

DOI 10.31891/2307-5732-2018-267-6(1)-76-84  
УДК 621.396.96

Ю.М. БОЙКО, О.І. ЄРЬОМЕНКО, О.В. КОСТЕНКО  
Хмельницький національний університет

## АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ДЕКОДУВАННЯ САМООРТОГОНАЛЬНИХ КОДІВ У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ КАНАЛАХ ІЗ ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ

*Розглянуто основні принципи синтезу самоортогональних кодів. Наведено етапи модифікації самоортогональних кодів та описано принципи побудови структури синдрому для декодування. Описано методику оптимізації швидкості передачі інформації та займаної смуги частот телекомунікаційного каналу, за рахунок адаптації використаного декодера до його стану, в умовах реального комплексу завад. Проведено порівняння ефективності процесів м'якого та жорсткого декодування шляхом дослідження імітаційної схеми каналу передачі інформації з адитивним білим гаусівським шумом. Визначено ефективність багатопорогового декодування згорткових та блокових кодів з графіків завадостійкості у випадку зміни кількості ітерацій при декодуванні. Досліджено можливості адаптивного налаштування параметрів декодера, зокрема адаптивного налаштування порогу на різних ступенях ітерацій.*

*Ключові слова: телекомунікаційні технології, декодер, сигнально-кодова конструкція, адаптивне декодування.*

J.M. BOIKO, O.I. EROMENKO, O.V. KOSTENKO  
Khmelnytskyi National University

## ANALYSIS THE EFFECTIVENESS OF DECODING SELF-ORTOGONAL CODES IN TELECOMMUNICATION CHANNELS WITH PHASE KEYING MODULATION

*In this paper represents the basic principles of the synthesis of self-orthogonal codes. The stages of modification of self-orthogonal codes are considered and the principles of constructing a syndrome structure for decoding are described. The technique of optimizing the speed of information transmission and occupied band of frequencies of the telecommunication channel is described, due to the adaptation of the decoder used to its state in the conditions of the real complex of interferences. Comparison of the efficiency of soft and hard decoding processes is carried out by studying the simulation scheme of the channel of transmission of information with the additive white Gaussian noise. The efficiency of multi-threshold decoding of convolutional and block codes from noise immunity charts in case of change of the number of iterations during decoding is determined. The possibilities of adaptive adjustment of decoder parameters, in particular adaptive threshold setting at various stages of iteration, were investigated. The adaptive decoding mechanism is generally based on the fact that the multi-threshold decoder contains a set of information and verification branches, and thus allows you to manage redundancy by connecting or excluding checking branches. Then, the adaptation process was reduced to the receiver's assessment of the signal/noise ratio in the telecommunication channel and the adaptive selection based on such an estimate from a certain code set that would have the maximum code speed and provided the given reliability. The presence of a significant level of noise in the channel will necessitate the use of a powerful code with more decoding iteration. A low noise level will result in the need to use a less powerful code and a smaller number of decoding iterations. The proposed algorithm makes it possible adaptively to change the parameters of the encoder and the decoder under the state of the telecommunication channel, taking into account the intensity of the noise. The possibilities of practical realization of decoding from correction of independent errors, correction of error packages, diffuse codes that correct independent errors and error packs generated by code sequences of maximum length in particular and by application of adaptive algorithms are devoted.*

*Keywords: telecommunication technology, decoder, signal-code constructions, adaptive decoding.*

**Вступ.** Стрімкий розвиток телекомунікаційних технологій на сучасному етапі впровадження стандартів зв'язку четвертого і п'ятого поколінь, розвиток супутникового зв'язку, систем телеметрії тощо, ставить перед дослідниками цілком конкретні завдання які пов'язані із забезпеченням необхідних показників якості цифрових каналів передавання інформації [1]. Враховуючи дані обставинами, слід зазначити, що сучасні засоби телекомунікацій, крім високої стійкості до впливу завад та надійності при виправленні помилок, повинні мати надзвичайно високі швидкості при обробці даних. Ще один аспект який слід виділити – пошук оптимальних, в сенсі мінімізації часових і обчислювальних ресурсів кодеків та декодерів, є невід'ємною потребою перспективних засобів телекомунікацій. Розвиток телекомунікаційних стандартів і технологій зв'язку, таких як 4G (LTE), 5G, IEEE 802.3an (10G Ethernet), IEEE 802.15.3c, IEEE 802.11n (WiFi), IEEE 802.16e (WiMAX), систем супутникового зв'язку та передачі даних, телеметрії, систем цифрового телебачення форматів DVB-S, DVB-S2X, ISDB-Tmm, DVB-T2 та інші, спонукає дослідників до необхідності пошуку методів кодування/декодування, здатних функціонувати на швидкостях які досягають десятків ГГц при одночасному забезпеченні необхідного рівня завадостійкості [2]. В цьому випадку доцільна відмова від довгих каналів зворотного зв'язку, які безпосередньо впливають на зниження швидкості просування передачі даних. Крім того, реалізація схем декодування повинна по можливості уникати ситуації, коли об'єм обчислень на один декодований символ виявляється випадковою величиною і для проведення ефективного декодування слід будувати більш складні схеми декодерів.

Найбільш широке застосування на сучасному етапі розвитку телекомунікаційних технологій отримали такі способи кодування, як перевірка на парність (LDPC), коди Хеммінга, коди які містять циклічні перевірки для виявлення помилок, згорткові коди, каскадні коди, недвійкові коди, турбокоди і т. д. [3]. Вирішення завдань реалізації схем та алгоритмів декодування за умови уникнення ситуації коли об'єм

обчислень на один декодований символ виявляється випадковою величиною, можливий шляхом застосування методу порогового декодування який вперше був запропонований Д. Мессі. Досить актуальним на поточний момент є також метод багатопорогового декодування, який дозволяє декодувати дуже довгі коди з лінійною від довжини коду складністю виконання. Огляд літературних джерел [2–5] дозволяє констатувати, що багатопорогові декодери самоортогональних кодів є достатньо ефективним засобом вирішення завдань підвищення якості та швидкості декодування. Таким чином, необхідність вирішення негайних завдань теорії та практики використання завадостійких кодів у засобах телекомунікацій, утворює важливу науково-технічну задачу, яка полягає у пошуку методів мінімізації розмноження помилок у випадку порогового декодування, локалізацією пакетних помилок та синтез кодів з ефектом мінімального розмноження помилок які забезпечують високу якість передачі інформації у телеметричних та телекомунікаційних каналах передачі інформації.

У статті проведений огляд і вивчення методів багатопорогового декодування, розглянуто методи побудови та декодування довгих кодів. Особливу увагу приділено можливості практичного реалізації декодування з виправлення незалежних помилок, виправлення пакетів помилок, дифузних кодів, які виправляють незалежні помилки та пачки помилок утворені кодовими послідовностями максимальної довжини зокрема і шляхом застосування адаптивних алгоритмів.

#### Аналіз останніх досліджень і публікацій та принципи синтезу самоортогональних кодів

Серед кодів, що допускають порогове декодування, найбільше поширення знайшли самоортогональні коди [5]. Розглянемо принципи синтезу таких кодів. Згортковий код, для якого при будь-якому  $i=1,2,\dots,k_0$  система перевірок, яка контролює шумовий символ  $e_0^{(i)}$  який впливає на інформаційний символ в момент часу  $t=0$ , ортогональна відносно  $e_0^{(i)}$ , називається самоортогональним кодом. Слід зазначити, що усі самоортогональні коди допускають повну ортогоналізацію, тобто за допомогою мажоритарного декодування можна виправити усі помилки, виправлення яких гарантується мінімальною відстанню. Декодування самоортогональних кодів виконується за умови, що відповідним чином обрані символи синдромів ортогональні відносно  $e_u^{(i)}$  і у випадку декодування немає необхідності здійснювати лінійне перетворення символів синдромів для отримання складових перевірок. Таким чином, код є ортогональним тоді коли сукупність символів синдромів, які контролюють кожен інформаційний шумовий символ  $e_u^{(i)}$  (шумовий символ, який опинився в момент часу  $u$  у  $i$ -й прийнятій послідовності), ортогональна відносно  $e_u^{(i)}$ . Отже, якщо при будь-яких  $u \geq 1$  сукупність символів синдромів які контролюють  $e_u^{(i)}$ , ортогональна відносно  $e_u^{(i)}$ , тоді ця властивість ортогональності виконується і у випадку  $u = 0$  код є самоортогональним.

Утворення самоортогональних кодів здійснюється за допомогою породжувальних поліномів різниці трикутники яких не містять однакових елементів. Задамо поліном у виді  $G(x) = 1 + x + x^4 + x^6$ . Перевірочна матриця яка відповідає усіченим синдромам і шумовим послідовностям, для вибраного коду буде мати вигляд:

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Отриманий код буде самоортогональним так як множина компонентів  $s_i$  синдрому  $S$  містить в якості доданків помилку в першому інформаційному символі:

$$\begin{aligned} s_0 &= e_0 + e_{0v}; \\ s_1 &= e_0 + e_1 + e_{1v}; \\ s_4 &= e_0 + e_3 + e_4 + e_{4v}; \\ s_6 &= e_0 + e_2 + e_5 + e_6 + e_{6v}. \end{aligned} \quad (2)$$

Причому, компоненти синдрому є ортогональними відносно помилки  $e_0$ . У виразі (2) помилка  $e_i$  визначає помилку у  $i$ -му інформаційному символі, а  $e_{iv}$  -  $i$ -му перевірконому символі.

Модифікацією ортогональних кодів є ортогоналізовані коди. Загалом саме з ортогоналізованими кодами будуть проведені дослідження підвищення ефективності декодування інформації в засобах телекомунікацій. Тому доцільно розглянути принципи їх побудови, враховуючи особливості синтезу самоортогональних кодів. Особливість ортогоналізованих кодів полягає в тому, що вони піддаються пороговому декодуванню [3–6]. Порівняно з розглянутими самоортогональними кодами дані коди можуть

мати при заданій мінімальній відстані (або числі ортогональних перевірок) менше кодове обмеження і володіють більш значною коригуючою здатністю. Основна проблема у випадку синтезу таких кодів, полягає в тому, що вони будуються методом перебору, а отже потенційно повинні мати нескінчену глибину поширення помилок. Ортогоналізований код з мінімальною відстанню  $d$  (або  $J=d-1$  ортогональними перевірками) – це код, який допускає побудову для кожного інформаційного символу який входить в декодуваний блок,  $J$  складових перевірок які є лінійними комбінаціями символів синдромів [2–5].

Розглянемо синтез ортогоналізованого коду для проведення досліджень окреслених в меті статті. Код має швидкість  $R=1/2$  і кодове обмеження  $n_A=12$ . У випадку порогового декодування з оберненими зв'язками цього коду з використанням лінійного перетворення символів  $s_0^{(2)}, s_1^{(2)}, \dots, s_5^{(2)}$ , які формуються в моменти часу від 0 до 5, побудуємо складові перевірки:

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0^{(2)} \\ s_1^{(2)} \\ s_2^{(2)} \\ s_3^{(2)} \\ s_4^{(2)} \\ s_5^{(2)} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Синдром  $S$  і шумові символи  $e_u^{(i)}, u=0, \dots, 5, i=1, 2$  пов'язані між собою наступними матричними співвідношеннями [2–6]:

$$S = \begin{bmatrix} s_0^{(2)} \\ s_1^{(2)} \\ s_3^{(2)} \\ s_1^{(2)} \\ s_4^{(2)} \\ s_5^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & & & & & & & & & & & \\ & 0 & 1 & & & & & & & & & \\ & & & 0 & & & & & & & & \\ & & & & 0 & & & & & & & \\ & 1 & 0 & 0 & 1 & & & & & & & \\ & & & & & & & & 1 & & & \\ & & & & & & & & & & & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_0^{(1)} \\ e_1^{(1)} \\ e_2^{(1)} \\ e_3^{(1)} \\ e_4^{(1)} \\ e_5^{(1)} \\ e_0^{(2)} \\ e_1^{(2)} \\ e_2^{(2)} \\ e_3^{(2)} \\ e_4^{(2)} \\ e_5^{(2)} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

За допомогою лінійного перетворення синдрому  $S$  знаходимо величини  $A_v, v=1, 2, 3, 4$  [2–6]:

$$\begin{aligned} A_1 &= s_0^{(2)} = e_0^{(1)} && + e_0^{(2)}, \\ A_2 &= s_3^{(2)} = e_0^{(1)} && + e_3^{(1)} && + e_3^{(2)}, \\ A_3 &= s_1^{(2)} = e_0^{(1)} + e_1^{(1)} && + e_4^{(1)} && + e_4^{(2)}, \\ A_4 &= s_4^{(2)} + s_1^{(2)} = e_0^{(1)} + e_2^{(1)} && + e_5^{(1)} + e_1^{(2)} && + e_5^{(2)}. \end{aligned} \quad (5)$$

Лінійне перетворення за допомогою якого по синдрому  $S$  будемо знаходити величини  $A_v$ , називають правилом ортогоналізації. Отримані даним правилом величини  $A_v$  будуть складовими перевірками. Якщо провести аналіз складових перевірок (5), то встановлюємо, що вони володіють наступною властивістю: шумовий символ  $e_0^{(1)}$ , який впливає на інформаційний символ в момент часу  $t=0$  входить в усі складові перевірки  $A_v, v=1, 2, 3, 4$ , коли в той же час будь-який інший шумовий символ входить не більше ніж в одну з даних перевірок. Така сукупність складових  $\{A_v\}$  називається ортогональною відносно  $e_0^{(1)}$ .

Повертаючись до виразу (3) наступне лінійне перетворення синдрому з (4) дозволяє побудувати систему складових перевірок, ортогональних відносно  $e_0^{(1)}$ .

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0^{(2)} \\ s_1^{(2)} \\ s_2^{(2)} \\ s_3^{(2)} \\ s_4^{(2)} \\ s_5^{(2)} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

Лінійне перетворення за допомогою якого за синдромом знаходять складові перевірки, при декодуванні з оберненим зв'язком звичайно задають матрицею розміру  $J \times (m+1)$ . Кожен стовбець цієї матриці лінійного перетворення містить не більше одного ненульового елемента, а для самоортогональних кодів не більше ніж один ненульовий елемент входить і в кожну стрічку цієї матриці. У випадку самоортогональних кодів матриця лінійного перетворення визначається однозначно побудовою структури синдрому. Крім того, у випадку завдання ортогоналізованих кодів необхідно вказувати не лише породжувальний багаточлен, але і лінійне перетворення за допомогою якого за синдромом обчислюються складові перевірки.

Підсумовуючи вищезазначене слід відмітити, що побудова ортогоналізованих кодів і лінійних перетворень для її ортогоналізації здійснюється повністю методом перебору.

У ході дослідження доцільно розглянути основні аспекти синтезу декодера самоортогональних кодів.

Синтез багатопорогового декодера будемо здійснювати шляхом застосування ітеративного алгоритму, що загалом дозволить наблизити схемну реалізацію декодера до оптимальної в широкому діапазоні кодівих швидкостей і рівнів шуму в телекомунікаційному каналі. Реалізація багатопорогового декодера повинна проводитись таким чином, щоб за швидкодією синтезовані схеми не програвали пороговим [3]. Саме ця обставина, створює можливості для застосування таких схем декодерів у сучасних високошвидкісних телекомунікаційних стандартах зв'язку.

Використаємо двійковий лінійний систематичний блоковий та згортковий самоортогональний код, який застосовується у телекомунікаційному каналі для передачі  $k$  повідомлень з двійкових символів. Після кодування загальна кількість символів буде дорівнювати  $n$  ( $n > k$ ). Нехай внаслідок передавання даної інформації у каналі з фазовою маніпуляцією (двійковий симетричний канал), декодер внаслідок наявності шумів і завад отримає замість кодового слова  $\bar{C}_0$ , спотворене шумами повідомлення  $\bar{Y}$  довжиною  $n$ . Обчислюємо синдром  $\bar{S} = \bar{Y}H^T$  прийнятого з повідомлення і для кожного інформаційного символу  $i_j$ ,  $1 \leq j \leq k$  виділимо множину  $\{S_{jk}\}$  елементів синдрому з номерами  $\{j_k\}$  які будуть перевірками відносно символу  $u_j$ . Нехай ця множина містить в якості доданку помилку  $e_j$  в кожному символі. Схему декодера представимо на рис. 1 [6]. Введемо додатково двійковий вектор  $\bar{D}$  довжиною  $k$  який буде різницеvim. В початковому стані приймемо його значення рівним нулю. Будемо в цьому регістрі відмічати зміни інформаційних символів з метою запам'ятовування декодером прийнятого з каналу повідомлення і обчислення в необхідний момент різниці між прийнятим повідомленням і кодовим словом яке розташоване в інформаційному регістрі.

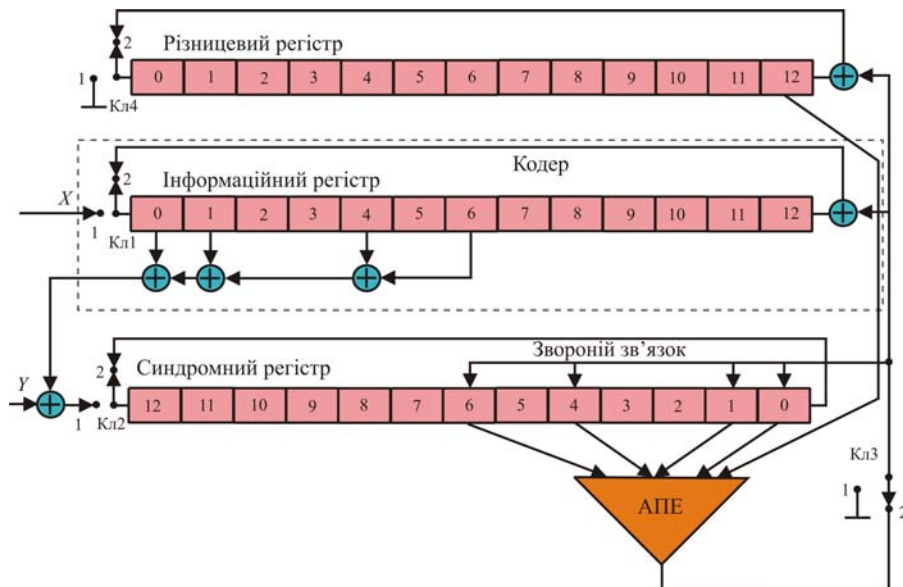


Рис. 1. Схема багатопорогового декодера блокового самоортогонального коду ( $R=1/2$ ,  $d=5$ ,  $n=26$ ): АПЕ – адаптивний пороговий елемент (RLS, LMS)

Алгоритм декодування проводимо шляхом обчислення для довільно взятого символу  $u_j$  функції правдоподібності  $L_j$  яка, загалом, має бути залежна від перевірок  $S_{jk}$  символу та  $j$ -го елемента вектору  $\bar{D}$ :

$$L_j = \sum_{\{j_k\}} S_{j_k} + d_j. \quad (7)$$

Загальна кількість доданків у формулі (7) повинна бути рівна кодівій відстані  $d$ . У випадку коли  $L_j > T$  ( $T = (d-1)/2$  – порогове значення), символ  $u_j$ , перевірки  $\{S_{jk}\}$  і символ  $d_j$  інвертуються і далі

вибирається інший символ  $u_m$  ( $m \neq j$ ). Для цього символу аналогічно обчислюємо суму  $L_m$  і т.д. Якщо  $L_j \leq T$ , то відразу виконуємо перехід до чергового символу  $u_m$ .

Вищеприписана ситуація використовується в класичній схемі багатопорогового декодування [6]. В роботі пропонується встановлювати поріг адаптивно. Основною метою адаптивного кодування є забезпечення необхідної достовірності передачі інформації (ймовірність помилки в прийнятих даних повинна бути не більше заданої) при мінімальній надлишковості завадостійкого коду. Таке кодування дозволяє збільшити швидкість передачі інформації або зменшити займану смугу частот за рахунок адаптації використаного кодера до стану телекомунікаційного каналу. Ідея адаптації полягає в тому, що приймач оцінює відношення сигнал/шум в телекомунікаційному каналі і на підставі цієї оцінки вибирає із заданої множини код, який має максимальну кодову швидкість і забезпечує задану достовірність. Слід зазначити, що такий процес безпосередньо пов'язаний із вибором типу цифрової модуляції тобто побудови сигнально-кової конструкції (СКК).

Важливо також зазначити, що запропонований алгоритм багатопорогового декодування дозволяє здійснювати налаштування декодера для мінімізації ймовірності помилки коригуванням в певному діапазоні змін значень порогів  $T_i$ . Причому, значення порогу пропонується проводити адаптивно, а саме на перших ітераціях декодування збільшувати величину порогу. В даному випадку пороговий елемент на перших ітераціях буде вносити меншу кількість власних помилок в повідомлення яке передається наступним ітераціям. Такий підхід, як показали дослідження представлені нижче, дозволяє значно підвищити загальну ефективність схеми декодера. Слід також зазначити, що багатопороговий декодер може модифікуватись для сумування перевірок в (7) з деякими коефіцієнтами. Дану обставину використаємо для моделювання схеми декодера у випадку м'яких рішень, коли додаткові вихідні біти підвищують надійність прийняття рішення. Вираз для обчислення функції правдоподібності  $L_j$  представимо наступним чином:

$$L_j = \sum_{\{j_k\}} S_{j_k} w_{j_k} + d_j w_j, \tag{8}$$

де  $S_{j_k}$  – коефіцієнти надійності перевірки  $S_{j_k}$ ;  $w_j$  – коефіцієнти надійності прийнятого символу  $u_j$ .

Для порівняння ефективності процесів м'якого та жорсткого декодування представимо результати дослідження імітаційної схеми каналу передачі інформації з адитивним білим гаусівським шумом. Шум оцінюємо гаусівською випадковою величиною з нульовим середнім і дисперсією  $\sigma^2 = 1/(2E_b / N_0)$ , причому ймовірність помилки в каналі від відношення сигнал/шум буде:

$$p = \Phi\left(\sqrt{2 \frac{E_b}{N_0}}\right), \text{ і } \Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt. \tag{9}$$

Джерелом інформаційного потоку використано генератор випадкових чисел Bernoulli Random Binary Generator, згортковий кодер Convolutional Encoder, QPSK-модулятор та демодулятор і декодер Вітербі який може працювати як у «жорсткому», так і у «м'якому» режимі декодування (на рис. 2 показаний варіант схеми у випадку «м'якого» декодування).

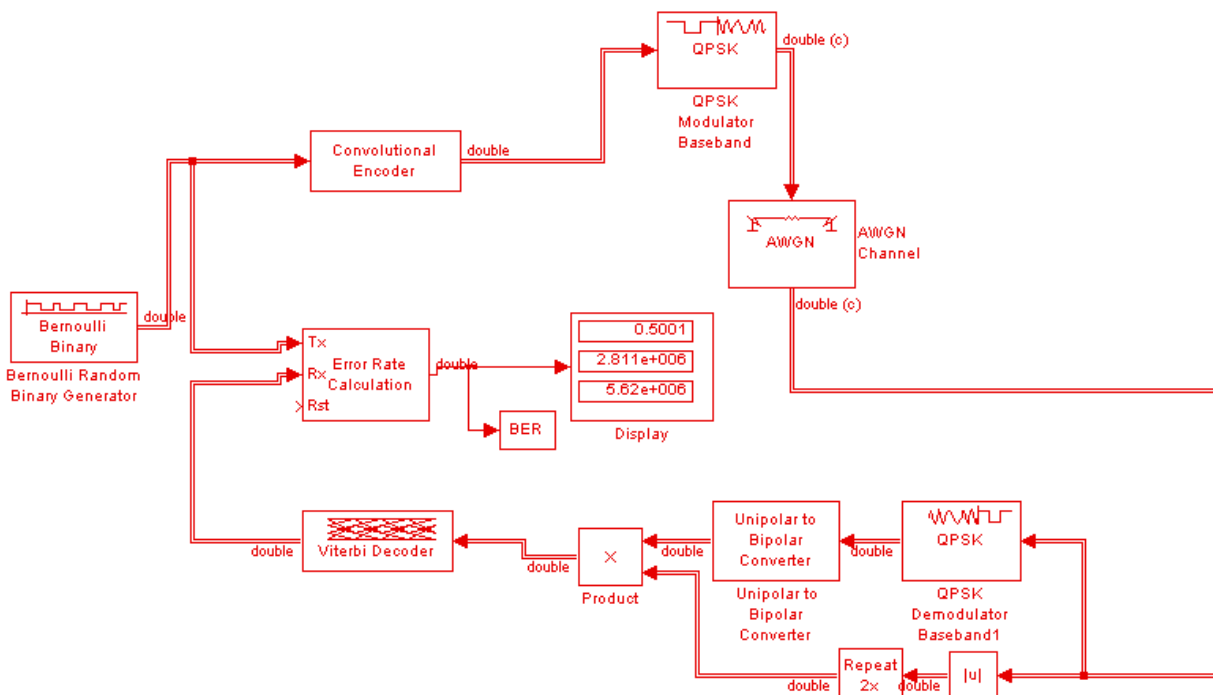


Рис. 2. Імітаційна схема телекомунікаційного каналу з QPSK-модуляцією та згортковим кодуванням

Результати моделювання схеми представлено на рис. 3 у вигляді симуляції залежностей завадостійкості у випадку застосування процедур м'якого та жорсткого декодування по Вітербі за допомогою інструмента Matlab BERTool.

Отримані результати дозволяють зробити наступні висновки: використання "м'якого" декодування згорткових кодів при  $E_b / N_0 = 10^{-2} \dots 10^{-3}$  дає додатковий приріст енергетичного виграшу кодування (ЕВК) до 2 дБ. Найбільш раціональним є введення "м'якого" рішення при декодуванні по алгоритму Вітербі (Soft на рис. 3). Складність декодера зростає при цьому незначним чином. Складність декодерів при введенні м'якого декодування зростає практично в  $\log_2 Q$  разів ( $Q$  — кількість рівнів квантування). Саме тому часто при декодуванні обмежуються компромісним рішенням, використовуючи режим роботи із стираннями ( $Q=4$ ), що дає збільшення ЕВК близько 1 дБ при невеликому ускладненні декодера. В каналах з когерентною фазовою маніпуляцією і неоднозначністю фази доцільне застосування прозорих до неоднозначності кодів. Це дозволяє істотно понизити втрати ЕВК при стрибках фази носійної.

Отриманий результати досить важливий з точки зору розгляду питань, які окреслено для розгляду в статті.

**Визначення ефективності багатопорогових схем декодування блокових та згорткових самоортогональних кодів в телекомунікаційних каналах з фазовою маніпуляцією**

У випадку порогового декодування згорткових кодів помилки виправляються послідовно спочатку в 1-му прийнятому блоці довжиною, наприклад  $n_0$ , далі у другому і т. д. [3, 6]. При цьому коригувальна здатність коду визначаються тим, як виправляються помилки в 1-му блоці, так як після виправлення помилок в 1-му блоці виправлення помилок в наступних блоках здійснюється так само. Отже, при дослідженні порогового декодування згорткових кодів, обмежувались дослідженням впливу структури синдромів і матриці на декодування лише 1-го блоку. Крім того, враховували, що усі самоортогональні коди допускають повну ортогональність, тобто за допомогою мажоритарного декодування можуть бути виправлені всі помилки, виправлення яких гарантується мінімальною кодовою відстанню.

Оцінювання ймовірності помилок багатопорогового декодера проводилось за допомогою наступних виразів:

$$p_b = (1-p) \sum_{i=T+1}^J C_J^i P^i (1-P)^{J-i} + p \sum_{i=J-T}^J C_J^i P^i (1-P)^{J-i}. \tag{10}$$

де  $p$  — ймовірність спотворення біту в телекомунікаційному каналі;  $J$  — кількість доданків породжувального поліному ( $J = d - 1$  і  $d$  — кодова відстань);  $P = \frac{1 - (1 - 2p)^{J(n-1)}}{2}$  — ймовірність помилковості перевірки;  $T$  — величина порога на пороговому елементі, яку задавали як  $T = \frac{d-1}{2}$  (для швидкостей  $R = 1/n$  і  $R = (n-1)/n$ ).

У випадку моделювання декодерів які містять зворотній зв'язок, для оцінювання ймовірності помилки на біт  $p_b$  використовували наступні формули:

$$p_b = \begin{cases} \sum_{i=(d+1)/2}^d C_d^i p^i (1-p)^{d-i}; \\ 0,5 C_d^{d/2} p^{d/2} (1-p)^{d/2} + \sum_{i=(d/2)+1}^d C_d^i p^i (1-p)^{d-i}; \\ \Phi(\sqrt{2dE_b / N_0}). \end{cases} \tag{11}$$

В системі (11) перші рівняння справедливе для дискретного симетричного каналу при непарному  $d$ , друге — за парних  $d$ , третє для каналу з білим гаусівським шумом. В системі (11)  $d$  — кодова відстань,  $p$  —

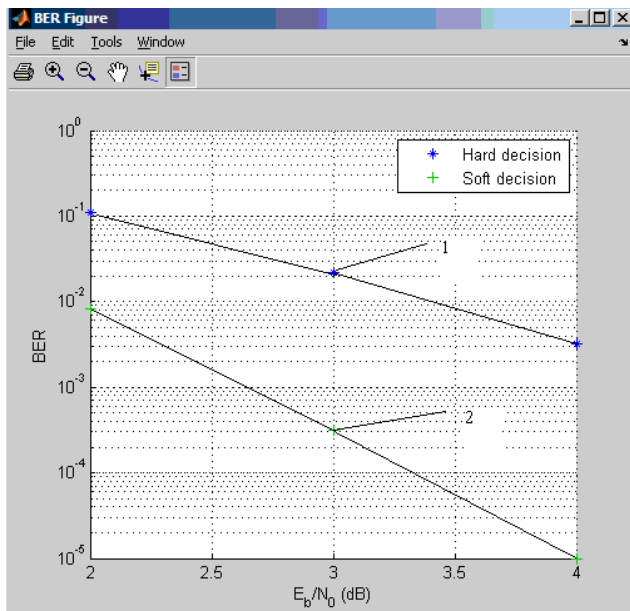


Рис. 3. Залежності завадостійкості системи зв'язку з фазовою маніпуляцією та загортковим кодуванням у випадку декодування по Вітербі, де (1) – жорстке рішення; (2) – м'яке рішення

ймовірність помилки на виході декодера;  $E_b / N_0$  – відношення сигнал/шум в телекомунікаційному каналі;  $\Phi(x)$  – інтеграл ймовірності формула (9).

Для дослідження використані коди з мінімальною кодовою відстанню  $d$ , від 3 до 17. Формували коди із швидкостями 1/2, 2/3, 1/3, 4/6, 4/7, 4/8, 4/9, 4/10, 4/11, 4/12 довжиною до 100000 бітів.

На рис. 4, 5 представлено характеристики багатопорогового декодера у AGWN-каналі при використанні 16-рівневого квантування.

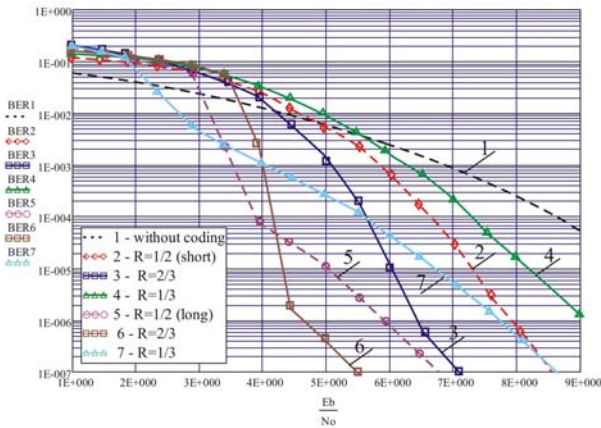


Рис. 4. Графіки завадостійкості багатопорогового декодера для коротких (short) і довгих (long) блокових кодів в каналі з фазовою маніпуляцією (BPSK, жорстке декодування)

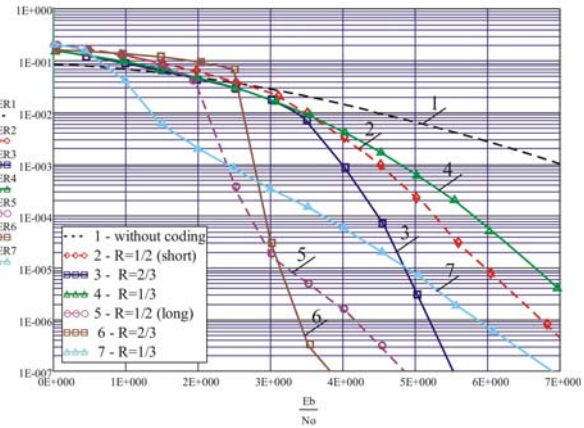


Рис. 5. Графіки завадостійкості багатопорогового декодера блокових самоортогональних (коротких (short) і довгих (long)) кодів, м'яке рішення, AGWN-канал

З рис. 4 та 5 визначаємо, що використання довгих кодів дозволяє досягти ефективність декодера максимальної правдоподібності, а перехід до “м’яких” рішень демодулятора дозволяє підвищити ЕВК до 2 дБ у порівнянні з “жорсткими” рішеннями.

На рис. 5 та 6 представлено графіки завадостійкості багатопорогового декодера самоортогональних кодів в дискретному симетричному каналі (СКК на основі BPSK) та AGWN-каналі.

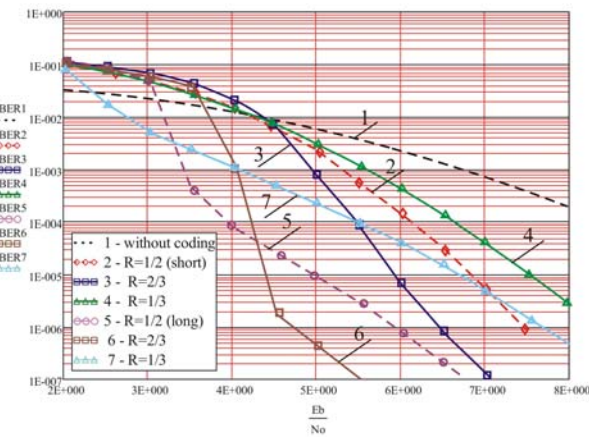


Рис. 6. Графіки завадостійкості багатопорогового декодера самоортогональних коротких і довгих згорткових кодів для сигнально-кодової конструкції з фазовою маніпуляцією (дискретний-симетричний канал)

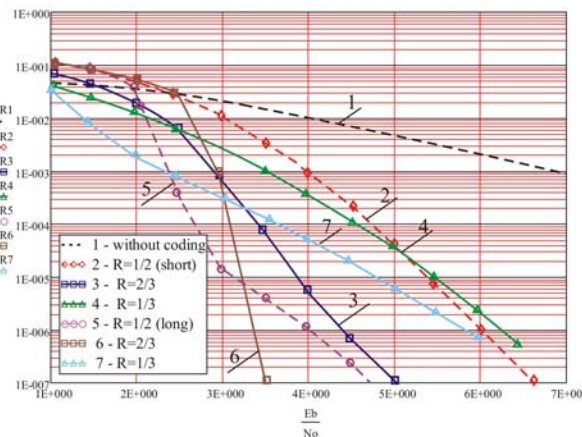


Рис. 7. Графіки завадостійкості багатопорогового декодера коротких і довгих самоортогональних згорткових кодів у AGWN-каналі

Аналіз отриманих графіків (рис. 6 та рис. 7) дозволяє зробити висновок щодо приблизної рівності ефективності багатопорогових декодерів блокових і згорткових кодів. Отримання результату у підвищенні ефективності може лежати в площині оптимізації порогових елементів та зміни кількості ітерацій при декодуванні. Крім того, отримані результати багатопорогового декодування свідчать щодо переваги таких схем над схемами декодерів Вітербі навіть у випадку високого рівня шуму в телекомунікаційному каналі (рис. 3).

На рис. 8 та рис.9 представлено результати моделювання багатопорогових декодерів в телекомунікаційних каналах з багатопозиційною фазовою маніпуляцією у випадку винесення “жорсткого” рішення демодулятором. В процесі дослідження використовували блокові і згорткові самоортогональні коди із швидкостями 4/5, 7/8 ( $d=9$ ) у випадку використання сигналів типу 16QAM 256QAM (“жорстке” рішення демодулятора). В якості довгих кодів було використано коди з мінімальною ймовірністю розмноження помилок і  $n=500$ , а порівняння проводилось із кодами Ріда-Соломона (РС) які досить поширені у телекомунікаційних системах. Графіки побудовано в координатах, як залежність ймовірності спотворення символу  $P_q$  від середньої ймовірності помилки на символ  $P_s$  після декодування. Для досягнення оптимального рішення багатопороговий декодер здійснював  $5 \div 15$  ітерацій декодування прийнятого повідомлення.

Результати моделювання вказують на те, що багатопороговий декодер забезпечує кращі характеристики у порівнянні з РС-кодами [7, 8]. Як показали дослідження такий результат суттєво проглядається за невеликих значень  $q$ , завдяки більшій довжині  $n$  використаних кодів і достатньо задовільній збіжності рішень багатопорогового декодера до рішень оптимального декодера (на рис. 6–9 оптимальні рішення умовно не показані).

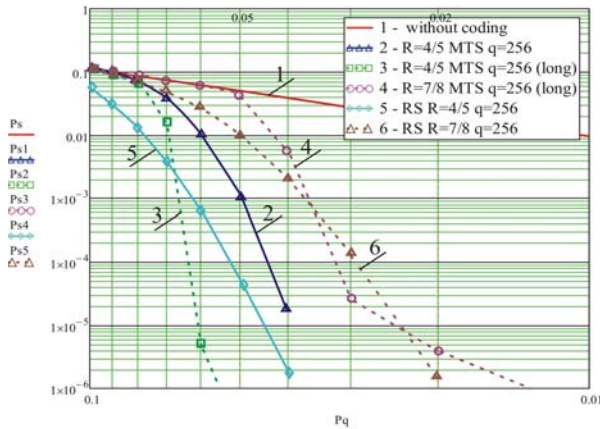


Рис. 8. Графіки завадостійкості багатопорогового декодера для коротких і довгих блокових самоортогональних кодів:  $q$  – кількість рівнів квантування виходу демодулятора;  $R$  – швидкість кодування (4/5; 7/8); MTS (many threshold schemes) – багатопорогова схема декодування; RS – код Ріда Соломона

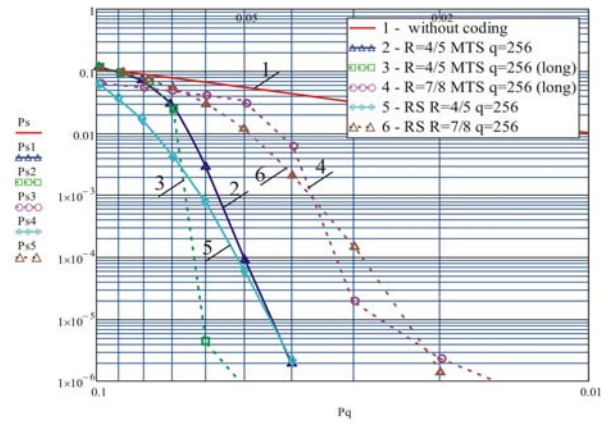


Рис. 9. Графіки завадостійкості багатопорогового декодера для коротких і довгих згорткових самоортогональних кодів:  $q$  – кількість рівнів квантування виходу демодулятора;  $R$  – швидкість кодування (4/5; 7/8); MTS (many threshold schemes) – багатопорогова схема декодування; RS – код Ріда Соломона

На рис. 10 та рис. 11 представлено графіки завадостійкості багатопорогових декодерів за умов застосування алгоритму адаптивного декодування багатопороговим декодером у телекомунікаційному каналі з СКК на основі BPSK і QPSK для забезпечення ймовірності помилки декодування неменше  $10^{-6}$ . Механізм адаптивного декодування загалом ґрунтується на тому, що багатопороговий декодер містить сукупність інформаційних та перевірочних гілок, а отже дозволяє керувати надлишковістю шляхом підключення або виключення перевірочних гілок. Тоді процес адаптації зводили до оцінювання приймачем відношення сигнал/шум в телекомунікаційному каналі та адаптивному виборі на основі такої оцінки з певної множини коду, який би володів максимальною кодовою швидкістю і забезпечував задану достовірність. Наявність в каналі значного рівня шуму буде спричиняти необхідність застосування потужного коду з більшою кількістю ітерацій декодування і навпаки, низький рівень шумів буде спричиняти необхідність використання менш потужного коду та меншу кількість ітерацій декодування. Таким чином, запропонований алгоритм дає можливість адаптивно змінювати параметри кодеру та декодера під стан телекомунікаційного каналу враховуючи інтенсивність завад. Для проведення такої адаптації використовували алгоритми адаптації (LMS, RLS, Kalman) з метою визначення відношення сигнал/шум в телекомунікаційному каналі зв'язку.

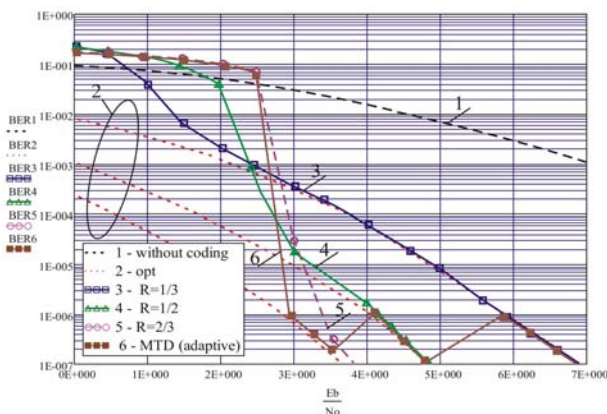


Рис. 10. Характеристики адаптивного багатопорогового декодера в AGWN-каналі для довгих блокових кодів

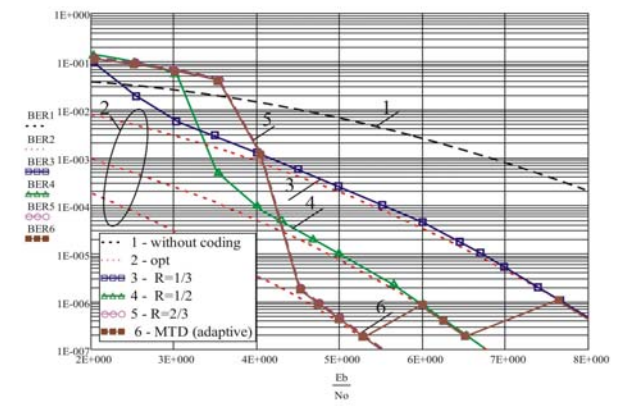


Рис. 11. Характеристики завадостійкості адаптивного багатопорогового декодера (BPSK) для довгих згорткових кодів

Спостерігаємо досить задовільне наближення кривої завадостійкості до кривої оптимального декодера (2-opt).

### Висновки

Дослідження схем декодування самоортогональних кодів дозволило встановити, що в результаті обробки цифрових кодованих потоків даних ймовірний випадок коли в процесі роботи декодера відбулося припинення інформаційних символів, а оптимальне рішення при детектуванні ще не досягнуто. Крім того



внаслідок виникнення проблеми пов'язаної з ефектом розмноження помилок, на наступних ітераціях декодування декодер буде працювати з потоками помилок у вигляді пакетів які виникають від попередніх ітерацій. Дані обставини суттєво впливають на ефективність спрацювання всього декодера. Основним способом зменшення ефекту розмноження помилок є способи пов'язані з застосуванням кодів, які характеризуються малим зменшенням перетинів множин помилок, що входять в перевірки відносно різних інформаційних символів. Інший спосіб, ґрунтується на використанні адаптивного налаштування параметрів декодера, зокрема адаптивного налаштування порогу на різних ступенях ітерацій. Аналіз графіків на рис. 4-9 дозволяє констатувати, що застосування багатопорогового декодера для декодування коротких кодів практично не впливає на підвищення енергетичного виграшу в порівнянні з пороговим декодером [6]. Використання кодів з малим ефектом розмноження помилок та адаптивного декодера забезпечує декодування, яке наближається до оптимального, що дозволило збільшити ЕВК до 2,5 дБ ( $BER=10^{-6}$ ). Крім того, дослідження показали, що багатопороговий декодер за однакової ефективності з турбокодами [7, 9, 10] буде майже в  $10\div 100$  разів швидше.

### Література

1. Бойко Ю. М. Теоретичні аспекти підвищення завадостійкості й ефективності обробки сигналів в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікаційних систем за наявності завод : монографія / Ю. М. Бойко, В. А. Дружинін, С. В. Толюпа. – Київ : Логос, 2018. – 227 с.
2. Моргун О. А. Дослідження особливостей згортального кодування інформації у високошвидкісних системах цифрового зв'язку / О. А. Моргун // Системи обробки інформації. – 2012. – № 5. – С. 42–46.
3. Liu Y. Multi-threshold bit flipping algorithm for decoding structured LDPC codes / Y. Liu, X. Niu, M. Zhang // IEEE Communications Letters. – 2015. – Т. 19. – № 2. – С. 127–130.
4. Tashatov N. et al. Multilevel Multithreshold Decoding of Self-Orthogonal Codes for High-Speed Communications / N. Tashatov // Proc. of the 2nd International Conference on Innovative Trends in Multidisciplinary Academic Research (ITMAR-2015). – 2015. – Т. 2. – С. 187–190.
5. Grinchenko N. Improving performance of multithreshold decoder over binary erasure channel / N. Grinchenko, A. Gromov, G. Ovechkin // Embedded Computing (MECO), 6th Mediterranean Conference on. – IEEE, 2017. – С. 1–4.
6. Zolotaryov V. V. et al. Soft decision decoding techniques in multithreshold decoding of self-orthogonal codes / V. V. Zolotaryov // Digital Signal Processing (DSP), 18th International Conference on. – IEEE, 2013. – С. 1–4.
7. Бойко Ю. М. Дослідження ефективності алгоритмів канального кодування в захищених телекомунікаційних системах передавання інформації / Ю. М. Бойко, Д. А. Макаришкін, О. І. Пасічник // Зв'язок : загальногалуз. наук.-вироб. журн. – Київ, 2016. – № 5. – С. 56–67.
8. Boiko J. Signal processing in telecommunications with forward correction of errors / J. Boiko, O. Eromenko // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. – 2018. – Vol. 11. – № 3. – С. 868–877.
9. Boiko J. Productivity of telecommunication systems with modified signal-code constructions / J. Boiko, I. Kovtun, S. Petrashchuk // Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T), 4th International. – IEEE, 2017. – С. 173–178.
10. Бойко Ю. М. Дослідження способів завадостійкого кодування для захисту від помилок у цифрових каналах передавання інформації / Ю. М. Бойко, Д. А. Макаришкін, С. В. Івчун // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2013. – № 2. – С. 188–195.

### References

1. Boiko Yu. M. Teoretychni aspekty pidvyshchennia zavadostiikosti y efektyvnosti obrobky syhnaliv v radiotekhnichnykh prystroiakh ta zasobakh telekomunikatsiinykh system za naiavnosti zavod : monohrafiia / Yu. M. Boiko, V. A. Druzhynin, S. V. Toliupa. – Kyiv : Lohos, 2018. – 227 s.
2. Morhun O. A. Doslidzhennia osoblyvostei zghortalnoho koduvannia informatsii u vysokoshvydkisnykh systemakh tsyfrovoho zviazku / O. A. Morhun // Systemy obrobky informatsii. – 2012. – № 5. – S. 42–46.
3. Liu Y. Multi-threshold bit flipping algorithm for decoding structured LDPC codes / Y. Liu, X. Niu, M. Zhang // IEEE Communications Letters. – 2015. – Т. 19. – № 2. – S. 127–130.
4. Tashatov N. et al. Multilevel Multithreshold Decoding of Self-Orthogonal Codes for High-Speed Communications / N. Tashatov // Proc. of the 2nd International Conference on Innovative Trends in Multidisciplinary Academic Research (ITMAR-2015). – 2015. – Т. 2. – S. 187–190.
5. Grinchenko N. Improving performance of multithreshold decoder over binary erasure channel / N. Grinchenko, A. Gromov, G. Ovechkin // Embedded Computing (MECO), 6th Mediterranean Conference on. – IEEE, 2017. – S. 1–4.
6. Zolotaryov V. V. et al. Soft decision decoding techniques in multithreshold decoding of self-orthogonal codes / V. V. Zolotaryov // Digital Signal Processing (DSP), 18th International Conference on. – IEEE, 2013. – S. 1–4.
7. Boiko Yu. M. Doslidzhennia efektyvnosti alhorytmiv kanalnogo koduvannia v zakhyshchennykh telekomunikatsiinykh systemakh peredavannia informatsii / Yu. M. Boiko, D. A. Makaryshkin, O. I. Pasichnyk // Zviazok : zahalnohaluz. nauk.-vyrob. zhurn. – Kyiv, 2016. – № 5. – S. 56–67.
8. Boiko J. Signal processing in telecommunications with forward correction of errors / J. Boiko, O. Eromenko // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. – 2018. – Vol. 11. – № 3. – С. 868–877.
9. Boiko J. Productivity of telecommunication systems with modified signal-code constructions / J. Boiko, I. Kovtun, S. Petrashchuk // Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T), 4th International. – IEEE, 2017. – S. 173–178.
10. Boiko Yu. M. Doslidzhennia sposobiv zavadostiikoho koduvannia dlia zakhystu vid pomylrok u tsyfrovyykh kanalakh peredavannia informatsii / Yu. M. Boiko, D. A. Makaryshkin, S. V. Ivchun // Visnyk Khmelnytskoho natsionalnoho universytetu. Tekhnichni nauky. – 2013. – № 2. – S. 188–195.

Рецензія/Peer review : 9.10.2018 р.

Надрукована/Printed : 22.11.2018 р.  
Прорецензовано редакційною колегією