

**Б.В. ГОРЛИНСЬКИЙ****ОБЧИСЛЮВАЛЬНИЙ МЕТОД НЕЧІТКОГО ДЕКОДУВАННЯ  
БАГАТОКОМПОНЕНТНИХ ТУРБО КОДІВ В БЕЗПРОВОДОВИХ  
ЗАСОБАХ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ**

***Анотація.** Запропоновано обчислювальний метод нечіткого декодування багатоконпонентних турбо кодів в безпроводових засобах передачі даних для підвищення ефективності математичної моделі системи забезпечення достовірності інформації на основі адаптації кодових конструкцій.*

***Ключові слова:** безпроводові засоби передачі даних, адаптивне кодування, турбо коди, алгоритми декодування.*

**DOI: 10.35350/2409-8876-2019-16-3-67-81****Вступ**

Аналіз принципів побудови безпроводових засобів передачі даних (БЗПД) свідчить про те, що в цих засобах радіозв'язку на фізичному рівні планується в якості модуляції сигналу застосовувати адаптивні спектрально-ефективні види модуляції, такі як ФМ-М та КАМ-М, адаптивні коригувальні коди – турбо коди (ТК), ортогонально-частотне розділення каналів OFDMA (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access) та технології просторової обробки сигналів MIMO (Multiple-input multiple-output) [1-4].

Крім того, перспективні засоби радіозв'язку будуть створюватися з використанням програмно-апаратного принципу. Ці програмовані радіозасоби названі SDR (software defined radio) та розробляються по програмі JTRS (Joint Tactical Radio System). Одним з режимів роботи цих програмованих радіостанцій є режим протидії навмисним завадам. При цьому використовується розширення спектру методом псевдовипадкової перестройки робочої частоти (ППРЧ).

**1. Сучасні методи забезпечення достовірності інформації в БЗПД**

Відомо декілька підходів до забезпечення достовірності інформації в БЗПД з використанням турбо кодів (ТК).

Підходи [5-7] полягають в оптимізації перемешувача в структурі ТК. У цьому випадку енергетичний виграш відбувається при відношенні сигнал-завада в області “порога помилок” ТК.

Інший підхід [8] полягає в застосуванні додаткових бітів по завершенню кодування блоку даних з метою примусового переведення решітчастої діаграми рекурсивного систематичного згорткового коду (РСЗК) ТК у початковий стан. При цьому забезпечується енергетичний виграш в 0,1-0,3 дБ.

Відомий метод [9] враховує інформацію про стан каналу зв'язку при декодуванні ТК. Енергетичний виграш при цьому складає 0,1-0,2 дБ.

В роботі [9] запропонований підхід забезпечення достовірності інформації в засобах радіозв'язку (ЗРЗ), який заснований на тому, що інформаційні блоки після декодера ТК, які мають помилки, можуть бути виявлені та відібрані. Енергетичний вииграш складає при цьому від 0,25 дБ до 0,9 дБ для різних ймовірностей бітової помилки декодування при впливі різних навмисних завад.

В підході [10] для забезпечення достовірності інформації вирішено застосовувати адаптацію.

## 2. Загальна постановка задачі, об'єкт, предмет та мета досліджень

Забезпечити достовірність інформації в БЗПД можна шляхом використання багатокомпонентних ТК. В БЗПД з ТК принцип використання багатокомпонентних ТК досі не був розглянутий, тому що використання багатокомпонентних ТК вимагає затримки при обробці прийнятих інформаційних блоків, однак у зв'язку з останніми досягненнями в галузі мікропроцесорної техніки це стає досить реальним.

Таким чином, об'єктом досліджень є процеси формування і переробки кодованих даних у БЗПД, а предметом досліджень – методи забезпечення достовірності інформації у БЗПД. Мета досліджень – розробка обчислювального методу нечіткого декодування багатокомпонентних турбо кодів в безпроводових засобах передачі даних, з метою підвищення ефективності застосування математичної моделі системи забезпечення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних на основі адаптації кодових конструкцій.

## 3. Методика і результати досліджень

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

Розглянемо принцип роботи кодера та декодера ТК.

Схема кодера турбо коду, представленого на рис. 1, використовує РСЗК зі швидкістю  $1/n$  виду:  $(1, g_1 / g_0, \dots, g_{n-1} / g_0)$ ,

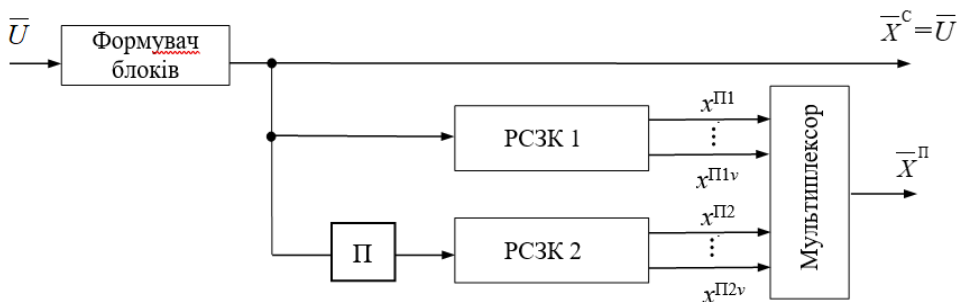


Рисунок 1 – Структурна схема двохкомпонентного кодера ТК

де  $g_0$  – поліноміальний генератор зворотнього зв'язку, а  $g_1, \dots, g_{n-1}$  – поліноміальні генератори прямих зв'язків. Кожен РСЗК виконує кодування інформаційної послідовності по своїй діаграмі [11, 12].

Послідовність на виході кодера ТК має вигляд:  $\bar{X} = (\bar{X}^c, \bar{X}^n)$ . Де  $\bar{X}^c = \bar{U}$  – систематичний вихід кодера, а  $\bar{X}^n = (\bar{X}^{n1}, \bar{X}^{n2})$  – перевірочний вихід кодера ТК. При цьому  $\bar{X}^{n1} = (\bar{X}^{n11}, \dots, \bar{X}^{n1v})$  – перевірочний вихід РСЗК 1,  $\bar{X}^{n2} = (\bar{X}^{n21}, \dots, \bar{X}^{n2v})$  – перевірочний вихід РСЗК 2,  $v$  – загальна кількість перевірочних символів кожного РСЗК кодера ТК.

Демодульована послідовність символів подається на декодери 1 і 2 (рис. 2):

$\bar{Y}^1 = (L_c \bar{Y}^{c1}, L_c \bar{Y}^{n1})$  – для декодера 1, де  $\bar{Y}^{n1} = (\bar{Y}^{n11}, \dots, \bar{Y}^{n1v})$ ,  $L_c$  – параметр каналної “надійності”. Відповідно  $\bar{Y}^2 = (L_c \bar{Y}^{c2}, L_c \bar{Y}^{n2})$  – для декодера 2, де  $\bar{Y}^{n2} = (\bar{Y}^{n21}, \dots, \bar{Y}^{n2v})$ .  $\bar{Y}^{c1} = \bar{Y}^c, \bar{Y}^{c2}$  – послідовності систематичних символів з урахуванням відповідної операції переміщення.

Розглядається такт роботи в момент часу  $t$ .

Так як ТК застосовується в каналах з підвищеним рівнем шуму, то на приймальній стороні приймаються рішення в умовах невизначеності.

Процес декодування розглядається як задача пошуку оптимального рішення в умовах невизначеності:

$$\begin{aligned} & \min Q(\vec{x}, \vec{z}, \vec{L}_a) \\ & g_i(\vec{x}, \vec{z}, \vec{L}_a) = 0, \quad i = \overline{1, N_i}, \quad N_i \leq N_u \\ & G_j(\vec{x}, \vec{z}, \vec{L}_a) \in \{ \geq, \leq \}, \quad j = \overline{1, N_j} \end{aligned} \quad (1)$$

де  $Q(*)$  – показник оптимальності,  $\vec{x}, \vec{z}, \vec{L}_a$  – відповідно послідовності переданих бітів, вибірки білого гаусовського шуму, апріорна інформація про передані біти.

В зв'язку з тим, що рішення на прийомній стороні приймаються за умов невизначеності, будемо розглядати нечітке описання функції  $Q(*)$ . При цьому задача (1) буде формулюватися наступним чином:

$$\begin{aligned} & Q(\vec{x}, \vec{z}, \vec{L}_a) \leq q_0, \\ & g(\vec{x}, \vec{z}, \vec{L}_a) \leq 0, \end{aligned} \quad (2)$$

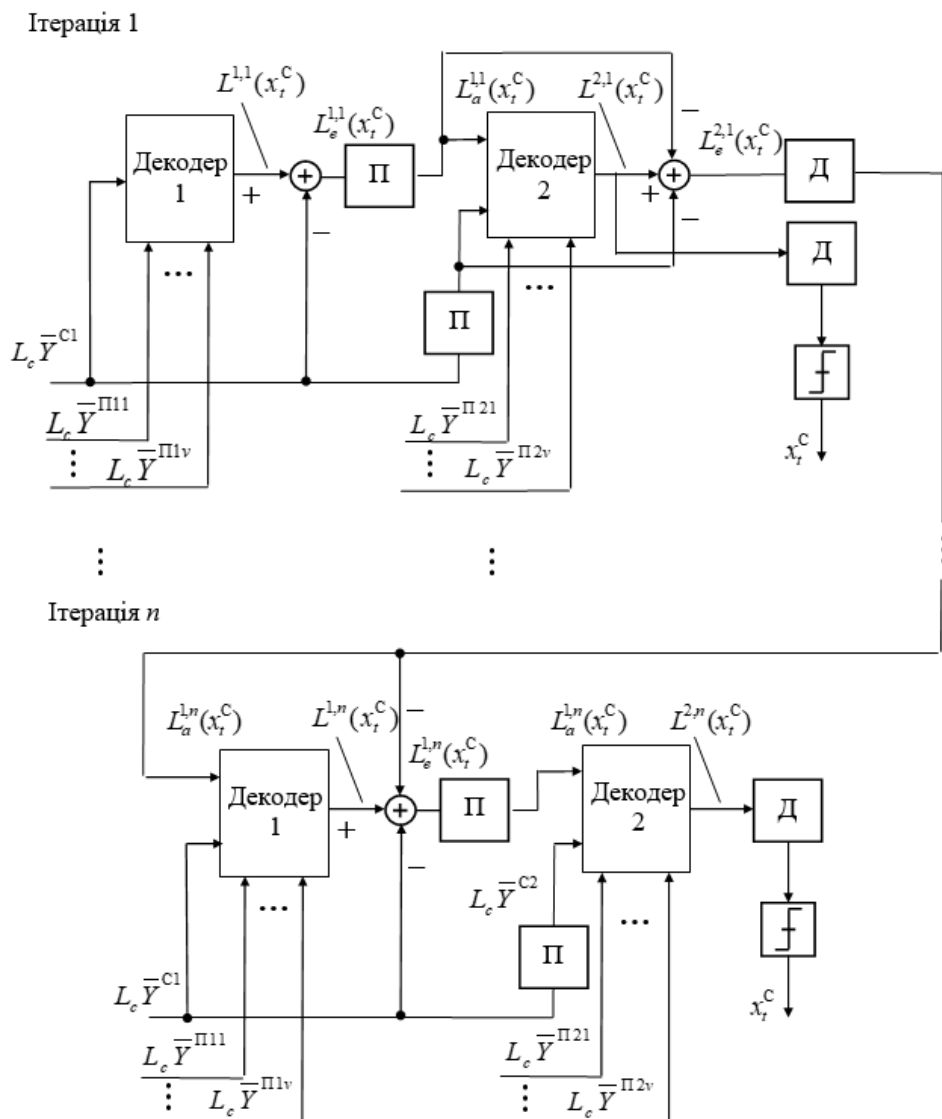


Рисунок 2 – Структурна схема двохкомпонентного декодера ТК

де хвиляста лінія в нерівностях свідчить про їх нечіткість,  $q_0$  – задане значення функції мети  $Q^*$ .

Функції приналежності нечіткої мети та обмежень записуються у вигляді:

$$\mu_m(\Gamma) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } Q^* \leq q_0 - a, \\ \mu_1(\Gamma, a), & \text{якщо } q_0 - a < Q^* < q_0, \\ 1, & \text{якщо } Q^* \geq q_0, \end{cases} \quad \mu_c(\Gamma) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } g^* \geq b, \\ \mu_2(\Gamma, b), & \text{якщо } 0 < g^* < b, \\ 1, & \text{якщо } Q^* \leq q_0, \end{cases}$$

де  $\mu_1, \mu_2 : \Gamma \rightarrow [0; 1]$  – функції, які характеризують ступінь виконання відповідних нерівностей.

На першому етапі необхідно визначити показник оптимальності та ввести нечітку множину рішень.

Нехай  $\Gamma = \{\gamma\}$  – задана множина альтернатив, тоді нечітка мета  $M$  буде ототожнюватися з фіксованою нечіткою множиною  $M$ , яка описується функцією приналежності  $\mu_M : \Gamma \rightarrow [0; 1]$ . Дійсне представлення “м'якого” рішення або логарифмічне відношення функцій правдоподібності (ЛВФП) поза декодером визначається виразом [11, 12]:

$$L(x_t | y_t) = \ln \frac{P(y_t | x_t = +1)}{P(y_t | x_t = -1)} + \ln \frac{P(x_t = +1)}{P(x_t = -1)} = L_a(x_t) + L(y_t | x_t), \quad (3)$$

де  $L(y_t | x_t)$  – ЛВФП  $y_t$ , яка 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 (3) може бути переписане таким чином [10, 11]:

$$L'(x_t) = L_c(y_t) + L_a(x_t). \quad (4)$$

Тут  $L_c(y_t)$  означає, що член ЛВФП визначається у результаті каналних вимірів, зроблених у приймачі.

Для систематичних кодів ЛВФП на виході декодера дорівнює [10, 11]:

$$L(x_t) = L'(x_t) + L_e(x_t). \quad (5)$$

У цьому виразі  $L'(x_t)$  – ЛВФП поза демодулятором (на вході декодера), а  $L_e(x_t)$  – “зовнішнє” ЛВФП, що представляє зовнішню інформацію, що впливає із процесу декодування. З рівнянь (4) і (5) вихідне ЛВФП декодера прийме вид:

$$L(x_t) = L_c(y_t) + L_a(x_t) + L_e(x_t). \quad (6)$$

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 із трьох частин [11, 12]

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

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), приймає вид [11, 12]

$$L_e^1(x_t^c) = L_a^2(x_t^c) = L^1(x_t^c) - L_a^1(x_t^c) - L_c \cdot y_t^{c1}.$$

Другий елементарний декодер, одержавши апіорні відомості про інформаційні символи, робить аналогічні обчислення, визначаючи свою “зовнішню” інформацію про символ  $x_t^c$  [12]

$$L_e^2(x_t^c) = L_a^1(x_t^c) = L^2(x_t^c) - L_a^2(x_t^c) - L_c \cdot y_t^{c2},$$

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:

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

Структурна схема моделі кодера та декодера трьохкомпонентного ТК показана на рис. 3 та 4 відповідно.

Розглянемо особливості, якими буде володіти модель декодера трьохкомпонентного ТК, структурна схема якого зображена на рис. 4. Розглядається алгоритм *Max Log Map*.

Як і у випадку двохкомпонентного ТК, трьохкомпонентні декодери працюють послідовно. Особливістю декодування трьохкомпонентного ТК, на відміну від двохкомпонентного, є те, що апіорна інформація для трьохкомпонентного кодера формується як сума не двох (рис. 3), а трьох складових: каналного відліку систематичного біта, а також значень ЛВФП, отриманих двома попередніми компонентними декодерами (якщо потрібно, то з попередньої ітерації).

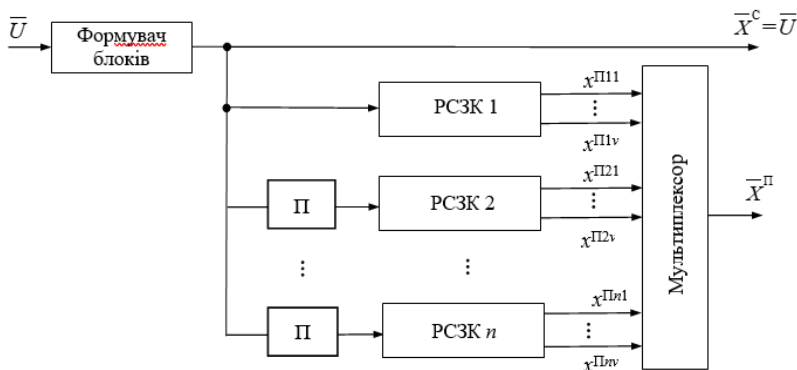


Рисунок 3 – Структурна схема багатокомпонентного кодера ТК

Основні рекурсії для першого, другого та третього декодера  $n$ -ї ітерації декодування будуть мати наступний вигляд:

$$\begin{aligned} \Gamma_t^{1,n}(s', s) &\sim \frac{1}{2} \cdot \left( x_t^C \cdot (L_a^{1,n}(x_t^C) + L_c \cdot y_t^C) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{i2i} \cdot x_t^{i2i} \right); \\ \Gamma_t^{2,n}(s', s) &\sim \frac{1}{2} \cdot \left( x_t^C \cdot (L_a^{1,n}(x_t^C) + L_a^{2,n}(x_t^C) + L_c \cdot y_t^C) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{i2i} \cdot x_t^{i2i} \right); \\ \Gamma_t^{3,n}(s', s) &\sim \frac{1}{2} \cdot \left( x_t^C \cdot (L_a^{1,n}(x_t^C) + L_a^{2,n}(x_t^C) + L_a^{3,n}(x_t^C) + L_c \cdot y_t^C) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{i2i} \cdot x_t^{i2i} \right); \\ A_t^{1,n}(s) &\approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{1,n}(s') + \Gamma_t^{1,n}(s', s)]; \\ \tilde{A}_t^{1,n}(s) &\approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{1,n}(s') + \Gamma_t^{1,n}(s', s)] - A_t^{1,n \max}(s); \\ A_t^{2,n}(s) &\approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{2,n}(s') + \Gamma_t^{2,n}(s', s)]; \\ \tilde{A}_t^{2,n}(s) &\approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{2,n}(s') + \Gamma_t^{2,n}(s', s)] - A_t^{2,n \max}(s); \\ A_t^{3,n}(s) &\approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{3,n}(s') + \Gamma_t^{3,n}(s', s)]; \\ \tilde{A}_t^{3,n}(s) &\approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{3,n}(s') + \Gamma_t^{3,n}(s', s)] - A_t^{3,n \max}(s); \\ B_{t-1}^{1,n}(s') &\approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{1,n}(s) + \Gamma_t^{1,n}(s', s)]; \\ \tilde{B}_{t-1}^{1,n}(s') &\approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{1,n}(s) + \Gamma_t^{1,n}(s', s)] - A_t^{1,n \max}(s); \\ B_{t-1}^{2,n}(s') &\approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{2,n}(s) + \Gamma_t^{2,n}(s', s)]; \\ \tilde{B}_{t-1}^{2,n}(s') &\approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{2,n}(s) + \Gamma_t^{2,n}(s', s)] - A_t^{2,n \max}(s); \\ B_{t-1}^{3,n}(s') &\approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{3,n}(s) + \Gamma_t^{3,n}(s', s)]; \\ \tilde{B}_{t-1}^{3,n}(s') &\approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{3,n}(s) + \Gamma_t^{3,n}(s', s)] - A_t^{3,n \max}(s). \end{aligned}$$

Схема прийняття рішення щодо значень інформаційних бітів також змінюється. Рішення буде представляти суму рішень трьохкомпонентних декодерів.

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

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

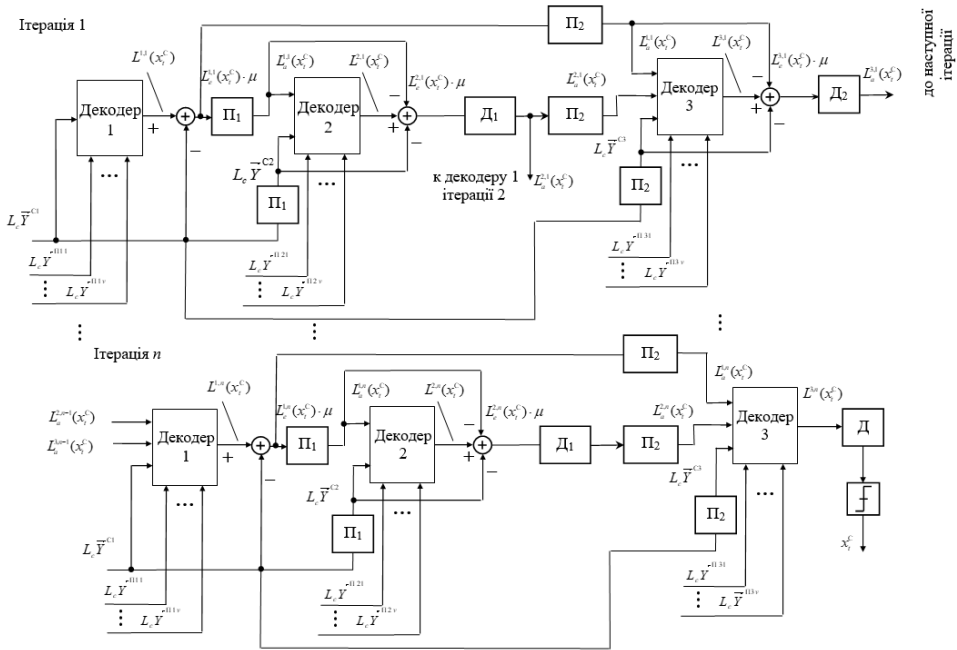


Рисунок 4 – Структурна схема модифікованого трьохкомпонентного декодера ТК

Перший декодер, використовуючи “вихідне” ЛВФП, апріорні ЛВФП з другого та третього декодера попередньої ітерації та інформацію з каналу, визначає “зовнішню” інформацію про символ  $x_i^C$ :

$$L_e^{1,n}(x_i^C) = L^{1,n}(x_i^C) - L_a^{2,n-1}(x_i^C) - L_a^{3,n-1}(x_i^C) - L_c \cdot y_i^{C2}.$$

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

$$L_e^{2,n}(x_i^C) = L^{2,n}(x_i^C) - L_a^{3,n-1}(x_i^C) - L_a^{1,n}(x_i^C) - L_c \cdot y_i^{C2}.$$

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

$$L_e^{3,n}(x_i^C) = L^{3,n}(x_i^C) - L_a^{2,n}(x_i^C) - L_a^{1,n}(x_i^C) - L_c \cdot y_i^{C2}.$$

Позначимо кількість змін знака при перетворенні величини  $L_a$  в  $L_e$  на послідовному декодері як  $cs$  (change of sign). Кількість змін знака на  $i$ -му послідовному декодері  $j$ -ї ітерації декодування –  $cs_j$ . Значення величини буде



обчислюватись, як сумарна кількість змін знака при переходах  $L_a \rightarrow L_e$  для всіх  $N$  інформаційних бітів, що обробляються  $i$ -м декодером  $j$ -ї ітерації ТК.

Якщо в процесі декодування кількість змін знаку  $L_a^i(x_i^c) \rightarrow L_e^i(x_i^c)$  дорівнює нулю, то можна стверджувати, що прийнято жорстке рішення про декодований біт, і після кожного наступного декодера значення ЛВФП про переданий біт буде приймати все менше (якщо був переданий біт «0») або все більше (якщо був переданий біт «1») значення. Може виникнути ситуація, внаслідок великого значення дисперсії шуму в каналі, що в процесі декодування кількість змін знаку  $L_a^i(x_i^c) \rightarrow L_e^i(x_i^c)$  після виконання процедур ітеративного декодування всіма  $D$  декодерами не дорівнює нулю, внаслідок чого виникає невизначеність про значення переданого біту. Це призводить до виникнення помилки декодування з ймовірністю 0,5.

Таким чином, існують чотири події:

Подія 1 –  $A_1$ . Кількість змін знаку  $L_a^i(x_i^c) \rightarrow L_e^i(x_i^c)$ ,  $i \in \overline{1, D}$  в процесі ітеративного декодування після  $i$ -го декодера дорівнює нулю. Прийняте жорстке рішення, що був переданий біт  $x_i^c = 1$ .

Подія 2 –  $A_2$ . Кількість змін знаку  $L_a^i(x_i^c) \rightarrow L_e^i(x_i^c)$ ,  $i \in \overline{1, D}$  в процесі ітеративного декодування після  $i$ -го декодера дорівнює нулю. Прийняте жорстке рішення, що був переданий біт  $x_i^c = 0$ .

Подія 3 –  $A_3$ . Кількість змін знаку  $L_a^i(x_i^c) \rightarrow L_e^i(x_i^c)$ ,  $i \in \overline{1, D}$  в процесі ітеративного декодування не дорівнює нулю. З ймовірністю 0,5 приймається рішення, що був переданий біт  $x_i^c = 1$ .

Подія 4 –  $A_4$ . Кількість змін знаку  $L_a^i(x_i^c) \rightarrow L_e^i(x_i^c)$ ,  $i \in \overline{1, D}$  в процесі ітеративного декодування не дорівнює нулю. З ймовірністю 0,5 приймається рішення, що був переданий біт  $x_i^c = 0$ .

Враховуючи вищевикладене, отримаємо кількісну характеристику стану каналу, використовуючи оцінку невизначеності декодування.

Отримаємо кількісну оцінку невизначеності, використовуючи зміни знаку  $L_a^i(x_i^c) \rightarrow L_e^i(x_i^c)$ ,  $i \in \overline{1, D}$  в процесі ітеративного декодування: виконання циклу: якщо  $L_a^i(x_i^c)L_e^i(x_i^c) < 1$ , то  $F = F + 1$ ,  $i \in \overline{1, D}$ ,  $t \in \overline{1, N}$  по всіх декодерах та для всіх бітів блоку  $N$ . Нормалізуємо величину  $F$ :

$$F^* = \frac{F}{NI},$$

де  $N$  – кількість бітів в блоці,  $I$  – кількість ітерацій декодування.

Принцип нечіткого ітеративного турбо декодування буде полягати в розрахунку математичного очікування показника оптимальності

$M_{F^*} = \frac{1}{L} \sum_i^L F_i^*$  протягом вікна спостереження розміром  $L$  та змінення нечітких параметрів алгоритму декодування для досягнення нечіткої мети.

В якості показника оптимальності можна використовувати середньоквадратичну похибку *RMSE* (*Root Mean Square Error*):

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{h=1}^M (F_h^* - F_n^*)^2},$$

де  $L$  – розмір вікна спостереження,  $F_n^*$  – задане нормалізоване значення показника невизначеності.

Далі необхідно “зовнішнє” ЛВФП помножити на параметр  $\mu$ , в результаті отримуємо:

$$\begin{aligned} L_e^{*1,n}(x_t^C) &= L_e^{1,n}(x_t^C) \cdot \mu; \\ L_e^{*2,n}(x_t^C) &= L_e^{2,n}(x_t^C) \cdot \mu; \\ L_e^{*3,n}(x_t^C) &= L_e^{3,n}(x_t^C) \cdot \mu. \end{aligned}$$

Перепишемо функції приналежності, які будемо використовувати в алгоритмі декодування *Max Log Map*:

$$\mu_A(RMSE) = \begin{cases} \varepsilon, \text{ якщо } RMSE \leq \varepsilon \\ p + \frac{p \cdot RMSE}{3}, \text{ якщо } \varepsilon < RMSE \leq 0,5, \\ p + \frac{p \cdot RMSE}{5}, \text{ якщо } 0,5 < RMSE \leq 0,7, \\ p + \frac{p \cdot RMSE}{10}, \text{ якщо } 0,7 < RMSE \leq 1, \end{cases}$$

$$\mu_B(RMSE) = \begin{cases} \varepsilon, \text{ якщо } RMSE \leq \varepsilon, \\ p - \frac{p \cdot RMSE}{3}, \text{ якщо } \varepsilon < RMSE \leq 0,5, \\ p - \frac{p \cdot RMSE}{5}, \text{ якщо } 0,5 < RMSE \leq 0,7, \\ p - \frac{p \cdot RMSE}{10}, \text{ якщо } 0,7 < RMSE \leq 1, \end{cases}$$

де  $\varepsilon$  – граничне значення середньоквадратичної помилки,  $p$  – деякий задалегідь заданий коефіцієнт.

Алгоритм вибору значення функції приналежності наступний:

Крок 1. Одержуємо значення  $RMSE$  при поточному значенні коефіцієнта  $p$ .

Крок 2. За допомогою нечітких множин одержуємо значення функцій приналежності  $\mu_A(RMSE)$  й  $\mu_B(RMSE)$ .

Крок 3. Знаходимо перетинання (узяття мінімуму) нечітких множин  $\mu_A(RMSE)$  і  $\mu_B(RMSE)$ :  $\mu_D^i(RMSE) = \min\{\mu_A^i(RMSE); \mu_B^i(RMSE)\}$ .

Крок 4. Порівнюємо  $\mu_D^i(RMSE)$  з попереднім значенням  $\mu_D^{i-1}(RMSE)$ .

Крок 5. Якщо  $\mu_D^i(RMSE) < \mu_D^{i-1}(RMSE)$ , то призначається нове значення коефіцієнта  $p$ , якщо  $\mu_D^i(RMSE) > \mu_D^{i-1}(RMSE)$ , то значення коефіцієнта  $p$  залишається без змін.

Функцію приналежності будемо використовувати при розрахунку перехідної рекурсії в алгоритмах декодування ТК:

$$\begin{aligned} \Gamma_t^{1,n}(s', s) &\sim \frac{1}{2} \cdot \left( x_t^c \cdot (L_a^{1,n}(x_t^c) \cdot \mu_M(RMSE) + L_c \cdot y_t^c) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{i2i} \cdot x_t^{i2i} \right); \\ \Gamma_t^{2,n}(s', s) &\sim \frac{1}{2} \cdot \left( x_t^c \cdot (L_a^{1,n}(x_t^c) \cdot \mu_M(RMSE) + L_a^{2,n}(x_t^c) \cdot \mu_M(RMSE) + L_c \cdot y_t^c) + \right. \\ &\quad \left. + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{i2i} \cdot x_t^{i2i} \right); \\ \Gamma_t^{3,n}(s', s) &\sim \frac{1}{2} \cdot \left( x_t^c \cdot (L_a^{1,n}(x_t^c) \cdot \mu_M(RMSE) + L_a^{2,n}(x_t^c) \cdot \mu_M(RMSE) + \right. \\ &\quad \left. + L_a^{3,n}(x_t^c) \cdot \mu_M(RMSE) + L_c \cdot y_t^c) + \right. \\ &\quad \left. + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{i2i} \cdot x_t^{i2i} \right), \end{aligned}$$

де  $x_t^c, x_t^{i2i}, i \in (1, v)$  – відповідно систематичний символ кодера ТК і перевіірочні символи РСЗК 2 до проходження каналу з флуктуаційним шумом і навмисними завадами;  $y_t^c, y_t^{i2i}, i \in (1, v)$  – систематичний символ кодера ТК і перевіірочні символи РСЗК 2 після проходження каналу з флуктуаційним шумом і навмисними завадами;  $x_t^{i3i}, y_t^{i3i}, i \in (1, v)$  – перевіірочні символи РСЗК 3 відповідно до проходження та після проходження каналу з флуктуаційним шумом і навмисними завадами;  $L_a^2(x_t^c)$  – апіорна інформація другого декодера;  $L_a^3(x_t^c)$  – апіорна інформація третього декодера;  $\mu_M(RMSE)$  – функція приналежності,  $L_c$  – параметр каналної «надійності»;  $v$  – кількість перевіірочних символів РСЗК,  $v = q - 1$ , де  $q$  – загальна кількість символів РСЗК (систематичний і перевіірочні).

Оцінка ефективності запропонованого обчислювального методу була здійснена за допомогою імітаційної моделі.

Результати моделювання показані на рис. 5 та 6.

На рис. 5 показано графік залежності середньої ймовірності бітової помилки декодування  $P_{Bдек}$  від відношення сигнал-завада  $h_j^2$  для різних значень параметрів  $\mu_D^i(RMSE)$  при використанні модуляції ФМ-2, ТК з двохкомпонентними кодерами (декодерами), псевдовипадковим перемежувачем,  $N = 1000$ , алгоритмом декодування *Max Log Map*, 8 ітераціями декодування, швидкістю кодування ТК  $R = 1/3$  при впливі ШЗЧС ( $\gamma = 1$ ) і флуктуаційного шуму ( $h_0^2 = 9,58$  дБ). Аналіз рисунку показує, що вплив параметра  $\mu_D^{i+2}(RMSE) = 0,8$  в алгоритмі декодування *Max Log Map* дозволяє підвищити ефективність запропонованої математичної моделі. Використання параметра  $\mu_D^{i+2}(RMSE) = 0,8$  підвищує ефективність запропонованої математичної моделі до 0,2 дБ в порівнянні з використанням параметра  $\mu_D^{i+2}(RMSE) = 1,0$ .

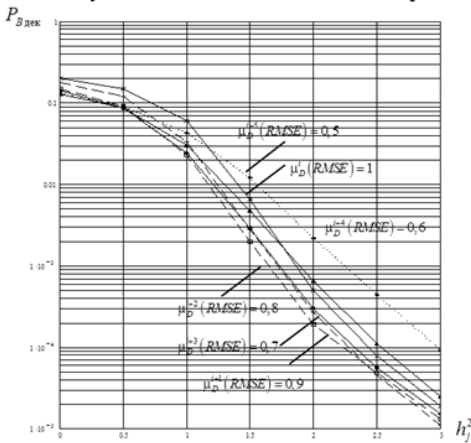


Рисунок 5 – Графік заводо захищеності для різних значень функцій приналежності та двохкомпонентного кодера

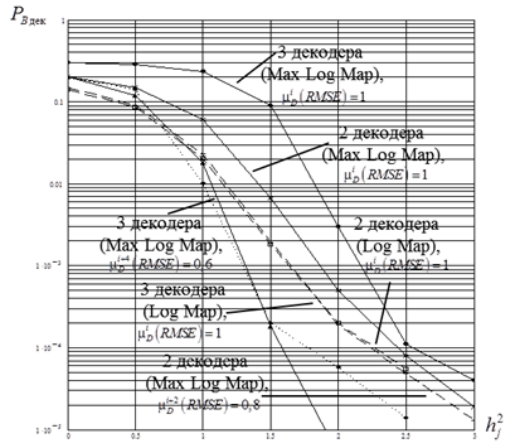


Рисунок 6 – Графік заводо захищеності для двох- та трьохкомпонентного кодеків при різних значеннях функцій приналежності

Графік залежності середньої ймовірності бітової помилки декодування  $P_{вдек}$  від відношення сигнал-завада  $h_j^2$  для параметрів  $\mu_D^i (RMSE) = 1,0$  та  $\mu_D^{i+2} (RMSE) = \mu_{Dopt}^i$  при використанні модуляції ФМ-2, ТК з двох- та трьохкомпонентними кодерами (декодерами), псевдовипадковим перемежувачем,  $N = 1000$ , алгоритмом декодування *Max Log Map*, *Log Map*, 8 ітерацій декодування, швидкістю кодування ТК  $R = 1/3$  при впливі ШЗЧС ( $\gamma = 1$ ) і флуктуаційного шуму ( $h_0^2 = const$ ) показаний на рис. 6. Аналіз рисунку показує, що використовуючи трьохкомпонентний кодек з алгоритмом декодування *Max Log Map* та параметром  $\mu_D^{i+4} (RMSE) = \mu_{Dopt}^i = 0,6$ , можна підвищити ефективність запропонованої математичної моделі в 1,2 раза (0,8 дБ) в порівнянні з використанням стандартного двохкомпонентного кодера з алгоритмом декодування *Max Log Map* та параметром  $\mu_D^i (RMSE) = 1,0$ , та в 1,25 раза (1 дБ) в порівнянні з використанням трьохкомпонентного кодера з алгоритмом декодування *Max Log Map* та параметром  $\mu_D^i (RMSE) = 1,0$ . Підвищення ефективності застосування запропонованої математичної моделі в 1,16 раза (0,65 дБ) можна отримати, використовуючи трьохкомпонентний кодек з алгоритмом декодування *Max Log Map* з  $\mu_D^{i+4} (RMSE) = \mu_{Dopt}^i = 0,6$  в порівнянні зі стандартним двохкомпонентним з алгоритмом *Max Log Map* з  $\mu_D^{i+4} (RMSE) = \mu_{Dopt}^i = 0,6$ . Однак при цьому знижується швидкість цифрової обробки прийнятого інформаційного блоку.

Таким чином, у статті запропоновано обчислювальний метод нечіткого декодування багатокомпонентних турбо кодів в безпроводових засобах передачі даних, з метою підвищення ефективності застосування математичної моделі системи забезпечення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних на основі адаптації кодових конструкцій. Сутність

методу полягає у використанні функцій приналежності та модифікованого логарифмічного відношення функції правдоподібності при моделюванні декодування двох- та трьохкомпонентних турбо кодів за допомогою алгоритму *Max Log Map*. Відмінність розробленого методу від існуючих, що визначає його новизну, полягає у застосуванні функцій приналежності при розрахунку перехідних рекурсій у алгоритмах декодування турбо кодів.

Ефект від впровадження полягає в тому, що розроблений метод дозволяє підвищити ефективність математичної моделі системи забезпечення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних на основі адаптації кодових конструкцій. Наприклад, при впливі різних завад на БЗПД, використовуючи трьохкомпонентний кодек з алгоритмом декодування *Max Log Map* та параметром  $\mu_D^{i+6}(RMSE) = 0,6$ , можна підвищити ефективність запропонованої математичної моделі в 1,2 раза (0,8 дБ) в порівнянні з використанням двохкомпонентного кодека з алгоритмом декодування *Max Log Map* та параметром  $\mu_D^i(RMSE) = 1,0$ , та в 1,25 раза (1 дБ) в порівнянні з використанням трьохкомпонентного кодека з алгоритмом декодування *Max Log Map* та параметром  $\mu_D^i(RMSE) = 1,0$ .

## Висновки

1. На основі нових аналітичних залежностей для алгоритмів декодування багатокомпонентних турбо кодів розроблено обчислювальний метод нечіткого декодування багатокомпонентних турбо кодів в безпроводових засобах передачі даних для підвищення ефективності математичної моделі системи забезпечення достовірності інформації на основі адаптації кодових конструкцій.

2. Результати моделювання характеристик достовірності БЗПД з багатокомпонентними турбо кодами показали, що використання запропонованого методу дозволяє підвищити ефективність математичної моделі системи забезпечення достовірності інформації на основі адаптації кодових конструкцій.

3. Напрямок подальших розробок вважається дослідження характеристик достовірності багатокомпонентних турбо кодів з адаптацією в умовах впливу навмисних завад.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Holma H. HSDPA/HSUPA for UMTS: High Speed Radio Access for Mobile Communications / H. Holma, A. Toskala. – John Wiley & Sons, 2006. – 268 p.
2. Peng F. Adaptive Modulation and Coding for IEEE 802.11n / F. Peng, J. Zhang, W. Ryan // Wireless Communications and Networking Conference, 11-15 March 2007. – 2007. – P. 656-661.
3. IEEE 802.16. Broadband Wireless Metropolitan Area Network (WirelessMAN) [Electronic resource] // Mode of access: <http://standards.ieee.org/getieee802/802.16.html>. – Title from the screen.
4. Ergen M. Mobile Broadband. Including WiMax and LTE / M. Ergen/ – Springer, 2009. – 513 p.

5. Zaitsev S. V. Adaptive selection of parameters of s-random interleaver in wireless data transmission systems with turbo coding / S. V. Zaitsev, V. V. Kazymyr, V. M. Vasilenko, A. V. Yarilovets // *Radioelectronics and Communications Systems*. – Allerton Press, Inc. – New York, 2018. – Vol. 61. – P. 13–21. DOI: 10.3103/S0735272715050039.
6. Пат. WO2008057906 A2, H03M13/27. Turbo interleaving for high data rates / Yongbin W., Jing S., Prasad M.; заявл. 01.11.06; опубл. 15.05.08, World Intellectual Property Organization.
7. Пат. KR20020031721, H03M13/29. Device for decoding turbo code using channel information and method thereof / Geun K., Seop L.; опубл. 03.05.02, World Intellectual Property Organization.
8. Пат. EP1906536 A2, H03M13/29. Tail-biting turbo-code for arbitrary number of information bits / Zong S., Tak L.; заявл. 28.09.06; опубл. 02.04.08, European Patent Application, Bulletin 2008/14.
9. Пат. на корисну модель 43111, МПК H03M 13-37. Пристрій підвищення завадозахищеності систем з турбокодами при низьких значеннях відношення сигнал-шум в каналі / Зайцев С. В., Лівенцев С. П., Кувшинов О. В., Артюх О. І.; заявл. 05.08.08; опубл. 10.08.09, Бюл. № 15.
10. Zaitsev S. V. Structural adaptation of the turbo code coder and decoder for generating the transmission repeat request under conditions of uncertainty / S. V. Zaitsev, V. V. Kazymyr // *Radioelectronics and Communications Systems*. – Springer, 2017. – Vol. 60. – P. 18–27.
11. 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.
12. Woodard J. Comparative Study of Turbo Decoding Techniques: An Overview / J. Woodard, L. Hanzo // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. – 2000. – Vol. 49, No. 6. – P. 2208–2232.

## REFERENCES

1. Holma H. HSDPA/HSUPA for UMTS: High Speed Radio Access for Mobile Communications / H. Holma, A. Toskala. – John Wiley & Sons, 2006. – 268 p.
2. Peng F. Adaptive Modulation and Coding for IEEE 802.11n / F. Peng, J. Zhang, W. Ryan // *Wireless Communications and Networking Conference*, 11-15 March 2007. – 2007. – P. 656-661.
3. IEEE 802.16. Broadband Wireless Metropolitan Area Network (WirelessMAN) [Electronic resource] // Mode of access: <http://standards.ieee.org/getieee802/802.16.html>. – Title from the screen.
4. Ergen M. Mobile Broadband. Including WiMax and LTE / M. Ergen/ – Springer, 2009. – 513 p.
5. Zaitsev S. V. Adaptive selection of parameters of s-random interleaver in wireless data transmission systems with turbo coding / S. V. Zaitsev, V. V. Kazymyr, V. M. Vasilenko, A. V. Yarilovets // *Radioelectronics and Communications Systems*. – Allerton Press, Inc. – New York, 2018. – Vol. 61. – P. 13–21. DOI: 10.3103/S0735272715050039.
6. Patent WO2008057906 A2, H03M13/27. Turbo interleaving for high data rates / Yongbin W., Jing S., Prasad M.; declared 01.11.06; published 15.05.08, World Intellectual Property Organization.
7. Patent KR20020031721, H03M13/29. Device for decoding turbo code using channel information and method thereof / Geun K., Seop L.; published 03.05.02, World Intellectual Property Organization.
8. Patent EP1906536 A2, H03M13/29. Tail-biting turbo-code for arbitrary number of information bits / Zong S., Tak L.; declared 28.09.06; published 02.04.08, European Patent Application, Bulletin 2008/14.

9. Utility model patent 43111, МПК H03M 13-37. Device for enhancing noise immunity of systems with turbo codes at low signal-to-noise ratio in the channel / Zaitsev S. V., Liventsev S. P., Kuvshinov O. V., Artyukh O. I.; declared 05.08.08; published 10.08.09, Bulletin № 15.
10. Zaitsev S. V. Structural adaptation of the turbo code coder and decoder for generating the transmission repeat request under conditions of uncertainty / S. V. Zaitsev, V. V. Kazymyr // Radioelectronics and Communications Systems. – Springer, 2017. – Vol. 60. – P. 18–27.
11. Features of the turbo code decoder in programmable radio stations under interference / S. P. Liventsev, S. V. Zaitsev, S. V. Knir // Зв'язок. – 2007. – № 2. – P. 31-35.
12. Woodard J. Comparative Study of Turbo Decoding Techniques: An Overview / J. Woodard, L. Hanzo // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2000. – Vol. 49, No. 6. – P. 2208–2232.

*Стаття надійшла до редакції 22.06.2019.*