

ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ ПОБУДОВИ СИСТЕМИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ З OFDM, ВНУТРІШНЬОБІТОВОЮ ПСЕВДОВИПАДКОВОЮ ПЕРЕБУДОВОЮ ПІДНЕСУЧИХ ЧАСТОТ ТА ТРИКОМПОНЕНТНИМИ ТУРБОКОДАМИ

*Чернігівський державний технологічний університет, Чернігів, Україна

Анотація. У статті розроблена інформаційна технологія побудови системи радіозв'язку з використанням принципу ортогонально-частотного мультиплексування, внутрішньобіткової псевдовипадкової перебудови піднесучих частот та трикомпонентних турбокодів. Використання розробленої інформаційної технології на практиці дозволить підвищити спектральну та енергетичну ефективність засобів радіозв'язку, які функціонують в умовах впливу навмисних завад.

Ключові слова: технологія OFDM, трикомпонентні турбокоди.

Аннотация. В статье разработана информационная технология построения системы радиосвязи с использованием принципа ортогонально-частотного мультиплексирования, внутрибитовой псевдослучайной перестройки поднесущих частот и трехкомпонентных турбокодов. Использование разработанной информационной технологии на практике позволит повысить спектральную и энергетическую эффективность средств радиосвязи, работающих в условиях воздействия преднамеренных помех.

Ключевые слова: технология OFDM, трехкомпонентные турбокоды.

Abstract. Construction information technology of radio communication systems using principle of orthogonal frequency-division multiplexing, innerbit pseudo-random reconstruction of subcarrier frequencies and three-component turbo codes was developed in the paper. Usage of the information technology in practice will improve spectral and power efficiency of radio communication means, working in conditions of intentional interference.

Keywords: OFDM technology, three-component turbo codes.

1. Вступ

Перспективні системи радіозв'язку спеціального призначення повинні забезпечувати передачу інформації у складній радіоелектронній обстановці [1]. Основним режимом роботи радіозасобів спеціального призначення є режим роботи в умовах впливу навмисних завад.

На сьогоднішній день фізичний рівень мобільних систем відомчого радіозв'язку ґрунтується на використанні технологій розширення спектра сигналів та коригувальних кодів [2, 3]. До основних методів розширення спектра сигналів, які широко застосовуються в сучасних системах радіозв'язку, відносяться метод безпосередньої модуляції несучої псевдовипадковою послідовністю та метод псевдовипадкової перебудови робочої частоти [2, 3]. Як коригувальні коди використовуються циклічні коди, коди Ріда-Соломона та згортувальні коди [2, 3].

2. Постановка задачі

Сучасні засоби відомчого 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].

Засоби мобільного радіозв'язку покоління 4G для підвищення спектральної та енергетичної ефективності застосовують технології ортогонально-частотного мультиплексування OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) та технології завадостійкого кодування [4–5]. Однак ці засоби не проектувались для використання в умовах впливу навмисних завад.

Таким чином, виникає завдання розробки систем спеціального зв'язку з урахуванням впливу навмисних завад, які б поєднували технології розширення спектра сигналів, технологію OFDM та завадостійке кодування.

Метою роботи є розробка інформаційної технології побудови системи радіозв'язку з OFDM, внутрішньобітовою псевдовипадковою перебудовою піднесучих частот (ПППЧ) та трикомпонентними турбокодами.

3. Виклад основного матеріалу

Система OFDM з внутрішньобітовою ПППЧ та трикомпонентними турбокодами складається з передавальної та приймальної частин. Передавальна та приймальна частини мають у своєму складі такі елементи: кодер (декодер) трикомпонентного турбокоду (ТК), 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 внутрішньобітовою ПППЧ.

На рис. 1, 2 показана спрощена структурна схема архітектури передачі та прийому системи OFDM з внутрішньобітовою ПППЧ та трикомпонентними турбокодами.

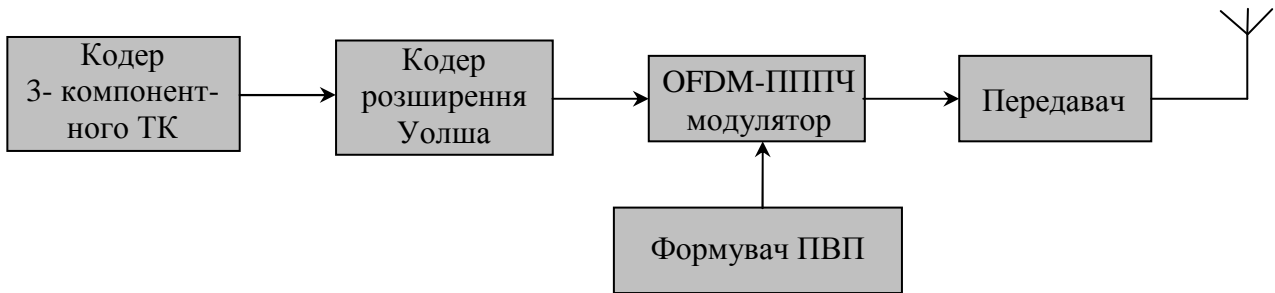


Рис. 1. Структурна схема архітектури передачі системи OFDM з внутрішньобітовою ПППЧ та трикомпонентними турбокодами

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) реалізуються за допомогою алгоритму швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) й виконуються процесором ШПФ [4, 5].

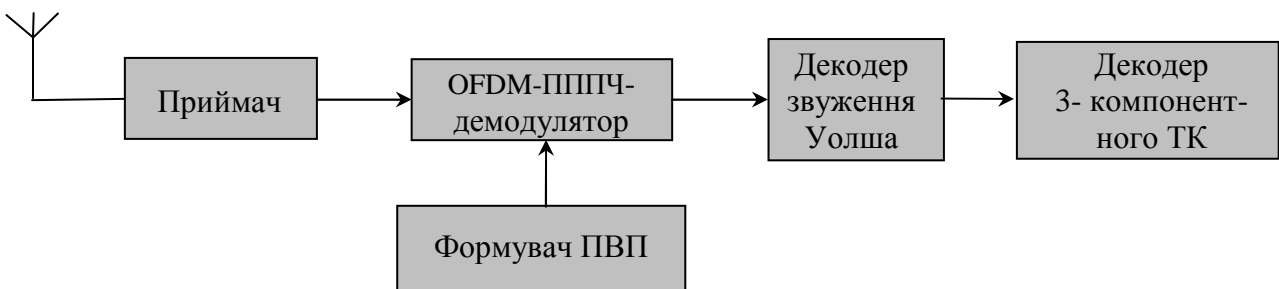


Рис. 2. Структурна схема архітектури прийому системи OFDM з внутрішньобітовою ПППЧ та трикомпонентними турбокодами

Структурна схема модулятора сигналу OFDM, каналу з адитивним білим гаусівським шумом і навмисними завадами та демодулятора сигналу OFDM показана на рис. 3.

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]:

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

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 (1), з урахуванням періоду дискретизації $T = T_s / N$, прийме вигляд [4]

$$s\left(\frac{n}{N}T_s\right) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j2\pi k\frac{n}{N}}, \quad n = \overline{0, N-1}. \quad (2)$$

Можна представити $s\left(\frac{n}{N}T_s\right)$ як залежність від n , $s(n)$ і тоді (2) прийме вигляд

$$s(n) = W^{-1}X(k), \quad k, n = \overline{0, (N-1)}, \quad (3)$$

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

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

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

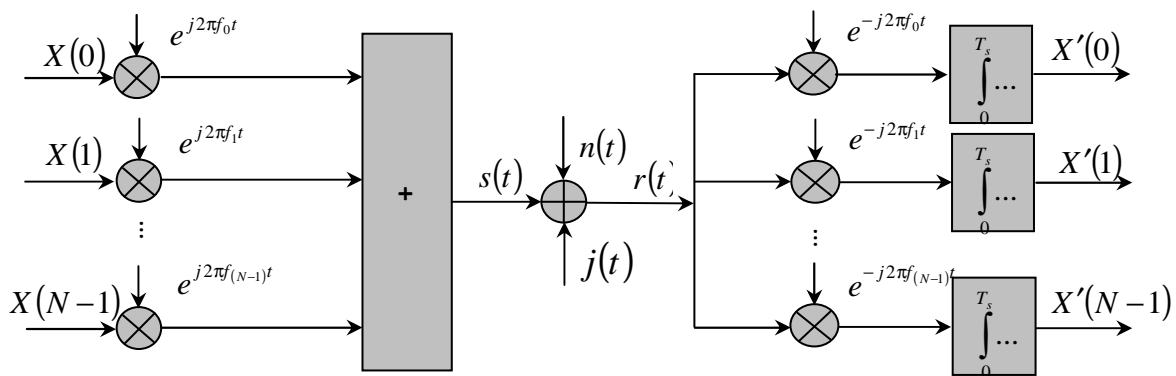


Рис. 3. Структурна схема моделі модулятора сигналу OFDM, каналу з АБГШ і навмисними завадами та демодулятора сигналу OFDM

На приймальній стороні відбуваються такі перетворення:

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

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 псевдовипадкової 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:

$$[\Xi]_{k,n} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & (N-1) \\ 0 & 1 & \dots & (N-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 1 & \dots & (N-1) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

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:

$$[\Xi]_{k,n} = \text{mod}[(f_n + k), (N-1)] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & (N-1) \\ 1 & 2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ (N-1) & 0 & \dots & (N-2) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Використовуючи вираз (4), 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 $k, n = \overline{0, (N-1)}$:

$$\begin{bmatrix} s(0) \\ s(1) \\ \vdots \\ s(N-1) \end{bmatrix} = W_F^{-1} \times \begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j2\pi/N} & e^{j4\pi/N} & e^{j6\pi/N} & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{j2\pi(N-2)(N-2)/N} & e^{j2\pi(N-2)(N-1)/N} & 1 & \dots & e^{j2\pi(N-2)(N-3)/N} \\ e^{j2\pi(N-1)(N-1)/N} & 1 & e^{j2\pi(N-1)/N} & \dots & e^{j2\pi(N-1)(N-2)/N} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix}. \quad (6)$$

На прийомній стороні необхідно виконати зворотні операції вище описаним способом.

Формування сигналу OFDM з внутрішньобітовою 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, прийме вигляд

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} = R_N \times \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

де R_N – це матриця Адамара розміром $N \times N$:

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

Перші три матриці Адамара будуть мати такий вигляд:

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

Кожен стовпець і 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 усім іншим рядам, кожний стовпець ортогональний усім іншим стовпцям.

Таким чином, сигнал OFDM з внутрішньобітовою ПППЧ прийме вигляд

$$\begin{bmatrix} s(0) \\ s(1) \\ \vdots \\ s(N-1) \end{bmatrix} = W_F^{-1} \times \begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} = W_F^{-1} \times R_N \times \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix} =$$

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

$$\times \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Станція навмисних завад випромінює завади в широкому частотному діапазоні. Діапазон частот сигналу, згідно з аналітичною залежністю (8), залежить від числа субканалів, а ті, у свою чергу, залежать від довжини коду Уолша N , а так як при практичній реалізації розширення Уолша немає необхідності у великих значеннях довжини коду N , то і діапазон частот OFDM-сигналу, отриманого згідно з виразом (8), буде незначний. Для розширення діапазону частот сигналу необхідно збільшити число субканалів. Збільшити число субканалів сигналу можна, збільшивши кількість перетворень Уолша для різних реалізацій сигналів. Структурна схема, яка б реалізувала зазначений алгоритм, показана на рис. 4. На рис. 4 на розширювач Уолша 1 поступають побітно інформаційні біти $\{x_i^1\}$, $i = \overline{1, L}$, відповідно на розширювач Уолша M – інформаційні біти $\{x_i^M\}$, $i = \overline{1, L}$. Розширювач Уолша 1 виконує перетворення:

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

Відповідно 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 матриці $X_K^1 = [x^1(0), x^1(1), \dots, x^1(K-1)]^T, \dots, X_K^M = [x^M(0), x^M(1), \dots, x^M(K-1)]^T$. Формувач матриці X_N здійснює 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 операції згідно з вищеописаним алгоритмом за виразом (6).

Для підвищення енергетичної ефективності запропонованої архітектури побудови системи OFDM з внутрішньобітовою ПППЧ необхідно використати трикомпонентні турбокоди (рис. 4).

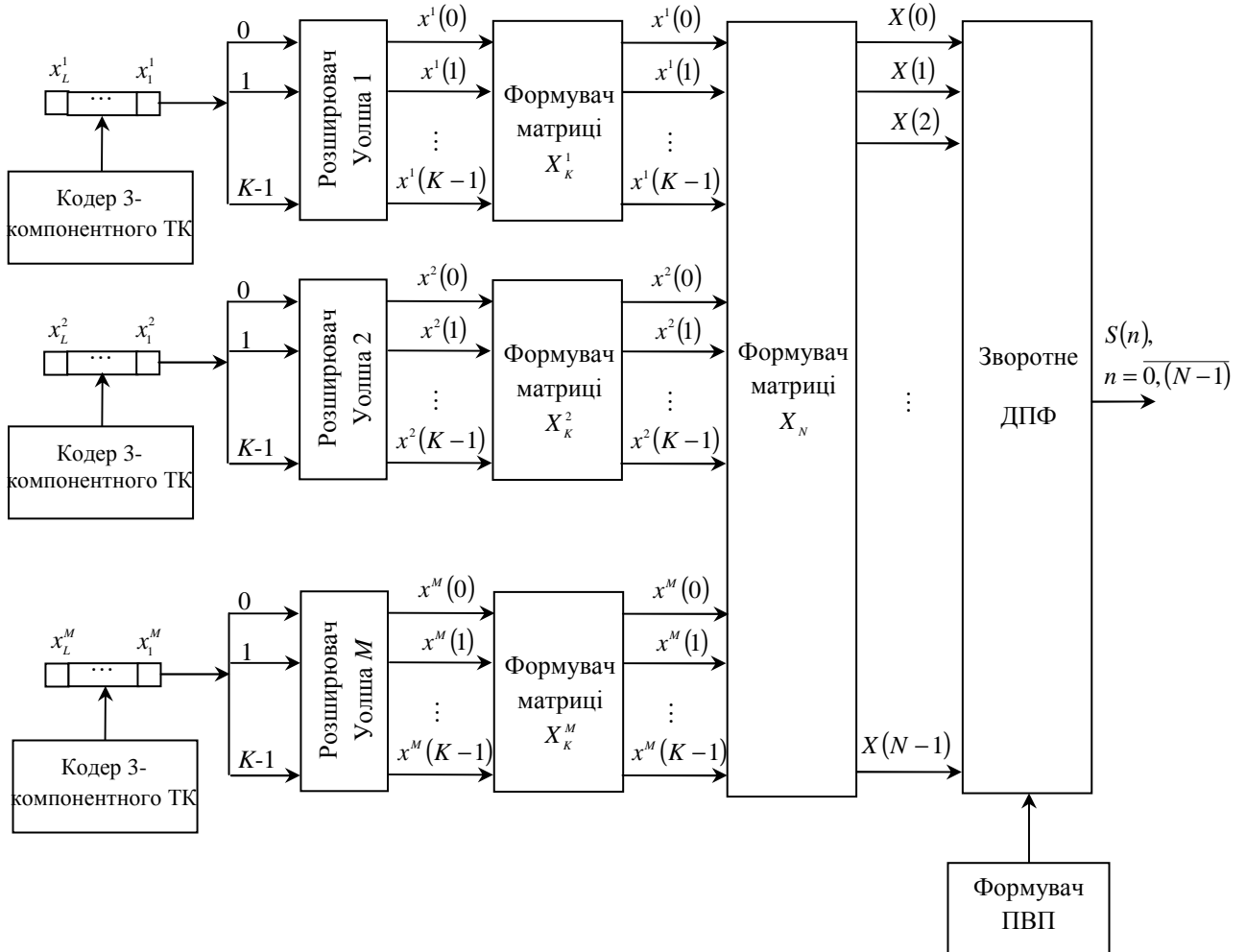


Рис. 4. Структурна схема системи радіозв'язку з OFDM, внутрішньобітовою ПППЧ та трикомпонентними турбокодами

Передбачається, що канал зв'язку гауссівський і має ідеальну імпульсну характеристику $h_c(t)=1$, внаслідок чого сигнал спотворюється тільки присутністю флуктуаційних шумів і навмисних завад.

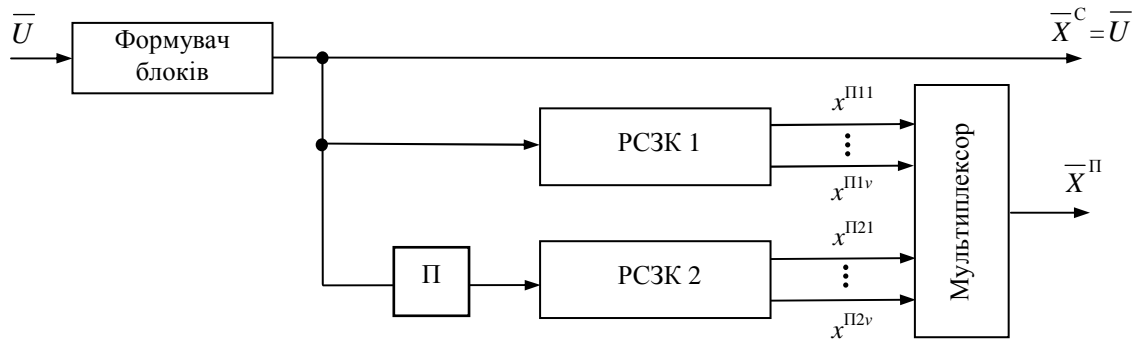


Рис. 5. Структурна схема двокомпонентного кодера ТК

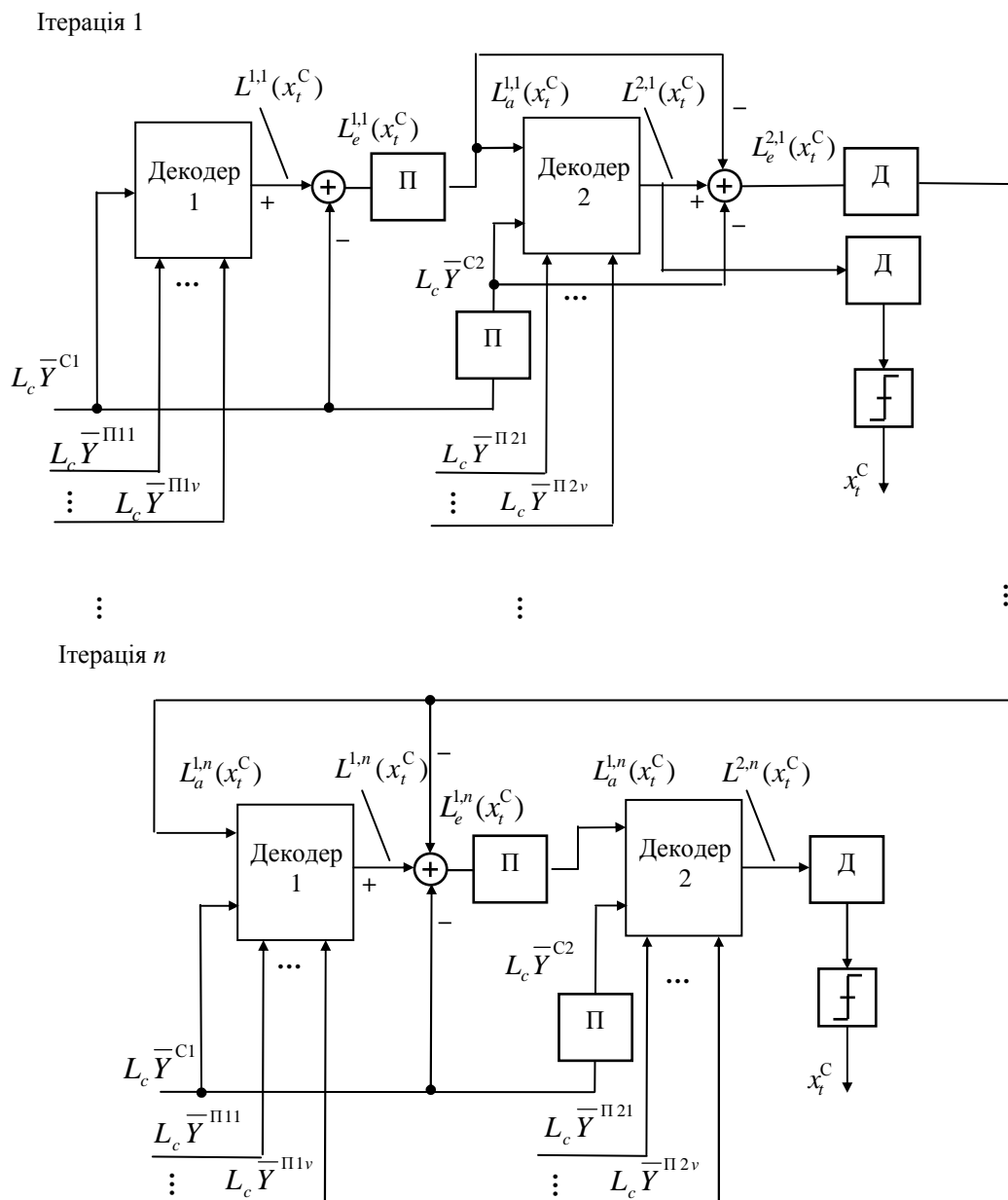


Рис. 6. Структурна схема двокомпонентного декодера ТК

На рис. 5, 6 показані структурні схеми кодера та ітеративного декодера ТК відповідно при паралельному з'єднанні двох РСЗК.

Схема кодера турбокоду використовує РСЗК зі швидкістю $1/n$ виду $(1, g_1/g_0, \dots, g_{n-1}/g_0)$, де g_0 – поліноміальний генератор зворотного зв'язку, а g_1, \dots, g_{n-1} – поліноміальні генератори прямих зв'язків. Кожен РСЗК виконує кодування інформаційної послідовності за своєю діаграмою, структура якої залежить від поліноміальних генераторів РСЗК [6, 7].

У моделі кодера ТК використовуються псевдовипадковий, S -випадковий, блоковий і діагональний перемежувачі/деперемежувачі [8].

Послідовність на виході кодера ТК має вигляд $\bar{X} = (\bar{X}^C, \bar{X}^{\Pi})$, де $\bar{X}^C = \bar{U}$ – систематичний вихід кодера, а $\bar{X}^{\Pi} = (\bar{X}^{\Pi 1}, \bar{X}^{\Pi 2})$ – перевірочний вихід кодера ТК. При цьому $\bar{X}^{\Pi 1} = (\bar{X}^{\Pi 11}, \dots, \bar{X}^{\Pi 1v})$ – перевірочний вихід РСЗК 1, $\bar{X}^{\Pi 2} = (\bar{X}^{\Pi 21}, \dots, \bar{X}^{\Pi 2v})$ – перевірочний вихід РСЗК 2, v – загальна кількість перевірочних символів кожного РСЗК кодера ТК.

Демодульована послідовність символів подається на декодери 1 і 2 (рис. 6): $\bar{Y}^1 = (L_c \bar{Y}^{C1}, L_c \bar{Y}^{\Pi 1})$ – для декодера 1, де $\bar{Y}^{\Pi 1} = (\bar{Y}^{\Pi 11}, \dots, \bar{Y}^{\Pi 1v})$, L_c – параметр каналної “надійності”. Відповідно $\bar{Y}^2 = (L_c \bar{Y}^{C2}, L_c \bar{Y}^{\Pi 2})$ – для декодера 2, де $\bar{Y}^{\Pi 2} = (\bar{Y}^{\Pi 21}, \dots, \bar{Y}^{\Pi 2v})$. $\bar{Y}^{C1} = \bar{Y}^C$, $\bar{Y}^{C2} = \bar{Y}^C$ – послідовності систематичних символів з урахуванням відповідної операції перемеження.

Розглядається такт роботи в момент часу t .

Дійсне представлення “м'якого” рішення або логарифмічне відношення функцій правдоподібності (ЛВФП) поза декодером визначається виразом [6, 7]

$$L(x_t | y_t) = \ln \frac{P(y_t | x_t = +1)}{P(y_t | x_t = -1)} + \ln \frac{P(x_t = +1)}{P(x_t = -1)} = L_a(x_t) + L(y_t | x_t), \quad (9)$$

де $L(y_t | x_t)$ – ЛВФП y_t , яке одержується шляхом виміру y_t на виході каналу при чергуванні умов, що може бути переданий $x_t = +1$ або $x_t = -1$, а $L_a(x_t)$ – апіорне ЛВФП біта даних x_t . Для спрощення позначень рівняння (9) може бути переписане таким чином [6, 7]:

$$L'(x_t) = L_c(y_t) + L_a(x_t). \quad (10)$$

Тут $L_c(y_t)$ означає, що член ЛВФП виходить у результаті каналних вимірів, зроблених у приймачі. Для систематичних кодів ЛВФП на виході декодера дорівнює [6, 7]:

$$L(x_t) = L'(x_t) + L_e(x_t). \quad (11)$$

У цьому виразі $L'(x_t)$ – ЛВФП поза демодулятором (на вході декодера), а $L_e(x_t)$ – “зовнішнє” ЛВФП, що представляє зовнішню інформацію, яка впливає з процесу декодування. З рівнянь (9) і (10) вихідне ЛВФП декодера прийме вигляд

$$L(x_t) = L_c(y_t) + L_a(x_t) + L_e(x_t). \quad (12)$$

Знак $L(x_t)$ є твердим рішенням про символ x_t , а модуль $|L(x_t)|$ – ступенем надійності (правдоподібності) цього рішення.

Декодер 1 у відповідності зі своїм алгоритмом виробляє “м'які” рішення про декодовані символи (вихідне ЛВФП), які складаються з трьох частин [6, 7]:

$$L^1(x_t^C) = L_c \cdot y_t^{C1} + L_a^1(x_t^C) + L_e^1(x_t^C),$$

де x_t^C – систематичний символ кодера ТК.

При цьому “зовнішня” інформація декодера 1 про символ x_t^C , що є апіорною для декодера 2 (з урахуванням операції перемежіння), прийме вигляд [6, 7]

$$L_e^1(x_t^C) = L_a^2(x_t^C) = L^1(x_t^C) - L_a^1(x_t^C) - L_c \cdot y_t^{C1}.$$

Другий елементарний декодер, одержавши апіорні відомості про інформаційні символи, робить аналогічні обчислення, визначаючи свою “зовнішню” інформацію про символ x_t^C [7]:

$$L_e^2(x_t^C) = L_a^1(x_t^C) = L^2(x_t^C) - L_a^2(x_t^C) - L_c \cdot y_t^{C2},$$

яка надходить на вхід декодера 1 наступної ітерації декодування.

Після виконання необхідної кількості ітерацій або у випадку примусової зупинки ітеративної процедури декодування виносяться рішення про декодовані символи:

$$x_t^C = \begin{cases} 1, & \text{якщо } L(x_t^C) \geq 0, \\ 0, & \text{якщо } L(x_t^C) < 0. \end{cases}$$

Як відомо, декодування символів ТК відбувається за діаграмою відповідного РСЗК. При цьому обчислюються перехідна рекурсія, пряма рекурсія, зворотна рекурсія, ЛВФП на виході декодера та параметр “зовнішньої” інформації [7]. Розглянемо особливості обчислення вихідного ЛВФП для декодера 2, використовуючи алгоритм декодування Мар.

Позначимо попередній стан діаграми $S_{t-1} = s'$, а поточний – $S_t = s$. На рис. 7 показаний приклад діаграми для РСЗК виду (1, 7/5). Для кожного переходу діаграми обчислюється перехідна рекурсія $\gamma_t(s', s)$ зі стану s' у стан s за формулою [7]:

$$\gamma_t(s', s) \sim \exp \left[\frac{1}{2} \cdot \left(x_t^C \cdot (L_a^2(x_t^C) + L_c \cdot y_t^C) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i} \right) \right],$$

де $x_t^C, x_t^{\Pi 2i}, i \in (1, v)$ – відповідно систематичний символ кодера ТК і перевіірочні символи РСЗК 2 до проходження каналу з флуктуаційним шумом і навмисними завадами; $y_t^C, y_t^{\Pi 2i}, i \in (1, v)$ – систематичний символ кодера ТК і перевіірочні символи РСЗК 2 після проходження каналу з флуктуаційним шумом і навмисними завадами; $L_a^2(x_t^C)$ – апіорна інформація другого декодера; L_c – параметр каналної “надійності”; v – кількість перевіірочних символів РСЗК, $v = q - 1$, де q – загальна кількість символів РСЗК (систематичний і перевіірочні).

Для кожного стану діаграми визначається пряма рекурсія $\alpha_t(s)$ (починаючи з початку блока – при прямому обчисленні) за формулою [7]: $\alpha_t(s) = \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \gamma_t(s', s)$, де $\tilde{\alpha}_{t-1}(s')$ – нормована пряма рекурсія $t-1$ такту. Підсумовування виконується по всіх попередніх станах s' , для яких існує перехід у поточний стан s .

Одержавши прямі рекурсії для всіх станів даного такту, обчислюється параметр нормалізації, що визначається сумою даних рекурсій [7]:

$$\sum_s \alpha_t(s) = \sum_s \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \gamma_t(s', s).$$

З урахуванням параметра нормалізації вираз прямої рекурсії прийме вигляд [7]

$$\tilde{\alpha}_t(s) = \frac{\sum_{s'} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \gamma_t(s', s)}{\sum_s \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \gamma_t(s', s)}.$$

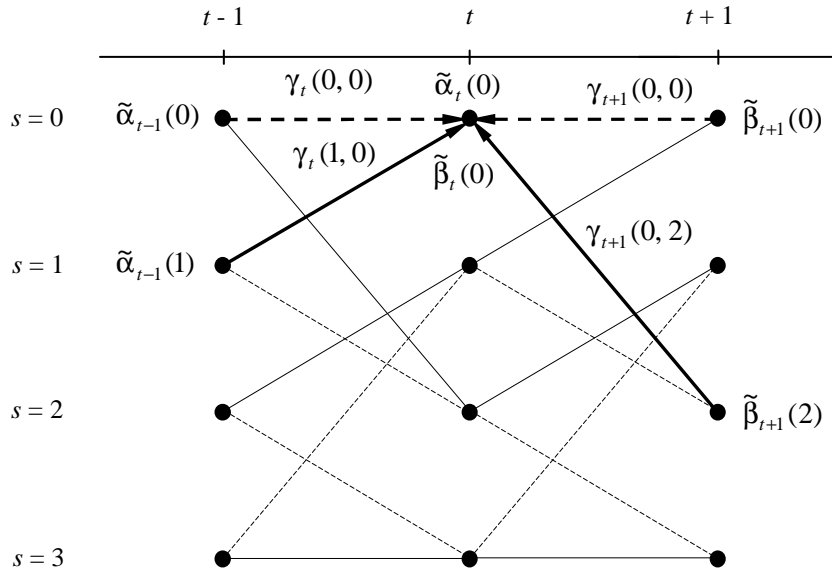


Рис. 7. Діаграма РСЗК виду (1, 7/5)

Для кожного стану діаграми визначається зворотна рекурсія $\tilde{\beta}_{t-1}(s')$, починаючи з кінця блока при зворотному обчисленні, за формулою [7]

$$\beta_{t-1}(s') = \sum_s \tilde{\beta}_t(s) \cdot \gamma_t(s', s),$$

де $\tilde{\beta}_t(s)$ – нормована зворотна рекурсія такту t . Підсумовування відбувається по всіх поточних станах s , в які існує перехід з попереднього стану s' .

З урахуванням параметра нормалізації, отриманого при обчисленні прямої рекурсії, вираз зворотної рекурсії прийме вигляд [7]

$$\tilde{\beta}_{t-1}(s') = \frac{\sum_s \tilde{\beta}_t(s) \cdot \gamma_t(s', s)}{\sum_s \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \gamma_t(s', s)}.$$

В [7] показано, що ЛВФП на виході декодера 2 може бути записане в такому вигляді:

$$L^2(x_t^C) = \log \frac{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=-1}} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \tilde{\beta}_t(s) \cdot \gamma_t(s', s)}{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=-1}} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \tilde{\beta}_t(s) \cdot \gamma_t(s', s)} =$$

$$= \log \frac{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=-1}} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \tilde{\beta}_t(s) \cdot \exp\left[\frac{1}{2} \cdot x_t^C \cdot (L_a^2(x_t^C) + L_c \cdot y_t^{C2})\right] \cdot \exp\left[L_c \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i}\right]}{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=-1}} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \tilde{\beta}_t(s) \cdot \exp\left[\frac{1}{2} \cdot x_t^C \cdot (L_a^2(x_t^C) + L_c \cdot y_t^{C2})\right] \cdot \exp\left[L_c \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i}\right]}.$$

Алгоритм Max Log Map заснований на деяких перетвореннях над алгоритмом Map і використанні апроксимації [7].

Для одержання перехідної, прямої і зворотної рекурсії даного алгоритму необхідно прологарифмувати відповідні рекурсії алгоритму Map: $A_t(s) = \ln \tilde{\alpha}_t(s)$, $B_t(s) = \ln \tilde{\beta}_t(s)$, $\Gamma_t(s', s) = \ln \gamma_t(s', s)$, а також використати апроксимацію: $\ln \left(\sum_{i=1}^n e^{a_i} \right) \approx \max_{i=1..n} a_i$ [7].

З урахуванням цих перетворень основні рекурсії будуть мати вигляд [7]

$$\Gamma_t(s', s) \sim \frac{1}{2} \cdot \left(x_t^c \cdot (L_a^2(x_t^c) + L_c \cdot y_t^c) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i} \right),$$

$$A_t(s) \approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s)],$$

$$\tilde{A}_t(s) \approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s)] - A_t^{\max}(s),$$

$$B_{t-1}(s') \approx \max_s [\tilde{B}_t(s) + \Gamma_t(s', s)],$$

$$\tilde{B}_{t-1}(s') \approx \max_s [\tilde{B}_t(s) + \Gamma_t(s', s)] - A_t^{\max}(s),$$

де $A_t^{\max}(s) \approx \max_s (\max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s)])$ – параметр нормалізації. У виразі прямої рекурсії максимізація виконується по всіх попередніх станах s' , для яких існує перехід у поточний стан s , а для зворотної – по всіх поточних станах s , в які існує перехід з попереднього стану s' . Параметр нормалізації визначається максимальним значенням прямих рекурсій по всіх станах.

ЛВФП обчислюється за формулою [7]

$$L^2(x_t^c) \approx \max_{\substack{(s', s) \\ u_t=+1}} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s) + \tilde{B}_t(s)] - \max_{\substack{(s', s) \\ u_t=-1}} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s) + \tilde{B}_t(s)].$$

Параметр “зовнішньої” інформації обчислюється аналогічно алгоритму Map.

Структурна схема моделі кодера та декодера трикомпонентного ТК показана на рис. 8 та 9 відповідно. Розглянемо особливості, якими буде володіти модель декодера трикомпонентного ТК, структурна схема якого зображена на рис. 9. Розглядається алгоритм Max Log Map.

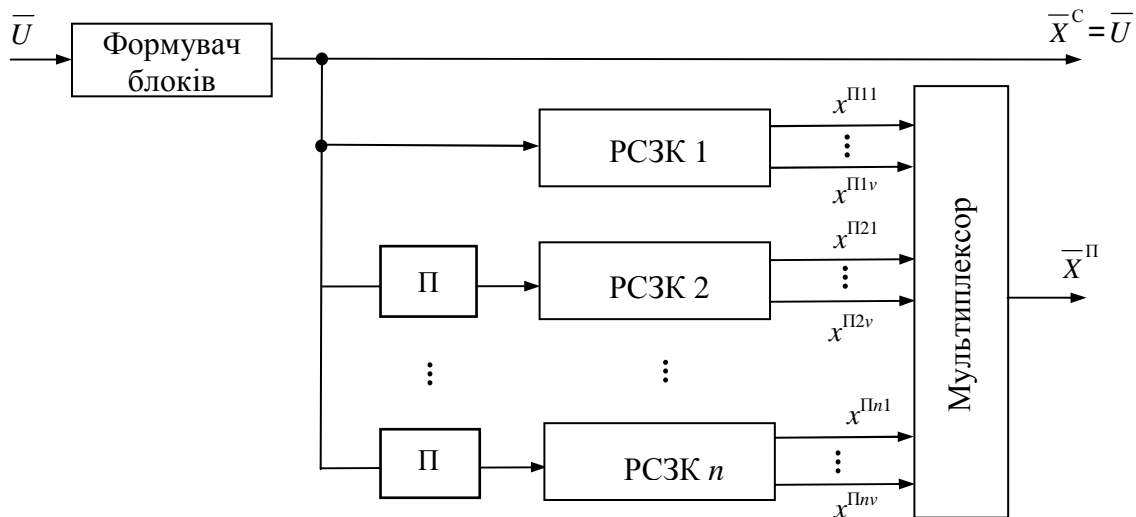


Рис. 8. Структурна схема багатоконпонентного кодера ТК

Як і у випадку двокомпонентного ТК, трикомпонентні декодери працюють послідовно. Особливістю декодування трикомпонентного ТК, на відміну від двокомпонентного, є те, що апріорна інформація для компонентного кодера формується як сума не двох (рис. 9), а трьох складових: каналного відліку систематичного біта, а також значень ЛВФП, отриманих двома попередніми компонентними декодерами (якщо потрібно, то з попередньої ітерації).

Основні рекурсії для першого, другого та третього декодерів n -ї ітерації декодування будуть мати такий вигляд:

$$\begin{aligned} \Gamma_t^{1,n}(s', s) &\sim \frac{1}{2} \cdot \left(x_t^C \cdot (L_a^{1,n}(x_t^C) + L_c \cdot y_t^C) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i} \right), \\ \Gamma_t^{2,n}(s', s) &\sim \frac{1}{2} \cdot \left(x_t^C \cdot (L_a^{1,n}(x_t^C) + L_a^{2,n}(x_t^C) + L_c \cdot y_t^C) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i} \right), \\ \Gamma_t^{3,n}(s', s) &\sim \frac{1}{2} \cdot \left(x_t^C \cdot (L_a^{1,n}(x_t^C) + L_a^{2,n}(x_t^C) + L_a^{3,n}(x_t^C) + L_c \cdot y_t^C) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i} \right), \\ A_t^{1,n}(s) &\approx \max_s [\tilde{A}_{t-1}^{1,n}(s') + \Gamma_t^{1,n}(s', s)], \\ \tilde{A}_t^{1,n}(s) &\approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{1,n}(s') + \Gamma_t^{1,n}(s', s)] - A_t^{1,n \max}(s), \\ A_t^{2,n}(s) &\approx \max_s [\tilde{A}_{t-1}^{2,n}(s') + \Gamma_t^{2,n}(s', s)], \\ \tilde{A}_t^{2,n}(s) &\approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{2,n}(s') + \Gamma_t^{2,n}(s', s)] - A_t^{2,n \max}(s), \\ \tilde{A}_t^{3,n}(s) &\approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{3,n}(s') + \Gamma_t^{3,n}(s', s)] - A_t^{3,n \max}(s), \\ B_{t-1}^{1,n}(s') &\approx \max_s [\tilde{B}_t^{1,n}(s) + \Gamma_t^{1,n}(s', s)], \\ \tilde{B}_{t-1}^{1,n}(s') &\approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{1,n}(s) + \Gamma_t^{1,n}(s', s)] - A_t^{1,n \max}(s), \\ B_{t-1}^{2,n}(s') &\approx \max_s [\tilde{B}_t^{2,n}(s) + \Gamma_t^{2,n}(s', s)], \\ \tilde{B}_{t-1}^{2,n}(s') &\approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{2,n}(s) + \Gamma_t^{2,n}(s', s)] - A_t^{2,n \max}(s), \\ B_{t-1}^{3,n}(s') &\approx \max_s [\tilde{B}_t^{3,n}(s) + \Gamma_t^{3,n}(s', s)], \\ \tilde{B}_{t-1}^{3,n}(s') &\approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{3,n}(s) + \Gamma_t^{3,n}(s', s)] - A_t^{3,n \max}(s). \end{aligned}$$

Для першого, другого, третього декодерів вихідне ЛВФП обчислюється за формулами відповідно:

$$\begin{aligned} L^{1,n}(x_t^C) &\approx \max_{(s', s)}^{u_t=+1} [\tilde{A}_{t-1}^{1,n}(s') + \Gamma_t^{1,n}(s', s) + \tilde{B}_t^{1,n}(s)] - \max_{(s', s)}^{u_t=-1} [\tilde{A}_{t-1}^{1,n}(s') + \Gamma_t^{1,n}(s', s) + \tilde{B}_t^{1,n}(s)], \\ L^{2,n}(x_t^C) &\approx \max_{(s', s)}^{u_t=+1} [\tilde{A}_{t-1}^{2,n}(s') + \Gamma_t^{2,n}(s', s) + \tilde{B}_t^{2,n}(s)] - \max_{(s', s)}^{u_t=-1} [\tilde{A}_{t-1}^{2,n}(s') + \Gamma_t^{2,n}(s', s) + \tilde{B}_t^{2,n}(s)], \\ L^{3,n}(x_t^C) &\approx \max_{(s', s)}^{u_t=+1} [\tilde{A}_{t-1}^{3,n}(s') + \Gamma_t^{3,n}(s', s) + \tilde{B}_t^{3,n}(s)] - \max_{(s', s)}^{u_t=-1} [\tilde{A}_{t-1}^{3,n}(s') + \Gamma_t^{3,n}(s', s) + \tilde{B}_t^{3,n}(s)]. \end{aligned}$$

До наступної ітерації

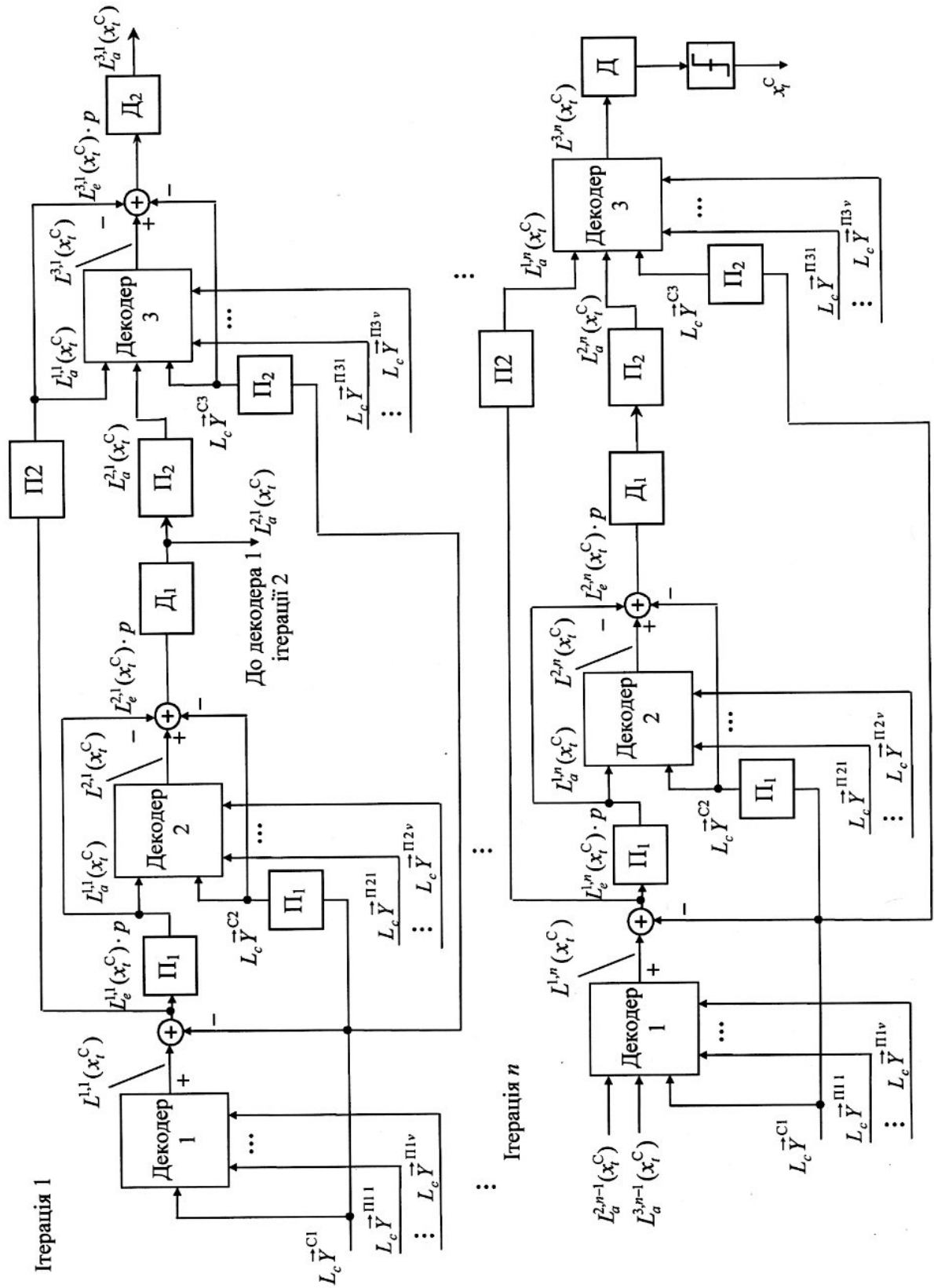


Рис. 9. Структурна схема модифікованого трикомпонентного декодера ТК

Перший декодер, використовуючи “вихідне” ЛВФП, апіорні ЛВФП з другого та третього декодерів попередньої ітерації та інформацію з каналу, визначає “зовнішню” інформацію про символ x_t^C :

$$L_e^{1,n}(x_t^C) = L^{1,n}(x_t^C) - L_a^{2,n-1}(x_t^C) - L_a^{3,n-1}(x_t^C) - L_c \cdot y_t^{C2}. \quad (13)$$

Другий декодер для визначення “зовнішньої” інформації про символ x_t^C використовує “вихідне” ЛВФП, апіорне ЛВФП з третього декодера попередньої ітерації та апіорне ЛВФП з першого декодера поточної ітерації, а також інформацію з каналу зв’язку:

$$L_e^{2,n}(x_t^C) = L^{2,n}(x_t^C) - L_a^{3,n-1}(x_t^C) - L_a^{1,n}(x_t^C) - L_c \cdot y_t^{C2}. \quad (14)$$

Третій елементарний декодер, одержавши апіорні відомості про інформаційні символи з першого та другого декодерів, а також використовуючи вихідне ЛВФП та інформацію, прийняту з каналу, визначає свою “зовнішню” інформацію про символ x_t^C :

$$L_e^{3,n}(x_t^C) = L^{3,n}(x_t^C) - L_a^{2,n}(x_t^C) - L_a^{1,n}(x_t^C) - L_c \cdot y_t^{C2}. \quad (15)$$

Далі необхідно “зовнішню” ЛВФП помножити на параметр p , у результаті вирази (13)–(15) зміняться відповідно на

$$L_e^{*1,n}(x_t^C) = L_e^{1,n}(x_t^C) \cdot p,$$

$$L_e^{*2,n}(x_t^C) = L_e^{2,n}(x_t^C) \cdot p,$$

$$L_e^{*3,n}(x_t^C) = L_e^{3,n}(x_t^C) \cdot p.$$

5. Висновки

У статті розроблена інформаційна технологія побудови системи радіозв’язку з ортогонально-частотним мультиплексуванням, внутрішньобітовою псевдовипадковою перебудовою піднесучих частот та трикомпонентними турбокодами.

Використання матриці Адамара для внутрішньобітової псевдовипадкової перебудови піднесучих частот дозволить підвищити енергетичну ефективність, а використання ортогонально-частотного мультиплексування сприяє підвищенню частотної ефективності спеціальних безпроводних систем передачі інформації в складній радіоелектронній обстановці.

Застосування модифікованих трикомпонентних турбокодів сприяє підвищенню достовірності передачі інформації за умов впливу потужних навмисних завад, які створюються станціями радіоелектронної протидії.

Напрямом подальших досліджень буде розробка методу підвищення достовірності передачі інформації за рахунок відключення підканалів системи радіозв’язку з ортогонально-частотним мультиплексуванням з внутрішньобітовою перебудовою піднесучих частот та трикомпонентними турбокодами, які найбільш уражені навмисними завадами за рахунок застосування розроблених методів структурної адаптації.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Слюсар В. Системы ММО: принципы построения и обработка сигналов / В. Слюсар // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес.* – 2005. – № 8. – С. 52 – 58.
2. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / [Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. и др.]. – М.: Радио и связь, 2000. – 384 с.

3. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / [Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. 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.
6. Особенности декодера турбокода в программируемых радиостанциях при воздействии помех / С.П. Ливенцев, С. В. Зайцев, С.В. Кныр [и др.] // Зв'язок. – 2007. – № 2. – С. 31 – 35.
7. Woodard J. Comparative Study of Turbo Decoding Techniques: An Overview / J. Woodard, L. Hanzo // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2000. – Vol. 49, N 6. – P. 2208 – 2232.
8. Пат. на корисну модель 43111, МПК Н03М 13-37. Пристрій підвищення заводозахищеності систем з турбокодами при низьких значеннях відношення сигнал-шум у каналі / Зайцев С.В., Ливенцев С.П., Кувшинов О.В.; заявл. 05.08.08; опубл. 10.08.09, Бюл. № 15.

Стаття надійшла до редакції 27.09.2012