

УДК 004.415.3:621.396.94

DOI: 10.31673/2412-9070.2024.013037

С. П. ЛІВЕНЦЕВ, канд. техн. наук, доцент;

О. Г. ГРИГОРЕНКО, канд. техн. наук, доцент,

Інститут телекомунікаційних систем КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ

ФОРМАЛІЗАЦІЯ ТА МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ КОДУВАННЯ/ДЕКОДУВАННЯ ТУРБОКОДІВ ДЛЯ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ 5G

Розглянуто питання підвищення ефективності функціонування систем мобільного зв'язку 5G завдяки використанню адаптивного завадостійкого кодування. Удосконалено метод оптимізації роботи кодера та декодера турбокоду через застосування адаптивної ваги шляху та запропонованого показника невизначеності декодування. Реалізація методу дасть змогу підвищити вірогідність передавання за заданою пропускну здатністю трактів систем і мереж мобільного зв'язку покоління 5G.

Ключові слова: моделювання; завадостійке кодування; турбокод; пропускну здатність; вірогідність передавання; показник невизначеності.

ВСТУП

У сучасних безпроводових телекомунікаційних системах поколінь 4G і 5G для підвищення вірогідності передавання інформації використовуються завадостійкі коди, зокрема коди Хеммінга, коди Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема (БЧХ), коди Ріда-Маллера (РМ), каскадні, згорткові, полярні коди, коди з малою щільністю перевірок на парність (LDPC-коди), турбокоди (ТК) тощо. Водночас у каналах передавання даних застосовуються потужніші коди (ТК, LDPC-коди), а в каналах керування — менш потужні (Хеммінга, коди БЧХ, коди РМ, полярні коди). Турбокоди та LDPC-коди за енергетичними характеристиками досить близько наближаються до межі Шеннона [1].

Підвищення енергетичних характеристик у системах мобільного зв'язку 4G і 5G забезпечується використанням технології адаптивного регулювання параметрами кодування, модуляції й потужності [2-4]. У системах 4G, 5G в процесі адаптації кодування послуговуються лише одним параметром — надмірністю кодера ТК або LDPC-коду, яка змінюється в діапазоні від $1/5$ до $2/3$. При цьому застосування ТК є доцільним за малих швидкостей кодування, а LDPC-кодів — за великих.

У сучасній системі LTE загальна швидкість кодування турбокодами змінюється адаптивно через застосування схеми HARQ і набуває значень: $R = 1/2$, $R = 2/3$, $R = 3/4$. Для декодування використовується Log MAP-декодер із вісьмома ітераціями декодування. Довжина інформаційного пакету фіксована і становить 6144 біт. У статті розглядаються перспективні схеми адаптивного кодування в системах мобільного зв'язку.

Аналіз дослідження. Підвищення ефективності алгоритмів декодування досліджено в низці відомих праць. Так, у статті [5] розглянуто застосування одночасно двох алгоритмів перемежування: перший алгоритм визначає кадр даних для зміщення на певну кількість позицій, а другий здійснює переставлення бітів даних залежно від значення параметра рознесення S .

У методі, запропонованому у [6], використовується двокроковий S -випадковий перемежувач. Головною метою цього методу є збільшення мінімальної кодової відстані ТК та зменшення кореляційних властивостей кодованих послідовностей на виході декодера. Недоліком цього методу є фіксоване значення параметра рознесення бітів даних S , розрахункова складність алгоритму перемежування та надмірність під час зберігання інформації, зокрема двох таблиць перемежування, які використовуються для депережування вхідної послідовності.

У статтях [8; 9] запропоновано дворівневу схему параметричної адаптації параметрів турбокоду: залежно від стану каналу передавання змінюються швидкість кодування та кількість ітерацій декодування турбокоду. Метод засновано на адаптивній зміні рекурсивних систематичних згорткових кодів (РСЗК) для підвищення їх коригувальних властивостей завдяки використанню нейромереж.

Регулювання параметрів S -випадкового перемежувача в разі відхилення розрахункових значень нормалізованої кількості змін знаків логарифмічного відношення апостеріорно-априорної функції правдоподібності (ЛВФП) для елементів даних декодера ТК, що передаються, від номінальних, розглянуто в [10]. Результати імітаційного моделювання показують, що раціональні параметри S -розділу перемежування бітів даних для S -випадкового перемежувача виходять залежно від значень шумів у каналі та нормованої кількості змін знаку апостеріорно-априорної ЛВФП інтерактивного декодера ТК.

Результати підвищення ефективності систем мобільного зв'язку завдяки застосуванню нейронних мереж спільно з турбокодами подано в [11].

© С. П. Лівенцев, О. Г. Григоренко, 2024

У праці [12] застосовуються LDPC-коди та однорівнева параметрична адаптація, де параметром є швидкість кодування. Вибір швидкості кодування здійснюється порівнянням поточної бітової помилки з табличними значеннями.

Системи з повторним запитом на повторне передавання (HARQ), де відбувається адаптація швидкості кодування з оптимізацією енергоспоживання, досліджено в [13].

Однак розглянуті праці не повністю задовольняють протиріччя між заданою вірогідністю передавання та прийнятною складністю реалізації кодера/декодера.

Метою дослідження є удосконалення методу оптимізації роботи кодера та декодера турбокоду завдяки використанню адаптивної ваги шляху та запропонованого показника невизначеності декодування.

ОСНОВНА ЧАСТИНА

Результати дослідження

Класичний кодер ТК — це каскадно побудовані паралельно з'єднані рекурсивні систематичні згорткові коди (РСЗК), розділені пристроєм перемикування Π . З блока ухвалення рішень ітеративного декодера ТК у формувач блоків надходить інформація про адаптивну зміну розміру блока даних перед надходженням на кодер ТК. Відповідне рішення надходить на кожен компонентний декодер ТК для зміни розміру діаграм станів відповідного РСЗК. Водночас відбувається певна зміна правил розрахунку внутрішніх параметрів в основних алгоритмах декодування ТК.

Структурну схему запропонованого вдосконаленого кодера ТК наведено на рис. 1.

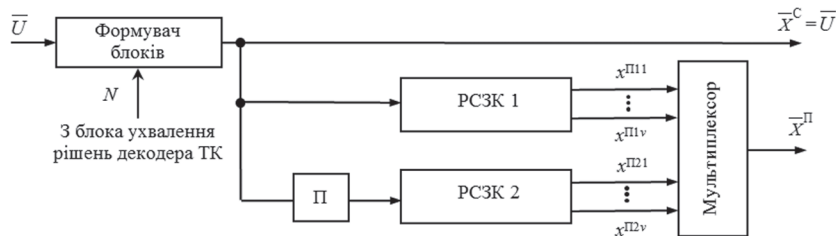


Рис. 1. Структурна схема модифікованого кодера ТК

Коротко формалізуємо процес роботи ТК. У момент часу t на вхід РСЗК надходить інформаційний біт u_t , $t \in (1, N)$, блока розміром N . РСЗК турбокоду залежно від значення вхідного біта формує систематичний c_t^C і перевірковий $c_t^П$ біти, $t \in (1, N)$; $c_t^C, c_t^П \in (0, 1)$. Для здійснення процедури фазової модуляції ФМ-2 сигналу систематичний c_t^C і перевірковий $c_t^П$ біти перетворюються у систематичний x_t^C і перевірковий $x_t^П$ символи, $t \in (1, N)$; $x_t^C, x_t^П \in (-1, 1)$. Кодове слово ТК утворюється паралельним з'єднанням двох РСЗК, розділених перемикувачем. У результаті турбокодування кожному систематичному біту c_t^C будуть відповідати два перевіркових біти $c_t^{П1}, c_t^{П2}$, які потім перетворюються у символи $x_t^C, x_t^{П1}, x_t^{П2} \in (-1, 1)$.

Ефективність ТК залежить від принципів формування кодових комбінацій і розроблених для них алгоритмів декодування (MAP (Maximum a posteriori probabilities), Max Log MAP, Log MAP, SOVA), заснованих на принципі максимуму апостеріорної ймовірності [14].

Ітеративний декодер — це послідовно з'єднані між собою компонентні декодери. Одна ітерація містить два послідовно з'єднаних компонентних декодери, два пристрої перемикування і деперемикування.

Пристрій деперемикування виконує операцію, що є зворотною до операції перемикування. У схемі декодера ТК використовується $d = 2I$ компонентних декодерів, де I — загальна кількість ітерацій декодування; $d \in (2, D)$, D — загальна кількість компонентних декодерів.

Кодер ТК на виході видає послідовність: $\bar{X} = (\bar{X}^C, \bar{X}^П)$, де $\bar{X}^C = \bar{U}$ — інформаційний вихід, а $\bar{X}^П = (\bar{X}^{П1}, \bar{X}^{П2})$ — перевірковий вихід розміру v , де v — загальна кількість перевіркових символів кожного РСЗК. Передбачається, що канал зв'язку дискретно-неперервний і має ідеальну імпульсну характеристику $h_c(t) = 1$, внаслідок чого сигнал спотворюється лише наявністю білого гауссівського шуму. З виходу каналу послідовність символів подається на декодер ТК кожної ітерації декодування: $\bar{Y}^1 = (L_c \bar{Y}^{C1}, L_c \bar{Y}^{П1})$ — для декодера 1, де $\bar{Y}^{П1} = (\bar{Y}^{П11}, \dots, \bar{Y}^{П1v})$, а $\bar{Y}^2 = (L_c \bar{Y}^{C2}, L_c \bar{Y}^{П2})$ — для декодера 2, де $\bar{Y}^{П2} = (\bar{Y}^{П21}, \dots, \bar{Y}^{П2v})$. У цьому разі $\bar{Y}^{C1} = (\bar{Y}^C, \bar{Y}^{C2})$ — послідовність систематичних символів з урахуванням відповідної операції перемикування, а L_c — параметр «канальної надійності», що характеризує «зашумленість» каналу передавання інформації [15].

Декодування турбокодів відбувається за тією самою гратчастою діаграмою, за якою здійснюється і кодування. Наприклад, гратчасті діаграми для РСЗК (1, 5/7) і (1, 13/11) зображено відповідно на рис. 2 та рис. 3.

Під час адаптивної зміни розміру блока \tilde{N} змінюється кількість діаграм станів РСЗК, причому їх кількість дорівнює кількості бітів у блоці розміром \tilde{N} .

Для декодування кожного біта обчислюється пряма $\tilde{\alpha}_{t-1}(s')$, обернена $\tilde{\beta}_t(s)$, параметр $\gamma_t(s',s)$, $t \in 1, \tilde{N}$, і логарифмічне відношення функцій правдоподібності (ЛВФП) щодо переданого біта $L(u_t)$.

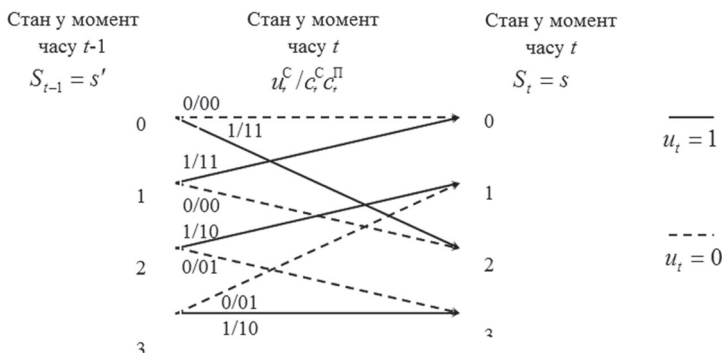


Рис. 2. Гратчаста діаграма станів компонентного коду (1, 5/7)

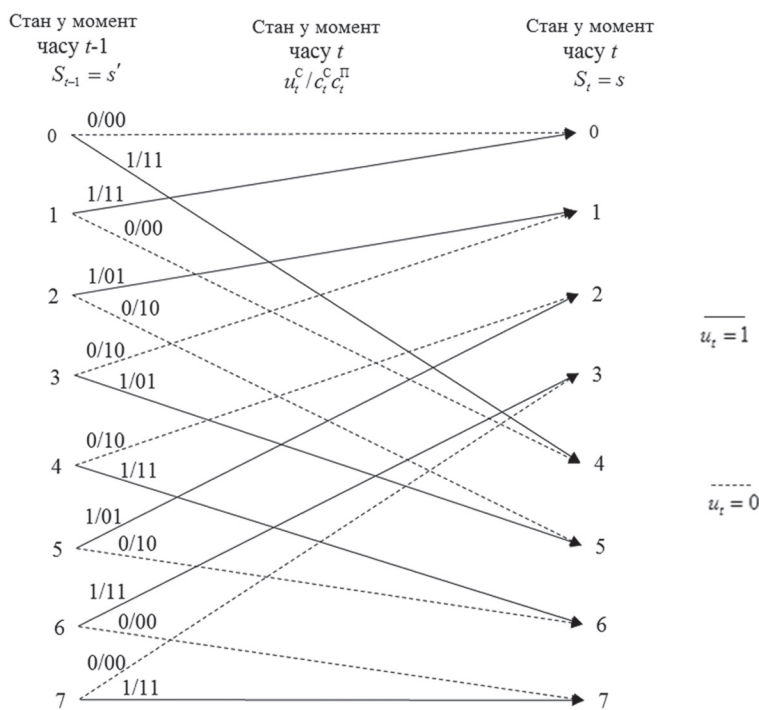


Рис. 3. Гратчаста діаграма станів компонентного коду (1, 13/11)

У прикладі адаптивної зміни розміру блока \tilde{N} у разі кодування алгоритмом MAP турбокоду за компонентним кодом (1, 5/7) діаграма станів матиме вигляд, як зображено на рис. 4.

ЛВФП $L(u_t)$ щодо переданого біта u_t визначатиметься в такий спосіб [15]:

$$L(u_t) = \log \left[\frac{\sum_{u^+} P(s_{t-1} = s', y_1^{t-1}) P(u_t = 1, y_t, y_{t+1}^N / s_{t-1} = s', y_1^{t-1}) / P(y_1^N)}{\sum_{u^-} P(s_{t-1} = s', y_1^{t-1}) P(u_t = 0, y_t, y_{t+1}^N / s_{t-1} = s', y_1^{t-1}) / P(y_1^N)} \right] =$$

$$= \log \left[\frac{\sum_{u^+} P(s_{t-1} = s', y_1^{t-1}) P(u_t = 1, y_t, y_{t+1}^N / s_{t-1} = s') / P(y_1^N)}{\sum_{u^-} P(s_{t-1} = s', y_1^{t-1}) P(u_t = 0, y_t, y_{t+1}^N / s_{t-1} = s') / P(y_1^N)} \right], \quad (1)$$

де s' — стан у момент часу $t - 1$; S — стан у момент часу t ; y_1^N — один кадр прийнятого символу, який може бути розбитий на три частини, $y_1^N = \{y_1^{t-1}, y_t, y_{t+1}^N\}$. Перша частина містить спостереження перед моментом часу t , друга — поточне спостереження, третя — спостереження після моменту t .

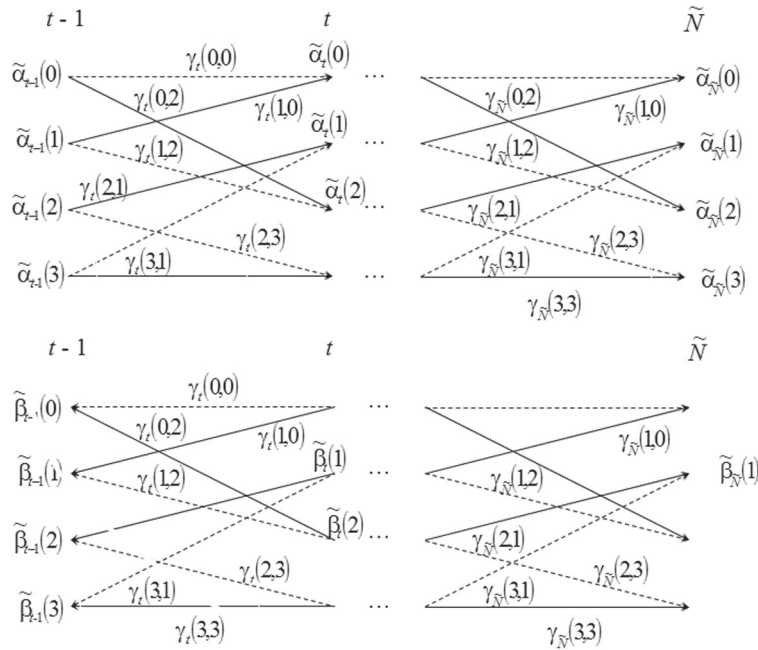


Рис. 4. Алгоритм декодування MAP ТК для РСЗК виду (1, 5/7) під час адаптивної зміни розміру блока \tilde{N}

Взявши до уваги рівності

$$P\left(u_t = u, y_t, \frac{y_{t+1}^N}{s_{t-1}} = s'\right) = P\left(\frac{y_{t+1}^N}{s_{t-1}} = s', u_t = u, y_t\right) P\left(u_t = u, \frac{y_t}{s_{t-1}} = s'\right) = P\left(\frac{y_{t+1}^N}{s_t} = s\right) P\left(u_t = u, \frac{y_t}{s_{t-1}} = s'\right), \quad (2)$$

$$\alpha_t(s) = P(st = s, y_1^t), \quad (3)$$

$$\beta_{t-1}(s') = P(y_t^N / s_{t-1} = s'), \quad (4)$$

$$\gamma_t(s', s) = P(u_t = u, y_t / s_{t-1} = s'), \quad (5)$$

де $\alpha_t(s)$ — загальна ймовірність у стані S для моменту часу t ; $\beta_{t-1}(s')$ — умовна ймовірність у стані s' для моменту часу $t - 1$; $\gamma_t(s', s)$ — умовна ймовірність того, що існує перетворення з s_{t-1} у s_t , викликане символом u_t , дістанемо ЛВФП щодо переданого біта $L(x_t)$. Наприклад, для першого декодера справджується формула

$$L^{1,j}(x_t) = \log \frac{\sum_{u_t=1} (s', s) \alpha_{t-1}^{(1)}(s') \cdot \beta_t^{(1)}(s) \cdot \gamma_t^{(1)}(s', s) / P(y_1^N)}{\sum_{u_t=0} (s', s) \alpha_{t-1}^{(1)}(s') \cdot \beta_t^{(1)}(s) \cdot \gamma_t^{(1)}(s', s) / P(y_1^N)} = \log \frac{\sum_{u_t=1} (s', s) \tilde{\alpha}_{t-1}^{(1)}(s') \cdot \tilde{\beta}_t^{(1)}(s) \cdot \gamma_t^{(1)}(s', s)}{\sum_{u_t=0} (s', s) \tilde{\alpha}_{t-1}^{(1)}(s') \cdot \tilde{\beta}_t^{(1)}(s) \cdot \gamma_t^{(1)}(s', s)} = L_c^{1,j}(y_t) + L_e^{1,j}(x_t) + L_a^{1,j}(x_t), \quad (6)$$

де $L_c^{1,j}(y_t)$ — канална інформація; $L_e^{1,j}(x_t)$ — апостеріорне ЛВФП біта даних x_t ; $\tilde{\alpha}_{t-1}^{(1)}(s')$ — нормоване значення $\alpha_{t-1}^{(1)}(s')$; $\tilde{\beta}_t^{(1)}(s)$ — нормоване значення $\beta_t^{(1)}(s)$.

Існують три варіанти ухвалення рішень під час декодування декодером d , $d \in \overline{1, 2}$, ітерації декодування j , $j \in \overline{1, I}$, біта інформації:

• **Варіант A_1 .** Зміни знака в $L_a^{d,j}(x_t^C)$ і $L_e^{d,j}(x_t^C)$ ітерації j не відбувається ($\text{sign}(L_a^{d,j}(x_t^C)) = \text{sign}(L_e^{d,j}(x_t^C))$), $L(x_t^C) \geq 0$. Ухвалюється «тверде» рішення, що було передано біт $x_t^C = 1$.

• **Варіант A_2 .** Зміни знака в значеннях $L_a^{d,j}(x_t^C)$ і $L_e^{d,j}(x_t^C)$ ітерації j не відбувається ($\text{sign}(L_a^{d,j}(x_t^C)) = \text{sign}(L_e^{d,j}(x_t^C))$), $L(x_t^C) < 0$. Ухвалюється «тверде» рішення, що було передано біт $x_t^C = -1$.

• **Варіант A_3 .** Знак значення апіорної $L_a^{d,j}(x_t^C)$ і знак значення апостеріорної інформацій $L_e^{d,j}(x_t^C)$ ітерацій j не збігаються ($\text{sign}(L_a^{d,j}(x_t^C)) \neq \text{sign}(L_e^{d,j}(x_t^C))$). Можуть виникнути помилки декодування.

Показник невизначеності для декодера d , $d \in \overline{1, 2}$, ітерації декодування j , $j \in \overline{1, I}$, розраховується в такий спосіб:

$$\sum_{d=1}^2 R^{d,j}(t+1) = R^{d,j}(t) + 1,$$

якщо $\text{sign}(L_a^{d,j}(x_t^C)) \neq \text{sign}(L_e^{d,j}(x_t^C))$, $t \in \overline{1, \tilde{N}}$ (7)

Чим частіше збільшуються значення невизначеності R , тим частіше з'являються неправильно декодовані біти, що призводить до погіршення вірогідності приймання інформації.

Сумарний показник невизначеності R_Σ обчислюється як сума показників невизначеності для всіх ітерацій декодування:

$$R_\Sigma = \sum_{j=1}^I R^{d,j}. \quad (8)$$

Для зручності розрахунків та адаптації нормалізуємо показник невизначеності:

$$\tilde{R}_\Sigma = \frac{R_\Sigma}{B \cdot \tilde{N} \cdot I} = \frac{\sum_{j=1}^I R^{d,j}}{B \cdot \tilde{N} \cdot I}, \quad (9)$$

де B — кількість блоків даних деякого вікна спостереження; \tilde{N} — змінний розмір блока даних; I — кількість ітерацій декодування ТК.

Під час параметричної адаптації на основі розрахунку \tilde{R} для декодера d , $d \in \overline{1,2}$, ітерації декодування j , $j \in \overline{1,I}$, залежно від нагромаджених значень B блоків даних здійснюється адаптивний вибір розміру діаграми станів відповідного РСЗК.

Структурну схему адаптивного декодера ТК з блоком ухвалення рішень із модулем розрахунку показників невизначеності $R^{d,j}$, R_Σ , \tilde{R} наведено на рис. 5.

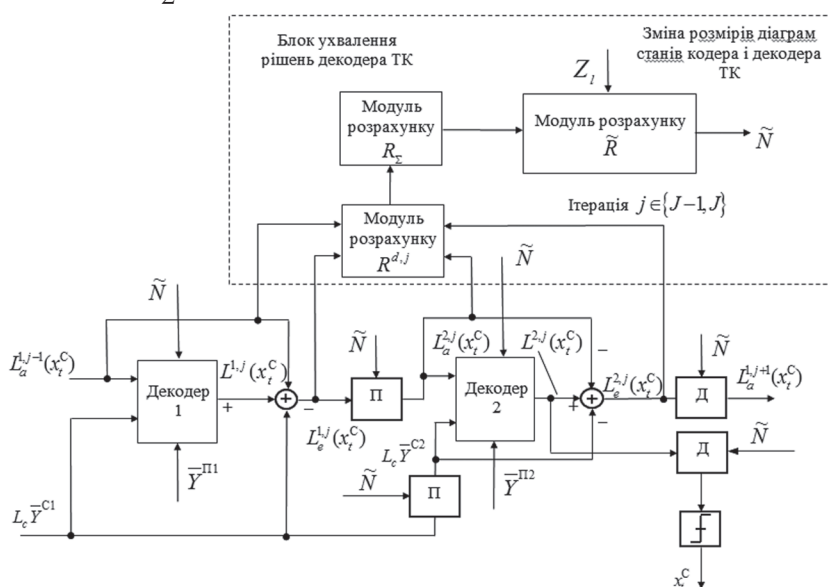


Рис. 5. Структурна схема декодера ТК с урахуванням адаптивного вибору розміру діаграм станів

Інформація про значення параметра \tilde{N} передається на кодер та декодер ТК для зміни розмірів вхідного блока та кількості діаграм станів декодера ТК. За значеннями \tilde{R} здійснюється вибір оптимальних значень параметра \tilde{N} розмірів діаграм станів кодера та декодера ТК.

Далі розглянемо алгоритм оптимізації кодування/декодування ТК.

1. Формування початкової діаграми станів кодера та декодера ТК.

2. Формування множини значень інформаційних та перевірових символів, прийнятих кодером ТК: $\bar{X} = (\bar{X}^C, \bar{X}^\Pi)$, $\bar{X}^\Pi = (\bar{X}^{\Pi 1}, \bar{X}^{\Pi 2})$.

3. Формування множини значень інформаційних та перевірових символів, прийнятих із каналу для декодера ТК: $\bar{Y}^1 = (L_c \bar{Y}^{C1}, L_c \bar{Y}^{\Pi 1})$, $\bar{Y}^2 = (L_c \bar{Y}^{C2}, L_c \bar{Y}^{\Pi 2})$.

4. Формування множини ЛВФП на вході декодера щодо переданих бітів даних на першому і другому декодерах j -ї ітерації

$$LA = [L_a^{1,j}(x_1^C) L_a^{1,j}(x_2^C) \dots L_a^{1,j}(x_{\tilde{N}}^C)],$$

$$LA = [L_a^{2,j}(x_1^C) L_a^{2,j}(x_2^C) \dots L_a^{2,j}(x_{\tilde{N}}^C)]. \quad (10)$$

5. Формування множини апостеріорних значень ЛВФП щодо переданих бітів на першому та другому декодерах ТК:

$$LE = [L_e^{1,j}(x_1^C) L_e^{1,j}(x_2^C) \dots L_e^{1,j}(x_{\tilde{N}}^C)],$$

$$LE = [L_e^{2,j}(x_1^C) L_e^{2,j}(x_2^C) \dots L_e^{2,j}(x_{\tilde{N}}^C)]. \quad (11)$$

Виконання умов циклу: якщо $\text{sign}(L_a^{d,j}(x_t^C)) \neq \text{sign}(L_e^{d,j}(x_t^C))$, то $R^{d,j}(i+1) = R^{d,j}(i) + 1$, $R_\Sigma = \sum_{j=1}^I \sum_{d=1}^2 R^{d,j}$, $t \in \overline{1,\tilde{N}}$, $d \in \overline{1,2}$, $j \in \overline{1,I}$. Якщо умова не виконується, то $R^{d,j}(i+1) = R^{d,j}(i)$.

6. Обчислення середнього значення за результатами приймання B блоків даних:

$$\tilde{R} = \sum_{i \in 1}^B R_{\Sigma i}. \quad (12)$$

7. Розрахунок відношення сигнал/завада Z і за розв'язком умовної дискретної задачі оптимізації: $N^* = \min_S f(|\tilde{R}(\tilde{N}) - R_{\text{зад}}(\tilde{N})|, Z)$; вибирається параметр \tilde{N} розмірів діаграм станів кодера і декодера ТК. Задані значення показника невизначеності $R_{\text{зад}}$ утворюються за допомогою нейромережних технологій за тестовою послідовністю та заданими значеннями середньої ймовірності бітової помилки декодування $P_{B \text{ дек}}$. При цьому задані значення $\tilde{R}_{\text{зад}}$ відповідають значенням відношення сигнал/шум (ВСП) і ці відповідності визначаються за допомогою імітаційного моделювання; $f(\cdot)$ — задається як таблиця.

Обговорення результатів проведеного дослідження

Для аналізу ефективності оптимізації роботи кодера та декодера турбокоду завдяки застосуванню адаптивного вибору розміру діаграм станів використовувалося імітаційне моделювання.

Для порівняння було вибрано стандарт мобільного зв'язку 4-го покоління LTE-Advanced. Моделювання проводилося у середовищі Visual Studio 2019. Моделювалася система передавання даних із турбокодами, модулятором (демодулятором) OFDM, каналом з адитивним гауссівським білим шумом (АБГШ). Результати імітаційного моделювання було здобуто з вірогідності $\alpha = 0,95$, $t_\alpha = 0,95$ (аргумент функції Лапласа), відносної точності $d = 0,1$. Використовувався турбокод із генераторами (1, 23/21), алгоритмом декодування Log MAP і Max Log MAP, надмірністю $R = 1/3$, псевдовипадковим та регулярним перемежувачем (деперемежувачем), адаптивним вибором фіксованого розміру діаграми станів $\tilde{N} = 100, 500, 1000$. Відношення сигнал/завада змінювалось від 0 до 2,5 дБ. Як заданий вибрано $P_{B \text{ дек зад}} = 10^{-4}$ (середнє значення ймовірності бітової помилки декодування).

Графіки залежності середньої ймовірності бітової помилки декодування $P_{B \text{ дек}}$ від ВСП E_b/N_j , де E_b — енергія біта; N_j — спектральна густина потужності БГШ у каналі для ТК із поліномами (1, 23/21), швидкістю кодування $R = 1/3$, алгоритмом декодування Max Log MAP, для фіксованих ітерацій декодування і розміром діаграм станів кодера/декодера ТК унаочнюють рис. 6-8.

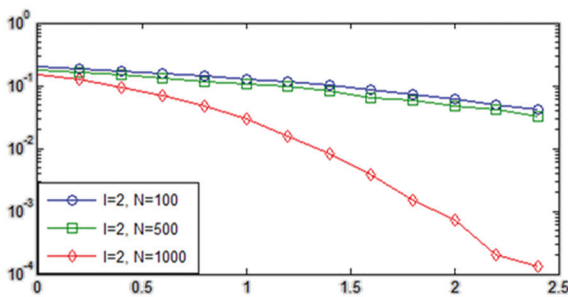


Рис. 6. Графіки залежності середньої ймовірності бітової помилки від ВСП у каналі для другої ітерації декодування та різних розмірів діаграм станів кодера/декодера ТК

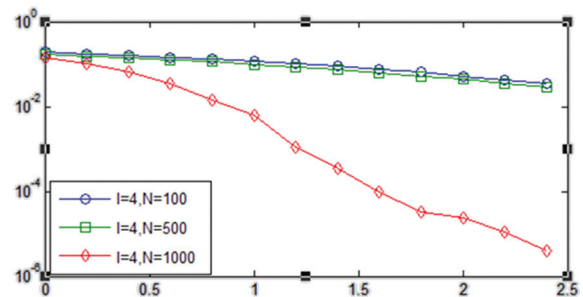


Рис. 7. Графіки залежності середньої ймовірності бітової помилки від ВСП у каналі для четвертої ітерації декодування та різних розмірів діаграм станів кодера/декодера ТК

З аналізу результатів моделювання (див. рис. 6-8) випливає, що зі збільшенням розміру діаграми станів кодера/декодера ТК відбувається значне зменшення ймовірності помилки декодування. Так, у разі зміни розміру діаграми станів кодера/декодера \tilde{N} від 100 до 1000 ймовірність помилки декодування зменшується. Наприклад, для ВСП, такого, що дорівнює 1 дБ, із вісьмома ітераціями декодування знижується з $2 \cdot 10^{-1}$ до $6 \cdot 10^{-4}$, а для ВСП, яке становить 2 дБ, із вісьмома ітераціями — з $8 \cdot 10^{-1}$ до 10^{-5} .

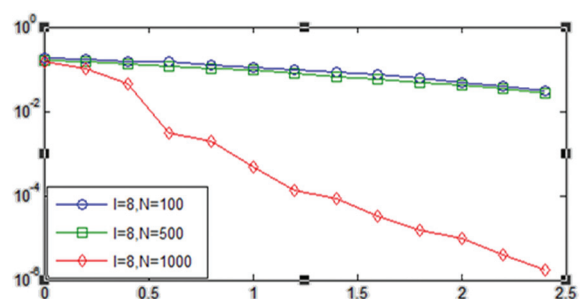


Рис. 8. Графіки залежності середньої ймовірності бітової помилки від ВСП у каналі для восьмої ітерації декодування та різних розмірів діаграм станів кодера/декодера ТК

ВИСНОВКИ

1. У статті формалізовано процес оптимізації роботи кодера та декодера турбокоду завдяки використанню адаптивного вибору розміру діаграм станів на основі запропонованого показника невизначеності декодування.

2. На відміну від відомих методів адаптації ТК, здійснюється адаптивний вибір розміру діаграми станів кодера/декодера ТК залежно від відношення сигнал/шум у каналі та значень нормалізованої кількості змін знака апостеріорно-апріорних логарифмічних відношень функцій правдоподібності про передані біти даних декодера турбокода.

3. Аналіз результатів моделювання показує, що підвищення вірогідності передавання здійснюється вибором раціонального розміру діаграми станів кодера/декодера ТК.

4. Запропонована формалізація моделі процесу функціонування ТК є подальшим розвитком технологій адаптивного кодування зі збереженням пропускну здатності системи передавання і відрізняється від [10] тим, що для адаптації використовуються різні поліноми РСЗК ТК, які визначають потрібну структуру і розмір діаграми станів кодера і декодера ТК. Параметри перемикача вибираються фіксованими.

5. Результати роботи можна використовувати спільно з іншими методами адаптації, зокрема адаптацією швидкості кодування, за поліномами компонентних кодів ТК, у системах із багатопараметричною адаптацією, що функціонують за умов повної або часткової апріорної невизначеності.

Список використаної літератури

1. Berrou C., Glavieux A., Thitimajshima P. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo-codes // Proc. Int. Conf. On Commun., ICC-93. Geneva, 1993. May. P. 1064–1070.

2. Dahlman E., Parkvall S., Skold J. 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband. Oxford: Academic Press is an imprint of Elsevier, 2011. 431 p.

3. Murach A. Elliptic pseudodifferential operators in the improved scale of spaces on a closed manifold // Ukrainian Mathematical Journal. 2007. 59. P. 874–893.

4. Mikhailets V., Murach A. Elliptic boundary-value problem in a two-sided improved scale of spaces // Ukrainian Mathematical Journal. 2008. 60. P. 574–597.

5. Koutsouvelis K. V., Dimakis C. E. Generating Turbo code s-random interleavers with application of the bubble search sorting method // Wireless Personal Communications. 2008. Vol. 46. P. 365–370.

6. Interleaver Design for Turbo Codes / H. R. Sadjadpour, N. J. A. Sloane, M. Salehi, G. Nebe // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2006. Vol. 19. P. 831–837.

7. Dolinar S., Divsalar D. Weight distribution for turbo codes using random and nonrandom permutations // The Telecommunications and Data Acquisition Progress (TDA) Progress Report 42–122, Jet Propulsion Lab. (JPL). 1995. P. 56–65.

8. Zaitsev S. V., Kazymyr V. V. Method of Adaptive Decoding in Case of Information Transmission in Condition of Influence of Deliberate Noise // Radioelectronics and Communications Systems. Allerton Press, Inc. New York, 2015. Vol. 58. P. 30–40.

9. Turbo Autoencoder: Deep learning based channel codes for point to point communication channels / Y. Jiang, H. Kim, H. Asnani [et al.] // In Advances in Neural Information Processing Systems. 2019. P. 2754–2764.

10. 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. New York, 2018. Vol. 61. P. 13–21.

11. Kujima S., Marti K., Ahn C. Adaptive Modulation and Coding Using Neural Network Based SNR Estimation // IEEE Access. 2019. Vol. 7. P. 183545–183553.

12. A Novel Algorithm to Design Rate-Adaptive Irregular LDPC Codes / R. Mahalakshmi, P. V. Bhuvaneshwari, C. Tharini [et al.] // Wireless Pers Commun. 2020. 113. P. 453–468.

13. Energy Optimization for Hybrid ARQ with Turbo Coding: Rate Adaptation and Allocation / B. Zhang, L. B. Milstein, P. Cosman // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2020. 69(10). P. 11338–11352

14. Berrou C. Codes and Turbo Codes. Springer, 2010. 415 p.

15. Vucetic B., Yuan J. Turbo Codes. Principles and Applications. Springer Science, 2000. 307 p.

S. Liventsev, O. Grigorenko

FORMALIZATION AND MODELING OF TURBOCODE ENCODING/DECODING PROCESSES FOR 5G COMMUNICATION SYSTEMS

Improving the energy characteristics in 4G and 5G mobile communication systems is provided by the use of adaptive control technology for encoding, modulation and power parameters. The paper considers promising adaptive coding schemes in mobile communication systems.

The article formalizes the process of optimizing the operation of the turbo code encoder and decoder by using adaptive selection of the size of state diagrams based on the proposed decoding uncertainty indicator.

In contrast to the known methods of TC adaptation, the size of the TC encoder/decoder state diagram is adaptive depending on the signal-to-noise ratio in the channel and the values of the normalized number of changes in the sign of the a posteriori-a priori logarithmic relations of the likelihood functions about the transmitted data bits of the turbo code decoder.

Analysis of the simulation results shows that the reliability of transmission is increased by choosing a rational size of the TC encoder/decoder state diagram.

The proposed formalization of the model of the TC functioning process is a further development of adaptive coding technologies while preserving the transmission system bandwidth and differs from those known in that various TC MLRS polynomials are used for adaptation, which determine the necessary structure and size of the TC encoder and decoder state diagram. The interleaver parameters are selected as fixed.

Simulation modeling was used to analyze the efficiency of optimizing the operation of the encoder and decoder of the turbo code by using adaptive size selection of state diagrams.

For comparison, the fourth-generation LTE-Advanced Mobile Communication Standard was chosen. The simulation was carried out in Visual Studio 2019 the data transmission system with Turbo codes, modulator (demodulator) OFDM, channel with additive Gaussian white noise (ABGN) was modeled.

The results of the work can be used in conjunction with other adaptation methods, such as coding rate adaptation, based on polynomials of TC component codes, in systems with multiparametric adaptation that function under conditions of complete or partial a priori uncertainty.

Keywords: modeling; noise-resistant encoding; turbo code; bandwidth; transmission reliability; uncertainty indicator.

