

ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ СИНТЕЗУ МОДЕЛЕЙ БЕЗПРОВОДОВИХ ЗАСОБІВ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ НА ОСНОВІ АДАПТИВНОГО КОДУВАННЯ

*Державна служба спеціального зв'язку та захисту інформації України, м. Київ, Україна

Анотація. У статті запропонована інформаційна технологія синтезу моделей безпроводових засобів передачі даних на основі застосування адаптивного кодування інформації різними завадостійкими кодами: блоковими кодами Хеммінга, БЧХ-кодами та багатокомпонентними турбокодами. Застосування різних завадостійких кодів від більш простих до більш складних у залежності від відношення сигнал-шум у каналі приводить до спрощення варіантів синтезу моделей безпроводових засобів передачі даних, особливо за умов нестационарних навмисних завад.

Ключові слова: безпроводові засоби передачі даних, адаптивне кодування, турбокоди, алгоритми декодування.

Аннотация. В статье предложена информационная технология синтеза моделей беспроводных средств передачи данных на основе использования адаптивного кодирования информации разными помехоустойчивыми кодами: блочными кодами Хемминга, БЧХ-кодами и многокомпонентными турбокодами. Использование разных помехоустойчивых кодов от более простых до более сложных в зависимости от отношения сигнал-шум в канале приводит к упрощению вариантов синтеза моделей беспроводных средств передачи данных, особенно при условиях нестационарных преднамеренных помех.

Ключевые слова: беспроводные средства передачи данных, адаптивное кодирование, турбокоды, алгоритмы декодирования.

Abstract. The article proposes information technology for the synthesis of wireless data transmission models based on the use of adaptive information coding with different noise-proof codes: block Hamming codes, BCH codes and multicomponent turbo codes. The use of different noise-immune codes, from simpler to more complex ones, depending on the signal-to-noise ratio in the channel, leads to simplification of the synthetic variants of wireless data transmission models, especially under conditions of non-stationary pre-intentional interference.

Keywords: wireless data transmission facilities, adaptive coding, turbo codes, decoding algorithms.

1. Вступ

У роботах [1, 2] досліджуються схеми адаптації сигнально-кодових конструкцій (зміна позиційності сигналу та швидкості кодування завадостійкого коду) систем WiMax та LTE за первинними параметрами залежно від відношення сигнал-шум у каналі передачі. При цьому розглядаються канали з адитивним білим гауссівським шумом, Релеївськими завмираннями, Райсовськими завмираннями та завмираннями Накагамі. В роботах інших авторів [3, 4] адаптація відбувається теж за рахунок зміни позиційності сигналу та швидкості кодування, але вже за вторинними параметрами. Залежно від значень відношення сигнал-шум розраховуються значення ймовірності помилки для різних схем модуляції сигналу та здійснюється порівняння цього значення з заданими, і залежно від результатів порівняння здійснюється вибір необхідної сигнально-кової конструкції.

Недоліком зазначених схем адаптації є те, що первинним параметром при адаптації є відношення сигнал-шум, а також те, що вони не враховують під час адаптації застосування різних завадостійких кодів від більш простих до більш складних у залежності від відношення сигнал-шум в каналі, що може привести до спрощення варіантів синтезу моделей безпроводових засобів передачі даних (БЗПД), особливо за умов нестационарних завад.

Метою статті є розробка інформаційної технології синтезу моделей безпроводових засобів передачі даних на основі застосування адаптивного кодування.

Таким чином, виникає завдання синтезу моделей БЗПД на основі застосування адаптивного кодування інформації різними завадостійкими кодами, простими та складними.

2. Виклад основного матеріалу

На рис. 1 представлена структурна схема БЗПД на основі адаптивного кодування, що складається з модуля об'єкта управління, модуля заданої достовірності, модуля поточної достовірності, модуля фіксованих параметрів завадостійких кодів, модуля оцінки каналу, модуля критеріальної оцінки, модуля адаптації.

До складу об'єкта управління на фізичному рівні входять: джерело даних (приймач даних) – буферний пристрій, кодек багатокомпонентного турбокоду (блокового коду або коду Ріда-Соломона), модем сигналів ФМ-М, КАМ-М, модем псевдовипадкової перебудови робочої частоти, синтезатор частот, генератор псевдовипадкової послідовності, пристрій перетворення квадратурних складових.

Як оцінка достовірності інформації в роботі прийнята середня ймовірність бітової помилки інформаційної послідовності, тому що ця оцінка є загально визнаною [5, 6].

Модуль заданої достовірності містить запрограмоване значення заданої середньої ймовірності бітової помилки, яке передається до модуля критеріальної оцінки у вигляді вектора $\Phi = (\varphi_1)$, де елемент φ_1 відповідає заданій середній ймовірності бітової помилки прийнятої послідовності $P_{B \text{ зад}}$, що відповідає певному відношенню сигнал-завада.

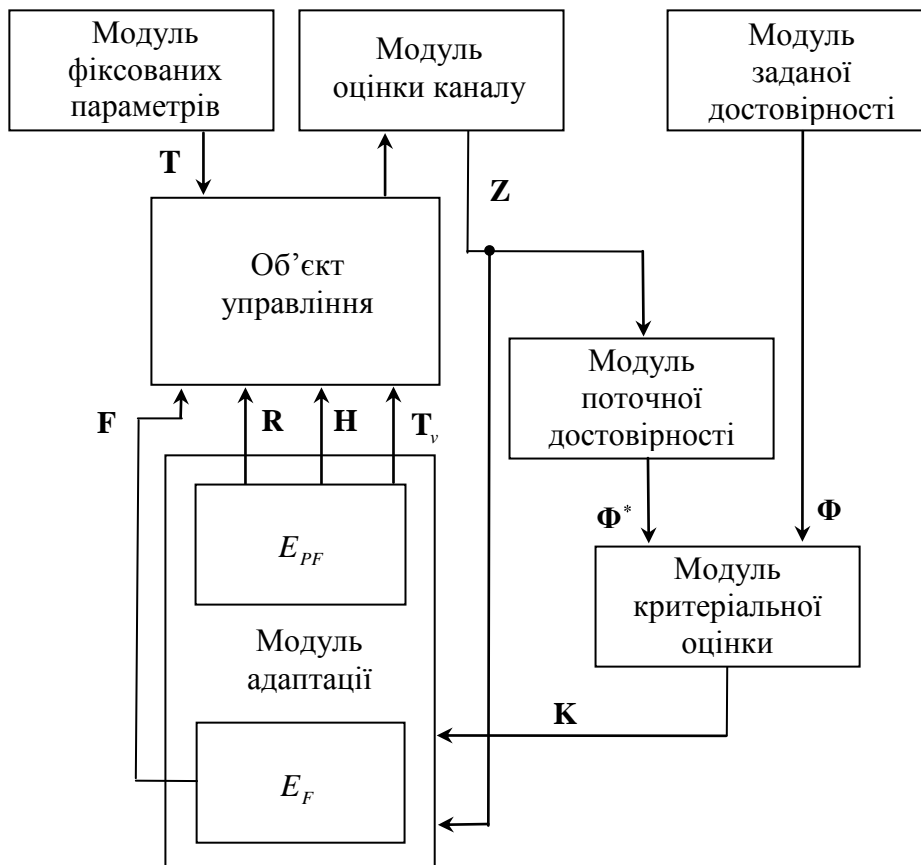


Рис. 1. Структурна схема БЗПД на основі адаптивного кодування

По значенню елементів вектора Z у модулі поточної достовірності формується вектор $\Phi^* = (\varphi_1^*)$, де елемент φ_1^* відповідає поточній середній ймовірності бітової помилки

прийнятої послідовності P_B , що відповідає певному відношенню сигнал-завада. Вектор Φ^* надходить до модуля критеріальної оцінки.

Модуль оцінки каналу, аналізуючи стан каналу зв'язку з використанням послідовності з об'єкта управління, формує вектор $\mathbf{Z} = (z_1, z_2, z_3, z_4)$, де елемент z_1 – вид навмисної завади, елемент z_2 – параметр завади γ , елемент z_3 – відношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності шуму $h_0^2 = E_b / G_0$ (відношення сигнал-шум), елемент z_4 – відношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності завади (відношення сигнал-завада) $q = E_b / G_j = K_s P_b / P_j$ – для шумової завади в частині смуги, ($h_j^2 = E_b / G_j$ – для завади у відповідь), де K_s – коефіцієнт розширення спектра сигналу, P_b – потужність сигналу, P_j – потужність завади. Вектор \mathbf{Z} поступає до модуля поточної достовірності та модуля адаптації.

Модуль критеріальної оцінки, аналізуючи Φ та Φ^* , визначає поточне значення показника заводо захищеності, тобто виконує порівняння $P_B \leq P_{B \text{ зад}}$ або $P_B > P_{B \text{ зад}}$. Результат аналізу передається у вигляді вектора $\mathbf{K} = (k_1, k_2, \dots, k_s)$ розмірності s до модуля адаптації. Елементи вектора \mathbf{K} відповідають критерію оцінки поточної середньої ймовірності бітової помилки.

Модуль визначення фіксованих параметрів містить запрограмовані параметри заводостійких кодів, які будуть незмінними для турбокодів і початковими для кодів Ріда-Соломона та блокових кодів при функціонуванні програмованої радіостанції в умовах радіоелектронного подавлення. Для багатокомпонентного турбокоду значення цих параметрів передається до кодека турбокоду у вигляді вектора фіксованих параметрів турбокоду $\mathbf{T}^{(1)} = (t_1^{(1)}, t_2^{(1)}, t_3^{(1)}, t_4^{(1)}, t_5^{(1)})$, де $t_1^{(1)}$ – кількість ітерацій декодування I , $t_2^{(1)}$ – розмір кадру переданої бітової послідовності N , $t_3^{(1)}$ – тип використовуваного перемешувача/деперемешувача, $t_4^{(1)}$ – алгоритм декодування турбокоду, $t_5^{(1)}$ – обмеження довжини рекурсивного систематичного згорткового коду (РСЗК) K . Основні відомості про структуру турбо коду представлені в [7]. Для блочного коду вектор початкових параметрів буде таким: $\mathbf{T}^{(2)} = (t_1^{(2)}, t_2^{(2)}, t_3^{(2)})$, де $t_1^{(2)}$ – кількість інформаційних біт k , $t_2^{(2)}$ – кількість біт у кодовому слові n , $t_3^{(2)}$ – здатність коду виправляти помилки t . Для коду Ріда-Соломона вектор початкових параметрів буде мати такий вид: $\mathbf{T}^{(3)} = (t_1^{(3)}, t_2^{(3)}, t_3^{(3)}, t_4^{(3)})$, де $t_1^{(3)}$ – кількість інформаційних біт k , $t_2^{(3)}$ – кількість біт у кодовому слові n , $t_3^{(3)}$ – здатність коду виправляти помилки t , $t_4^{(3)}$ – кількість біт у символі m . Математичні моделі турбокодів, кодів Ріда-Соломона та блокових кодів представлені в [8–10].

Модуль адаптації містить множини сигнальних структур E_F і множини параметрів багатокомпонентного турбокоду, коду Ріда-Соломона та блочного коду E_{PF} , які формуються на етапі проектування системи. У модулі адаптації по відповідному значенню елементів векторів \mathbf{K} та \mathbf{Z} відбувається вибір з множин E_F та E_{PF} сигнальної структури, яка представлена у вигляді вектора $\mathbf{F} = (f_1, f_2)$, а також параметрів багатокомпонентного турбокоду, представлених вектором $\mathbf{T}_v = (t_{v1}, t_{v2}, \dots, t_{vh})$ розмірності h , параметрів коду Ріда-Соломона у вигляді вектора $\mathbf{R} = (r_1, r_2, \dots, r_j)$ розмірності j та параметрів блокових кодів Хеммінга у вигляді вектора $\mathbf{H} = (h_1, h_2, \dots, h_l)$ розмірності l . Вектор \mathbf{F} містить такі елементи: f_1 – використовуваний метод модуляції сигналу, f_2 – розмірність сигнального сузір'я

M застосовуваного методу модуляції. Елементами вектора параметрів \mathbf{T}_v є: t_{v1} – кількість компонентних кодерів (декодерів) турбокоду, t_{v2} – параметр декодування p , t_{v3} – швидкість кодування ТК, t_{v4} – поліном зворотного зв'язку РСЗК турбокоду g_0 , t_{v5}, \dots, t_{vh} – поліноми прямих зв'язків РСЗК турбокоду g_1, \dots, g_{h-4} . Елементами вектора \mathbf{R} є: r_1 – бітова послідовність кодового символу m , r_2 – кількість помилкових біт у символі d . Елементи вектора \mathbf{H} такі: h_1 – довжина коду n , h_2 – число інформаційних біт k .

Вибір сигнально-кової конструкції на основі турбокодів здійснюється з використанням відомого методу адаптації по оцінці стану каналу зв'язку.

Структура об'єкта управління адаптується до зміни заводої обстановки шляхом варіації векторів структури та параметрів кодів.

Символом R будемо визначати поле дійсних чисел, символом R^n – лінійний простір $\lambda(R)$ над полем дійсних чисел з розмірністю $\dim\{\lambda(R)\} = n$.

Процес адаптивного управління повинен включати в себе такі положення:

1. Динамічні процеси розглядаються як багатошагові процеси зміни стану, тобто процеси в дискретні моменти часу $k = 1, 2, \dots$, які відтворюють послідовну зміну стану динамічної системи. В окремому випадку ця зміна задається диференціальними рівняннями, а деколи – послідовністю функцій

$$\{f_N\} = \left\{ \sum_{k=0}^N h(\mathbf{x}_k) \right\},$$

де $h(\mathbf{x}_k): R^n \rightarrow R^m$ – задана функція стану \mathbf{x}_k . Ця функція є функцією початкового стану та числа шагів N при умові, що визначено перетворення $F(\mathbf{x}): R^n \rightarrow R^n$, яке має властивість: $\mathbf{x}_k = F(\mathbf{x}_{k-1})$, \mathbf{x}_{k-1} – стан на одну одиницю часу пізніше. В загальному випадку приймається $\mathbf{x}_k = F(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_k, \xi_k)$, де \mathbf{u} – вектор управління, що змінює стан відповідно до заданої мети, ξ – випадкова зміна з фіксованою, але невідомою функцією розподілу, та $\hat{P}(\xi)$ – апіорна оцінка для цієї функції розподілу. В цьому випадку пара $(x, \hat{P}(\xi))$ є станом об'єкта, що управляється.

2. Стан системи спостерігається на кожному кроці.

3. На кожному кроці розраховується апіорна оцінка.

4. Існує систематична процедура для модифікації апіорної функції розподілу по мірі того, як розгортається даний процес. Ця процедура може бути з адаптацією, якщо в результаті вибору \mathbf{u}_k нова функція розподілу залежить від старої функції розподілу, від реалізації ξ_k , від початкового стану \mathbf{x}_0 , нового стану \mathbf{x}_k та управління \mathbf{u}_k .

5. Нехай $M\{J_N\} = \bar{J}(x, \hat{P})$ – математичне очікування функції критерію “сумарного” типу $J_N = \sum_{k=0}^N q(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_{k+1}, \xi_{k+1})$. Тоді $\bar{J}(x, \hat{P})$ розраховується у відповідності з принципом оптимальності Белмана в вигляді функціонального рівняння і з нього на кожному кроці $k = 1, 2, \dots$ необхідно розраховувати оптимальне керування $\mathbf{u}_k^* = \min_{\mathbf{u}_k} \bar{J}(x, \hat{P})$.

Адаптивна система забезпечення достовірності інформації, представлена на рис. 1, може бути замінена структурною моделлю системи забезпечення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних на основі мереж Петрі та адаптації. Для опису структурної моделі адаптивної зміни параметрів в умовах впливу навмисних завод будемо використовувати теорію мереж Петрі. При цьому адаптивна система забезпечення достовірності БЗПД представляється мережею Петрі адаптивної зміни параметрів (мережа адаптації) [7].

Мережа адаптації складається з чотирьох елементів: множина позицій P , множина переходів T , вхідна функція I та вихідна функція O . Вхідна та вихідна функції пов'язані з переходами та позиціями. Вхідна функція I відображає перехід t_j у множину позицій $I(t_j)$, які називаються вхідними позиціями переходу. Вихідна функція O відображає перехід t_j у множину позицій $O(t_j)$, які називаються вихідними позиціями переходу. Структура мережі адаптації визначається її позиціями, переходами, вхідною та вихідною функціями.

Визначення 1. Мережа адаптації є четвіркою $C = (P, T, I, O)$. $P = \{p_1, p_2, \dots, p_n\}$ – кінцева множина позицій, $n \geq 0$. $T = \{t_1, t_2, \dots, t_m\}$ – кінцева множина переходів, $m \geq 0$. Множина позицій і множина переходів не перетинаються, $P \cap T = \emptyset$. $I: T \rightarrow P^\infty$ є вхідною функцією – відображенням з переходів у комплекти позицій. $O: T \rightarrow P^\infty$ є вихідною функцією – відображенням з переходів у комплекти позицій.

Потужність множини P є число n , а потужність множини T – число m . Деякий елемент P позначимо символом p_i , $i \in \overline{1, n}$, а деякий елемент T – символом t_j , $j \in \overline{1, m}$. Позиція p_i є вхідною позицією переходу t_j в тому випадку, якщо $p_i \in I(t_j)$; p_i є вихідною позицією переходу t_j , якщо $p_i \in O(t_j)$. Входи та виходи переходів являють собою комплекти позицій, в які включені елементи, що повторюються багато разів. Використання комплектів, а не множин для входів та виходів переходів дозволяють позиції бути кратним входом або кратним виходом переходу.

Кратність вхідної позиції p_i для переходу t_j є число появ позицій у вхідному комплекті переходу, $\#(p_i, I(t_j))$. Аналогічно кратність вихідної позиції p_i для переходу t_j є число появ позицій у вихідному комплекті переходу, $\#(p_i, O(t_j))$. Якщо вхідна та вихідна функції є множинами, а не комплектами, то кратність кожної позиції є або 0, або 1.

Структура мережі адаптації являє собою сукупність позицій та переходів. У зв'язку з цим, граф мережі адаптації має два типи вузлів. Коло є позицією, а планка – переходом. Орієнтовані дуги (стрілки) з'єднують позиції та переходи, при цьому деякі дуги направлені від позицій до переходів, а деякі – від переходів до позицій. Дуга, що направлена від позиції p_i до переходу t_j , визначає позицію, яка є входом переходу. Вихідна позиція позначається дугою від переходу до позиції.

Маркування μ є належність фішок позиціям мережі адаптації. Фішка – це примітивне поняття теорії мереж Петрі. Фішки належать позиціям. Кількість і положення фішок при виконанні мережі може змінюватися.

Визначення 2. Маркування μ мережі адаптації $C = (P, T, I, O)$ є функція, яка відображає множину позицій P у множину невід'ємних цілих чисел N .

$$\mu: P \rightarrow N.$$

Маркування μ може бути також визначено як n -вектор $\mu = (\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n)$, при цьому кожне $\mu_i \in N$, $i \in \overline{1, n}$. Вектор μ визначає для кожної позиції p_i мережі Петрі кількість фішок у цій позиції. Кількість фішок у позиції p_i є μ_i , $i \in \overline{1, n}$.

Виконанням мережі адаптації керують кількість та розподіл фішок у мережі. Фішки знаходяться в кружках та керують виконанням переходів у мережі. Мережа адаптації виконується запуском переходів. Перехід запускається видаленням фішок з його вхідних позицій та утворенням нових фішок, які поміщуються в його вихідні позиції. Перехід може запускатися тільки тоді, коли він дозволений. Перехід називається дозволеним, якщо кож-

на з його вхідних позицій має число фішок рівним числу дуг з позиції в перехід.

Визначення 3. Перехід $t_j \in T$ у маркованій мережі адаптації $C = (P, T, I, O)$ з маркуванням μ дозволений, якщо для всіх $p_i \in P$:

$$\mu(p_i) \geq \#(p_i, I(t_j)).$$

Перехід запускається видаленням фішок з його вхідних позицій та наступним покладанням у кожному з його вихідних позицій по одній фішці для кожної дуги.

Визначення 4. Перехід t_j у маркованій мережі адаптації з маркуванням μ може бути здійснений кожний раз, коли він дозволений. У результаті запуску дозволеного переходу t_j створюється нове маркування μ' , яке визначається таким співвідношенням:

$$\mu'(p_i) = \mu(p_i) - \#(p_i, I(t_j)) + \#(p_i, O(t_j)).$$

Стан мережі адаптації визначається її маркуванням. Запуск переходу змінює стан мережі адаптації шляхом зміни маркування мережі. Зміни у стані визначаються функцією змін δ , яку ми назвемо функцією наступного стану. Коли ця функція застосовується до маркування μ (стану) та переходу t_j , вона створює нове маркування (стан), яке отримується при здійсненні переходу t_j у маркуванні μ . Якщо t_j дозволений, то $\delta(\mu, t_j) = \mu'$, де μ' є маркування, отримане в результаті видалення фішок із входів t_j , та добавленням фішок у виходи t_j .

Визначення 5. Функція наступного стану $\delta: N^n \times T \rightarrow N^n$ для мережі Петрі $C = (P, T, I, O)$ з маркуванням μ і переходом $t_j \in T$ визначена тоді і лише тоді, коли $\mu(p_i) \geq \#(p_i, I(t_j))$ для всіх $p_i \in P$. Якщо $\delta(\mu, t_j)$ визначена, то $\delta(\mu, t_j) = \mu'$, де $\mu'(p_i) = \mu(p_i) - \#(p_i, I(t_j)) + \#(p_i, O(t_j))$ для всіх $p_i \in P$.

При виконанні мережі адаптації отримуються дві послідовності: послідовність маркувань $(\mu^0, \mu^1, \mu^2, \dots)$ та послідовність переходів, які були запуснені $(t_{j_0}, t_{j_1}, t_{j_2}, \dots)$. Ці дві послідовності пов'язані таким співвідношенням: $\delta(\mu^k, t_{j_k}) = \mu^{k+1}$ для $k = 0, 1, 2, \dots$.

На рис. 2 показана маркована модель адаптації $M = (C, \mu)$ для кількості позицій (потужності множини P) та переходів (потужності множини T), рівних чотирьом.

При такому маркуванні дозволений перехід тільки t_1 (початковий стан x_0 адаптивної моделі БЗПД відповідає позиції p_1 , тобто деякій сигнально-кодовій конструкції). При цьому $I(t_1) = \{p_1\}$, $O(t_1) = \{p_2, p_3, p_4\}$. Якщо перехід запуснений, то відбувається видалення фішки із входу та переміщення її в кожний вихід. При цьому фішка видаляється з p_1 та переміщується в p_2 , p_3 та p_4 . Таким чином, БЗПД може перейти в позицію p_2 або в p_3 , або в p_4 (що відповідає деякій сигнально-кодовій конструкції). При цьому стан $\mathbf{x}_1 = F(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_1, \xi_1)$. Нове маркування мережі адаптації показане на рис. 3.

У маркованій моделі адаптації, зображеній на рис. 3, дозволени переходи t_2 , t_3 та t_4 . При запуску t_2 відбувається видалення фішки з p_2 та поміщення її в p_1 , p_3 та p_4 . Аналогічно при запуску t_3 та t_4 . При запуску t_2 $I(t_2) = \{p_2\}$, $O(t_2) = \{p_1, p_3, p_4\}$. Таким чином, стан мережі адаптації $\mathbf{x}_2 = F(\mathbf{x}_1, \mathbf{u}_2, \xi_2)$. Нове маркування мережі адаптації показане на рис. 4.

На рис. 2–4 вибір конкретної позиції залежить від вектора завад \mathbf{Z} . Для цього по-

винна бути відома база даних, в якій задані множини E_F та E_{PF} , а конкретні F , T_v , R , H обираються на етапі проектування БЗПД для заданої заводової обстановки.

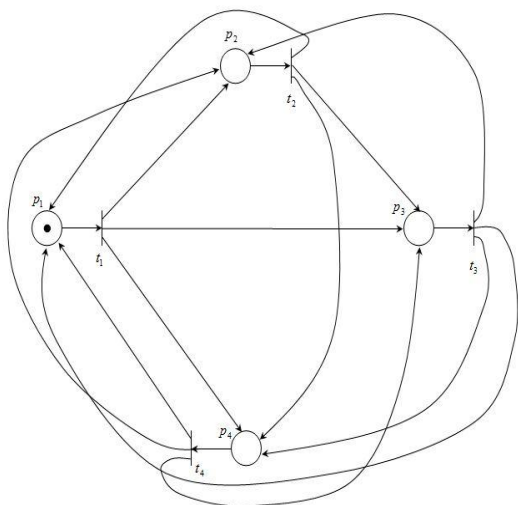


Рис. 2. Маркована мережа адаптації, побудована на основі мереж Петрі. Перехід t_1 дозволений

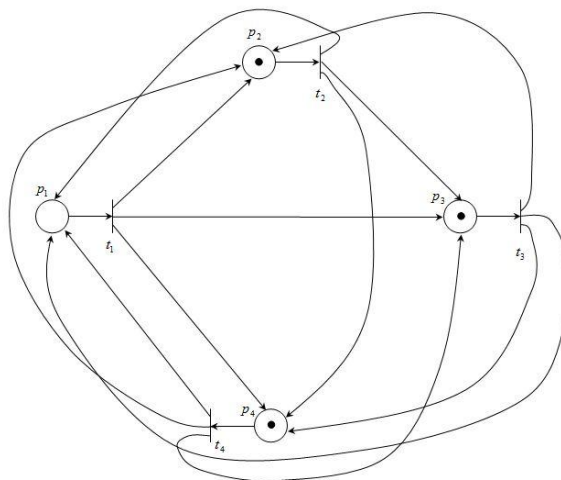


Рис. 3. Маркована мережа адаптації, побудована на основі мереж Петрі, утворена при запуску переходу t_1 . Переходи t_2 , t_3 , t_4 дозволені

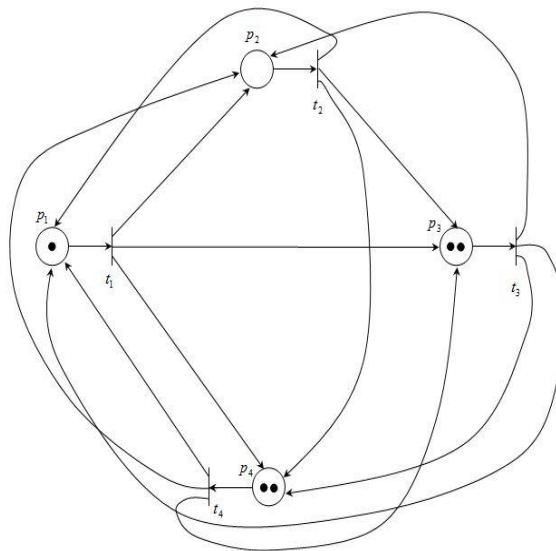


Рис. 4. Маркована мережа адаптації, побудована на основі мереж Петрі, утворена при запуску переходу t_2 . Переходи t_1 , t_3 , t_4 дозволені

Для функціонування об'єкта управління розроблено метод нечіткого декодування багатокомпонентних турбокодів у безпроводових засобах передачі даних та математичну модель підготовки первинної інформації для адаптивних безпроводових засобів передачі даних.

3. Висновки

У статті запропонована інформаційна технологія синтезу моделей безпроводових засобів передачі даних на основі застосування адаптивного кодування інформації різними завадостійкими кодами: боковими кодами Хеммінга, БЧХ-кодами та багатокомпонентними турбокодами.

Застосування різних завадостійких кодів від більш простих до більш складних у залежності від відношення сигнал-шум в каналі призводить до спрощення варіантів синтезу моделей безпроводових засобів передачі даних, особливо за умов нестаціонарних навмисних завад.

Результати розрахунку складності реалізації моделей засобів передачі даних на основі адаптивного кодування показали, що впровадження адаптивного вибору кодів Хеммінга, БЧХ-кодів та багатокомпонентних турбокодів дозволили зменшити кількість елементарних операцій цифрових сигнальних процесорів при цифровій обробці кодованих даних на 60–80 % у випадку впливу нестаціонарних навмисних завад при зміні відношення сигнал-завада з 6 до 1 дБ.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Zhenhuan W. Layered Adaptive Modulation and Coding For 4G Wireless Networks: Thesis presented to the University of Waterloo in fulfillment of the thesis requirement for the degree of Master of Applied Science in Electrical and Computer Engineering / W. Zhenhuan. – Waterloo, Ontario, Canada, 2011. – 49 p.
2. A Simple SNR Representation Method for AMC Schemes of MIMO Systems with ML Detector / K. Jihoon, L. Kyoung-Jae, S. Chang Kyung [et al.] // IEEE Transactions on Communications. – 2009. – Vol. 57, N 10. – P. 2971 – 2976.
3. Liang Huang J. Adaptive MIMO Systems with Channel State Information at Transmitter: PhD Thesis, KTH School of Information and Communication Technology / J. Liang Huang. – Stockholm, 2009. – 79 p.
4. Goldsmith A. Variable-rate variable-power MQAM for fading channels / A. Goldsmith, S. Chua // IEEE Transactions on Communications. – 1997. – Vol. 45, N 10. – P. 1218 – 1230.
5. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А.Г. Зюко, А.И. Фалько, И.П. Панфилов [и др.]; под ред. А.Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
6. Банкет В.Л. Цифровые методы в спутниковой связи / В.Л. Банкет, В.М. Дорофеев. – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.
7. Имитационное моделирование характеристик помехоустойчивости системы передачи информации с турбокодами / С.В. Зайцев, С.П. Ливенцев, Б.В. Горлинский [и др.] // Зв'язок. – 2006. – № 7. – С. 38 – 42.
8. Holma N. HSDPA/HSUPA for UMTS: High Speed Radio Access for Mobile Communications / N. Holma, A. Toskala. – Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2006. – 268 p.
9. Ergen M. Mobile Broadband. Including WiMax and LTE / Ergen M. – New York: Springer, 2009. – 513 p.
10. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Склад Б. – [2-е изд]. – М.: Вильямс, 2003. – 1104 с.
11. Питерсон Дж. Теория сетей Петри и моделирование систем / Питерсон Дж. – М.: Мир, 1984. – 264 с.

Стаття надійшла до редакції 10.05.2017