiйснює об'єднання матриць X_K^1, \dots, X_K^M в матрицю X_N : $X_N = [X_K^1, X_K^2, \dots, X_K^M]^T$. Модуль зворотного ДПФ виконує операцiї згiдно з вищеописаним алгоритмом за виразом (10).

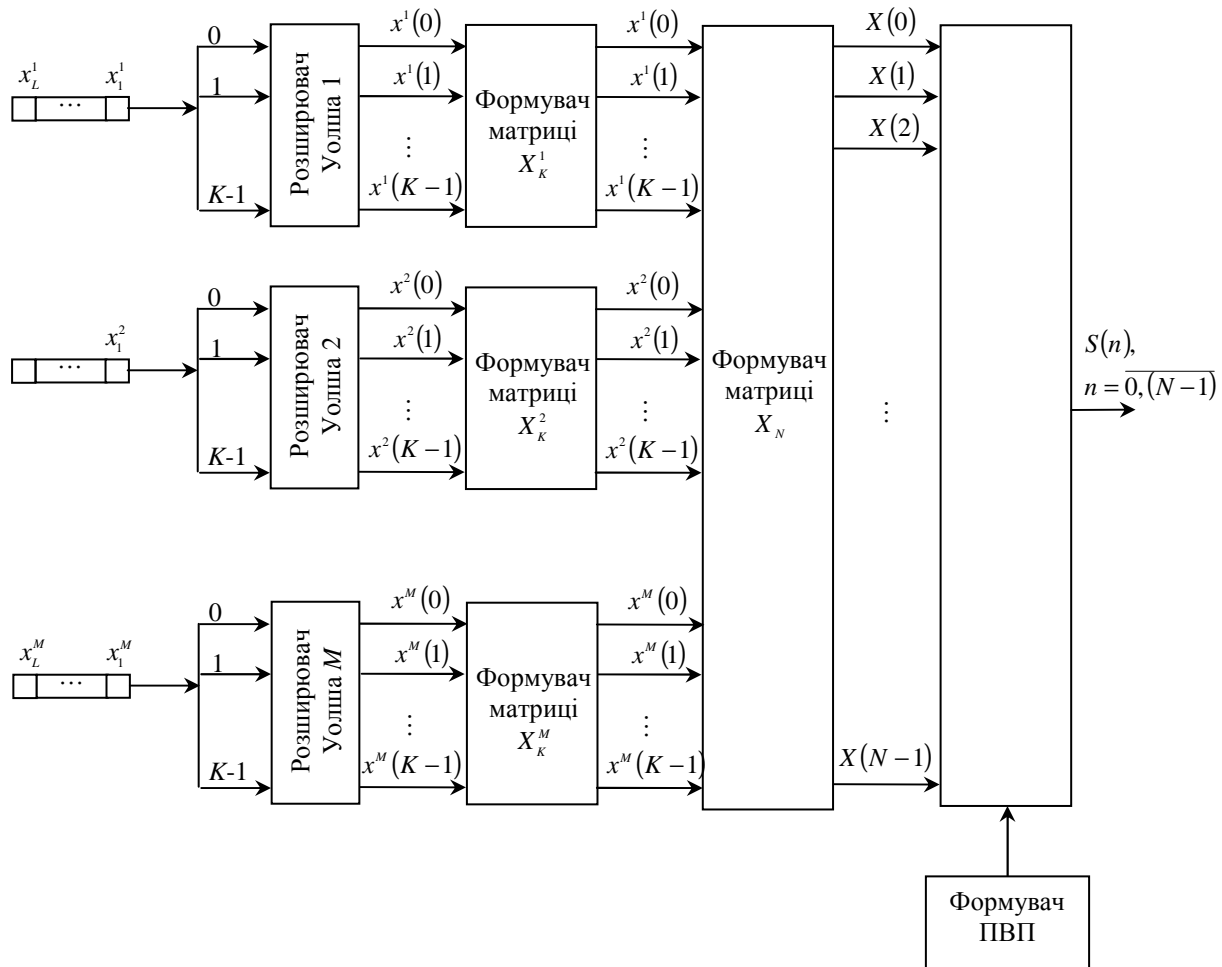


Рис. 8. Структурна схема системи OFDM з внутрібітовою ПППЧ

Розроблена в роботі інформаційна технологія побудови системи OFDM з внутрібітовою псевдовипадковою перебудовою піднесучих частот дозволяє:

- здійснювати адаптивне формування матриці субканалів X_N шляхом відключення формувачів матриць X_K^1, \dots, X_K^M , тим самим звужуючи або розширюючи частотний діапазон сигналу OFDM (відповідно зменшуючи або збільшуючи кількість субканалів), що необхідно для підвищення енергетичної та частотної ефективності ПРС в умовах активної радіоелектронної протидії;

- формувати коди Уолша необхідної довжини;

- здійснювати більш ефективну оцінку каналу зв'язку шляхом розбиття інтервалу оцінювання на M інтервалів.

Висновки. Розроблено інформаційну технологію побудови системи OFDM з внутрібітовою псевдовипадковою перебудовою піднесучих частот в умовах впливу навмисних завад.

Розроблена технологія дозволить підвищити енергетичну та частотну ефективності діючих радіозасобів в умовах активної радіоелектронної протидії.

Напрямок подальших досліджень вважаємо доцільним додати до розробленої схеми коригувальні коди Рида-Соломона або турбокоди, пристрій оцінювання каналу та пристрій адаптації.

Список використаних джерел

1. Зайцев С. В. Анализ принципов построения программируемых радиостанций / С. В. Зайцев, С. П. Ливенцев, А. И. Артюх // Зв'язок. – 2007. – № 5. – С. 46-54.
2. 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.
3. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / [В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев и др.]. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.
4. Khan F. LTE for 4G Mobile Broadband. Air Interface Technologies and Performance / Khan F. – Cambridge: Cambridge University Press, 2009. – 509 p.
5. Cho Y. MIMO-OFDM Wireless Communications with Matlab / Cho Y., Kim J., Yang W. [et al.]. – Singapore: John Wiley & Sons, 2010. – 457 p.

УДК 681.518:338.24

В.І. Зацерковний, канд. техн. наук

Чернігівський державний інститут економіки і управління, м. Чернігів, Україна

ОЦІНКА ПРИРОСТУ ІНФОРМАЦІЇ В ПРОЦЕСІ ВПРОВАДЖЕННЯ ГІС В УПРАВЛІННЯ ТЕРИТОРІЯМИ

Розглянута модель оцінки приросту інформації, яку можна отримати в процесі впровадження ГІС в управління територіями.

Ключові слова: модель оцінки приросту інформації, ентропійний підхід, управління територіями, геоінформаційні системи (ГІС).

Рассмотрена модель оценки прироста информации, которую можно получить в процессе внедрения ГИС в управление территориями.

Ключевые слова: модель оценки прироста информации, энтропийный подход, управление территориями, геоинформационные системы (ГИС).

The model estimates growth of information that can be obtained in the implementation of GIS in the management of territories is considered.

Key words: model of estimation of information gain, entropy approach, management territories, geographic information systems (GIS).

Постановка проблеми. Одним з головних чинників, що забезпечує прийняття ефективних управлінських рішень у ринкових умовах, є своєчасна і достовірна інформація про стан і тенденції змін територіальних ресурсів, включаючи інформацію не тільки про поверхневий шар, а й про надра, водні і повітряні басейни, рослинний і тваринний світ, навколишнє середовище, склад, інтенсивність і продуктивність господарської діяльності, її економічні наслідки, структуру і стан суспільних відносин.

Оскільки практично вся інформація (80-90 %) про ресурси певного регіону має просторову прив'язку, то цілком очевидно, що базовою інформаційною технологією ефективного управління територіями повинна виступити геоінформаційна [1].

Підвищення ролі територіальних утворень, їх господарської самостійності і використання їх ресурсів висвітлює, перш за все, організаційну недосконалість діючої системи управління. Тому розроблення і впровадження ефективних інформаційних технологій в управлінні територіями є актуальним завданням сьогодення.

Першочерговими завданнями в процесі впровадження цих технологій є створення геоінформаційного середовища з інтенсивним цільовим виробництвом інформації під потреби будь-якого користувача, її систематизації в територіальних банках даних на базі відпрацьованої цифрової картографічної моделі територіальних комплексів та оцінка ефективності впровадження ГІС в управління територіями.