

УДК 519.816
DOI: 10.31891/2219-9365-2020-65-1-11

ПЯТИН І. С., БОЙКО Ю. М.
Хмельницький національний університет

МЕТОДИКА ПОЛЯРНОГО КОДУВАННЯ В 5G МОБІЛЬНИХ ЗАСОБАХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ З БАГАТОПОЗИЦІЙНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

Полярний код застосовується для керуючої інформації низхідної лінії зв'язку і висхідної лінії зв'язку (DCI/UCI) для розширеного мобільного широкосмугового зв'язку (eMBB), а також для широкомовного каналу (BCH). Схема канального кодування представляє собою комбінацію виявлення помилок, виправлення помилок, узгодження швидкості, переміщення бітів і відображення інформації на фізичні канали управління або транспортного рівня. У статті досліджена модель низхідної лінії зв'язку з полярним кодуванням і видами модуляції (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM) по каналу передачі з AWGN. Досліджено завадостійкість схем з полярним кодуванням та різними кодовими швидкостями. Проаналізована структурна схема моделі прийняття рішення про режим модуляції цифрової системи зв'язку. Досліджені залежності BER від ефективної швидкості полярного коду з різними видами модуляції. На основі отриманих залежностей розроблений алгоритм вибору виду модуляції для кодової швидкості $R=0,5$.

Ключові слова: полярний код, канальне кодування, генераторний поліном, модуляція, технологія 5G.

PYATIN I., BOIKO J.
Khmelnytskyi National University

POLAR CODING TECHNIQUE IN 5G MOBILE TELECOMMUNICATIONS WITH MULTI-POSITION MODULATION

This article discusses the polar code coding model for 5G technology, from code concatenation through interleaving functions to rate allocation and matching schemes for a particular polar code. The aim of this work is to compare polar codes that are used with different types of modulation and to investigate the dependence of the bit error rate (BER) on the effective code rate. On the basis of the obtained dependencies, the concept of choosing the type of modulation for a cellular digital communication system has been developed. Construction of the polar code includes identifying the channel reliability values associated with each bit to be encoded. This identification can be efficiently performed taking into account the length of the code and the specific signal-to-noise ratio. However, 5G provides for different code lengths, rates and channel conditions, and it is not possible to use different reliability vectors for each parameter combination. Polar codes are easy to implement, have a low complexity of description, while retaining good error correction performance in many code and channel parameters. Polar codes are used for the downlink and uplink control information (DC/UCI) for the enhanced mobile broadband (eMBB) case and for the broadcast channel (BCH). An alternative channel coding scheme for eMBB channel data that can be used as a flexible LDPC coding concept for all block sizes. One of the main problems with SC decoding is the problem of latency, mainly due to the fact that the information bits need to be decoded one at a time. To reduce the delay in SC decoding, you can group the processing of multiple bits to speed up the decoding process. Unlike LDPC codes, which are usually decoded as a graphical representation of a parity check matrix, decoding of polar codes is performed in a graphical representation of a generator matrix. Modern wireless communication systems often require knowledge of the signal to noise ratio (SNR) at the receiver. For example, SNR estimates are commonly used in mobile transmission power control schemes, service and adaptive modulation, and soft decoding procedures. Compared with the traditional satellite communication system, the mode of the adaptive communication system is no longer fixed, unchanged. For example, a high efficiency modulation mode and a high data rate are used in ideal channel conditions, while a low efficiency modulation mode is introduced at a low SNR. It is this concept that is explored in the manuscript.

Keywords: polar code, channel coding, generator polynomial, modulation, 5G technology

Вступ. В мобільних телекомунікаціях, транспортна мережа включає в себе ділянку мережі між опорною мережею оператора і базовою станцією. У 5G (Fifth Generation) може використовуватися набір доступних частотних діапазонів. Частоти в діапазоні 694–790 МГц плануються застосовувати за межами великих міст завдяки великій зоні покриття. Частоти в діапазонах від 1 ГГц до 6 ГГц, зокрема 3,8–4,4 ГГц, 4,4–4,99 ГГц і 5,9 ГГц, забезпечать покриття великих міст. Частоти в міліметровому діапазоні (вище 24 ГГц) – 24–29,5 ГГц, 30–55 ГГц, 66–75 ГГц, 81–86 ГГц, будуть придатні для точкового покриття в місцях найбільшого скупчення абонентів: аеропорти, вокзали, стадіони, тощо.

В стандартах технології 5G NR версії 15 для доступу до радіозв'язку були введені дві нові схеми канального кодування фізичного рівня для полярних кодів і кодів з низькою щільністю перевірок на парність (LDPC) з метою заміни згорткового коду і турбокоду, що використовувались у стандарті 4G (LTE – Long-Term Evolution) [1–7]. Існує три основні сценарії використання 5G [1]: розширений широкосмуговий мобільний зв'язок (eMBB), наднадійний зв'язок з низькою затримкою (URLLC) і масовий зв'язок машинного типу (mMTC). Ці сценарії вимагають покращеної пропускної здатності, низької затримки і надійності в порівнянні з системою 4G. Канальні коди 5G повинні підтримувати змінну швидкість і довжину коду як для керуючої інформації, так і призначених для користувача даних, а також гібридний автоматичний запит на повторення (HARQ) даних користувача. Багато схем кодування, включаючи 4G, були оцінені на

основі вищезазначених вимог, і LDPC-кодування було прийнято для даних користувача, в той час як полярне кодування було прийнято для керуючої інформації сценарію eMBB, а також для стільникового зв'язку з низькою затримкою. Канальне кодування використовується для виправлення помилок передачі, викликаних шумом, завадами і низьким рівнем сигналу [8–10].

Побудова полярного коду включає в себе ідентифікацію значень надійності каналу, пов'язаних з кожним бітом, який повинен бути закодований. Ця ідентифікація може бути ефективно виконана з урахуванням довжини коду і конкретного відношення сигнал/шум. Однак в рамках 5G передбачені різні довжини коду, швидкості і умови каналу, і використання різних векторів надійності для кожної комбінації параметрів неможливо. Полярні коди легко реалізувати, вони мають низьку складність опису, зберігаючи при цьому хороші показники виправлення помилок за багатьма параметрами коду і каналу [11–17].

Велика частина доступної літератури не враховує конкретні коди розроблені для 5G, а також процес їх кодування із врахуванням їх подальше широкого використання [1–18]. Як кодування, так і процес декодування можуть фактично привести до значних витрат на забезпечення заданої швидкості і складності реалізації схем кодування. Тому при проектуванні схем декодування слід враховувати, що продуктивність декодерів тісно пов'язана з характеристиками полярного коду [19–22].

У запропонованій статті розглянуто модель полярного кодування, для технології 5G, від процедури конкатенації коду через функції перемешування, до схем виділення і узгодження швидкості для конкретного полярного коду. Мета роботи – порівняти полярні коди які використовуються у складі сигнально-кодових конструкцій та різними видами модуляції. В статті представлено результати експериментальних досліджень залежності ймовірності бітової помилки (BER) від ефективної швидкості коду. На основі отриманих залежностей розроблено концепцію вибору виду модуляції для стільникової системи цифрового зв'язку.

Полярні коди. Утворення полярних кодів ґрунтується на властивості поляризації степені матриці Кронекера з ядром $G_2 \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$, що відповідає перетворенню $G_N = G_2^{\otimes n}$, з $N = 2n$. Ефект поляризації створює N віртуальних каналів з різним ступенем надійності, кожен з яких може передавати один біт u_i . В (N, K) структурі полярного коду, довжиною N і розмірністю K бітів, повідомлення розподіляються в K найбільш надійних каналах, які називаються інформаційним набором I , а інші $N - K$ каналів утворюють «заморожений» набір F значень які дорівнюють нулю. Таким чином вхідний вектор $u = \{u_0, u_1, \dots, u_{N-1}\}$ створюється шляхом присвоєння $u_i = 0$, якщо $i \in F$, і збереження інформації для решти елементів. Кодове слово x обчислюється за виразом:

$$x = uG_N \quad (1)$$

Система зв'язку з полярними кодами. Розглянемо методику кодування полярних каналів, обрану для системи зв'язку 5G New Radio (NR) з прикріпленням циклічного надлишкового коду CRC (Cyclic Redundancy Check).

Концепції поляризації каналу – це принципово новий базис кодування, пов'язаний з потенційною можливістю досягнення максимальної пропускної здатності телекомунікаційного каналу. Маючи кращі або порівнянні характеристики з LDPC і турбокодами, вони замінюють згорткові коди з додатковим бітом, що використовуються в системах LTE для каналів управління. Полярні коди застосовуються для керуючої інформації низхідної лінії зв'язку і висхідної лінії зв'язку (DCI/UCI) для випадку використання розширеного мобільного широкосмугового зв'язку (eMBB), а також для широкомовного каналу (VCH). Альтернативною є схема канального кодування для канальних даних типу eMBB яка може бути використана як гнучка концепція LDPC-кодування для всіх розмірів блоків.

Розглянемо компоненти, що дозволяють виконати моделювання низхідної лінії зв'язку з полярним кодуванням і використанням різних видів модуляції по каналу передачі з адитивним білим гаусівським шумом (AWGN).

На рис. 1 наведена структурна схема обробки сигналу для низхідної лінії зв'язку з виділенням відповідних компонентів і їх параметрів.



Рис. 1. Структурна схема каналу зв'язку з полярними кодами (ЦНК – блок прикріплення циклічного надлишкового коду; ПК – кодер полярного коду УШ – узгодження швидкості; М – модулятор; КП – канал передачі AWGN; ДМ – демодулятор; ВШ – відновлення швидкості; ПДК – декодер полярного коду; ВЦНК – блок вилучення циклічного надлишкового коду)

Для низхідної лінії зв'язку вхідні біти перемежуються до виконання полярного кодування. Біти ЦНК (Циклічного надлишкового коду), додані в кінці інформаційних бітів.

У випадку полярного кодування будемо використовувати незалежний від відношення синга/шум (SNR) метод, в якому надійність кожного підканалу обчислюється в автономному режимі, а впорядкована послідовність зберігається для максимальної довжини коду [23–29].

Схема каналного кодування представляє собою комбінацію виявлення помилок, виправлення помилок, узгодження швидкості, перемеження бітів і відображення інформації на фізичні канали управління або транспортного рівня.

Розглянемо розрахунок CRC (Cyclic redundancy check) – циклічного надлишкового коду.

На вході ми маємо A бітів, для низхідної лінії зв'язку додається 24 біти CRC.

Позначимо вхідні біти для обчислення CRC через $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}$, а біти парності через $p_0, p_1, p_2, p_3, \dots, p_{L-1}$, де A – розмір вхідної послідовності, L – кількість бітів парності (довжина циклічного надлишкового коду). Біти парності для циклічного надлишкового коду довжиною $L = 24$ генеруються циклічним генераторним поліномом за виразом:

$$g(D) = D^{24} + D^{23} + D^{21} + D^{20} + D^{17} + D^{15} + D^{13} + D^{12} + D^8 + D^4 + D^2 + D + 1 \quad (2)$$

Біти після приєднання CRC позначаються як $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$, де $B = A + L$.

Інформаційні біти доставляються в блок кодування каналу. Вони позначаються через $c_0, c_1, c_2, c_3, \dots, c_{K-1}$, де K – кількість бітів, які кодуються за допомогою полярного кодування відповідно з стандартом [3] шляхом установки $n_{max}, I_{IL} = 1, n_{PC} = 0, n_{PC}^{wm} = 0$. Після виконання кодування біти позначаються як $d_0, d_1, d_2, d_3, \dots, d_{N-1}$, де N – кількість кодованих бітів.

Розглянемо полярні коди довжиною N з кодовою швидкістю R , що відповідає $K=N \cdot R$ інформаційним бітам. Кодування полярних кодів 5G виконується за допомогою вхідної двійкової послідовності u кодера довжини N , для якої значення бітових положень $N - K$ фіксовані. Для двійкового симетричного каналу введення-виведення без пам'яті (MBIOS – memoryless binary input output symmetric channel) значення таких фіксованих позицій, які називаються «замороженими» бітами, дорівнює нулю. Канал MBIOS, характеризується ймовірністю переходу $p_{Y|X}(y|x)$, який задовольняє рівняння $p_{Y|X}(y|0) = p_{Y|X}(-y|1)$ для $X \in \{0,1\}$ – множини вхідних значень і $Y \in \mathcal{Y}$ – множини вихідних значень і \mathcal{Y} може бути або дискретним, або безперервним.

Кодування полярних кодів 5G графічно представимо рис. 2, на якому зліва вхід кодера, а справа – вихід кодера. Генераторна матриця G_N полярних кодів 5G має вигляд $B_N G_N$, де B_N – біт-обернена матриця перестановок. В наслідок інваріантності реверсування бітів G_N утворюється генераторна матриця яка дозволяє отримати трансформований вихідний сигнал кодера. Можливі довжини полярних кодів 5G становлять 2^n для $5 \leq n \leq 10$ для висхідної лінії зв'язку і $7 \leq n \leq 9$ для низхідної лінії зв'язку. Полярні коди забезпечують пропускну здатність каналів MBIOS з використанням декодування за алгоритмом послідовного виключення (SC – Successive Cancellation) [1].

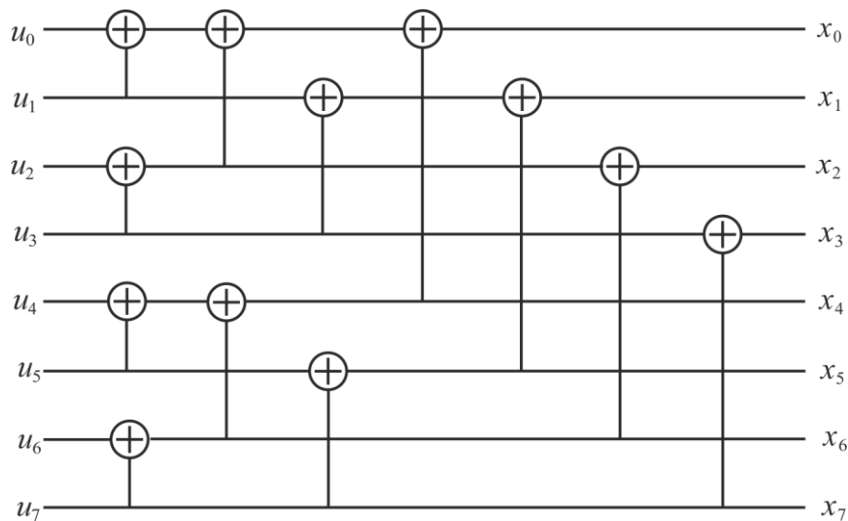


Рис. 2. Кодування полярних кодів довжиною 8 бітів

Розглянемо процеси узгодження та відновлення швидкості.

Вхідну бітову послідовність для узгодження швидкості позначимо як $d_0, d_1, d_2, d_3, \dots, d_{N-1}$. Вихідна бітова послідовність після узгодження швидкості позначимо як $f_0, f_1, f_2, f_3, \dots, f_{E-1}$, де E – довжина узгодженої за швидкістю вихідної послідовності.

Вхідна бітова послідовність для блоку конкатенації кодового блоку є послідовністю f_k , для $r = 0, \dots, C - 1$ і $k = 0, \dots, E_r - 1$, де E_r – число бітів узгодження швидкості для r -го кодового блоку. Вихідна бітова послідовність з блоку конкатенації кодового блоку представляє собою послідовність g_k для $k = 0, \dots, G - 1$. Конкатенація кодових блоків складається з послідовної конкатенації виходів.

Полярно-кодований набір бітів (N) узгоджується за швидкістю для виведення заданої кількості бітів (E) для створення сузір'я цифрової модуляції. Кодовані біти перемежуються за субблоками і передаються до кільцевого буферу довжиною N . Залежно від бажаної швидкості кодування і значень K , E і N , кожний з яких повторюється ($E \geq N$), і виколється або укорочується ($E < N$) шляхом зчитування вихідних бітів з буфера:

- для виколування біти E взяті з кінця;
- для укорочення біти E взяті з початку;
- для повторення біти E повторюються за модулем N .

Для низхідної лінії зв'язку вибрані біти передаються в модуль створення сузір'я цифрової модуляції, тоді як для висхідної лінії вони додатково перемежуються перед створенням сузір'я цифрової модуляції.

Неявне кодування CRC бітів повідомлення низхідної лінії зв'язку (DCI або BCH) або висхідної лінії зв'язку (UCI) вимагає використання декодування за алгоритмом списку послідовного виключення з використанням CRC (CA-SCL – CRC Aided Successive Cancellation List) [3] в якості алгоритму каналного декодера. Причому, декодування CA-SCL може перевершити ефективність турбокодів або кодів LDPC.

Алгоритм декодування SCL можна описати в термінах методу максимальної правдоподібності. Однак, кращі результати можна досягти декодуванням SCL в області логарифмічного відношення правдоподібності (LLR). Декодування списком характеризується параметром L , який представляє кількість найбільш ймовірних збережених шляхів декодування. В кінці декодування найбільш ймовірний шлях коду серед L шляхів є виходом декодера. Однак при збільшенні L продуктивність декодера також поліпшується.

Для вхідного повідомлення, яке об'єднано з CRC, декодування CA-SCL видаляє будь-який з шляхів, для яких CRC є недійсним. Це додаткове розуміння остаточного вибору шляху додатково підвищує продуктивність в порівнянні з декодуванням SCL. Для низхідної лінії зв'язку використовується CRC з 24 бітів.

Розглянемо SC (Successive Cancellation) декодування [1]. Для кожного вхідного біта u_i кодера довжиною N полярних кодів для $0 \leq i < N$ визначимо бітовий канал з входом u_i і входом $-y_0^{N-1}, u_0^{i-1}$ з ймовірністю переходу $W_N^{(i)}(y_0^{N-1}, u_0^{i-1} | u_i)$ для спостереження y_0^{N-1} . Іншими словами, існує N різних бітових каналів для довжини N полярних кодів. Основною особливістю полярних кодів є явище поляризації бітового каналу, в якому частина бітових каналів, ємність яких наближається до 1, стає достатньо близькою до пропускну здатності базового каналу MBIOS, в той час як ємність бітових каналів, що залишилися, наближається до 0. Отже, шляхом передачі інформаційних бітів може бути розроблена проста стратегія (або код) для досягнення заданої пропускну здатності.

Розглянемо приклад поляризації бітового каналу при SC-декодуванні який представимо на рис. 3. У кожному ядрі, представленому через G_2 , u_0 завжди менш надійний, ніж u_1 , і таке співвідношення можна використовувати для визначення того, що надійність монотонно зростає по відношенню до індексу положення біта для випадку коду довжиною у 4 біти. Довші полярні коди створюються шляхом об'єднання кількох коротших полярних кодів, і поділ на «погані» і «хороші» канали відбувається в кожному ядрі G_2 , починаючи з крайньої правої сторони і до крайньої лівої сторони. Результуючий порядок надійності бітового каналу не завжди буде монотонним по відношенню до індексу положення біта для полярних кодів довгих 4 бітів.

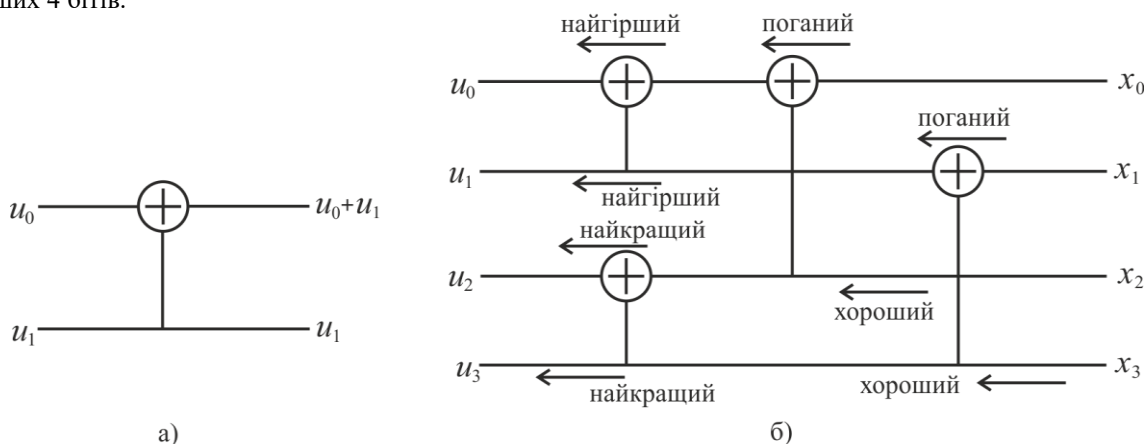


Рис. 3. Бітова поляризація каналу: а – ядро поляризації каналу G_2 ; б – полярний кодер довжиною 4 біти

Вищезазначена концепція бітового каналу тісно пов'язана з декодуванням SC. Насправді, $W_N^{(i)}(y_0^{N-1}, u_0^{i-1} | u_i)$ – це показник, який декодер SC використовує для прийняття рішення щодо інформаційного біта u_i , припускаючи, що всі попередні рішення вірні або відомі. Наступна кількість

повідомлень рекурсивно обчислюються для $0 < m < \log_2 N$, $0 \leq l \leq 2^{m-1}$ і $0 < j < N/2^m$ для ідентифікації \hat{u}_i для $0 \leq i < N$. Нижче величини $W_{2^m}^{(2l)}$ і $W_{2^m}^{(2l+1)}$ для $m = \log_2 N$ і $0 \leq l \leq N/2$ відповідають вищезазначеній ймовірності переходу бітового каналу $W_n^i(y_0^{N-1}, u_0^{i-1} | u_i)$ для $0 \leq i < N$.

Розглянемо траєкторію генерації повідомлень для $W_N^{(0)}(u_0)$ полярних кодів довжиною 8 бітів. При декодуванні SC кожний бітовий канал змінюється один за одним для оцінки $W_N^{(i)}(u_i)$ та прийняття рішення \hat{u}_i . Значення u_i , які відповідають «замороженим» бітам, відомі декодеру. Аналогічна процедура може бути визначена з використанням логарифмічного відношення правдоподібності $\log(W(y_i | x_i = 0)) / (W(y_i | x_i = 1))$, замість ймовірності $W(y_i | x_i = 0)$.

Хоча полярні коди досягають пропускну здатності каналів MBIOS з використанням декодера SC, їх характеристики кінцевої довжини помітно гірше, ніж у інших типових схем каналного кодування [1]. SCL-декодування може розглядатися для подолання цієї проблеми. Як приклад розглянемо декодування SCL з розміром списку $L = 4$ з полярними кодами довжиною 8 бітів, де u_i з $i = 0, 1, 2, 4$ «заморожені». Перший інформаційний біт декодування u_3 і декодер обчислює $W_N^{(3)}(u_3)$ для цього біту. Однак замість прийняття рішення щодо u_3 , декодер зберігає обидва значення $\hat{u}_3 = 0$, $\hat{u}_3 = 1$ і визначає наступні повідомлення у відповідності з обома гіпотезами. Поки декодер обчислює $W_N^{(5)}(u_5)$ при обох гіпотезах для декодування u_5 , декодер все ще не приймає рішення відносно u_5 і зберігає дані виду $(\hat{u}_3, \hat{u}_5) = (0, 0), (0, 1), (1, 0), (1, 1)$.

Декодер обчислює наступні повідомлення за всіма чотирма гіпотезами $W_N^{(6)}(u_6)$. Після цього декодер здатен прийняти рішення. Оскільки кількість гіпотез $(\hat{u}_3, \hat{u}_5, \hat{u}_6)$ дорівнює 8, що перевищує розмір списку, декодеру необхідно вибрати 4 з 8, щоб продовжити процес декодування. Такий вибір заснований на співвідношенні $W_N^{(6)}(u_6) = P(y_0^{N-1}, \hat{u}_5^5 | u_6) \alpha P(y_0^{N-1}, \hat{u}_5^5 | u_6)$, що визначає ймовірність кожної гіпотези; декодер обирає 4 гіпотези $W_N^{(6)}(u_6)$, які є найімовірнішими. В кінці декодування, гіпотеза (або кандидат) з найбільш високим значенням $W_N^{(N-1)}(u_{N-1})$ обирається у якості остаточного результату декодування. Зберігаючи список, декодер SCL намагається не приймати швидке рішення; зазначимо, що для кожного біта кожного кандидата в списку приймається жорстке рішення, тому операція декодування для кожного кандидата в списку аналогічна декодуванню SC. Іншими словами, SCL-декодування з розміром L списку буде виглядати з обчислювальної точки зору аналогічно виконанню L разів SC-декодування. Оскільки система 5G використовує код CRC, продуктивність вищезгаданого декодування SCL може бути додатково покращена з урахуванням CA-SCL [1].

Однією з основних проблем, пов'язаних з декодуванням SC, є проблема затримки, в основному через те, що інформаційні біти необхідно декодувати по одному. Для зменшення затримки, що виникає при SC декодуванні, можна згрупувати обробку декількох біт для прискорення процесу декодування. На відміну від кодів LDPC, декодування яких звичайно представляється у вигляді графічного представлення матриці перевірки на парність, декодування полярних кодів виконується в графічному поданні генераторної матриці. Такі обставини в поєднанні з тим фактом, що значення «заморожених» бітів відомі декодеру, дозволяє декодеру ефективно здійснювати обробку таких бітів під час декодування.

Полярні коди 5G повинні підтримувати функцію узгодження швидкості, щоб вибрати будь-яку кількість переданих бітів з вихідного сигналу з породжувальним кодом.

Розглянемо перемеження. В полярних кодах 5G використовується проміжний блок субблоків. Кодований вихідний сигнал розділений на 32 субблоки рівної довжини, які перемежуються. Узгодження швидкості застосовується до кодованого перемеженого сигналу на виході, а вихід узгодження швидкості відображається на символи QAM. Для висхідної лінії зв'язку існує ще один перемежувач, який використовується до виходу узгодження швидкості перед відображенням символу QAM.

Розглянемо виколування бітів. Виколування є типовим способом застосування узгодження швидкості. При виколуванні бітів, довжина материнського коду N більше, ніж розмір вихідного сигналу узгодження швидкості E і деякі кодовані виходи не передаються відповідно з вихідним розміром узгодження швидкості. Схему виколування можна розглядати як спосіб вибору ненадісланих позицій. У полярних кодах 5G перші $N - E$ бітів перед перемеженням виходу виколують. Такий вибір виколотих позицій бітів не є систематично виправданим, оскільки при ретельному виборі виколотих бітів може бути досягнута краща продуктивність [1, 6]. Простіше кажучи, подібно за схемою інформаційної послідовності, надійність бітового каналу з кожним іншим шаблоном виколування повинна бути оцінена, щоб знайти хороший шаблон виколування. Однак, існує залежність шаблону виколування від довжини коду, довжини інформації і SNR, тощо. Така схема може працювати гірше, ніж інші більш прості схеми, якщо шаблон виколування не може бути спроектований для кожного конкретного випадку, що нелегко здійснити на практиці. У цьому сенсі схема виколування, прийнята для 5G полярних кодів, може розглядатися як практичний компроміс.

Проколування вихідних бітів кодера створює бітові канали з нульовою надійністю, які повинні бути «заморожені». Якщо x_0 виколотий, то u_0 не може бути визначений, оскільки u_0 переноситься тільки на

x_0 . Так само, якщо x_0 і x_1 виколоті, то u_0 і u_1 не декодуються. У полярних кодах 5G вхідні індекси бітів, що відповідають виколотим вихідним індексам «заморожуються» і це просте правило задовольняє описаним вище вимогам для уникнення положення з нульовою надійністю.

Оцінка відношення сигнал/шум. Важливою особливістю системи бездротового зв'язку 5-го покоління – є висока швидкість передачі даних. Для забезпечення високої швидкості передачі даних в гігабітному діапазоні системою бездротового зв'язку 5-го покоління визначальним фактором є пошук ідеальної схеми модуляції і кодування. Схеми модуляції використовуються по-різному. Наприклад, для користувачів, що знаходяться ближче до базової приймально-передавальної станції (BTS), застосовується модуляція QAM (квадратурна амплітудна модуляція). Тому, що це може забезпечити високу швидкість передачі даних у випадку високого значення SNR, оскільки SNR має велике значення ближче до BTS. Модуляція QPSK використовується для користувачів, що знаходяться ближче до границі соти, оскільки там значення SNR є низьким (схема модуляції QPSK забезпечує високу швидкість передачі даних у випадку низьких значень SNR). Щоб збільшити швидкість передачі даних за рахунок зменшення BER, необхідно провести пошук ефективної схеми кодування.

Відношення рівня сигналу до рівня шуму використовується для визначення якості сигналу. Використовується показник рівня сигналу який приймається – повна потужність сигналу на вході приймача яка вимірюється у децибелах на міліват (dBm). Визначення рівня сигналу потрібно для діагностики проблем відсутності сигналу мережі. Потужність сигналу визначається після перенесення його частоти з основної на проміжну, але до підсилення. Відношення сигнал/шум дає верхні границі пропускної здатності (або швидкості передачі інформації) у системах бездротового зв'язку.

Щоб розробити математичну модель для оцінки SNR, потрібно відповідна математична модель для подання поширення вхідного сигналу і завад. Загальний підхід до моделі полягає в припущенні, що модель поширення складається з випадкової компоненти і не випадкової (або детермінованої) компоненти [5].

Детермінована складова має встановити, як сигнал затухає або послаблюється, коли він поширюється середовищем передачі, що досягається шляхом введення функції втрат на трасі або затухання. Поширеним вибором для функції втрат на шляху передачі є степенева функція. Наприклад, якщо сигнал переміщається з точки x в точку y , то він затухає з коефіцієнтом, який визначається функцією втрат на трасі: $t(|x - y|) = |x - y|^\alpha$, де показник втрат на трасі $\alpha > 2$.

Випадковий компонент моделі включає в себе замирання сигналу, обумовлене багатопроменевим поширенням, яке викликано зіткненням і відображенням сигналів від різних завад, таких як будівлі. Це включено в модель шляхом введення випадкової величини з деяким розподілом ймовірностей [5–8].

Сучасні системи бездротового зв'язку часто вимагають знання відношення сигнал/шум в приймачі. Наприклад, оцінка SNR звичайно використовуються в схемах управління потужністю мобільної передачі, обслуговування і адаптивної модуляції, а також процедури м'якого декодування.

У порівнянні з традиційною системою супутникового зв'язку, режим адаптивної системи зв'язку більше не є фіксованим, незмінним. Наприклад, високоефективний режим модуляції і висока швидкість передачі даних використовуються в ідеальних умовах каналу, а низькоефективний режим модуляції впроваджується при низькому SNR.

Оцінка SNR системи стільникового і супутникового зв'язку є обов'язковою. З одного боку, оцінка відношення сигнала / шум забезпечує перемикання, управління потужністю і необхідну інформацію про якість каналу. З іншого боку – адаптивно забезпечує більш ефективний алгоритм демодуляції для підвищення характеристик якості демодуляції.

Методи оцінки SNR, поділяються на залежні від даних (DA) і не залежні від даних (NDA). Для оцінювання типу DA, потрібно дослідити виділений сигнал, наприклад базовий символ, перед виявленням даних. У порівнянні з оцінювачем DA, оцінювач NDA не залежить від даних, тому можливість такої методики більш загальна.

На підставі результатів оцінки SNR, рішення про те, який режим модуляції використовувати, приймається шляхом призначення порогів перемикання s_1, s_2, \dots, s_N режимів. Пороги перемикання отримані при обмеженні конкретного цільового значення BER.

Пропонується здійснювати визначення перемикання режиму модуляції для схеми адаптивної модуляції з постійною потужністю. Використовували криву BER кожної складової режиму модуляції, щоб знайти значення SNR, які задовольняють цільовим вимогам BER для кожного режиму модуляції. З цією метою використовували різні рівні перемикання. З огляду на баланс BER і спектральну ефективність, розроблена стратегія вибору режиму модуляції для досягнення максимально можливої спектральної ефективності при постійному середньому BER. Структурна схема моделі прийняття рішення про режим модуляції цифрової системи зв'язку приведена на рис. 4.

Оцінка SNR заснована на теорії оцінки максимальної правдоподібності. Основна ідея методу оцінки максимальної правдоподібності полягає в тому, щоб припустити, що шум представлено як «білий» з дисперсією σ^2 та потужністю сигналу яка дорівнює P_s .

Результати моделювання. Залежності BER від відношення енергії біта до спектральної густини потужності шуму E_b/N_0 для модуляції 16-QAM, 64-QAM і 256-QAM при ефективній швидкості коду $R = 0,5$ зображені на рис. 5. Залежності BER від відношення енергії біта до спектральної густини потужності шуму E_b/N_0 для модуляції BPSK і QPSK при ефективній швидкості коду $R = 0,5$ зображені на рис. 6.

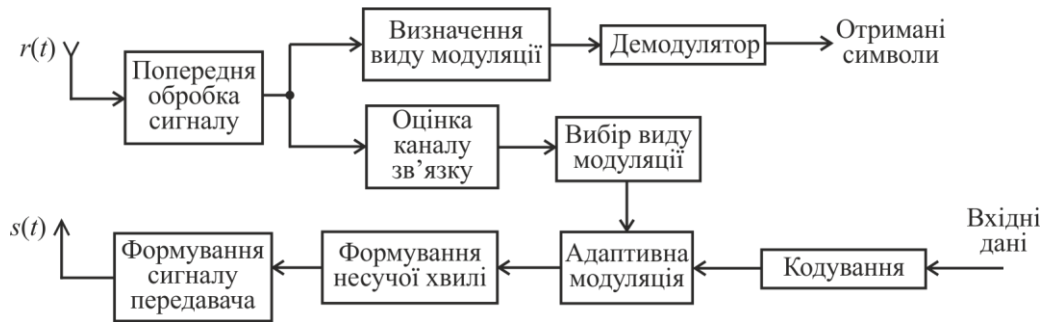


Рис. 4. Структурна схема прийомо-передавача з концепцією прийняття рішення про режим модуляції цифрової системи зв'язку

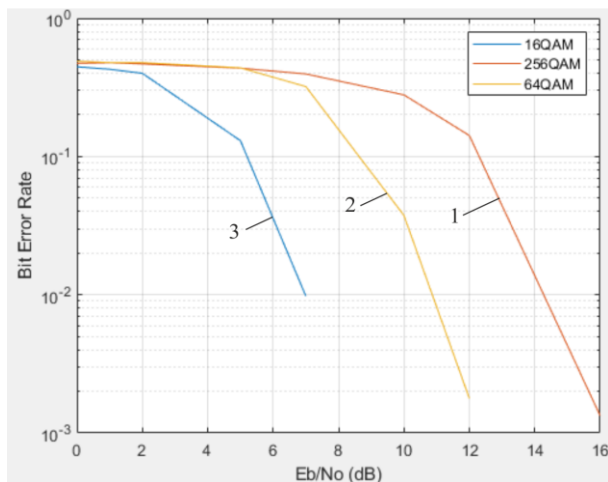


Рис. 5. Залежність ймовірності помилки на біт (BER) від відношення сигнал/шум (E_b/N_0) для системи зв'язку з полярним кодом і ефективною швидкістю $R = 0,5$ та модуляцією (1 – 256-QAM; 2 – 64-QAM; 3 – 16-QAM)

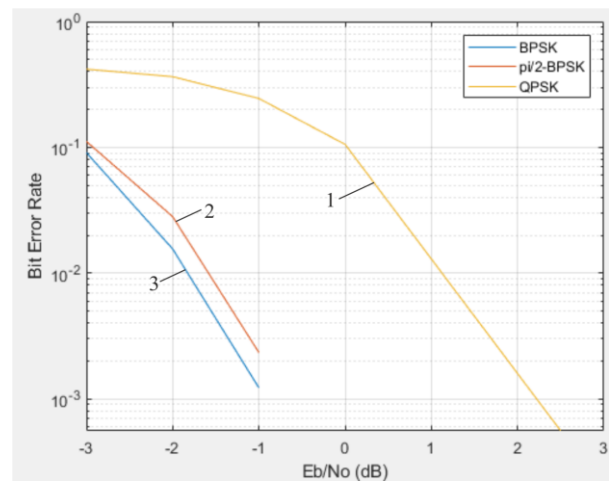


Рис. 6. Залежність ймовірності помилки на біт (BER) від відношення сигнал/шум (E_b/N_0) для системи зв'язку з полярним кодом і ефективною швидкістю $R = 0,5$ та модуляцією (1 – QPSK; 2 – $\pi/2$ -BPSK; 3 – BPSK)

Для відношення сигнал/шум (E_b/N_0) 1дБ, модуляція 16-QAM з полярним кодом ефективніше 64-QAM і 256-QAM, частота появи помилок зменшується майже у два рази, а для відношення сигнал/шум (E_b/N_0) 4дБ, частота появи помилок зменшується у двадцять разів.

Для ефективної швидкості полярного коду $R = 0,5$ найбільшій швидкості передачі 8 біт на символ з помилкою $BER=10^{-3}$ можна досягти використанням модуляції 256-QAM при відношенні сигнал/шум більше 17 дБ. Модуляція 64-QAM зменшує швидкість передачі у 3/4 рази, але зменшує вимоги до відношення сигнал/шум на 3,5 дБ при помилці $BER=10^{-3}$. Модуляція 16-QAM зменшує швидкість передачі у 2 рази (порівняно з модуляцією 256-QAM), але зменшує вимоги до відношення сигнал/шум на 7 дБ при помилці $BER=10^{-3}$. Результати моделювання системи зв'язку з полярним кодом і модуляцією QPSK і BPSK при ефективній швидкості коду $R=0,5$ показані на рис. 5.

Для відношення сигнал/шум (E_b/N_0) 2дБ модуляція QPSK з полярним кодом ефективніше BPSK, частота появи помилок зменшується у 2,3 рази. Модуляція $\pi/2$ -BPSK з полярним кодом ефективніше BPSK, частота появи помилок зменшується у 1,1 рази. Модуляція QPSK з полярним кодом швидкістю $R=0,5$ ефективніше модуляції BPSK на 3 дБ.

Для ефективної швидкості полярного коду $R=0,5$ модуляція BPSK ефективніше модуляції QPSK на 3 дБ, помилка $BER=10^{-3}$ досягається при меншому відношенні сигнал/шум.

Залежність BER від відношення енергії біта до спектральної густини потужності-шуму E_b/N_0 для модуляції 16-QAM, 64-QAM і 256-QAM при ефективній швидкості коду $R=0,05$ показані на рис. 6.

Для ефективної швидкості полярного коду $R=0,05$ найбільшій швидкості передачі 8 біт на символ з помилкою $BER=10^{-3}$ можна досягти використанням модуляції 256-QAM при відношенні сигнал/шум більше 13 дБ. Використання модуляції 64-QAM і 16-QAM зменшує вимоги до відношення сигнал/шум на 11 дБ при помилці $BER=10^{-3}$.

Сузір'я модуляції приймає бінарні значення 0 або 1 в якості вхідних даних і створює комплексні символи модуляції на виході.

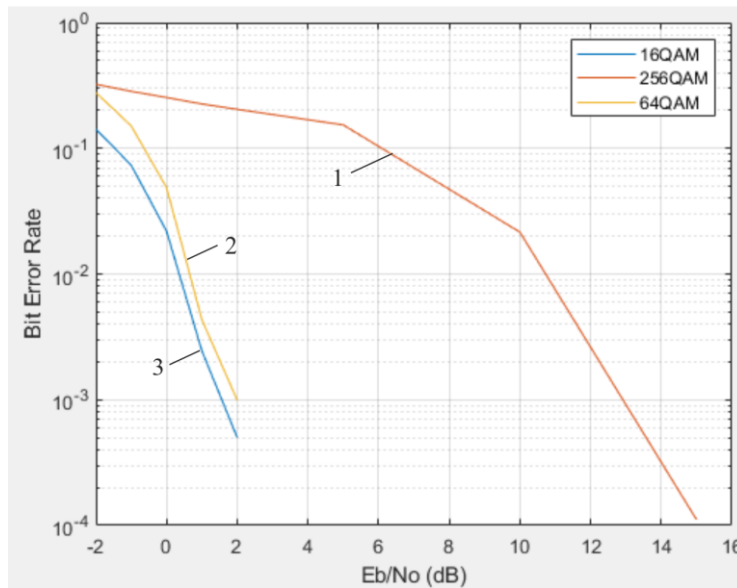


Рис. 6. Залежність ймовірності помилки на біт (BER) від відношення сигнал/шум (E_b/N_0) для системи зв'язу з полярним кодом та ефективною швидкістю кодування $R=0.05$, використана модуляція: 1 – 256-QAM; 2 – 64-QAM; 3 – 16-QAM

У випадку модуляції $\pi/2$ -BPSK біт $b(i)$ відображається як комплексний символ модуляції $d(i)$ згідно з виразом:

$$d(i) = \frac{e^{j\frac{\pi}{2}(i \bmod 2)}}{\sqrt{2}} [(1 - 2b(i)) + j(1 - 2b(i))]$$

У випадку модуляції BPSK біт $b(i)$ відображаються як комплексний символом модуляції $d(i)$, згідно з виразом:

$$d(i) = \frac{1}{\sqrt{2}} [(1 - 2b(i)) + j(1 - 2b(i))]$$

У випадку модуляції QPSK пари бітів $b(2i)$, $b(2i + 1)$ відображаються як комплексний символ модуляції $d(i)$ згідно з виразом:

$$d(i) = \frac{1}{\sqrt{2}} [(1 - 2b(2i)) + j(1 - 2b(2i + 1))]$$

У випадку модуляції 16QAM четверки бітів $b(4i)$, $b(4i + 1)$, $b(4i + 2)$, $b(4i + 3)$ відображаються як комплексний символ модуляції $d(i)$ згідно з виразом:

$$d(i) = \frac{1}{\sqrt{10}} \{ (1 - 2b(4i)) [2 - (1 - 2b(4i + 2))] + j(1 - 2b(4i + 1)) [2 - (1 - 2b(4i + 3))] \}$$

У випадку модуляції 64QAM групи з шести бітів $b(6i)$, $b(6i + 1)$, $b(6i + 2)$, $b(6i + 3)$, $b(6i + 4)$, $b(6i + 5)$ відображаються як комплексний символ модуляції $d(i)$ згідно з виразом:

$$d(i) = \frac{1}{\sqrt{42}} \{ (1 - 2b(6i)) [4 - (1 - 2b(6i + 2)) [2 - (1 - 2b(6i + 4))]] + j(1 - 2b(6i + 1)) [4 - (1 - 2b(6i + 3)) [2 - (1 - 2b(6i + 5))]] \}$$

У випадку модуляції 256QAM групи з восьми бітів $b(8i)$, $b(8i + 1)$, $b(8i + 2)$, $b(8i + 3)$, $b(8i + 4)$, $b(8i + 5)$, $b(8i + 6)$, $b(8i + 7)$ відображаються як комплексний символ модуляції $d(i)$ згідно з виразом:

$$d(i) = \frac{1}{\sqrt{170}} \{ (1 - 2b(8i)) [8 - (1 - 2b(8i + 2)) [4 - (1 - 2b(8i + 4)) [2 - (1 - 2b(8i + 6))]]] + j(1 - 2b(8i + 1)) [8 - (1 - 2b(8i + 3)) [4 - (1 - 2b(8i + 5)) [2 - (1 - 2b(8i + 7))]]] \}$$

Висновки. У статті проведено дослідження системи зв'язу з полярним кодуванням і додаванням циклічного надлишкового коду, що визначений 3GPP (3rd Generation Partnership Project) для інформації каналу управління нового радіо (DCI – Downlink control information, UCI – Uplink control information) і ширококомовного каналу (BCH – Broadcast channel). Показано використання компонентів на всіх етапах

обробки (кодування, узгодження швидкості, відновлення швидкості і декодування) та використання їх з різними видами модуляції для передачі по каналу AWGN. Для ефективної швидкості полярного коду $R=0,5$ найбільшої швидкості передачі 8 біт на символ з помилкою $BER=10^{-3}$ можна досягти використанням модуляції 256-QAM при відношенні сигнал/шум більше 17 дБ. Модуляція 64-QAM зменшує швидкість передачі у $3/4$ рази, але зменшує вимоги до відношення сигнал/шум на 3,5 дБ при помилці $BER=10^{-3}$. Модуляція 16-QAM зменшує швидкість передачі у 2 рази (у порівнянні з модуляцією 256-QAM), але зменшує вимоги до відношення сигнал/шум на 7 дБ при помилці $BER=10^{-3}$. Для відношення сигнал/шум (E_b/N_0) 1дБ, модуляція 16-QAM з полярним кодом ефективніше 64-QAM і 256-QAM, частота появи помилок зменшується майже у два рази, а для відношення сигнал/шум (E_b/N_0) 4дБ, частота появи помилок зменшується у двадцять разів. Для ефективної швидкості полярного коду $R=0,5$ модуляція BPSK ефективніше модуляції QPSK на 3 дБ, помилка $BER=10^{-3}$ досягається при меншому відношенні сигнал/шум. Для ефективної швидкості полярного коду $R=0,05$ найбільшої швидкості передачі 8 біт на символ з помилкою $BER=10^{-3}$ можна досягти використанням модуляції 256-QAM при відношенні сигнал/шум більше 13 дБ. Використання модуляції 64-QAM і 16-QAM зменшує вимоги до відношення сигнал/шум на 11 дБ при помилці $BER=10^{-3}$. При зменшенні ефективної швидкості полярного коду, зменшуються вимоги до граничного відношення сигнал/шум (E_b/N_0) для заданого виду цифрової модуляції.

References

1. V. Bioglio, C. Condo and I. Land, "Design of Polar Codes in 5G New Radio," in IEEE Communications Surveys & Tutorials, pp.1, Jan. 2020, <https://doi.org/10.1109/COMST.2020.2967127>.
2. Z. B. Kaykac Egilmez, L. Xiang, R. G. Maunder and L. Hanzo, "The Development, Operation and Performance of the 5G Polar Codes," in IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 22, no. 1, pp. 96-122, Firstquarter 2020, <https://doi.org/10.1109/COMST.2019.2960746>.
3. J. Boiko, I. Pyatin, O. Eromenko and M. Stepanov, "Method of the adaptive decoding of self-orthogonal codes in telecommunication," Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, vol. 19, no. 3, pp. 1287-1296, Sept. 2020, <http://doi.org/10.11591/ijeecs.v19.i3.pp1287-1296>.
4. J. Bae, A. Abotabl, H. Lin, K. Song and J. Lee, "An overview of channel coding for 5G NR cellular communications," APSIPA Transactions on Signal and Information Processing, 8, E17. 2019, <https://doi.org/10.1017/ATSIP.2019.10>.
5. M. Dhuheir and S. Öztürk, "Polar Codes Analysis of 5G Systems," 2018 6th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT), Istanbul, Turkey, 2018, pp. 1-6, <https://doi.org/10.1109/CEIT.2018.8751838>.
6. O. İşcan and W. Xu, "Polar Codes with Integrated Probabilistic Shaping for 5G New Radio," 2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), Chicago, IL, USA, 2018, pp. 1-5, <https://doi.org/10.1109/VTCFall.2018.8690833>.
7. E. Sasoglu, "Polarization and Polar Codes," in Polarization and Polar Codes, vol.8, no. 4, pp. 259-381, Oct. 2012. <http://dx.doi.org/10.1561/01000000041>.
8. Y. Fang, G. Bi, Y. L. Guan and F. C. M. Lau, "A Survey on Protograph LDPC Codes and Their Applications," in IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 17, no. 4, pp. 1989-2016, Fourthquarter 2015, <https://doi.org/10.1109/COMST.2015.2436705>.
9. J. Li, Z. Gao and Y. Lv, "Gaussian Approximation Optimized SC- Flip Decoding Algorithm of Polar Codes," 2020 IEEE 4th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC), Chongqing, China, 2020, pp. 1124-1127, <https://doi.org/10.1109/ITNEC48623.2020.9084888>.
10. M. A. Hanif and S. Vafi, "An Efficient Serially Concatenated Polar Code with Unequal Error Protection Property," 2019 IEEE 4th International Conference on Computer and Communication Systems (ICCCS), Singapore, 2019, pp. 497-501, <https://doi.org/10.1109/CCOMS.2019.8821724>.
11. J. Cheng, H. Li, M. Ye, L. Wang and C. Zhang, "Systematic Polar Codes Based on 3x3 Kernel Matrix," 2019 International Conference on Communications, Information System and Computer Engineering (CISCE), Haikou, China, 2019, pp. 77-79, <https://doi.org/10.1109/CISCE.2019.00024>.
12. M. Hu, J. Li and Y. Lv, "A comparative study of polar code decoding algorithms," 2017 IEEE 3rd Information Technology and Mechatronics Engineering Conference (ITOEC), Chongqing, 2017, pp. 1221-1225, <https://doi.org/10.1109/ITOEC.2017.8122551>.
13. J. Boiko, I. Pyatin, O. Eromenko and O. Barabash, "Methodology for Assessing Synchronization Conditions in Telecommunication Devices," Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal, vol. 5(2), pp. 320-327, March 2020. <https://doi.org/10.25046/aj050242>.
14. J. Boiko and O. Eromenko, "Signal Processing in Telecommunications with Forward Correction of Errors," Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, vol. 11, no. 3, pp. 868-877, Sept. 2018, <https://doi.org/10.11591/ijeecs.v11.i3.pp868-877>.
15. A. Cyriac and G. Narayanan, "Polar Code Encoder and Decoder Implementation," 2018 3rd International Conference on Communication and Electronics Systems (ICES), Coimbatore, India, 2018, pp. 294-302, <https://doi.org/10.1109/CESYS.2018.8723895>.
16. Fa-Long Luo, "Deep Learning Techniques for Decoding Polar Codes," in Machine Learning for Future Wireless Communications, IEEE, 2020, pp.287-301, <https://doi.org/10.1002/9781119562306.ch15>.
17. M. Chiu, "Interleaved Polar (I-Polar) Codes," in IEEE Transactions on Information Theory, vol. 66, no. 4, pp. 2430-2442, April 2020, <https://doi.org/10.1109/TIT.2020.2969155>.
18. C. Condo, V. Bioglio, H. Hafermann and I. Land, "Practical Product Code Construction of Polar Codes," in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 68, pp. 2004-2014, 2020, <https://doi.org/10.1109/TSP.2020.2981766>.
19. P. Chen, B. Bai, Z. Ren, J. Wang and S. Sun, "Hash-Polar Codes With Application to 5G," in IEEE Access, vol. 7, pp. 12441-12455, 2019, <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2892969>.
20. H. Vangala, E. Viterbo and Y. Hong, A comparative study of polar code constructions for the AWGN channel, Jan. 2015, [online] Available: <https://arxiv.org/abs/1501.02473>.
21. H. MahdaviFar, M. El-Khamy, J. Lee and I. Kang, "Polar Coding for Bit-Interleaved Coded Modulation," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 65, no. 5, pp. 3115-3127, May 2016, <https://doi.org/10.1109/TVT.2015.2443772>.
22. J. Boiko, I. Kovtun and S. Petrashchuk, "Productivity of telecommunication systems with modified signal-code constructions," 2017 IEEE 4th International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T), Kharkov, 2017, pp. 173-178, <https://doi.org/10.1109/INFOCOMMST.2017.8246374>.

23. E. Arikan, "Systematic Polar Coding," in IEEE Communications Letters, vol. 15, no. 8, pp. 860-862, August 2011, <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2011.061611.110862>.
24. P. Chen, M. Xu, B. Bai and X. Ma, "Design of polar coded 64-QAM," 2016 9th International Symposium on Turbo Codes and Iterative Information Processing (ISTC), Brest, 2016, pp. 251-255, <https://doi.org/10.1109/ISTC.2016.7593115>.
25. X. Wu and J. Yuan, "Partially Information Coupled Bit-Interleaved Polar Coded Modulation for 16-QAM," 2019 IEEE Information Theory Workshop (ITW), Visby, Sweden, 2019, pp. 1-5, <https://doi.org/10.1109/ITW44776.2019.8989376>.
26. S. D. Galiuk, M. Y. Kushnir and R. L. Politskiy, "Communication with use of symbolic dynamics of chaotic systems," 2011 21st International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology", Sevastopol, 2011, pp. 423-424.
27. K. Smelyakov, A. Chupryna, D. Sandrkin and M. Kolisnyk, "Search by Image Engine for Big Data Warehouse," 2020 IEEE Open Conference of Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream), Vilnius, Lithuania, 2020, pp. 1-4, <https://doi.org/10.1109/eStream50540.2020.9108782>.
28. X. Jia, F. Wang, Y. Sun and S. Zhang, "A Novel Modulation Scheme of Polar Codes," 2018 14th International Wireless Communications & Mobile Computing Conference (IWCMC), Limassol, 2018, pp. 1385-1390, <https://doi.org/10.1109/IWCMC.2018.8450407>.
29. S. Kumar Das, Mobile Terminal Receiver Design: LTE and LTE-Advanced. John Wiley & Sons, 2017, <https://doi.org/10.1002/9781119107422>.

Надійшла / Paper received: 03.03.2020

Надрукована / Paper Printed : 05.06.2020