

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЧЕРНІГІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

СОКОРИНСЬКА НАТАЛІЯ ВАСИЛІВНА

УДК 004.415.3: 004.7(043)

ДИСЕРТАЦІЯ

**ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ ПІДВИЩЕННЯ ДОСТОВІРНОСТІ
ІНФОРМАЦІЇ В БЕЗПРОВОДОВИХ ЗАСОБАХ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ З
АДАПТИВНИМИ КОДАМИ**

(122) – «Комп'ютерні науки»

Галузь знань 12 – Інформаційні технології

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

Н.В. Сокоринська

Науковий керівник
Зайцев Сергій Васильович,
доктор технічних наук, професор

Чернігів – 2025

АНОТАЦІЯ

Сокоринська Н.В. Інформаційна технологія підвищення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних з адаптивними кодами. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю (122) «Комп'ютерні науки». – Національний університет «Чернігівська політехніка», Чернігів, 2025.

Дисертаційна робота спрямована на вивчення адаптивних коригувальних кодів, а саме турбо кодів, їх алгоритмів декодування для підвищення результативності роботи безпроводових засобів передавання даних (БЗПД) в умовах дії інтенсивних завад, що забезпечується шляхом зростання достовірності переданої інформації на основі розроблення нових методів та моделей, побудованих із використанням адаптивних турбо кодів (ТК).

У першому розділі дисертаційної роботи проведено дослідження архітектури сучасних безпроводових систем передачі даних, зроблено аналіз факторів порушення достовірності інформації в безпроводових каналах передачі даних, проведено аналіз методів підвищення достовірності інформації в сучасних безпроводових системах передачі даних та сформульована науково-прикладна задача й часткові завдання дисертаційного дослідження.

Дослідження нинішнього стану та перспектив розвитку БЗПД виявило необхідність підвищення достовірності інформації за рахунок розробки створення нових інформаційних технологій на основі потужних коригувальних турбо кодів і їх адаптації.

Досліджуючи основні фактори, які впливають на погіршення достовірності інформації, встановлено, що істотний вплив становлять завади, які моделюються адитивним білим гаусівським шумом (АБГШ) із обмеженим частотним діапазоном при великих значеннях дисперсії.

Досліджуючи методи підвищення достовірності інформації, встановлено, що для реалізації принципу адаптації необхідні знання щодо стану каналу передачі даних протягом певного проміжку часу або проміжку передачі деякої

тестової послідовності по службовому каналу передачі даних. У багатьох джерелах за оцінку стану каналу передачі прийнято враховувати співвідношення потужності сигналу до потужності шуму, яке можна визначити як відношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності шуму.

У процесі адаптації структури доцільно передбачати застосування багатокомпонентних турбо кодів і використання різних класів коригувальних кодів. Параметрична адаптація турбо кодів може включати зміну поліномів компонентних кодів, модифікацію перемежувачів у кодері та декодері, регулювання кількості ітерацій декодування, а також забезпечення адаптивного вибору розміру вхідного блоку даних.

Отже, підвищення достовірності передавання інформації може бути досягнуто шляхом впровадження адаптивних систем і використання кодових схем, заснованих на турбо кодах і LDPC-кодах, технологіях розширення спектра сигналу, а також сучасних підходах MIMO, HARQ і OFDM.

Другий розділ присвячено формалізації процесу створення кодових структур турбо кодів і алгоритмів їх декодування, що дозволило запропонувати метод підвищення достовірності інформації в безпроводових системах передачі даних за рахунок адаптивного вибору розміру діаграм станів. Суттю методу є оптимізація функціонування кодера та декодера турбо коду шляхом адаптивного вибору розміру діаграм станів із використанням введеного показника невизначеності процесу декодування.

Наукова новизна розробленого підходу визначається тим, що, на відміну від існуючих методів, у ньому реалізується механізм адаптивного вибору розміру діаграми станів кодера й декодера ТК залежно від відношення сигнал/шум у каналі та значень нормалізованої кількості змін знаку апостеріорно-апріорних логарифмічних відносин функцій правдоподібності щодо переданих бітів даних.

Результати моделювання показали, що метод здатен адаптивно визначати оптимальний розмір діаграми станів кодера та декодера ТК, що забезпечує

необхідний рівень достовірності передавання інформації, що підтверджується порівняльним аналізом із результатами інших методів моделювання.

Запропонований метод може застосовуватися в поєднанні з іншими адаптивними підходами, зокрема з адаптацією швидкості кодування та поліномів компонентних кодів ТК, а також у багатопараметричних адаптивних системах, що функціонують в умовах апіорної невизначеності. В третьому розділі проаналізовано процедури кодування за максимумом апостеріорної ймовірності. За результатами дослідження математичного апарату декодування LDPC-кодів та турбо кодів розроблено адаптивний метод оцінки достовірності інформації в умовах апіорної невизначеності.

Сутність методу полягає в розрахунку показника невизначеності декодування, який є аналогом достовірності інформації, за рахунок використання апіорної та апостеріорної інформації декодера турбо кода й інформації при значення дисперсії завад.

На відміну від відомих результатів, за рахунок використання зміни знака апіорних і апостеріорних ЛВФП при ітеративному декодуванні та обліку значень дисперсії завад у параметрі канальної надійності, метод дозволяє отримувати значення достовірності інформації (коефіцієнт помилки) без використання додаткового службового каналу або додаткових методів аналізу без використання надмірності інформаційної послідовності.

Аналіз моделювання показує, що зі збільшенням ітерацій декодування та розміру блоку даних точність оцінки достовірності інформації, що розраховується декодером без зменшення пропускну здатності, наближається до оцінки достовірності з використанням додаткового службового каналу. Так, для $N = 1000$, 8 ітерацій декодування, відношення сигнал/шум рівного 1,4 дБ, значення ймовірності помилки декодування (при використанні додаткового службового каналу) дорівнює $5 \cdot 10^{-5}$, а значення показника невизначеності декодування (коефіцієнта помилок) – $9 \cdot 10^{-5}$.

Метод можна застосовувати спільно з іншими методами параметричної та структурної адаптації в умовах апіорної невизначеності.

У четвертому розділі на основі проведеного аналізу відомих моделей оцінки стану каналів передачі для безпроводових систем передачі інформації розроблено математичну модель оцінки дисперсії завад для адаптивних турбо кодів.

Сутність моделі полягає в розрахунку дисперсії завад типу білий гаусівський шум за використання апіорної та апостеріорної інформації декодера багатокомпонентного турбо кода.

Відмінність запропонованої математичної моделі від запропонованих іншими авторами, що визначає її новизну, полягає в оцінці характеристик завад за результатами багатокомпонентного ітеративного декодування з урахуванням функцій правдоподібності.

Застосування запропонованого результату дозволяє зменшити похибку оцінки стану каналу та підвищити достовірність інформації. Похибка оцінки стану каналу складає 0,25-0,7 дБ у залежності від ітерацій декодування турбо коду.

Ключові слова: надійність передачі інформації, мобільні засоби передачі даних, коди з виправленням помилок, турбо коди, адаптивні алгоритми в системах з кодуванням, ітеративне декодування з «м'яким» входом - «м'яким» виходом, максимум апостеріорної ймовірності, канали з гаусівськими шумами.

ABSTRACT

Sokorynska N.V. Information technology for improving information reliability in wireless data transmission systems with adaptive codes. – Qualification scientific work in the form of a manuscript.

Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in the specialty (122) «Computer Science». – National University «Chernihiv Polytechnic», Chernihiv, 2025.

The dissertation is aimed at studying adaptive error-correcting codes, specifically turbo codes, and their decoding algorithms to enhance the efficiency of wireless data transmission systems under strong interference by making information more reliable with methods and a model using adaptive turbo codes (TC).

In the first part of the dissertation, the study focuses on architecture of modern wireless data transmission systems was conducted, an analysis of factors affecting the reliability of information in wireless data transmission channels was conducted, methods for increasing the reliability of information in modern wireless data transmission systems were analyzed, and a scientific and applied task and partial tasks of the dissertation research were formulated.

An investigation into the current state and future development prospects of wireless data transmission systems revealed the need to increase the reliability of information by developing new information technologies based on powerful corrective turbo codes and their adaptation.

Investigating the main factors that affect the deterioration of the reliability of information, it was found that interference, modeled by additive white Gaussian noise with a limited frequency range at large dispersion values, has a significant impact.

Investigating methods for increasing the reliability of information, it was found that to implement the principle of adaptation, knowledge of the state of the data transmission channel is required during a certain time interval or transmission interval of a certain test sequence over the service data transmission channel. In many sources, it is customary to consider the signal-to-noise power ratio, defined as the ratio of signal

energy to the noise power spectral density, in order to evaluate the condition of the transmission channel.

In the process of adapting the structure, it is advisable to provide for the use of multicomponent turbo codes and the use of different classes of correction codes. Parametric adaptation of turbo codes may include changing the polynomials of component codes, modifying interleavers in the encoder and decoder, adjusting the number of decoding iterations, and adapting the size of the input data block.

Therefore, promising areas for increasing the reliability of information transmission are the implementation of adaptive systems, code structures based on turbo codes and LDPC codes, signal spectrum expansion technologies, as well as modern approaches to MIMO, HARQ, and OFDM.

The second section is devoted to the formalization of the process of creating code structures of turbo codes and their decoding algorithms, which allowed us to propose a method for increasing the reliability of information in wireless data transmission systems by adaptively choosing the size of state diagrams. The core idea of the approach is to enhance the operation of the turbo code encoder and decoder through adaptive determination of state diagram sizes, utilizing the introduced metric for decoding process uncertainty.

What distinguishes the developed approach from existing methods is its adaptive determination of the TC encoder/decoder state diagram size, taking into account both the signal-to-noise ratio in the channel and the normalized number of sign changes in the a posteriori–a priori log-likelihood ratios for transmitted bits.

The simulation results showed that to ensure the required reliability indicators of information transmission, the method selects the optimal size of the state diagram of the TC encoder/decoder, which is confirmed by a comparative analysis with the results of other simulation methods.

The proposed method can be integrated with other adaptive approaches, including the adaptation of the coding rate and component code polynomials in turbo codes, as well as with multi-parameter adaptive systems operating under conditions of a priori uncertainty. The third section examines coding procedures based on maximum

a posteriori probability. Drawing on the mathematical framework for decoding LDPC and turbo codes, an adaptive method has been developed to assess information reliability under a priori uncertainty.

The core idea of the method is to compute a decoding uncertainty indicator, analogous to information reliability, by utilizing both a priori and a posteriori information from the turbo code decoder, along with knowledge of noise variance. Unlike previous approaches, by tracking sign changes of prior and posterior LLRs during iterative decoding and incorporating interference variance into the channel reliability parameter, the method enables the estimation of information reliability (error coefficient) without requiring an additional service channel or supplementary analytical methods, and without introducing redundancy in the information sequence.

Simulation results indicate that increasing the number of decoding iterations and the size of data blocks improves the accuracy of information reliability assessments calculated by the decoder, approaching the reliability obtained using an auxiliary service channel. For example, for $N = 1000$, 8 decoding iterations, and a signal-to-noise ratio of 1.4 dB, the probability of decoding error with an additional service channel is $5 \cdot 10^{-5}$, while the decoding uncertainty indicator (error rate) is $9 \cdot 10^{-5}$.

The method can be applied alongside other parametric and structural adaptation techniques under conditions of a priori uncertainty.

In the fourth section, based on the analysis of known models of estimation of the state of transmission channels for wireless information transmission systems, a mathematical model of estimation of the interference dispersion for adaptive turbo codes is developed.

The essence of the model is to calculate the dispersion of interference of the white Gaussian noise type using the a priori and a posteriori information of the decoder of the multi-component turbo code.

The difference of the proposed mathematical model from those proposed by other authors, which determines its novelty, is the estimation of the interference characteristics based on the results of multi-component iterative decoding taking into account the likelihood functions.

The application of the proposed result allows to reduce the error of the channel state estimation and increase the reliability of the information. The error of the channel state estimation is 0.25-0.7 dB depending on the turbo code decoding iterations.

Keywords: reliability of information transmission, mobile data transmission, error-correcting codes, turbo codes, adaptive algorithms in coding systems, iterative decoding with "soft" input-"soft" output, maximum posterior probability, channels with Gaussian noise.

Список опублікованих праць за темою дисертації

Праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1. Zaitsev S. Optimization of Turbo Code Encoding/Decoding for Development of 5G Mobile Communication systems / S. Zaitsev, N. Sokorinskaya, V. Vasylenko, O. Trofimchuk, Y. Tkach// Radioelectronics and Communications Systems. – Allerton Press, Inc. – Springer, 2021. – Vol. 64. – P. 440-450. DOI: 10.3103/S0735272721080045. (Scopus).
2. Zaitsev S. Method for Assessing the Reliability of Information Under Conditions of Uncertainty Through the Use of a Priori and a Posteriori Information of the Decoder of Turbo Codes / Zaitsev S., Sokorynska N., Prystupa V., Zaitseva L. // Information and Communication Technologies and Sustainable Development. – Springer (Lecture Notes in Networks and Systems). – 17th International Scientific-practical Conference on Papers of International Scientific-Practical Conference on Mathematical Modeling and Simulation of Systems. – 2023. – P. 87-101. https://doi.org/10.1007/978-3-031-30251-0_17. (Scopus).
3. Zaitsev S. Mathematical Model for Evaluation of Interference Dispersion for 5G Mobile Communication Systems / Zaitsev S., Sokorynska N., Prystupa V., Zaitseva L. // Information and Communication Technologies and Sustainable Development. – Springer (Lecture Notes in Networks and Systems). – ICT&SD 2022, vol 809. – 2023. – P. 87-101. <https://doi.org/10.1007/978-3-031-46880-3>. (Scopus).
4. Проблемні питання нормативно-технічного забезпечення проведення випробувань зразків озброєння та військової техніки / Лаппо І.М., Добришкін Ю.М., Геращенко М.О., Червотока О.В., Сокоринська Н.В // Збірник наукових праць. – Чернігів: ДНДІ ВС ОВТ. – 2019. – № 2. – С. 112-118.
5. Аналіз сучасного стану тренажеробудування та можливі шляхи розвитку авіаційних тренажерів Державної авіації України / Тертишнік Є.М., Кузьміч О.Є., Дмитрієв В.А., Сокоринська Н.В. // Збірник наукових праць. – Чернігів: ДНДІ ВС ОВТ. – 2020. – № 2 (4). – С. 129-134.
6. Вивчення можливостей вдосконалення та обґрунтування варіанту структури системи контролю безпеки польотів державної авіації / Шейн І.В.,

Аркушенко П.Л., Андрушко М.В., Кузьміч О.Є., Сокоринська Н.В. // Збірник наукових праць. – Чернігів: ДНДІ ВС ОБТ. – 2022. – № 2 (12). – С. 152-159.

7. Аналіз можливостей використання сучасної універсальної модульної вимірювальної системи серії QUANTUMX для проведення випробувань озброєння та військової техніки різного функціонального призначення авіації / Тертишник Є.М., Шейн І.В., Потапов О.І., Сокоринська Н.В., Ратушний С.В. // Збірник наукових праць. – Чернігів: ДНДІ ВС ОБТ. – 2022. – № 1 (11). – С. 127-135.

8. Zaitsev S. Method of adaptation of cascade codes to ensure reliability of information transmission of wireless data transmission systems / Zaitsev S., Vasylenko V., Trysnyuk T., Sokorinska N. // Environmental safety and natural resources. – Vol. 47, No. 3. – 2023. – P. 133-143. <https://doi.org/10.32347/2411-4049.2023.3.133-143>.

9. Сокоринська Н. Метод адаптивного вибору розміру діаграм станів турбокодів у системах 5G та IoT / Сокоринська Н., Постернак Ю., Зайцева Л., Руденок О. // Технічні науки та технології. – № 2 (32). – 2023. – Р. 249-260. [https://doi.org/10.25140/2411-5363-2023-2\(32\)-249-260](https://doi.org/10.25140/2411-5363-2023-2(32)-249-260).

Праці, що засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

1. Method For Optimizing Encoder And Decoder Operation Of A Turbo Code Through The Use Of Adaptive Selection Of The State Diagrams Size / Sokorynska Nataliia, Zaitsev Sergei, Posternak Yuriy, Kurbet Pavel, Gorlinsky Boris // I International scientific-practical conference «SECURITY OF INFORMATION SYSTEMS RESOURCES» (Chernihiv, April, 16-17, 2020). – 2020. – P. 19–25.

2. Завадостійке кодування у справі захисту інформації / Горлинський В.В., Горлинський Б.В., Зайцев С.В., Сокоринська Н.В. // Науково-практична конференція «ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ І ТЕХНОЛОГІЇ ТА КІБЕРБЕЗПЕКА: НОВІ ВИКЛИКИ, НОВІ ЗАВДАННЯ» (ІТСТК-2020) (м. Київ, Україна, 2020 р.). – 2020. – С. 206–207.

3. Сучасний стан та розвиток технологій п'ятого покоління 5G / Василенко В.М., Сокоринська Н.В., Зайцев С.В., Курбет П.М. // XXI Міжнародна

науково-практична конференція «Інформаційно-комунікаційні технології та сталий розвиток» (м. Київ, Україна, 2022 р.). – 2022. – С. 117–119.

4. Розробка загальних вимог до обладнання лабораторії механічних, електричних та кліматичних випробувань / Добришкін Ю.В., Собора А.І., Сокоринська Н.В. // XV наукова конференція «Новітні технології – для захисту повітряного простору» (м. Харків, Україна, 2019 р.). – 2019. – С. 572.

5. Аналіз впливу температури зони різання на точність діаметральних розмірів під час обробки отворів комбінованим інструментом / Лаппо І. М., Сокоринська Н.В., Авраменко В.М., Сенькович М.О. // XIV міжнародна науково-практична конференція «Математичне та імітаційне моделювання систем. МОДС-2019» (м. Чернігів, Україна, 2019 р.). – 2019. – С. 117-125.

6. Вивчення перспектив розвитку лабораторій технічної діагностики / Сокоринська Н.В., Тertiшнік Є.М., Ратушний С.В. // XX науково-технічна конференція «Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах» (м. Чернігів, Україна, 2020 р.). – 2020. – С. 243.

7. Вивчення можливостей використання сучасних зразків бортової фото та відео апаратури для проведення випробувань / Сокоринська Н.В., Потапов О.І., Аркушенко П.Л. // XXI науково-технічна конференція «Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах» (м. Чернігів, Україна, 2021 р.). – 2021. – С. 28.

8. Комбінований захист радіоелектронних засобів, розміщених в приміщеннях об'єктів критичної інфраструктури від зовнішнього електромагнітного впливу. / Ляшенко В.А., Сокоринська Н.В. // XXI науково-технічна конференція «Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах» (м. Чернігів, Україна, 2021 р.). – 2021. – С. 184.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	15
ВСТУП	16
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ДОСТОВІРНОСТІ ІНФОРМАЦІЇ В СИСТЕМАХ ОБМІНУ ДАНИМИ	23
1.1. Особливості архітектури сучасних безпроводових систем передачі даних	23
1.2. Аналіз факторів порушення достовірності інформації в безпроводових каналах передачі даних	31
1.3. Аналіз методів підвищення достовірності інформації в сучасних безпроводових системах передачі даних	45
1.4. Визначення науково-прикладної задачі і окремих завдань дисертаційного дослідження	52
1.5. Висновки до розділу 1	54
РОЗДІЛ 2. МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ДОСТОВІРНОСТІ ІНФОРМАЦІЇ В СИСТЕМАХ ОБМІНУ ДАНИМИ ЗА РАХУНОК АДАПТИВНОГО ВИБОРУ РОЗМІРУ ДІАГРАМ СТАНІВ	55
2.1. Особливості формування кодових конструкцій турбо кодів та аналіз їх алгоритмів декодування	55
2.2. Математичний апарат декодування турбо кодів із різним розміром діаграм станів	65
2.3. Метод підвищення достовірності інформації у безпроводових системах передачі даних за рахунок адаптивного вибору розміру діаграм станів та розрахунку показника невизначеності декодування	72
2.4. Висновки до розділу 2	78
РОЗДІЛ 3. МЕТОД ОЦІНКИ ДОСТОВІРНОСТІ ІНФОРМАЦІЇ В УМОВАХ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ	80
3.1. Математичний опис процедури кодування за максимумом апостеріорної ймовірності	80

3.2. Математичний апарат декодування LDPC-кодів та багатокомпонентних турбо кодів	88
3.3. Метод оцінки достовірності інформації в умовах невизначеності.....	99
3.4. Висновки до розділу 3.....	106
РОЗДІЛ 4. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ОЦІНКИ ДИСПЕРСІЇ ЗАВАД ДЛЯ АДАПТИВНИХ ТУРБО КОДІВ.....	108
4.1. Аналіз відомих моделей оцінки стану каналів передачі для безпроводових систем передачі інформації	108
4.2. Математична модель оцінки дисперсії завад за рахунок використання функцій правдоподібності в багатокомпонентних турбо кодах.....	114
4.3. Оцінка ефективності математичної моделі оцінки дисперсії завад в багатокомпонентних турбо кодах.....	125
4.4. Висновки до розділу 4	126
ВИСНОВКИ	127
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	130
Додаток А. Акти впровадження основних результатів.....	144

....

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ITU – International Telecommunication Union.

LTE – Long Term Evolution.

LSPA – Layered Sum Product Algorithm.

LMSA – Layered Min-Sum Algorithm.

LOMSA – Layered Min-Sum Algorithm.

MCE – Mobile Cloud Engine.

MSA – Min-Sum Algorithm.

NFV – Network Functions Virtualization.

NR – New Radio.

SDN – Software-Defined Networking.

SPA – Sum Product Algorithm.

ВСТУП

Актуальність теми. Сучасні користувачі дедалі більше потребують підвищених швидкостей передавання даних та якісного безпроводового доступу до мережі Інтернет. У цьому контексті технології мобільного зв'язку четвертого покоління – 4G Long Term Evolution (LTE) – та п'ятого покоління – 5G – набули широкого поширення [1, 2]. Водночас стрімкий розвиток Інтернету речей (IoT) зумовлює підвищений попит на використання технології 5G, яка забезпечує надзвичайно низькі затримки та високу надійність підключення.

У безпроводових системах передачі даних (БЗПД) для підвищення достовірності інформації використовуються технології адаптивного управління параметрами модуляції, потужності і кодування [3-8]. У системах мобільного зв'язку покоління 4G, 5G при адаптації кодування використовується лише один параметр – надмірність кодера ТК або LDPC-коду, яка регулюється зміною швидкості кодування R у межах певного інтервалу. Застосування турбокодів (ТК) доцільне при невеликих швидкостях кодування, тоді як LDPC-коди ефективні при високих швидкостях.

На сьогодні методи підвищення достовірності передавання інформації в безпроводових системах передачі даних (БЗПД) отримали широке й глибоке дослідження у працях як вітчизняних, так і зарубіжних науковців [7-56], серед яких найбільш відомі такі вчені: А. Г. Зюко, Д. Д. Кловський, М. Л. Теплов, Л. М. Фінк, Л. Є. Варакін, В. Л. Банкет, В. І. Борисов, С. В. Зайцев, В. В. Казимир, К. Шеннон, Д. Форні, Р. Галлагер, Е. Арікан, Д. Дивсалар, Е. Поллара, Ф. Дж. Мак-Вільямс, К. Берроу, Л. Хензо, А. Голдсмит, М. Валенті та ін.

Проте певні питання залишаються недостатньо вивченими та потребують подальшого дослідження, зокрема:

- розробка нових і вдосконалення існуючих методів підвищення достовірності передавання інформації в безпроводових системах передачі даних;
- для реалізації принципу адаптації необхідні знання щодо стану каналу передачі даних протягом певного проміжку часу або проміжку передачі деякої тестової послідовності по службовому каналу передачі даних. Як

загальноприйняту кількісну оцінку стану каналу передачі зазвичай використовують відношення сигнал/завада або відношення енергії сигналу до спектральної густини потужності шуму. Якщо прийняти енергію сигналу за постійну величину, то для оцінки каналу необхідні відомості про спектральну щільність потужності завади;

- адаптації структури доцільно передбачати використання багатокомпонентних турбо кодів та різних класів коригувальних кодів;

- параметрична адаптація турбокодів має враховувати зміну поліномів компонентних кодів, модифікацію перемешувачів кодера та декодера, регулювання кількості ітерацій декодування, а також реалізацію механізму адаптації розміру вхідного блоку даних;

- ефективним і перспективним є використання адаптивних систем і кодових конструкцій, що базуються на турбокодах та LDPC-кодів, технологій розширення спектра сигналу, а також сучасних підходів MIMO, HARQ та OFDM;

- у процесі функціонування адаптивних систем при підвищенні інтенсивності шумів та завад підтримка заданого рівня достовірності інформації ускладнюється, що зумовлює потребу в застосуванні багаторівневої адаптації для забезпечення надійної передачі даних.

Отже, дисертація присвячена розв'язанню актуальної науково-прикладної задачі, що несе в собі важливе наукове, практичне й технічне значення для створення перспективних безпроводових систем передачі даних — підвищення достовірності інформації за допомогою розробки методів та моделей, що ґрунтуються на адаптивних коригувальних кодах.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Дослідження дисертаційної роботи пов'язано з планом науково-дослідної роботи № 0123U101819 «Мультиагентна система захисту об'єктів критичної інфраструктури на основі рою мультикоптерних дронів», Державного науково-дослідного інституту випробувань і сертифікації озброєння та військової техніки у рамках бюджетних тем: «Обґрунтування можливих шляхів подальшого розвитку випробувального обладнання механічних, електричних та кліматичних

лабораторій», шифр «Основа» (№ 01197S002756), робота виконувалась в 2019 році; «Обґрунтування загальних вимог до науково-дослідної лабораторії випробувань інформаційно-вимірювальних комплексів та реєструючи систем», шифр «Інфолаб» (№ 0120ZS002927), дослідження відбулись у 2020 році; «Розроблення рекомендацій щодо формування та організації функціонування системи контролю польотів державної авіації України», шифр «Контроль ДАУ» (№ 0121ZS003080), робота виконувалась в 2021 році; «Обґрунтування варіантів використання уніфікованої інформаційно-вимірювальної радіотелеметричної системи для забезпечення проведення випробувань ракетного озброєння», шифр «Контроль-Стріла» (№ 0121ZS003079), роки виконання 2021-2022; а також при побудові комплексів та систем захисту інформації ТОВ «Інформаційні системи захисту».

Мета і задачі дослідження. Метою дисертації є покращення показників достовірності інформації через зменшення помилок при обміні даними в каналах з потужними шумами на основі використання адаптивних турбо кодів.

Реалізації поставленої мети вимагає вирішення наступних наукових завдань:

- 1) Розглянути особливості архітектури сучасних БЗПД.
- 2) Проаналізувати існуючі методи підвищення достовірності інформації в БЗПД.
- 3) На основі формалізації процесів формування кодових конструкцій турбо кодів та їх алгоритмів декодування розробити метод підвищення достовірності інформації у безпроводових системах передачі даних за рахунок адаптивного вибору розміру діаграм станів.
- 4) За результатами дослідження математичного апарату декодування LDPC-кодів і турбо кодів розробити метод визначення достовірності інформації в умовах апіорної невизначеності.
- 5) Розробити математичну модель оцінки дисперсії завад для адаптивних турбо кодів.

Об'єкт дослідження – процеси передачі інформації в безпроводових системах передачі даних.

Предмет дослідження – зменшення помилок в системах обміну даними за рахунок адаптивного кодування.

Методи дослідження. Для реалізації поставлених задач застосовувалися такі методичні підходи: *при розробці методу підвищення достовірності інформації в безпроводових системах передачі даних шляхом адаптивного вибору розміру діаграм станів* використовувалися методи теорії кодування, теорії прийняття рішень, теорії ймовірностей, математичної статистики, теорії зв'язку та імітаційного моделювання; *для створення методу оцінки достовірності інформації в умовах апіорної невизначеності* застосовувалися комбіновані підходи імітаційного моделювання, теорії ймовірностей, математичної статистики, об'єктно-орієнтованого програмування, теорії завадостійкого кодування та теорії інформації; *для реалізації математичної моделі оцінки дисперсії завад для адаптивних турбокодів* використовувалися методи теорії інформації, математичної статистики, теорії завадостійкого кодування та теорії модуляції сигналів.

Наукова новизна отриманих результатів.

1. Вперше представлено метод підвищення достовірності передавання інформації у безпроводових системах за рахунок адаптивного визначення розміру діаграм станів. Наукова новизна розробленого методу полягає в тому, що, на відміну від існуючих підходів, реалізується адаптивне налаштування розміру діаграми станів кодера і декодера турбо коду з урахуванням відношення сигнал/шум у каналі та нормалізованої кількості змін знаку апостеріорно-апіорних логарифмічних відносин функцій правдоподібності переданих бітів.

2. Вперше розроблено метод оцінки достовірності інформації в умовах апіорної невизначеності, сутність якого полягає в розрахунку показника невизначеності декодування, за рахунок використання апіорної та апостеріорної інформації декодера турбо кода та інформації про значення дисперсії завад. На відміну від відомих результатів, за рахунок використання

зміни знаків апіорних і апостеріорних ЛВФП при ітеративному декодуванні та обліку значень дисперсії завад у параметрі каналної надійності, метод дозволяє отримувати значення достовірності інформації (коефіцієнт помилки) без використання додаткового службового каналу або додаткових методів аналізу без використання надмірності інформаційної послідовності.

3. Набула подальшого розвитку математична модель оцінки дисперсії завад для адаптивних турбо кодів, що дозволяє зменшити похибку оцінки стану каналу та підвищити достовірність інформації в безпроводових системах передачі даних. Похибка оцінки стану каналу складає 0,25-0,7 дБ в залежності від ітерацій декодування турбо коду. Відмінність розробленої математичної моделі від існуючих, що визначає її новизну, полягає що оцінка дисперсії завад здійснюється за рахунок аналізу результатів розрахунку правдоподібності даних, застосованих під час декодування даних багатокomпонентних турбо кодів, та врахуванні отриманих значень при ітеративному декодуванні.

Практичне значення отриманих результатів полягає в тому, що комплекс запропонованих наукових підходів формує нову інформаційну технологію підвищення достовірності передачі даних у безпроводових системах із застосуванням адаптивних кодів. Це, у свою чергу, забезпечує підвищення достовірності інформації на всіх етапах життєвого циклу БЗПД – від проектування та виготовлення до експлуатації.

Впровадження результатів дослідження надає можливість:

- виконувати моделювання, визначати ключові параметри та здійснювати виробництво БЗПД із використанням нових методів та моделей;
- оцінювати стан каналу передачі даних для БЗПД в умовах потужних завад;
- підвищувати достовірність інформації сучасних БЗПД в умовах впливу потужних завад;
- оптимізувати та зменшити витрати на проведення досліджень та виробництво БЗПД.

Результати проведених досліджень знайшли практичне застосування в діяльності Державного науково-дослідного інституту випробувань і сертифікації озброєння та військової техніки у рамках бюджетних тем: «Обґрунтування можливих шляхів подальшого розвитку випробувального обладнання механічних, електричних та кліматичних лабораторій», шифр «Основа», 2019 рік; «Обґрунтування загальних вимог до науково-дослідної лабораторії випробувань інформаційно-вимірювальних комплексів та реєструючих систем», шифр «Інфолаб», 2020 рік; «Розроблення рекомендацій щодо формування та організації функціонування системи контролю польотів державної авіації України», шифр «Контроль ДАУ», 2021 рік; «Обґрунтування варіантів використання уніфікованої інформаційно-вимірювальної радіотелеметричної системи для забезпечення проведення випробувань ракетного озброєння», шифр «Контроль-Стріла», 2021-2022 роки. За результатами цих робіт є відповідні акти.

Особистий внесок здобувача. Основні підходи в дисертації та отримані результати, належать особисто здобувачеві. Зі спільних публікацій особисто здобувачеві належить наступне: в [57] – розробка алгоритму формування адаптивного розміру діаграми станів, проведення імітаційного моделювання для отримання BER-характеристик; в [58] – запропонована функція розрахунку якості декодування за рахунок використання ітерацій та «м'яких» даних декодерів турбо коду; в [59] – отримання математичних залежностей для розрахунку дисперсії завад в ітеративному декодері з «м'якими» рішеннями; в [60-63] – основі положення та ідея публікації; в [64] – імітаційне моделювання зміни діаграми станів компонентних кодів турбо коду; в [65] – ідея застосування адаптивних турбо кодів в системах обміну даними; в [66] – дослідження етапів розвитку мобільних систем з точки зору впровадження завадостійкого кодування; в [67-71] – основні підходи до захисту інформації від зовнішніх впливів; в [72] – ідея використання каскадного кодування для побудови адаптивних кодованих систем; в [73] – спосіб адаптації решітки станів компонентних кодів турбо коду.

Зі спільних публікацій у дисертацію додано результати, які впроваджено та одержано дисертантом власноруч.

Апробація результатів роботи. Основні наукові результати дисертації апробовано на XV науковій конференції «Новітні технології – для захисту повітряного простору» (м. Харків, Україна, 2019 р.); XIV міжнародній науково-практичній конференції «Математичне та імітаційне моделювання систем. МОДС-2019» (м. Чернігів, Україна, 2019 р.); XX науково-технічна конференція «Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах» (м. Чернігів, Україна, 2020 р.); I International scientific-practical conference «SECURITY OF INFORMATION SYSTEMS RESOURCES» (Chernihiv, April, 16-17, 2020); Науково-практичній конференції «ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ І ТЕХНОЛОГІЇ ТА КІБЕРБЕЗПЕКА: НОВІ ВИКЛИКИ, НОВІ ЗАВДАННЯ» (ІТСТК-2020) (м. Київ, Україна, 2020 р.); XXI науково-технічна конференція «Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах» (м. Чернігів, Україна, 2021 р.); XXI Міжнародній науково-практичній конференції «Інформаційно-комунікаційні технології та сталий розвиток» (м. Київ, Україна, 2022 р.).

Публікації. Основні результати дисертаційної роботи опубліковані у 17 наукових роботах, у тому числі 9 статтях, з них 3 статей у наукових виданнях, які входять до міжнародної наукометричної бази Scopus, 6 статей у фахових виданнях України з технічних наук, 8 публікацій у матеріалах міжнародних та всеукраїнських конференцій.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ДОСТОВІРНОСТІ ІНФОРМАЦІЇ В СИСТЕМАХ ОБМІНУ ДАНИМИ

1.1. Особливості архітектури сучасних безпроводових систем передачі даних

Безпроводовий зв'язок є динамічною галуззю, що спрямована на забезпечення взаємодії між людьми як у повсякденному житті, так і в бізнес-середовищі. Розвиток цієї сфери стимулює економічне та соціальне зростання. Як ілюструє рисунок 1.1, технології безпроводового зв'язку зазнали значних змін протягом багатьох років. Сучасні користувачі дедалі більше потребують підвищених швидкостей передавання даних та надійного безпроводового доступу до мережі Інтернет..

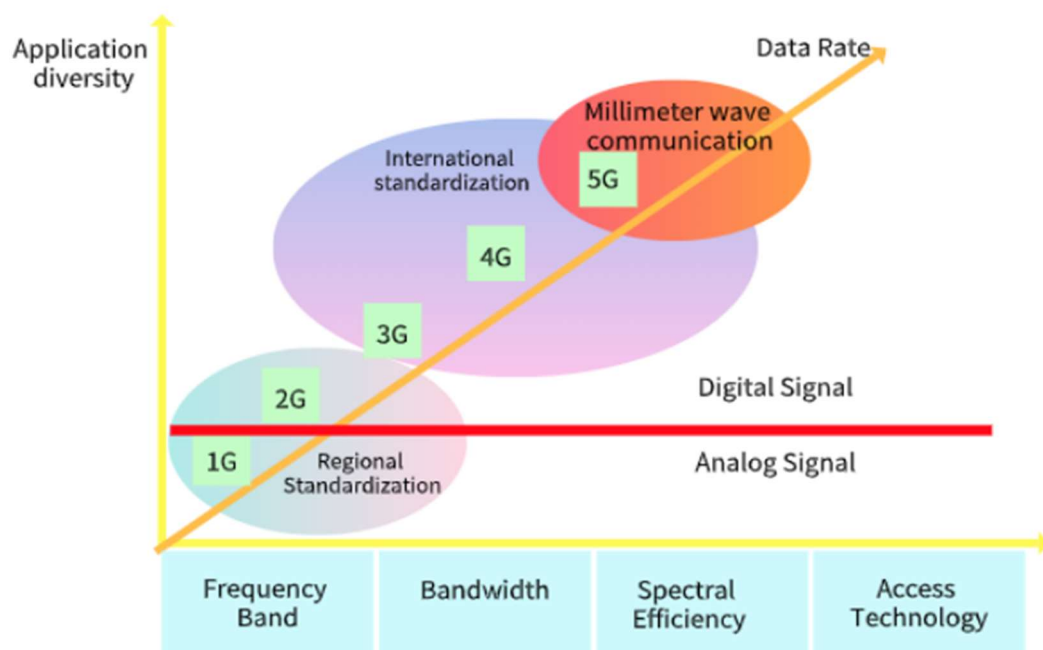


Рисунок 1.1 – Розвиток систем мобільного зв'язку та радіодоступу

Системи мобільного зв'язку четвертого покоління (4G LTE) нині широко застосовуються. У сценаріях низької мобільності безпроводові мережі 4G забезпечують передачу даних із максимальною швидкістю до 1 Гбіт/с, що

особливо актуально для локального доступу. При високій мобільності швидкість передачі даних у мережах 4G становить приблизно 100 Мбіт/с [74].

Системи 4G демонструють високі показники продуктивності безпроводового зв'язку, проте вони стикаються з проблемами високого енергоспоживання та обмеженого частотного спектра. Комунікаційні компанії постійно зіштовхуються з потребою підвищення швидкості передачі даних та енергоефективності, що зумовило розвиток систем нового покоління – технології п'ятого покоління (5G).

За оцінками фахівців, мережа 5G порівняно з 4G здатна забезпечити тисячократне збільшення ємності системи, десятикратне зростання спектральної ефективності та швидкості передачі даних (до 10 Гбіт/с), а також приблизно у двадцять п'ять разів більшу середню пропускну здатність комірки [74].

Технологія 5G розвивається під впливом двох ключових факторів. Перший пов'язаний із забезпеченням високошвидкісної доставки великих обсягів даних, включаючи відеоконтент, що обумовлює необхідність широкосмугового безпроводового зв'язку та надширокосмугових сервісів для таких застосувань, як FHD-відео, прямі трансляції та віртуальна реальність. Другий фактор полягає у швидкому поширенні Інтернету речей (IoT), що висуває вимогу до 5G забезпечувати мінімальні затримки та надійне підключення для великої кількості пристроїв.

До ключових застосувань 5G належать smart-будинки та міста, VR/AR сервіси, безпроводова медицина, промислова та комунальна автоматизація, підтримка водія, круїз-контроль, транспортні системи та міжтранспортні комунікації. Багато з цих застосувань потребують взаємодії машин між собою (M2M) із високою надійністю та низькою затримкою, а також мінімізації енергоспоживання та вартості.

На рисунку 1.2 наведено базову архітектуру технології 5G, яка включає сервери для потокової передачі та зберігання даних, комунікацій у реальному часі, управління політиками системи та передачу даних за протоколами 3G, LTE, WLAN і GPRS/EDGE, інтегровані з терміналом 5G.

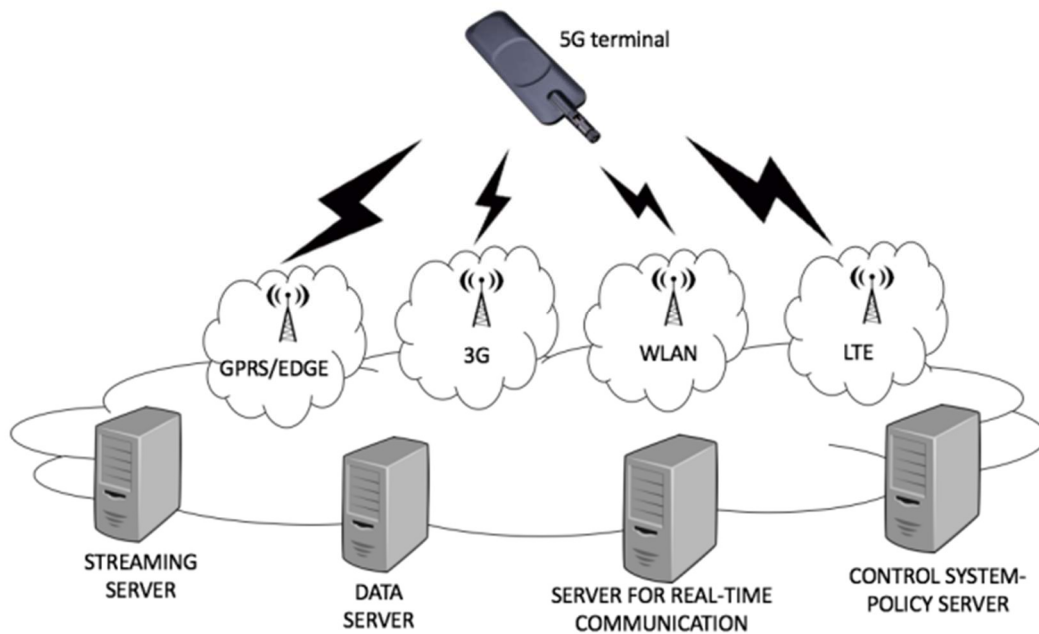


Рисунок 1.2 – Архітектура 5G

Сьогодні оператори зв'язку здійснюють цифрову трансформацію з метою створення сучасного цифрового середовища. Надання високошвидкісної передачі даних у реальному часі для корпоративних та приватних користувачів можливо лише за умов впровадження скоординованої End-to-End (E2E) архітектури з автоматизованим, інтелектуальним та гнучким управлінням на всіх етапах роботи мережі. Ключовим елементом ефективної цифрової трансформації є комплексна хмарна адаптація мереж, операційних систем і сервісів.

Стратегія «All Cloud» передбачає інтеграцію апаратних ресурсів, розподіленої архітектури програмного забезпечення та автоматизованого розгортання сервісів. Оператори модернізують мережі шляхом впровадження архітектури, заснованої на центрі обробки даних (Data Center, DC), у якому всі функції та програмні додатки виконуються в хмарному середовищі DC, що відоме як архітектура Cloud Native [75,76].

У новій епосі 5G зростають вимоги до зв'язку, які створюють технологічні та бізнес-виклики для існуючих мереж (рис. 1.3).

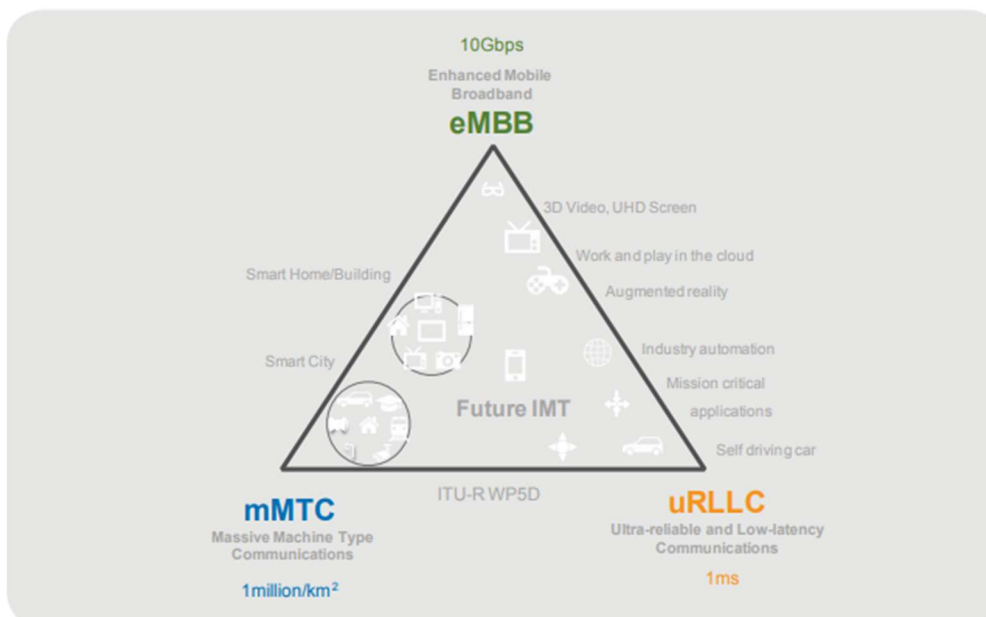


Рисунок 1.3 – Мережа мобільного зв'язку покоління 5G

Мережа мобільного зв'язку нового покоління повинна відповідати різноманітним вимогам. Міжнародний союз електрозв'язку (International Telecommunication Union – ITU) класифікував послуги мобільної мережі 5G на три категорії: eMBB – розширений мобільний широкосмуговий доступ (Enhanced Mobile Broadband), uRLLC – наднадійний зв'язок із малою затримкою (Ultra-reliable and Low-latency Communications) і mMTC – комунікації «масивних машин» (Massive Machine Type Communications). eMBB прагне задовольнити попит людей на все більше цифровий спосіб життя та зосереджується на послугах, які мають високі вимоги до пропускну здатності, наприклад, HD (відео високої роздільної здатності), VR (віртуальна реальність) і AR (доповнена реальність). uRLLC прислідує цілі, щоб відповідати очікуванням вимогливої цифрової індустрії та зосереджується на чутливості до затримки послуг, таких як допоміжне та автоматизоване водіння, а також дистанційне керування. mMTC прагне відповідає вимогам подальшого розвитку цифрового суспільства та зосереджується на послугах (розумне сільське господарство (Smart Agriculture) та розумне місто (Smart City)), що передбачають підвищені вимоги до щільності мережевого покриття.

У зв'язку зі зростанням вимог до якості передачі голосових та даних радіоканалами виникає потреба у створенні систем зв'язку, параметри та

структура фізичного рівня яких могли б змінюватися відповідно до характеристик середовища поширення сигналу. Досягти цього можливо за допомогою засобів, що дозволяють динамічно коригувати свої параметри або структуру. Таким чином, актуальним є розроблення адаптивних систем, здатних змінювати свої характеристики відповідно до змін середовища розповсюдження сигналу, для чого необхідна достовірна інформація про стан каналу зв'язку.

Мережева архітектура 5G, яка здатна керувати послугами, спрямована на гнучке та ефективне управління (рис. 1.4). З використанням програмно-визначених мереж (Software-Defined Networking, SDN) та віртуалізації мережевих функцій (Network Functions Virtualization, NFV), що підтримує базову фізичну інфраструктуру, 5G всебічно хмаризує доступ, транспортні та базові мережі. Хмарне впровадження дозволяє для кращої підтримки різноманітних послуг 5G і активації ключових технологій E2E нарізку мережі, розгортання сервісних прив'язок на вимогу.

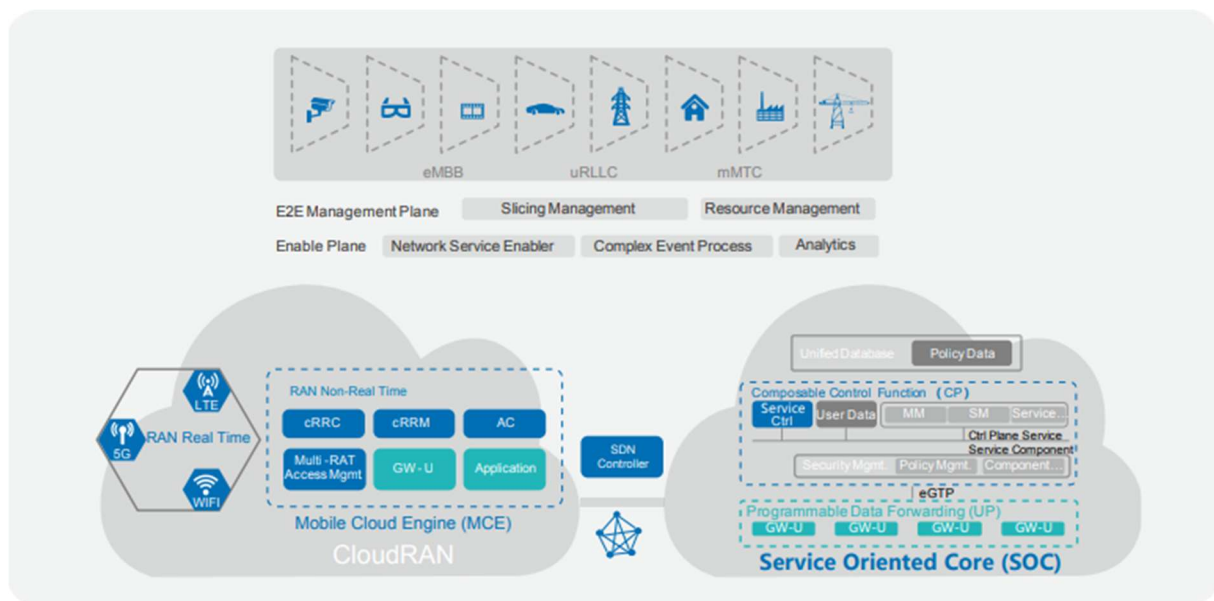


Рисунок 1.4 – Мобільні послуги мережі 5G

Для впровадження мобільних послуг мережа 5G повинна виконувати безліч функцій, однією з яких є контроль якості QoS. Однією з характеристик QoS є характеристика стану каналу передачі даних.

Розподіл мережі E2E є основою для підтримки різноманітних послуг 5G і є ключовою для еволюції архітектури мережі 5G. Базуючись на NFV і SDN,

фізична інфраструктура майбутньої архітектури мережі складається з місця розташування і трирівневих DC (рис. 1.5). Місця розташування підтримують кілька режимів (наприклад, як 5G, LTE та Wi-Fi) у формі макро-, мікро- та піко- базових станцій для реалізації функції реального часу RAN. Ці функції мають високі вимоги до обчислювальних можливостей і продуктивності у реальному часі та вимагають підключення спеціального апаратного забезпечення. Трирівневий хмарний DC складається з обчислювальних ресурсів і ресурсів зберігання. Нижній шар – центральний офісний DC, який є найближчим у відносній близькості до базової станції. Другий шар є локальним DC, а верхній рівень є регіональним DC, з кожним рівнем упорядковані DC пов'язані через транспортні мережі.

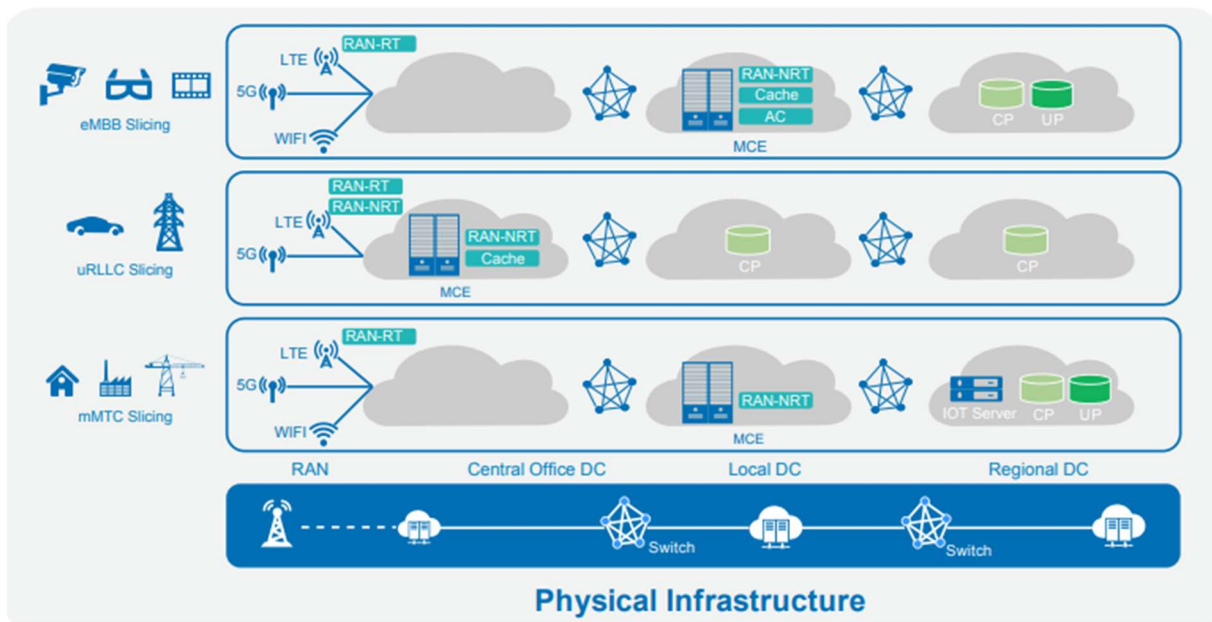


Рисунок 1.5 – Фізична інфраструктура мережі

Під час розвитку мереж до архітектури RAN2020 на стороні радіодоступу (RAN) застосовується концепція CloudRAN для реалізації функцій RAN Real Time, розгортання ресурсів не в реальному часі на вимогу, компонентних функцій, гнучкої координації та розподіл RAN. З використанням Mobile Cloud Engine (MCE), архітектура CloudRAN дозволяє ефективно інтегрувати функції реального часу та функції нереального часу на стороні RAN, виходячи з різних вимог до обслуговування та конфігурації ресурсів, що забезпечує виконання процесу хмарифікації RAN.

Функції реального часу RAN охоплюють планування мережі доступу, адаптацію каналу, управління потужністю, координацію перешкод, ретрансляцію, а також модуляцію та кодування сигналу. Виконання цих функцій потребує високої продуктивності в реальному часі та значного обчислювального навантаження. Розгортання місць обов'язково включає спеціальне обладнання з високими специфікаціями обробки прискорювачів і продуктивністю, при цьому вони розташовані в безпосередній близькості від послуг. Функції RAN не у реальному часі охоплюють передачу між комірками, вибір і повторний вибір комірки, шифрування рівня користувача та множинне з'єднання. Для виконання цих функцій необхідна мінімальна продуктивність в реальному часі та вимог до затримки до десятків мілісекунд передбачає можливість централізованого розгортання. Універсальний процесор може бути інтегрований у MCE або розташований безпосередньо на вузлі мережі залежно від високих вимог до обслуговування.

MCE забезпечує складне управління, одночасно координуючи кілька процесів з урахуванням регіонального часу, частотних діапазонів і просторового розподілу. Таке модернізоване управління дозволяє архітектурі підтримувати технології 4.5G, 4G, 5G та Wi-Fi, а також здійснювати координацію і планування типів макро-, мікро- та піко місць (рис. 1.6). Мережеві функції розгорнуті на радіо, магістральні або основні вузли конвергенції для максимізації ефективності мережі та додаткові можливості.

MCE є логічною сутністю централізованого контролю та управління для CloudRAN, включає функції RAN не в режимі реального часу, Wi-Fi AC, розподілений шлюз, сервіс-подібні додатки (App) і Cache.

Функції RAN, що не виконуються в режимі реального часу, включають загальну площину керування (cRRC), яка забезпечує підтримку багатофункціонального підключення та впровадження нових технологій, а також модуль централізованого управління ресурсами (cRRM), що відповідає за ефективну координацію ресурсів у гетерогенних мережах.

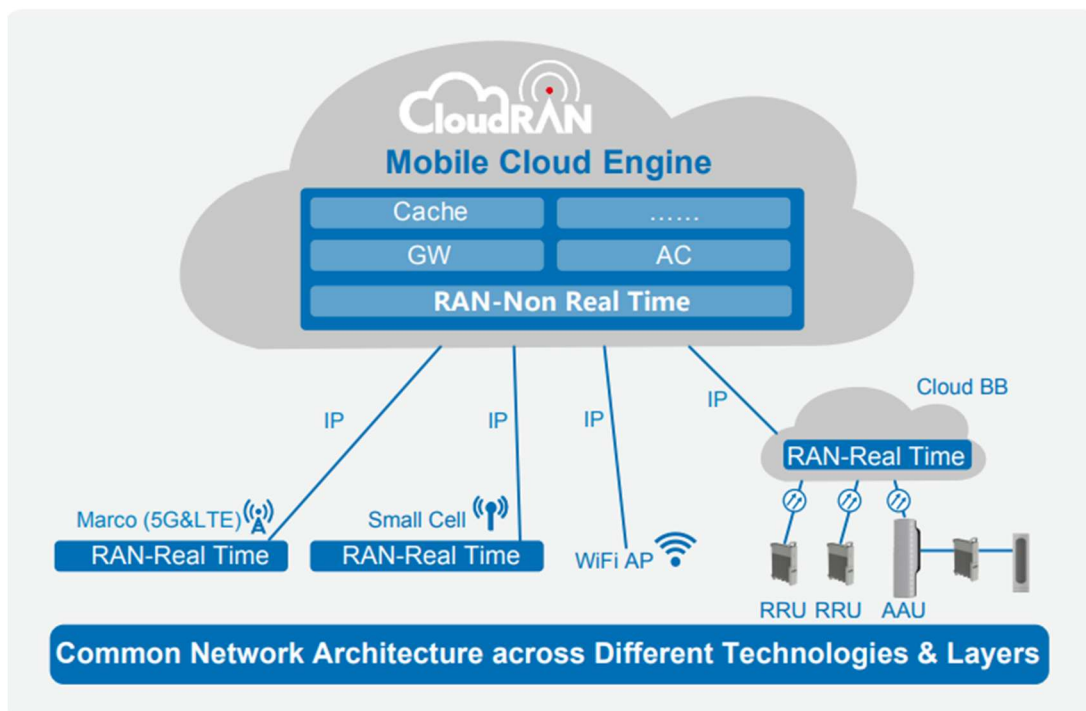


Рисунок 1.6 – Різні технології та рівні мережевої архітектури

За допомогою розділених даних і логіки керування інформацію про стан мережі можна централізувати в єдиній базі даних (рис. 1.7).

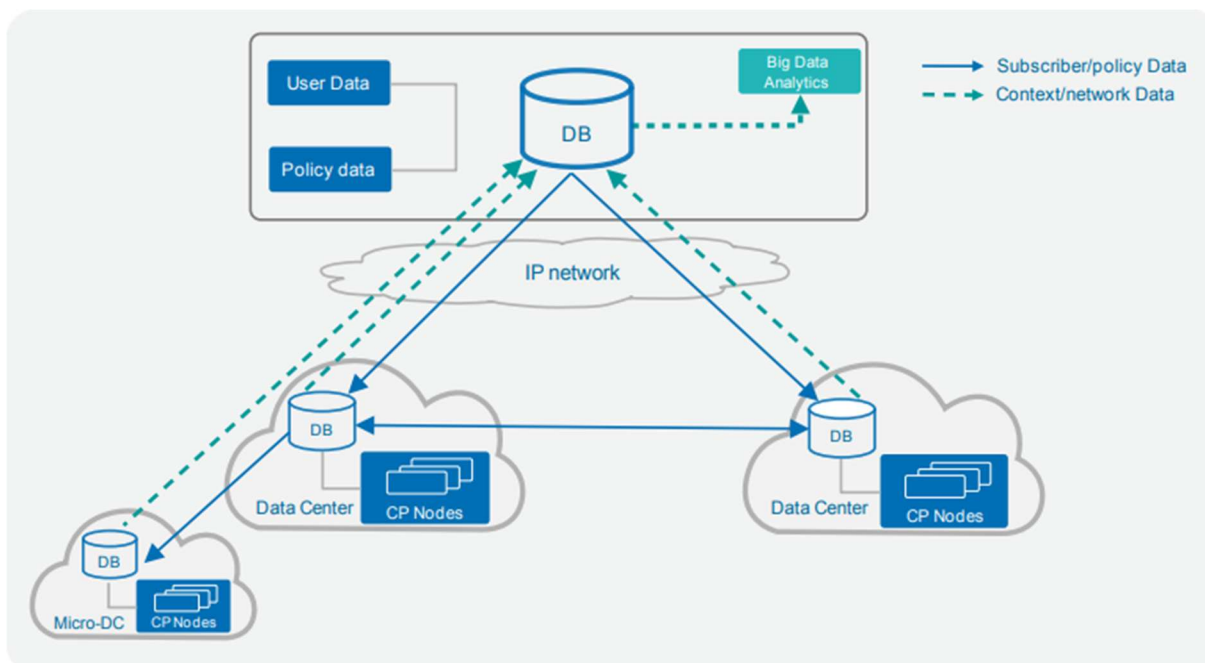


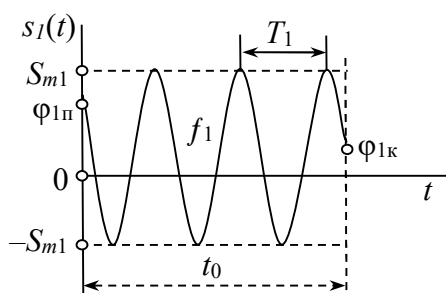
Рисунок 1.7 – Централізація інформації про стан мережі в одній базі даних

Усі мережеві функції мають можливість доступу до моделей метаданих через стандартизовані інтерфейси та можуть локально зберігати динамічні дані користувачів. Завдяки розподіленій базі даних синхронізація та резервне

копіювання інформації про стан мережі в центри відбуваються в реальному часі. Використання інфраструктури управління послугами та уніфікованої бази даних спрощує процедури пошуку інформації в мережі. Площина керування на основі компонентів зменшує накладні витрати на сигналізацію, необхідні для синхронізації даних.

1.2. Аналіз факторів порушення достовірності інформації в безпроводових каналах передачі даних

Часто приходится порівнювати один сигнал з іншим. Виникає питання про критерії порівнювання, в якому розумінні один сигнал більший чи менший за інший. Або наскільки два неоднакові сигнали подібні один до другого. Для цього сигнал представляють як вектор у певній системі координат – це може бути одно-, дво-, три і т.д. N -мірна система. Зокрема, порівнюватись можуть передані й прийняті гармонічні посилки при амплітудно-фазовій модуляції, квадратурній амплітудній чи фазовій модуляціях, у системах зв'язку із сигнально-кодovими конструкціями. У цих та інших системах широко використовуються на практиці гармонічні коливання кінцевої тривалості (рис. 1.8) [77].



S_{m1} , φ_{1n} , φ_{1k} , – амплітуда, початкова і кінцева фази гармонічного коливання $s_1(t)$;
 f_1 – частота коливання, Гц;
 t_0 – тривалість, с;
 T_1 – період, $T_1 = 1/f_1$, с.

Рисунок 1.8 – Параметри гармонічного коливання

Інформаційними параметрами коливань є зміна їх амплітуди і фази згідно із сформованою в інформаційному джерелі цифровою послідовністю елементів 1 і 0.

У системі координат амплітуда (S_m) – частота (f) – фаза (φ_{π}) гармонічне коливання може бути представлене вектором. На рис. 1.9 представлені вектори двох коливань:

$$s_1(t) = S_{m1} \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_{1\pi});$$

$$s_2(t) = S_{m2} \cdot \cos(\omega_2 t + \varphi_{2\pi}).$$

Кінці векторів відображають початковий стан коливань. Час t є четвертою координатою. Його зміни приводять до переміщень кінця векторів у тримірному об'ємі, який утворюють зазначені осі.

Якщо сигнал багаточастотний, то траєкторія точки набагато ускладниться і буде представляти собою операції над векторами усіх частот по знаходженню результатного вектора. Вектори l_1 – одиничні вектори осей координат. Вони забезпечують розкладання сигналу по координатних осях, використовуючи проекції вектора сигналу. Під дією завад кінець векторів цих сигналів може змінювати своє положення у межах куль 1 і 2. Для вірного приймання сигналів кулі не повинні перетинатись. Якщо завади інтенсивні, то можливе перетинання куль. Спільний об'єм V куль у місці їх перетину визначає ймовірність помилкового прийому сигналу: при переданому сигналі s_1 приймається s_2 і навпаки. Ця ймовірність визначається ймовірністю попадання суміші сигнал + завада у простір V .

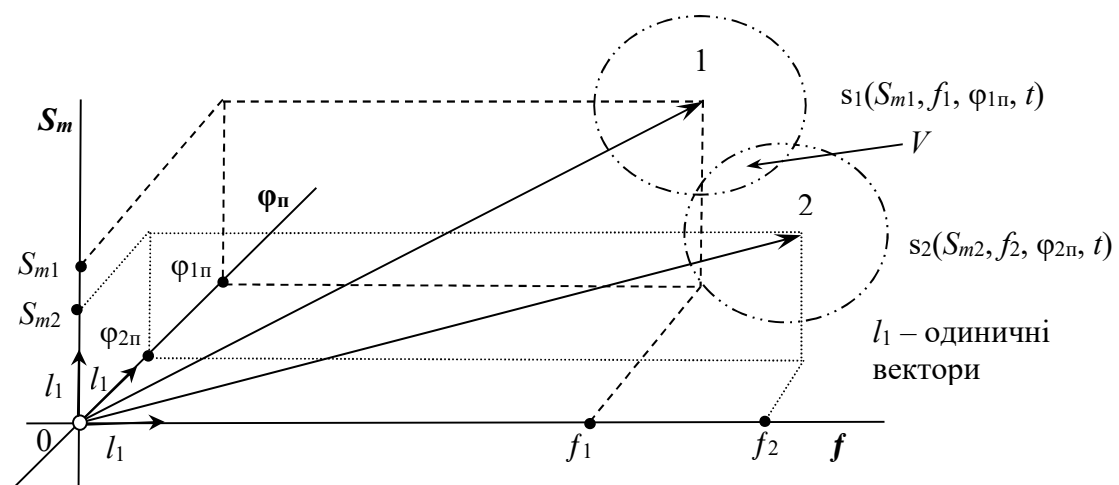


Рисунок 1.9 – Векторне представлення гармонічних коливань

Якщо об'єм куль не змінювати, то ймовірність перетину зменшується при збільшенні довжин векторів, тобто при зростанні відстані між кінцями векторів.

Ці обставини приводять до пошуку оптимізаційних рішень: скільки необхідно використати сигналів s_i , які довжини векторів вибрати та який повинен бути радіус куля, з огляду на забезпечення заданої швидкості передачі та ймовірності помилок.

Для характеристики довжини (величини) векторів використовують так звану норму векторів $\|S\|$, яка визначає певну суттєву ознаку сигналу. Норми сигналів може вводиться різними способами. У радіотехніці найчастіше для сигналу $S(t)$ використовують наступну норму:

$$\|S\| = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt}.$$

Із двох коренів береться додатній.

Для комплексних сигналів норма визначається:

$$\|S\| = \sqrt{\int S \cdot S^* dt},$$

де S – комплексний сигнал, S^* – комплексно-спряжений сигнал.

Квадрат норми носить назву енергії сигналу:

$$E_S = \|S\|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt.$$

Така енергія буде виділена на резисторі з опором 1 Ом, якщо на ньому буде діяти напруга $S(t)$. Енергетичне представлення в першу чергу зручне тим, що воно не залежить від форми сигналів, тому при теоретичному аналізі часто використовуються енергетичні показники.

Для порівняння сигналів використовують поняття метрики або відстані між двома сигналами S і S_1 . Метрика позначається $\rho(S, S_1)$ і визначається як норма різниці двох сигналів:

$$\rho(S, S_1) = \|S - S_1\|.$$

Поняття метрики дає можливість визначити, наприклад, наскільки один із сигналів апроксимує інший, або наскільки прийнятий сигнал із-за дії завад відрізняється від переданого.

Енергія суми (різниці) двох сигналів $S(t)$ і $S_1(t)$ визначається:

$$E_{\Sigma} = \int_{-\infty}^{\infty} (S + S_1)^2 dt = E_S + E_{S_1} + 2 \int_{-\infty}^{\infty} S \cdot S_1 dt = E_S + E_{S_1} + 2E_{SS_1}.$$

Енергія суми або різниця двох сигналів має властивість неадитивності – тобто, крім прямих енергій, містить так звану взаємну енергію E_{SS1} , яка визначає степінь подібності двох сигналів, фактор взаємної дії на певний процес. Сума енергій двох сигналів не дорівнює енергії суми цих сигналів. Взаємодія сигналів можлива, якщо вони перетинаються у часі (рис. 1.10).

У дужках під знаком інтегралу вони додаються або віднімаються алгебраїчно, можуть підсилювати один одного (при додаванні) чи послаблювати (при відніманні) – це можливо тільки на часовому інтервалі співпадання; для отримання кінцевого результату необхідно визначити інтервали інтегрування по всіх складових.

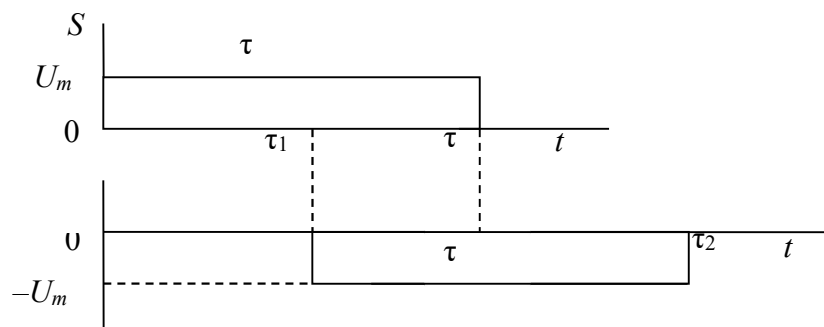


Рисунок 1.10 – Інтервал взаємної дії сигналів

Завадою вважається будь-який зовнішній вплив на сигнал, який перешкоджає його коректному прийманню.

В усіх телекомунікаційних системах на інформаційний сигнал можуть діяти в сукупності чи окремо наступні завади (шуми), які спотворюють його:

а) внутрішні завади:

- шуми радіоелектронних елементів;
- шуми перетворень сигналів в апаратурі із-за неідеальності характеристик перетворювальних елементів і тракту передачі;
- шуми за рахунок обмеження частотного спектру сигналу;
- шуми із-за дрейфу характеристик тракту від температури й часу;

б) зовнішні шуми:

- природного походження;
- штучного (техногенного) походження;

- навмисні (нав'язані) завади (зокрема, противником, що слід очікувати для систем військового зв'язку).

У загальному вигляді вплив завади $x(t)$ (або ж певної сукупності завад $x_1(t)$, $x_2(t)$, ..., $x_n(t)$) на переданий (корисний сигнал) $A(t)$ може бути виражений оператором

$$Z(t) = V(A(t), x(t)).$$

де $Z(t)$ – прийнятий (спотворений) сигнал, $V(A(t), x(t))$ – оператор, який описує взаємодію завади і сигналу.

Якщо цей оператор можна подати у вигляді алгебраїчної суми $Z(t) = A(t) + x_a(t)$, то завада $x_a(t)$ називається адитивною.

Завадою, вплив якої спричиняє нелінійні зміни параметрів корисного сигналу $A(t)$, вважається мультиплікативна завада. Прикладом такої завади є вплив, який можна описати оператором у вигляді добутку

$$Z(t) = x_m(t) \cdot A(t).$$

Міжсимвольні завади виникають при підвищенні швидкості передачі сигналів у каналах зв'язку з фіксованою частотною смугою. Такий канал пропускає частину спектру переданого сигналу, що приводить до розтягування сигналів у часі, зокрема, фронти імпульсів зтягуються у сусідні інтервали і накладаються до імпульсів зазначеного інтервалу.

У разі одночасних дій цих завад прийнятий сигнал має вигляд:

$$Z(t) = x_m(t) \cdot A(t) + x_a(t).$$

Завади розрізняються своїми електричними і статистичними характеристиками.

Усі можливі завади за часовими, спектральними та статистичними характеристиками розділяються на три групи:

- флуктуаційні (широкі за спектром і неперервні у часі);
- імпульсні (зосереджені у часі і широкі за спектром);
- гармонічні (зосереджені за спектром і неперервні у часі);

Найбільш руйнівні для сигналу є флуктуаційні завади, одночасно вони й найбільш розповсюджені, їх практично не можна уникнути, бо шуми апаратури і ряд зовнішніх шумів мають флуктуаційний характер.

Флуктуаційна завада (ФЗ) являє собою неперервний випадковий процес, який можна розглядати як суму нескінченної кількості елементарних коливань, що виникають нерегулярними короткочасними імпульсами (викидами миттєвих значень). Інтервали між цими імпульсами менші за тривалість перехідних процесів у приймальному тракті, що обумовлює постійний вплив на сигнал.

Типовим прикладом флуктуаційної завади є внутрішні шуми приймача, які зумовлені нерівномірною емісією електронних компонентів нестабільною інжекцією носіїв у напівпровідникових приладах та варіаціями зарядів у провідниках. Також, такі завади можуть виникати під час перетворень сигналу, а також проникати у приймач із зовнішнього середовища через тракти прийому. Флуктуаційна завада є однією з найшкідливіших для корисного сигналу з наступних причин:

- вона завжди присутня у каналі зв'язку;
- накладається на сигнал у часовій та частотній областях ($\Delta t_3 \gg \tau_c, \Delta f_3 \gg \Delta f_c$);
- добре моделює сумарний ефект численних завад приблизно однакової інтенсивності, що підтверджується центральною граничною теоремою;
- види завад, проходячи через селективні елементи приймача, часто набувають характеристик флуктуаційної завади.

Миттєві значення флуктуаційної завади $U_{ш}$ можна з високою точністю описати нормальним (гаусівським) законом розподілу ймовірностей (рис. 1.11):

$$\eta(U_{ш}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{ш}^2}} e^{-\frac{(U_{ш}-m_{ш})^2}{2\sigma_{ш}^2}},$$

де $\sigma_{ш}^2$ – дисперсія миттєвих значень завади, $m_{ш}$ – математичне очікування (середнє значення) величини $U_{ш}$.

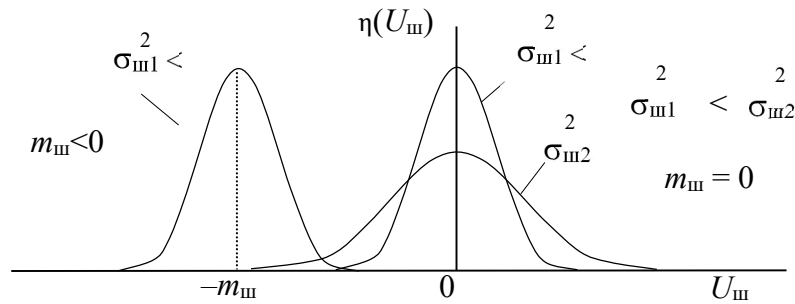


Рисунок 1.11 – Щільність ймовірностей миттєвих значень $U_{\text{ш}}$ флуктуаційної завади

Як видно, найбільш ймовірні значення шуму знаходяться в межах 0. При $m_{\text{ш}} \neq 0$ криві зміщуються вправо ($m_{\text{ш}} > 0$) або вліво ($m_{\text{ш}} < 0$). З ймовірністю 0,997 миттєві значення шуму знаходяться в межах $-3\sigma_{\text{ш}} \dots 3\sigma$ (правило «трьох сигм»).

Часто використовується поняття білий гаусів шум (БГШ) – це ідеалізований варіант флуктуаційної завади, в якій миттєві значення $U_{\text{ш}}$ змінюються від $-\infty$ до ∞ , а спектральна інтенсивність потужності шуму N_0 рівномірна у спектральній області на частотах від $-\infty$ до ∞ . Якщо БГШ взаємодіє із сигналом адитивно (складається алгебраїчно), то такий шум називають адитивним білим гаусовим шумом (АБГШ).

Математичне подання флуктуаційної завади можна записати у наступній формі:

$$B(t) = b(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \beta(t)),$$

де $B(t)$ – математичне представлення завади,

$\omega_0 = 2\pi f_0$ – кругова частота, на якій випромінюється завада,

$b(t)$, $\beta(t)$ – рівень (амплітуда) та початкова фаза.

Амплітудна огибающая миттєвих значень $b(t)$ флуктуаційної завади підпорядковується розподілу Релея (рис. 1.12):

$$\eta(U_{\text{ш}}) = \frac{b}{\sigma_{\text{ш}}^2} e^{-\frac{b^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}}.$$

Початкові значення фази $b(t)$ флуктуаційної завади розподілені рівномірно у межах інтервалу $0 \dots 2\pi$ (рис. 1.13):

$$p(\beta) = \frac{1}{2\pi}.$$

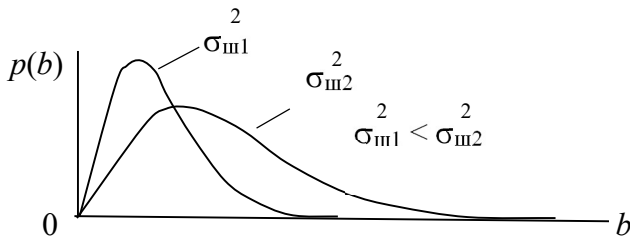


Рисунок 1.12 – Огибающая миттєвих значень флуктуаційної завади

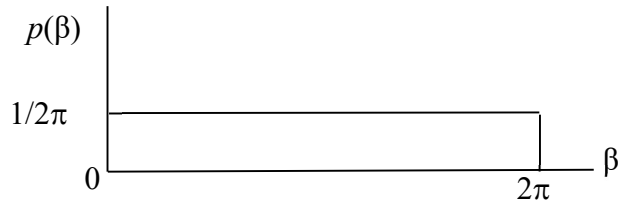


Рисунок 1.13 – Початкова фаза флуктуаційної завади

Імпульсна завада (ІЗ) представляє собою випадкову, неперіодичну послідовність імпульсів різної тривалості та амплітуди, які збуджуються короткочасними електрорушійними силами (рис. 1.14).

Інтервал між надходженням збуджуючих імпульсів перевищує тривалість перехідних процесів у приймальному тракті. При цьому тривалість цих перехідних процесів менша за тривалість окремих елементів сигналу, а спектральна ширина імпульсної завади значно перевищує смугу пропускання тракту. Такі завади викликають блискавки, вмикання-вимкнення побутових приладів, електротранспорт, несанкціоновані випадкові перемикання обслуговуючим персоналом апаратури тощо. У аналоговому сигналі імпульсні завади проявляються у вигляді трісків, а в кодових комбінаціях цифрового сигналу приводять до помилок.

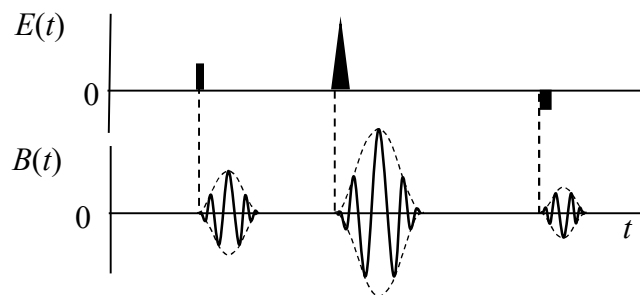


Рисунок 1.14 – Імпульсні завади

Якщо інтенсивність джерел імпульсних завад приблизно однакова, то розподіл кількості імпульсів завад від них за одиницю часу описується законом, близьким до закону Пуассона:

$$p(n) = \frac{n_0^n e^{-n_0}}{n!},$$

n_0 – число відліків завади.

У кожній конкретній ситуації форма закону розподілу імпульсних завад визначається кількістю та властивостями джерел їх виникнення (закони розподілу часу надходження, тривалості та амплітудних значень), типом каналу зв'язку тощо.

Гармонічні (вузькосмугові) завади (ГЗ) зосереджені за спектром з приблизно незмінною амплітудою U_m у часі. З точки зору їх впливу на приймання сигналу ці завади можна розділити на групи:

- спектрально суміщені з корисним сигналом повністю або частково;
- розташовані поза смугою сигналу;
- спочатку поза смугою сигналу, але внаслідок нелінійних перетворень у приймальному тракті формують гармонійні складові, які потрапляють у смугу сигналу.

Гармонічну заваду можна представити у наступній математичній формі:

$$B(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \beta(t)),$$

де ω_0 – кругова частота, на яку налаштований загальний тракт приймача, $\beta(t)$ – початкова фаза завади, рівномірно розподілена в межах $0 \dots 2\pi$:

$$p(\beta) = \frac{1}{2\pi}.$$

Коефіцієнти навмисної завади для субканалів демодулятора OFDM можна показати матрицею (розглядається випадок N-мірного евклідового простору):

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} j_{11} & j_{12} & \cdots & j_{1N} \\ j_{21} & j_{22} & \cdots & j_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ j_{M1} & j_{M2} & \cdots & j_{MN} \end{bmatrix}.$$

В каналі передачі до складових сигналів додаються складові шуму та завад. При цьому якщо виборки шуму та завад мають гаусівський розподіл, відповідно добуток сигналу та шуму (завад також має нормальний закон розподілу складових, предсталених як випадкові величини).

Відповідно дискретно-неперервний канал, що розглядається, може бути замінений векторною моделлю (рис. 1.15).

Розглянемо k -й субканал OFDM.

Коефіцієнти шуму $\{n_{kn}\}$, $k = \overline{1, N}$, $n = \overline{1, N}$ представлені як нормально розподілені величини з математичним очікуванням, яке дорівнює 0, і дисперсіями $G_{k0} / 2$, $k = \overline{1, N}$.

Функції щільності розподілу складових мають вигляд:

$$w_k(n_{kn}) = \xi_k\left(0, \frac{G_{k0}}{2}\right) = \frac{1}{\sqrt{\pi G_{k0}}} \exp\left(-\frac{(n_{kn})^2}{G_{k0}}\right).$$

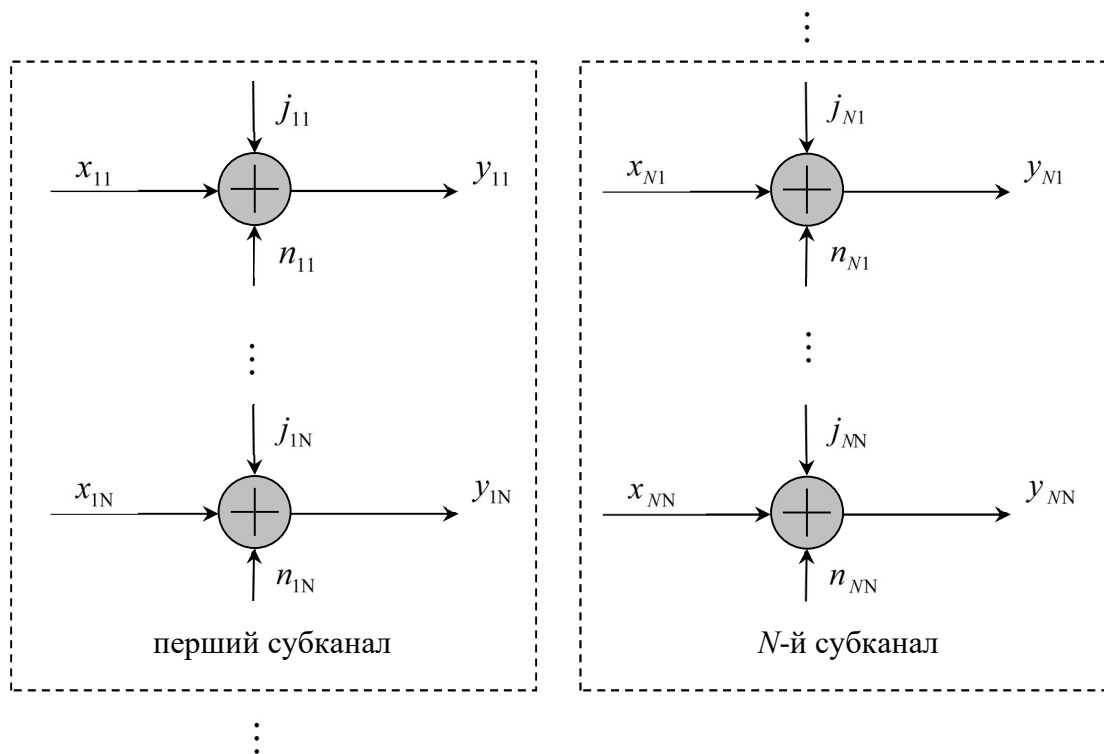


Рисунок 1.15 – Структурна схема моделі дискретно-неперервного каналу з OFDM

Коефіцієнти завади $\{j_{kn}\}$, $k = \overline{1, N}$, $n = \overline{1, N}$ теж є нормально розподілені величини з математичним очікуванням рівного 0 і дисперсіями $G_{kj} / 2$, $k = \overline{1, N}$.

Функція щільності розподілу обчислюється як:

$$w_k(j_{kn}) = \eta_k \left(0, \frac{G_{kj}}{2} \right) = \frac{1}{\sqrt{\pi G_{kj}}} \exp \left(-\frac{(j_{kn})^2}{G_{kj}} \right).$$

Характеристика каналу в системах мобільного зв'язку є важливою складовою безпроводового зв'язку. Він відіграє головну роль у передачі інформації через середовище розповсюдження від передавача до приймача. Шлях розповсюдження між передавачем і приймачем може варіюватися від прямолінійного до такого, який сильно спотворений будівлями, горами і деревами. Радіоканали надзвичайно випадкові і потребують складного аналізу. Моделювання радіоканалів є однією з найскладніших частин проектування систем мобільного зв'язку. Зазвичай це робиться за допомогою статистичного аналізу. Без знання моделей каналів, безпроводова система ніколи не зможе розвиватися. Ці знання дуже важливі для проектування системи радіозв'язку. Розповсюдження радіохвиль вводить фундаментальні обмеження продуктивності будь-яких систем безпроводового зв'язку. У теорії цифрового зв'язку найбільш проста і розповсюджена модель передачі це модель каналу з адитивним білим гаусівським шумом (AWGN). Однак для багатьох систем зв'язку AWGN не є адекватною моделлю для опису цих систем. Для більш точного і складного аналізу слід використовувати інші моделі каналів. На практиці часто застосовується модель каналу з завмираннями. Типовими прикладами таких каналів є канали Релея, Накагамі- m , Райса.

Для дослідження каналів передачі загально прийнято використовувати взаємозв'язок середньої ймовірності бітової помилки з відношенням сигнал-завада в каналі. Розглянемо модуляції ФМ-М.

Випадок AWGN.

Існують аналітичні формули для обчислення ймовірності бітової помилки при використанні частотної модуляції типу ФМ-М, $M > 2$ (зокрема для двох перших бітів) [78]:

$$P_{b1} = P_{b2} = \frac{4}{M} \sum_{j=1}^{M/4} Q \left(\sqrt{2h_m^2} \sin \left[\frac{(2j-1)\pi}{M} \right] \right) \quad (1.1)$$

та при кількості біт $i \geq 3$

$$P_{bi} = \frac{2^{i+1}}{M} \sum_{j=1}^{M/4} (-1)^{ent\left[\frac{j-1}{2^{K+1-i}}\right]} T\left(\sqrt{2h_m^2} \sin\left[\frac{(2j-1)}{M}\pi\right], \operatorname{ctg}\frac{(2j-1)}{M}\pi\right), \quad (1.2)$$

де $h_m^2 = E_m / G_0 = h_0^2 \log_2 M$ – відношення сигнал/шум, $h_0^2 = E_b / G_0$, E_b – енергія, яка відноситься до одного біта, $M = 2^K$ – розмір відповідного сигналу, K – число біт заданому символі, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$ – функція інтеграла ймовірності, $T(h, a) = \frac{1}{2\pi} \int_0^a \exp\left[-\frac{h^2}{2}(1+x^2)\right] \frac{1}{1+x^2} dx$ – функція Оуена, що використовується для обчислення ймовірності у двовимірному нормальному розподілі.

Середня ймовірність бітової помилки розраховується як [21]:

$$P_B = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K P_{bi}. \quad (1.3)$$

модуляції ФМ-2 існує аналітична залежність [21]:

$$P_B = Q\left(\sqrt{2h_0^2}\right) = Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{G_0}}\right).$$

Згідно з рівняннями (1), (3) для модуляції ФМ-4 маємо:

$$P_B = Q\left(\sqrt{2h_m^2} \sin \frac{\pi}{M}\right) = Q\left(\sqrt{2h_0^2 \log_2 M} \sin \frac{\pi}{M}\right) = Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{G_0}}\right).$$

Для обчислення середнього значення ймовірності виникнення помилки при прийому одного біта для ФМ-8 P_{b1}, P_{b2}, P_{b3} будуть мати такий вигляд (відповідно до (1.1), (1.2)):

$$P_{b1} = P_{b2} = \frac{1}{2} \left(Q\left(\sqrt{2h_m^2} \sin \frac{\pi}{8}\right) + Q\left(\sqrt{2h_m^2} \sin \frac{3\pi}{8}\right) \right) = \frac{1}{2} \left(Q\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{\pi}{8}\right) + Q\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{3\pi}{8}\right) \right),$$

$$\begin{aligned} P_{b3} &= 2 \left(T\left(\sqrt{2h_m^2} \sin \frac{\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{8}\right) + T\left(\sqrt{2h_m^2} \sin \frac{3\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{3\pi}{8}\right) \right) = \\ &= 2 \left(T\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{8}\right) + T\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{3\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{3\pi}{8}\right) \right). \end{aligned}$$

Отже, вираз для середньої ймовірності помилки (ФМ-8) буде виглядати як наступний:

$$P_B = \frac{1}{3} \left(\begin{aligned} & Q\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{\pi}{8}\right) + Q\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{3\pi}{8}\right) + \\ & + 2 \left(T\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{8}\right) + T\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{3\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{3\pi}{8}\right) \right) \end{aligned} \right).$$

Отримаємо вирази для розрахунку ймовірності бітової помилки для релеєвського каналу.

Для релеєвського каналу аналітичні залежності для ймовірності бітової помилки при ФМ-М ($M > 2$) описані в [78]. Для перших двох біт:

$$P_{b1} = P_{b2} = \frac{2}{M} \sum_{j=1}^{M/4} \frac{1}{h_j^2 + 1 + \sqrt{h_j^2(h_j^2 + 1)}}, \quad (1.4)$$

де $h_j^2 = h_{bc}^2 K \sin^2((2j-1)\pi/M)$, $h_{bc}^2 = \frac{h_0^2(M-1)}{3(\sqrt{M}-1)^2}$, $h_0^2 = \frac{E_b}{G_0}$, E_b – енергія на біт, G_0 –

спектральна щільність потужності шуму, $M = 2^K$ – розмір сигналу. Відповідно для $i = \overline{3, K}$ маємо:

$$P_{bi} = \frac{2^{i+1}}{M} \sum_{j=1}^{M/4} (-1)^{\operatorname{ent}\left(\frac{j-1}{2^{K+1-i}}\right)} T_z(h_{bc}^2, M, j), \quad (1.5)$$

де

$$\begin{aligned} T_z(h_{bc}^2, M, j) &= \frac{1}{\pi} \arcsin \frac{\cos((2j-1)\pi/M)}{2[h_{bc}^2 K + 1 + \sqrt{h_{bc}^2 K(h_{bc}^2 K + 1)}]} \sin[(2j-1)\pi/M + \psi_j] + \\ &+ \frac{1}{2\pi} \frac{1}{h_j^2 + 1 + \sqrt{h_j^2(h_j^2 + 1)}} \arcsin \left[\sqrt{\frac{h_{bc}^2 K}{h_{bc}^2 K + 1}} \cdot \cos((2j-1)\pi/M) \right], \\ \psi_j &= \frac{1}{2} \arcsin \sqrt{\frac{h_{bc}^2 K}{h_{bc}^2 K + 1}} \cdot \cos((2j-1)\pi/M). \end{aligned}$$

Відповідно середня ймовірність помилки дорівнює:

$$P_B = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K P_{bi}.$$

Визначимо середню ймовірність помилки в К-бітовому блоці для каналу з навмисними перешкодами, шумом флуктуаційним і релеєвськими завмираннями при модуляції ФМ-4 і ФМ-8.

Розглянемо модуляцію ФМ-4. Імовірність помилки на біт для першого і другого бітів обчислюється як:

$$P_{b1} = P_{b2} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{h_1^2 + 1 + \sqrt{h_1^2(h_1^2 + 1)}} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{h_{bc}^2 + 1 + \sqrt{h_{bc}^2(h_{bc}^2 + 1)}} \right) = \\ = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{h_0^2 + 1 + \sqrt{h_0^2(h_0^2 + 1)}} \right).$$

Відповідно, середня ймовірність дорівнює:

$$P_B = \frac{1}{h_0^2 + 1 + \sqrt{h_0^2(h_0^2 + 1)}} = 1 - \sqrt{\frac{h_0^2}{h_0^2 + 1}}.$$

Розглянемо модуляцію ФМ-8, при цьому відповідні вирази будуть спрощені для наочності та зручності аналізу (1.4) (1.5).

Для першого та другого біт маємо:

$$P_{b1} = P_{b2} = \frac{1}{4} \left(\frac{1}{h_1^2 + 1 + \sqrt{h_1^2(h_1^2 + 1)}} + \frac{1}{h_2^2 + 1 + \sqrt{h_2^2(h_2^2 + 1)}} \right),$$

де

$$h_1^2 = 2,094h_0^2 \sin^2(\pi/8),$$

$$h_2^2 = 2,094h_0^2 \sin^2(3\pi/8).$$

Відповідно, для третього:

$$P_{b3} = 2[T_z(h_{bc}^2, 8, 1) + T_z(h_{bc}^2, 8, 2)],$$

де

$$T_z(h_{bc}^2, 8, 1) = \frac{1}{\pi} \arcsin \frac{\cos(\pi/8)}{2[2,094h_0^2 + 1 + \sqrt{2,094h_0^2(2,094h_0^2 + 1)}] \sin[(\pi/8) + \psi_1]} + \\ \frac{1}{2\pi} \frac{1}{h_1^2 + 1 + \sqrt{h_1^2(h_1^2 + 1)}} \arcsin \left[\sqrt{\frac{2,094h_0^2}{2,094h_0^2 + 1}} \cdot \cos(\pi/8) \right],$$

$$T_z(h_{bc}^2, 8, 2) = \frac{1}{\pi} \arcsin \frac{\cos(3\pi/8)}{2[2,094h_0^2 + 1 + \sqrt{2,094h_0^2(2,094h_0^2 + 1)}] \sin[(3\pi/8) + \psi_2]} + \\ \frac{1}{2\pi} \frac{1}{h_2^2 + 1 + \sqrt{h_2^2(h_2^2 + 1)}} \arcsin \left[\sqrt{\frac{2,094h_0^2}{2,094h_0^2 + 1}} \cdot \cos(3\pi/8) \right],$$

$$\psi_1 = \frac{1}{2} \arcsin \sqrt{\frac{2,094h_0^2}{2,094h_0^2 + 1}} \cdot \cos(\pi/8),$$

$$\psi_2 = \frac{1}{2} \arcsin \sqrt{\frac{2,094h_0^2}{2,094h_0^2 + 1}} \cdot \cos(3\pi/8).$$

Імовірність бітової помилки для модуляції ФМ-8 дорівнює:

$$P_b = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{1}{h_1^2 + 1 + \sqrt{h_1^2(h_1^2 + 1)}} + \frac{1}{h_2^2 + 1 + \sqrt{h_2^2(h_2^2 + 1)}} \right) + 2[T_z(h_{bc}^2, 8, 1) + T_z(h_{bc}^2, 8, 2)]}{3}.$$

Отже, представлені аналітичні залежності для розрахунку середньої ймовірності бітової помилки в каналах зв'язку з адитивним білим гауссівським шумом і релеєвськими замирання при когерентному прийомі сигналів з ФМ- M модуляцією.

1.3. Аналіз методів підвищення достовірності інформації в сучасних безпроводових системах передачі даних

Технологія LTE базується на HSPA та передачі з технологією ортогонально-частотного об'єднання Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM).

Технологія OFDM є одним із способів реалізації передачі інформації на багатьох несучих [79]. Технологія OFDM використовує зворотнє швидке перетворення Фур'є (IFFT) у процесі модуляції та пряме швидке перетворення Фур'є (FFT) у процесі демодуляції. Технологія OFDM характеризується найнижчою складністю і на сьогоднішній день найрозповсюджений спосіб передачі даних з кількома несучими. При цьому способі передачі дані розділяються на паралельні субканали, що дає збільшення швидкості передачі та усунення завад між субканалами.

У стандарті 4G Long Term Evolution Advanced (LTE-A), розробники використовують технологію багатоантенної техніки, також відомої як «багато входів – багато виходів» (Multiple-input multiple-output – MIMO) для розробки повністю просторових ресурсів. Використовують декілька антен для передачі та прийому, що дозволяє збільшити пропускну здатність каналу без використання додаткових ресурсів спектру та додаткової енергії, а також підвищити достовірність інформації завдяки зменшенню впливу завад [80].

Концепція MIMO передбачає рознесений прийом, при якому на приймальній стороні утворюються кілька незалежних копій сигналу. Системи MIMO реалізують просторове мультиплексування: вихідний потік даних розділяється на два або більше потоків, що одночасно передаються через різні антени. MIMO поєднує адаптивні антени з просторово-часовим кодуванням і розділенням сигналів [81].

Потік даних високої швидкості поділяється на незалежні послідовності з певними швидкостями $1/M$, одночасно транслюються з кількох антен, використовуючи при цьому лише їх первинну смугу частот.

На передавальній стороні каналу потоковий передавач перетворює послідовний потік даних у паралельний, тоді як на приймальній стороні здійснюється зворотне перетворення.

Передавальна характеристика багатопроменевого каналу моделюється за допомогою матриці $\mathbf{H}$ [21]:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1L} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2L} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{M1} & h_{M2} & \dots & h_{ML} \end{bmatrix},$$

h_{ij} – функція, яка пов’язана з передавачем та приймачем.

Для підвищення пропускну здатності системи MIMO застосовується паралельна передача інформації. Вхідний потоковий сигнал обробляється просторово-часовим кодером, що призводить до утворення послідовності просторових символів, що одночасно передаються через усі антени. Основними

методами просторово-часового кодування є, зокрема, блочне кодування, решітчасте кодування та технологію BLAST [21]. На сучасному етапі найбільш ефективним підходом є застосування турбокодів та LDPC-кодів у схемах просторово-часового кодування для систем МІМО [74].

Поряд із використанням завадостійких кодів для підвищення достовірності інформації широко використовується розширення спектру сигналу. Найбільше розповсюдження отримали метод безпосередньої модуляції несучою псевдовипадковою послідовністю та метод псевдовипадкової перебудови робочої частоти (ППРЧ) [36,37]. Метод ППРЧ є найбільш перспективним у безпроводових системах спеціального та військового призначення [82,83]. Розширення спектра у досягається зміною несучої частоти у виділеному діапазоні за псевдовипадковим законом.

У стандарті 4G LTE згорткові коди (TBCC – Tail-Biting Convolutional Code) і турбо коди (Turbo codes) є основними методами завадостійкого кодування. В стандарті 5G використовуються як коригувальні коди – коди з малою перевіркою на парність (LDPC) і полярні коди (Polar codes).

У сучасних безпроводових телекомунікаційних системах передачі даних для підвищення достовірності передачі інформації використовуються завадостійкі коди: коди Хеммінга, коди Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема, коди Ріда-Маллера, Ріда-Соломона, каскадні коди, згорткові коди, полярні коди, коди з малою перевіркою на парність, турбо коди (ТК) та ін. При цьому в каналах передачі даних використовуються потужніші коди (ТК, LDPC-коди), а в каналах управління – менш потужні (Хеммінга, коди Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема, коди Ріда-Соломона, полярні коди). Найбільш ефективними є LDPC-коди, ТК і полярні коди. Турбо коди та LDPC-коди за енергетичними параметрами наближаються досить близько до межі Шеннона [10,11,84,85].

Для високошвидкісної передачі даних у мережах 4G LTE застосовуються турбокоди (ТК) разом із модуляціями ФМ-4, КАМ-16 та КАМ-64. У випадку низькошвидкісної передачі інформації використовуються згорткові та блочні коди. Турбокодер реалізується з використанням РСЗК із довжиною кодового

обмеження $K = 4$ та визначеною швидкістю кодування $R = 1/2$. Загальна швидкість кодування ТК визначається як $R = 1/3$. Кожен РСЗК задається поліномами: $G(D) = \left[1, \frac{g_1(D)}{g_0(D)} \right]$, де $g_1(D) = 1 + D + D^3$ – поліном прямого зв'язку РСЗК, $g_0(D) = 1 + D^2 + D^3$ – поліном зворотнього зв'язку РСЗК. У системі LTE загальна швидкість кодування ТК адаптується за допомогою схеми HARQ, причому вона може приймати значення $R = 1/2$, $R = 2/3$, $R = 3/4$. Для декодування турбокодів використовується Log-MAP декодер з восьми ітераціями. Довжина інформаційного пакета в системі LTE становить 6144 біти.

Надійність передачі інформації є однією з основних задач у галузі безпроводової передачі даних. З метою підвищення надійності та точності переданої інформації використовуються методи автоматичного запиту на повторну передачу (Automatic Repeat reQuest – ARQ). Запроваджено декілька методів ARQ: Stop-and-wait ARQ, Go-Back-N ARQ, ARQ вибіркового повтору (вибіркової відмови). Дані методи широко застосовують у різних протоколах, стандартах систем передачі. Наприклад, у протоколі TCP впроваджено метод Go-Back-N ARQ. Але методи ARQ призводять до зниження пропускної спроможності системи. Для вирішення проблеми зменшення пропускної здатності методи ARQ використовуються спільно з коригуючими кодами (FEC – Forward Error Correction) для створення методу автоматичного гібридного запиту на повторну передачу (HARQ – Hybrid ARQ) [86]. Роль FEC полягає у зменшенні кількості повторних передач блоків даних через корекцію помилок в отриманих блоках. Це збільшує пропускну здатність цифрових каналів.

Для підвищення достовірності інформації поєднують турбо коди із схемами ARQ [87,88]. Автори цих робіт для виявлення помилок застосовують найпростіший CRC-код, а схема гібридна схема повторної передачі HARQ використовується для зміни швидкості кодування R .

Для забезпечення високої надійності передачі даних сучасні безпроводові стандарти, зокрема LTE, LTE-Advanced та WiMAX, інтегрують системи HARQ (Hybrid Automatic Repeat Request). У стандарті 4G LTE для високошвидкісних

потоків застосовуються турбокоди (ТК) у поєднанні з модуляціями ФМ-4, КАМ-16 і КАМ-64, тоді як для низькошвидкісної передачі інформації використовуються згорткові та блочні коди. У 5G-системах для високошвидкісних потоків переважно застосовуються LDPC-коди, а для низькошвидкісних — полярні коди, із використанням модуляцій ФМ-4, КАМ-16, КАМ-64 та КАМ-256 [89,90].

Висока продуктивність турбокодів зумовлена їх алгоритмами ітеративного декодування, які забезпечують обробку «м'яких» сигналів на вході та виході декодера, що дало підстави називати їх алгоритмами SISO (soft input – soft output). Серед таких алгоритмів виділяються SOVA (Soft Output Viterbi Algorithm), MAP (Maximum A Posteriori Probabilities), відомий також як BCJR (Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv), а також спрощені алгоритми Max-Log-MAP та Log-MAP, які зменшують обчислювальну складність [91,92].

Згідно з 3rd Generation Partnership Project (3GPP) TS 38.212, LDPC рекомендовано для спільних каналів New Radio (NR) п'ятого покоління (5G) через його високу пропускну здатність, низьку затримку, низьку складність декодування та сумісність швидкості. Для LDPC-кодів також використовуються алгоритми, засновані на обчисленні логарифмічних відносин функцій правдоподібності: Sum Product Algorithm (SPA), Min-Sum Algorithm (MSA), Layered Sum Product Algorithm (LSPA), Layered Min-Sum Algorithm (LMSA), Layered Min-Sum Algorithm (LOMSA) [93-96].

У безпроводових системах передачі для підвищення енергетичних характеристик використовуються технології адаптивного управління параметрами модуляції, потужності і кодування [7]. У системах мобільного зв'язку покоління 4G, 5G при адаптації кодування використовується лише один параметр — надмірність кодера ТК або LDPC-коду, яка регулюється зміною швидкості кодування R в інтервалі значень $1/5 - 2/3$. При цьому використання турбокодів є найбільш ефективним для систем із низькими швидкостями кодування, тоді як LDPC-коди доцільно застосовувати у випадках високошвидкісної передачі даних.

Розглянемо сучасні методи адаптивного управління корегувальними кодами.

Метод, наведений у роботі [97], передбачає одночасне використання двох алгоритмів перемежування: перший визначає фрейм даних для зміщення на певну кількість позицій, тоді як другий виконує перестановку бітів залежно від значення параметра SSS. Цей підхід ефективний для блоків даних невеликої та середньої довжини при використанні S-випадкового перемежувача. Основними обмеженнями методу є фіксоване значення параметра рознесення бітів SSS, обмеження на довжину перемежувача та значна обчислювальна складність алгоритму. Через це метод не є придатним для бездротових систем передачі даних LTE, де довжина інформаційного блоку досягає 6144 біт.

У роботі [98] запропоновано двокроковий SSS-випадковий перемежувач. Основною метою даного підходу є збільшення мінімальної кодової відстані турбо-коду та зменшення кореляції між кодованими послідовностями на виході декодера. До недоліків методу належать фіксоване значення параметра рознесення бітів SSS, підвищена обчислювальна складність алгоритму перемежування та надмірність при зберіганні інформації, оскільки для деперемикування вхідної послідовності необхідні дві таблиці перемежування.

У рамках роботи розглядається використання при параметричній адаптації S-випадкового перемежувача, що є найбільш ефективним серед інших типів перемежувачів (регулярних, псевдовипадкових) [99].

У роботі [100] запропоновано дворівневу схему параметричної адаптації параметрів турбо коду: залежно від стану каналу передачі змінюються швидкість кодування та кількість ітерацій декодування турбокода.

У роботі [101] метод заснований на адаптивній зміні РСЗК для підвищення їх коригувальних властивостей за рахунок використання нейромереж.

Метод [102] заснований на регулюванні параметрів S-випадкового перемежувача при відхиленні розрахункових значень нормалізованої кількості змін знаків відношення апостеріорно-апріорної логарифмічної функції правдоподібності для бітів даних, що передаються, декодера турбо коду від

номінальних. Результати імітаційного моделювання показують, що раціональні параметри S -розподілу перемежування бітів даних для S -випадкового перемежувача виходять в залежності від значень шумів у каналі і нормованого числа змін апостеріорно-апріорного знака ЛВФП ітеративного декодера турбо коду.

У роботі [103] представлені результати підвищення ефективності систем мобільного зв'язку з допомогою застосування нейронних мереж разом із турбо кодами.

У роботі [104] застосовуються LDPC-коди та застосовується однорівнева параметрична адаптація, де параметром є швидкість кодування. Вибір швидкості кодування здійснюється шляхом порівняння поточної помилки бітової з табличними значеннями. У роботі [105] застосовуються системи з повторним запитом повторної передачі (HARQ), де відбувається адаптація швидкості кодування з оптимізацією енергоспоживання.

Для реалізації принципу адаптації необхідні знання щодо стану каналу передачі даних на протязі певного проміжку часу або проміжку передачі деякої тестової послідовності по службовому каналу передачі даних. Загально прийнято за кількісну оцінку стану каналу передачі брати співвідношення сигнал/завада або співвідношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності завади. Якщо прийняти енергію сигналу за постійну величину, то для оцінки каналу необхідні відомості про спектральну щільність потужності завади.

При адаптації структури систем доцільно враховувати застосування багатокомпонентних турбо кодів та різних класів коригувальних кодів. Основні результати та висновки щодо цього підходу наведені в [106].

У разі параметричної адаптації турбокодів необхідно здійснювати зміну поліномів компонентних кодів, конфігурацій перемежувачів кодера та декодера, числа ітерацій декодування, а також розміру вхідного блоку даних.

Тож до перспективних напрямів підвищення надійності передачі інформації належать застосування адаптивних систем, кодових конструкцій на

основі турбокодів і LDPC-кодів, а також технологій розширення спектра сигналу, MIMO та OFDM.

1.4. Визначення науково-прикладної задачі і окремих завдань дисертаційного дослідження

Сьогодні методи підвищення надійності передачі інформації в безпроводових засобах передачі даних (БЗПД) досліджені досить ґрунтовно та широко представлені в наукових працях як вітчизняних, так і зарубіжних авторів. Серед них слід відзначити найвідоміших дослідників, зокрема: А. Г. Зюко, Д. Д. Кловський, М. Л. Теплов, Л. М. Фінк, Л. Є. Варакін, В. Л. Банкет, В. І. Борисов, С. В. Зайцев, В. В. Казимир, К. Шеннон, Д. Форні, Р. Галлагер, Е. Арікан, Д. Дивсалар, Е. Поллара, Ф. Дж. Мак-Вільямс, К. Берроу, Л. Хензо, А. Голдсмит, М. Валенті та ін.

– Водночас низка питань залишається недостатньо вивченою та потребує подальшого наукового дослідження, зокрема такі задачі:

– проектування нових та вдосконалення існуючих методів та моделей підвищення достовірності інформації в БЗПД;

– розвиток, ефективне використання методів підвищення достовірності інформації, розробка, виробництво та впровадження в експлуатацію нових технічних засобів і передових технологій;

– удосконалення існуючих алгоритмів декодування завадостійких кодів з метою підвищення їх ефективності, а також розробка та дослідження нових методів і алгоритмів кодування/декодування, орієнтованих на специфіку безпроводових засобів передачі даних (БЗПД);

– створення ефективних методик адаптивного завадостійкого кодування, що забезпечують заданий рівень достовірності інформації в каналах із

підвищеним рівнем шуму та завад, з урахуванням нечітких правил прийняття рішень;

- розробка ефективних та точних методів та моделей оцінки стану каналів передачі інформації без використання додаткових службових каналів;

- у БЗПД у випадку зміни завадової обстановки до певного рівня відсутня можливість досягнення визначеного рівня надійності передачі інформації, тому виникає завдання застосування багаторівневої адаптації.

У дисертаційній роботі розглядається актуальна науково-прикладна задача, що має значну наукову, практичну та технічну цінність у контексті створення перспективних безпроводових засобів передачі даних (БЗПД) — підвищення достовірності інформації в БЗПД шляхом розробки методів і моделей адаптивного управління турбо кодами.

Об'єктом дослідження є процеси передачі інформації в безпроводових системах передачі даних. *Предметом дослідження* є зменшення помилок в системах обміну даними за рахунок адаптивного кодування.

Відповідно, метою дослідження є забезпечення підвищеної ефективності функціонування БЗПД в умовах підвищених шумів середовища розповсюдження за рахунок розробки методів адаптивного управління турбо кодами з урахуванням аналізу ітеративного декодування.

Розв'язання сформульованої науково-прикладної проблеми доцільно здійснювати поетапно.

На першому етапі необхідно дослідити існуючі схеми формування кодових конструкцій турбо кодів та провести аналіз їх алгоритмів декодування.

На другому етапі планується розробка методу підвищення достовірності інформації у бездротових системах передачі даних за рахунок використання адаптивного вибору розміру діаграм станів.

На третьому етапі передбачається створення та реалізація у програмному середовищі адаптивного методу оцінки достовірності інформації в умовах невизначеності.

На четвертому етапі необхідно розробити модель оцінки дисперсії завад для підвищення ефективності декодування турбо кодів.

1.5. Висновки до розділу 1

1. Аналіз архітектури, сучасного стану систем мобільного зв'язку, основних факторів погіршення достовірності інформації існуючих підходів до підвищення достовірності інформації в безпроводових системах передачі даних (БЗПД) показав, що перспективними напрямками розвитку є використання турбо кодів та LDPC-кодів, технологій розширення спектра сигналу, а також технологій MIMO, OFDM і адаптивних систем.

2. Основна мета цієї дисертаційної роботи полягає в підвищенні ефективності функціонування БЗПД в умовах підвищених шумів середовища розповсюдження за рахунок розробки методів адаптивного управління турбо кодами з урахуванням аналізу ітеративного декодування.

3. Для досягнення поставленої мети необхідно розв'язати задачу, яка зводиться до підвищення достовірності інформації в БЗПД через створення і впровадження нових методів та моделей адаптивного управління турбо кодами.

4. Реалізацію науково-прикладної задачі доцільно розділити на низку взаємопов'язаних підзавдань, які характеризують сутність відповідних розділів дисертації.

Основні результати розділу опубліковані в роботі [57].

РОЗДІЛ 2. МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ДОСТОВІРНОСТІ ІНФОРМАЦІЇ В БЕЗПРОВОДОВИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ ЗА РАХУНОК АДАПТИВНОГО ВИБОРУ РОЗМІРУ ДІАГРАМ СТАНІВ

2.1. Особливості формування кодових конструкцій турбо кодів та аналіз їх алгоритмів декодування

На теперішній час широке застосування в інформаційно-комунікаційних системах знаходять турбо коди [73-76]. Використання турбо кодів як коригувальних в інформаційно-комунікаційних системах дозволяє отримати значний енергетичний вигаш кодування завдяки таких положень теорії завадостійкого кодування [17,20]:

1) турбо коди є довгі коди з псевдовипадковою особливістю формування кодових комбінацій;

2) при декодуванні застосовуються ймовірнісні алгоритми з використанням апріорної інформації на вході декодера і формуванням «м'яких» рішень про кожен декодований символ супроводжується оцінкою рівня впевненості у правильності цього рішення;

3) каскадна структура коду дозволяє зменшити кореляційні залежності між сформованими кодовими послідовностями і відповідно покращити коригувальні характеристики турбо кода в цілому;

4) використання ітеративного декодування з перемеженням для покращити коригувальних характеристик турбо кода.

Турбо код формується шляхом паралельного об'єднання кількох коригувальних компонентних кодів через пристрій перемеження. Компонентні коди можуть бути згорточними або блочними, наприклад, коди Хеммінга, Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема, Ріда-Малера та Ріда-Соломона.

Як приклад, розглянемо код із $R = 1/2$, пам'яттю $M = K - 1$. Такий кодер можна описати як лінійну систему з дискретною кінцевою імпульсною характеристикою, що генерує несистематичний згортковий код (NSC), приклад якого представлено на рис. 2.1.

На вході кодера маємо (u_k, v_k) , де $u_k = \text{mod}_2 g_{1i} = 0,1$, $v_k = \text{mod}_2 g_{2i} = 0,1$.

Два поліноми $G1: \{g_{1i}\}$, $G2: \{g_{2i}\}$ предтавлені у вісімковій системі.

У наведеному прикладі $M = 3$, а використовуються генератори $G1 = \{111\}$ і $G2 = \{101\}$.

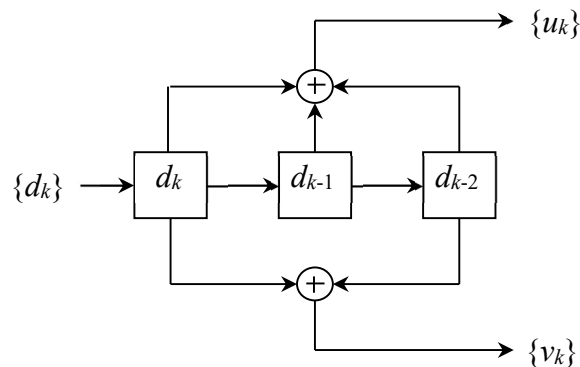


Рисунок 2.1 – Структурна схема кодера

Дослідження показали, що при високих SNR достовірність інформації з використанням несистематичного згорткового коду (НЗК) перевищує аналогічний показник для систематичного коду з тією ж пам'яттю. Саме такі компоненти застосовуються в RSC – recursive systematic convolutional codes, РСЗК, де попередньо закодовані біти постійно повертаються на вхід кодера для рекурсивного кодування. При високих швидкостях РСЗК демонструють кращі характеристики порівняно з найефективнішими НЗК за будь-яких значень SNR.

Двійковий РСЗК з швидкістю $R = 1/2$ формується на основі НЗК шляхом введення контуру зворотного зв'язку та фіксації $(u_k \text{ або } v_k) = d_k$. На рис. 2.2 наведено приклад РСЗК, де вихід a_k визначається рекурсивною процедурою: $a_k = d_k + \gamma_i a_{k-1} \text{ mod } 2$, а $\gamma_1 = g_{1i}$, якщо $u_k = d_k$, и g_{2i} – якщо $v_k = d_k$.

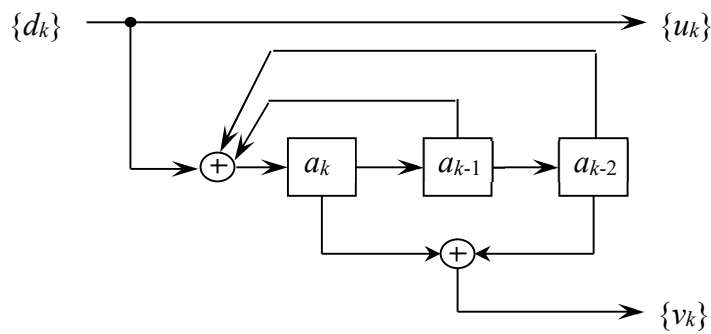


Рисунок 2.2 – Структурна схема кодера РСЗК

На рис. 2.3 представлена решітчаста структура РСЗК, ілюстрована на рис. 2.2.

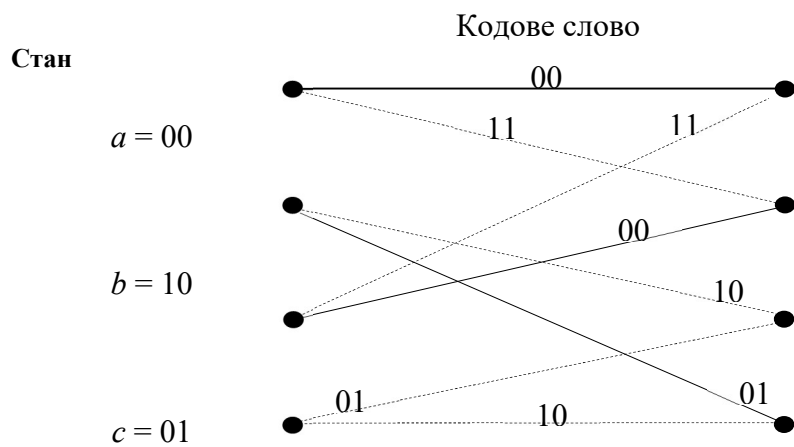


Рисунок 2.3 – Решітчаста діаграма РСЗК

У табл. 2.1 приведена перевірка ділянки решітки рис. 2.3.

Таблиця 2.1 містить 8 рядків, що відображають усі можливі переходи в системі з чотирма станами. Перші чотири рядки відповідають переходам, коли вхідний інформаційний біт d_k дорівнює нулю, а останні чотири – переходам за умови, що d_k дорівнює одиниці. Процес кодування може бути описаний поетапно, використовуючи дані таблиці 2.1 та рис. 2.3, наступним чином:

- 1) у момент надходження довільного вхідного біта k , початковий стан визначається значеннями двох крайніх розрядів регістра a_{k-1} і a_{k-2} ;
- 2) для кожного рядка таблиці визначається розряд a_k шляхом складання по модулю 2 вхідного біта d_k , a_{k-1} і a_{k-2} , зазначених у цьому рядку.
- 3) Вихідна кодова послідовність бітів, $u_k v_k$, для кожного початкового стану (тобто $a = 00$, $b = 10$, $c = 01$, $d = 11$) знаходиться шляхом складання (по mod 2) a_k і a_{k-2} з $d_k = u_k$.

Таблиця 2.1 – Таблиця станів РСЗК турбо коду

Вхідний біт	Поточний біт	Початковий стан		Кодові біти		Кінцевий стан	
$d_k = u_k$	a_k	a_{k-1}	a_{k-2}	u_k	v_k	a_k	a_{k-1}
0	0	0	0	0	0	0	0
	1	1	0	0	1	1	1
	1	0	1	0	0	1	0
	0	1	1	0	1	0	1
1	1	0	0	1	1	1	0
	0	1	0	1	0	0	1
	0	0	1	1	1	0	0
	1	1	1	1	0	1	1

Вихідна кодова послідовність бітів, $u_k v_k$, для кожного можливого початкового стану (тобто $a = 00$, $b = 10$, $c = 01$, $d = 11$) визначається шляхом складання по модулю 2 значень a_k і a_{k-2} з $d_k = u_k$.

При реалізації турбо-кодерів із використанням регістрів зсуву спостерігається особлива властивість: два переходи, що входять до одного стану, не відповідають однаковому значенню вхідного біта, тобто в даний стан не входять одночасно два суцільні або два пунктирні переходи. Ця особливість виникає, якщо поліном зворотного зв'язку регістра зсуву включає всі порядки або одна із ліній зворотного зв'язку бере початок з розряду більш високого порядку, наприклад a_{k-2} .

Розглянемо паралельне поєднання двох РСЗК, аналогічних наведеним на рис. 2.2 (рис. 2.4).

Турбо-код формується з компонентних кодів із довжиною кодового обмеження ($K = 3 \dots 5$). априклад, кодер на рис. 2.4 має швидкість кодування $R = 1/2$. При відсутності ключа швидкість кодування зменшується до $R = 1/3$. Кількість складових кодерів може бути яка завгодно, але як показали власні дослідження при кількості складових кодерів більше 6 відбуваються погіршення корегувальних характеристик турбо коду. Складові кодери повинні мати

однакову довжину кодового обмеження. Зображений на рис. 2.4 турбо код формується на основі двох РСЗК, кожен з яких має пам'ять $M_1 = M_2 = 2$.

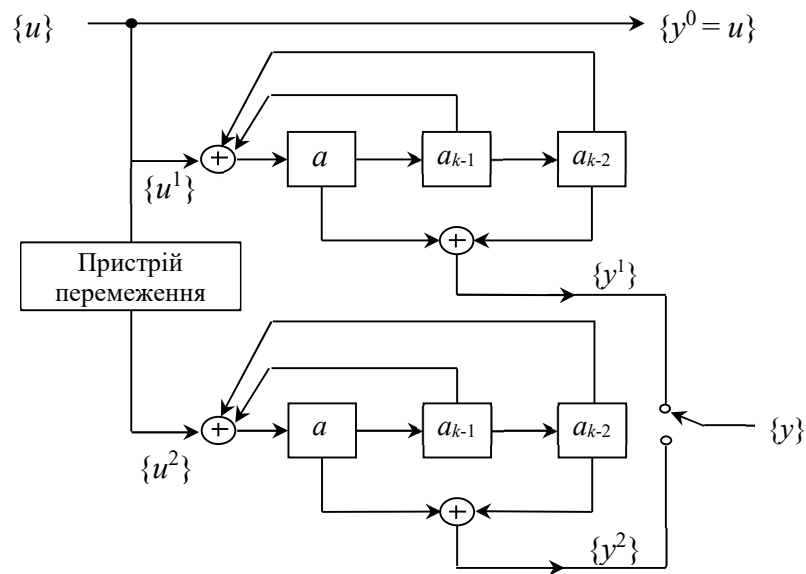


Рисунок 2.4 – Кодер турбо коду

На перший компонентний кодер подається інформаційна бітова послідовність $u = (u_1, \dots, u_N)$ довжиною N у результаті кодування формуються вихідні послідовності y_0 і y_1 . Другий компонентний кодер приймає переставлену бітову послідовність y_2 , утворену пристроєм переміщення довжиною N .

Пристрій переміщення спочатку записує прийнятий інформаційний кадр, а потім за своїм алгоритмом зчитує дані, які подаються на компонентний кодер виконує запис блоку інформаційної послідовності та його читання у спеціально відведений пам'яті. Той самий перемешувач може багаторазово застосовуватися для обробки всіх наступних блоків даних. Можуть використовуватися різні перемешувачі, тоді кореляційні залежності між сформованими кодовими послідовностями будуть гірші, а коригувальні характеристики – кращі.

Узагальнена структурна схема багатокомпонентного турбо-кодера наведена на рис. 2.5. Під час кодування вихідна інформаційна послідовність ділиться на блоки по N символів. Отримані блоки надходять на вихід кодера $y(1)$, а також паралельно розподіляються по n додаткових каналів, які містять пристрої переміщення і РСЗК.

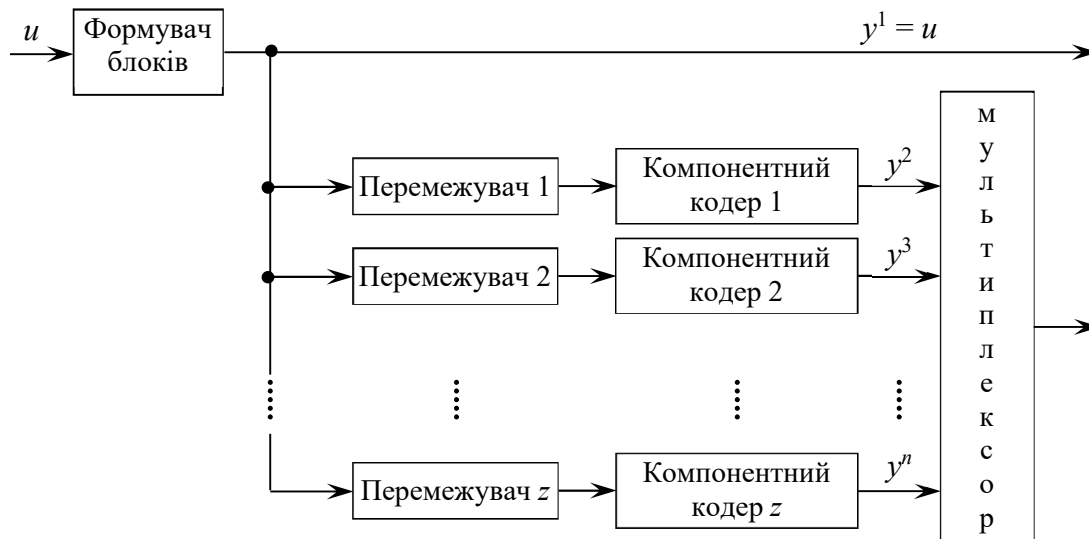


Рисунок 2.5 – Узагальнена структурна схема кодера турбокоду

У разі некоректного рекурсивного кодування компонентного кодера, вхідна послідовність з одиничною вагою $(00\dots00100\dots00)$ завжди формуватиме кодове слово з малою вагою на вході другого кодера при будь-якій конструкції пристрою перемеження. Отже, пристрій перемеження не зможе вплинути на вихідний розподіл ваг кодових слів, якщо коди не рекурсивні, а якщо коди рекурсивні, то вхідна послідовність з одиничною вагою генерує нескінченну імпульсну характеристику (вихід з нескінченною вагою). Для рекурсивних кодів вхідна послідовність з одиничною вагою не призводить до формування кодового слова мінімальної ваги за межами кодера. Вихідний ваговий коефіцієнт залишається обмеженим тільки при погашенні решітки, процесі, що змушує кодовану послідовність перейти у кінцевий стан і відновлює кодер до нульового стану. Згортковий код перетвориться у блоковий.

Розглянемо турбо код, утворений кодером, що складається з трьох РСЗК. У цьому випадку вхідна послідовність $u = (00\dots00100100\dots000)$ утворює кодове слово з вагою 6 для першого кодера. Якщо перемежувачі не руйнують цієї вхідної структури, результуюча вага кодового слова дорівнює 14. Взагалі, послідовність з вагою 2, де одиниці відокремлені $2 + 3t$ нулями, дасть результуючу повну вагу $14 + 6t$, за відсутності перемеження. З перемежувачами перед другим і третім кодерами послідовність з вагою 2, де одиниці відокремлені $2 + 3t_1$ нулями, буде перетворена в дві інші послідовності з вагою 2, де одиниці відокремлені $2 + 3t_i$

нулями, $i = 2, 3$. Якщо усі t_i є цілими числами, тоді загальна вага кодера буде $14 + 2t$. Отже, необхідно уникати цілочисельних трійок (t_1, t_2, t_3) , які були б одночасно малими в усіх трьох компонентах. Необхідно проектувати перемешувач, який гарантував би, що найменші значення (для цілих t_i) збільшуватимуться з розміром блоку N .

Розглянемо розподіл ваги того ж турбо коду з випадковим перемешувачем. Нехай є послідовність ваги 2, яка відповідає кодовому слову з малою вагою для кожного кодера. Якщо випадково переставити цю послідовність, то вірогідність отримання такої ж самої послідовності приблизно дорівнює $2/N$. Вірогідність виявлення такої послідовності в межах блоку розміру N приблизно дорівнює $1 - (1 - 2/N)^N \approx 1 - e^{-2}$. Мається на увазі, що мінімальна відстань двійкового турбо коду, побудованого з випадковим перемешувачем, навряд чи набагато вища, ніж вага такого ж кодера, наприклад 14, з послідовністю даних ваги 2, що не переставляється. Якщо використати три РСЗК і два різних перемешувача, вірогідність того, що специфічна послідовність (...001001000...) буде проведена обома перемешувачами дорівнює $(2/N)^2$. Вірогідність виявлення такої невдалої послідовності в межах блоку розміром N приблизно дорівнює $1 - [1 - (2/N)^2]^N \approx 4/N$.

Для порівняння розглянемо послідовність ваги 3 наступні види (...00111000...). Вірогідність перетворення цієї послідовності в іншу такої ж самої форми, використовуючи один випадковий перемешувач, приблизно $6/N^2$ і вірогідність об'єднання цієї ж послідовності з іншою такого ж виду дорівнює $1 - (1 - 6/N^2)^N \approx 6/N$. Таким чином, для великого розміру блоку послідовність ваги 3 має малу вірогідність бути погодженою з переставленою послідовністю ваги 3 навіть у двохкодових системах. Для турбокоду, що використовує три складові коди і два перемешувача, ця вірогідність дорівнює $1 - [1 - (6/N^2)^2]^N \approx 36/N^3$. Таким чином, чим більшу вагу має послідовність, тим з меншою вірогідністю послідовність відтворить сама себе після проходження через перемешувач, що ускладнює можливість комбінування одного кодового слова малої ваги з іншим кодовим словом аналогічної малої ваги.

Застосування перемежувача, через який на вхід компонентного коду надходить інформаційна послідовність, забезпечує:

виконання перемеження бітів повідомлення перед передачею та їхнє відновлення після прийому, що дозволяє розподілити помилки у часі;

перетворення вхідної інформаційної послідовності таким чином, щоб комбінації, що утворюють кодові слова з низькою вагою на виході одного компонентного коду, трансформувалися в комбінації, що формують кодові слова з великою вагою на виході іншого компонентного коду, зменшуючи тим самим кількість кодових слів малої ваги у вихідній послідовності;

мінімізація кореляції між послідовностями на входах декодера для підвищення ефективності декодування.

Відомі різні способи побудови перемежувачів з яких слід виділити два основні класи: регулярні та псевдовипадкові (рис. 2.6).

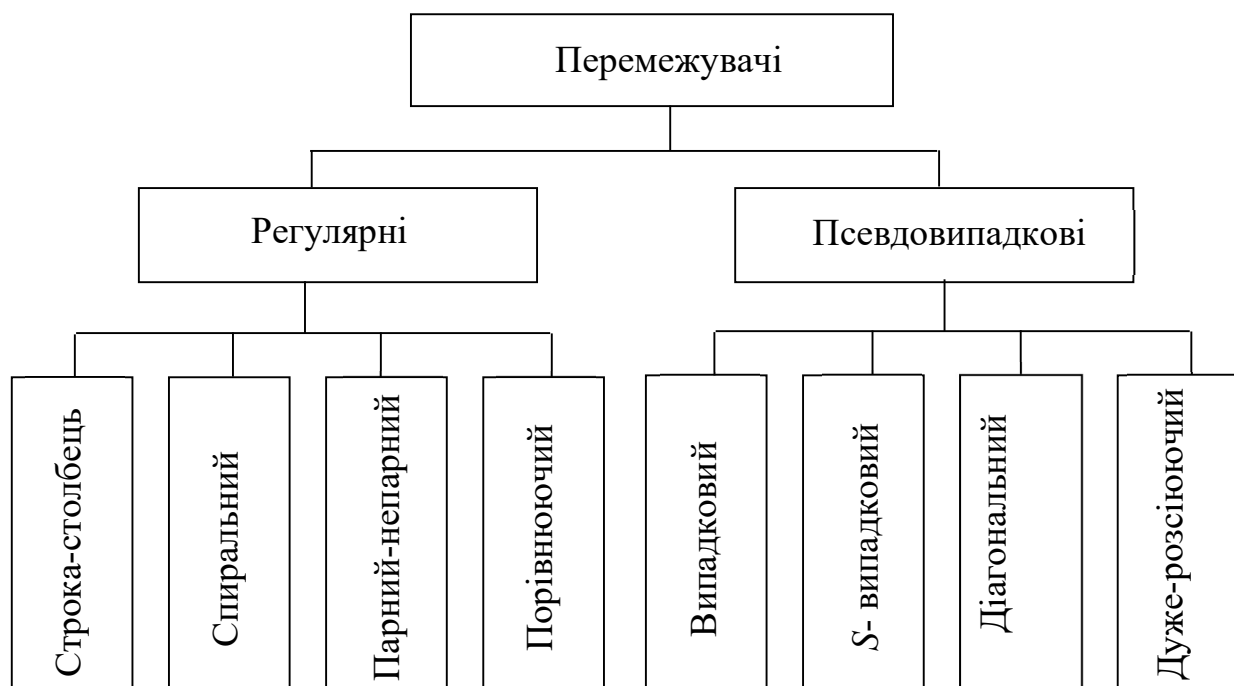


Рисунок 2.6 – Способи побудови перемежувачів

Розглянемо найпоширеніші види перемежувачів та принципи їх функціонування.

Регулярні перемешувачі є такі пристрої, у яких принцип формування вихідної послідовності задається аналітично. Найбільш простими за своєю конструкцією є блочні регулярні перемешувачі [108,109]. До регулярних перемешувачів відносяться:

1. Перемешувач типу «Row-Column» (рядок-стовпець) є найпростішим. Вхідна послідовність записується в пам'ять блоками у вигляді «рядок-стовпець» (табл. 2.2), після процедури перемешування символи інформаційної послідовності зчитуються у вигляді «стовпець-рядок» (табл. 2.3).

Таблиця 2.2 – Запис «рядок-стовпець»

x_1	x_2	x_3
x_4	x_5	x_6
x_7	x_8	x_9
x_{10}	x_{11}	x_{12}
x_{13}	x_{14}	x_{15}
x_{16}	x_{17}	x_{18}
x_{19}	x_{20}	x_{21}

Таблиця 2.3 – Зчитування «стовпець-рядок»

x_1	x_4	x_7	x_{10}	x_{13}	x_{16}	x_{19}	x_2	x_5	x_8	x_{11}	x_{14}	...	...
-------	-------	-------	----------	----------	----------	----------	-------	-------	-------	----------	----------	-----	-----

2. Перемешувач типу Helical (спіральний). Такий перемешувач приймає та записує в пам'ять символи інформаційної послідовності блоками у вигляді рядок-стовпець (табл. 2.2), після перемешування символи зчитуються у вигляді діагонального ряду (табл. 2.4).

Таблиця 2.4 – Перемешувач типу Helical

x_{19}	x_{17}	x_{15}	x_{10}	x_8	x_6	x_1	x_{20}	x_{18}	x_{13}	x_{11}	x_9	...	...
----------	----------	----------	----------	-------	-------	-------	----------	----------	----------	----------	-------	-----	-----

3. Перемешувач «Odd-even» («парний-непарний»). На вхід систематичного кодера надходить кодована інформаційна послідовність двійкових символів, а зберігаються непарні позиції кодованих біт (табл. 2.5).

Таблиця 2.5 – Перемешувач «Odd-even»

x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9	x_{10}	x_{11}	x_{12}	x_{13}	x_{14}	x_{15}
y_1	-	y_3	-	y_5	-	y_7	-	y_9	-	y_{11}	-	y_{13}	-	y_{15}

Парні позиції кодової інформаційної послідовності представлені у табл.

2.6.

Таблиця 2.6 – Парні позиції кодової інформаційної послідовності

x_a	x_b	x_c	x_d	x_e	x_f	x_g	x_h	x_i	x_j	x_k	x_l	x_m	x_n	x_o
-	$\bar{z}_b$	-	$\bar{z}_d$	-	$\bar{z}_f$	-	$\bar{z}_h$	-	$\bar{z}_j$	-	$\bar{z}_l$	-	$\bar{z}_n$	-

До каналу передається послідовність інформаційних символів (табл. 2.7).

Таблиця 2.7 – Послідовність інформаційних символів в канал

x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6		x_7	x_8	x_9	x_{10}	x_{11}	x_{12}	x_{13}	x_{14}	x_{15}
y_1	$\bar{z}_b$	y_3	$\bar{z}_d$	y_5	$\bar{z}_f$		y_7	$\bar{z}_h$	y_9	$\bar{z}_j$	y_{11}	$\bar{z}_l$	y_{13}	$\bar{z}_n$	y_{15}

Цей тип перемежувача дає значне поліпшення показників турбокода.

Псевдовипадкові перемежувачі – це пристрої, які здійснюють перестановку символів усередині блоку за псевдовипадковим законом. Як правило, у таких пристроях таблиця перемежування зберігається у пам'яті кодека. Псевдовипадкове перемежування формується за допомогою генератора псевдовипадкових чисел в діапазоні $[0; N_{\Pi} - 1]$, де N_{Π} – довжина вхідної послідовності.

1. «S-Random» («S-випадковий») перемежувач. Авторами робіт [109] був запропонований спосіб формування перемежувачів, які називаються псевдовипадковими перемежувачами S-типу. Показано, що мінімальна різниця між сусідніми номерами в таблиці перемежування не менше ніж S (глибина перемежування). Перемежувачі даного типу дозволяють збільшити загальну кількість кодових слів ваги 2 і 3 (ці послідовності роблять найбільший внесок у формування кодових слів з малою вагою, які визначають асимптотичні характеристики коду).

Таким чином, перемежувач S-типу забезпечує більше рознесення близько розташованих інформаційних символів, ніж псевдовипадковий перемежувач, що дозволяє істотно знизити вплив послідовностей з малою вагою формування дистанційного спектра турбокода.

Максимальне значення S для перемежувача довжини N_{Π} становить

$\lfloor \sqrt{N_{\Pi}} \rfloor$, де $\lfloor * \rfloor$ – найближче ціле число. Однак при $S > \lfloor 0,5\sqrt{N_{\Pi}} \rfloor$ суттєво зростає

час виконання операції перемежування. Тому більшість псевдовипадкових перемежувачів S -типу реалізують з $S \leq \left\lfloor 0,5\sqrt{N_{\Pi}} \right\rfloor$.

Так, для перемежувача «S-Random» з розміром блоку $K = 512$ біт, при теоретично максимальному значенні $S = 22$. (на практиці $S \leq 16$).

2. «High-Spread Random Interleaves» («випадковий перемежувач, що сильно розсіює»). Для цього типу перемежувача максимальна теоретична глибина перемежування S обмежена граничним значенням $\sqrt{2K}$. Наприклад, для блоку розміром $K = 512$ біт, теоретична глибина перемежування $S = 32$ (на практиці $S \leq 28$)

3. «Dithered-Diagonal» («діагонально-переставний») перемежувач. З використанням цього методу перемежування теоретичний максимум глибини перемежування досягається у виконанні рівності: $\sqrt{2K} = 2n$, де n – ціле число. Наприклад, для $n = 6$ і $K = 2n^2 = 512$, $S = 32$. Інша перевага «Dithered-Diagonal» перемежувача полягає у досягненні максимальної кодової відстані, що дорівнює 56, для всіх можливих вхідних послідовностей з вагою 2, 3 і 4.

2.2. Математичний апарат декодування турбо кодів із різним розміром діаграм станів

На рис. 2.7 показано структурну схему удосконаленого турбо-кодера, що включає два компоненти.

Даний кодер побудований у вигляді каскаду, де рекурсивні систематичні згорткові коди (РСЗК) з'єднані паралельно, розділених пристроєм перемежування. З блоку прийняття рішень ітеративного декодера ТК формувача блоків надходить кодова інформація про адаптивну зміну розміру блоку даних перед надходженням на кодер ТК. Відповідне рішення надходить на кожен компонентний декодер ТК для зміни розміру діаграм станів відповідного РСЗК,

при цьому відбувається зміна правил розрахунку в основних алгоритмах декодування ТК.

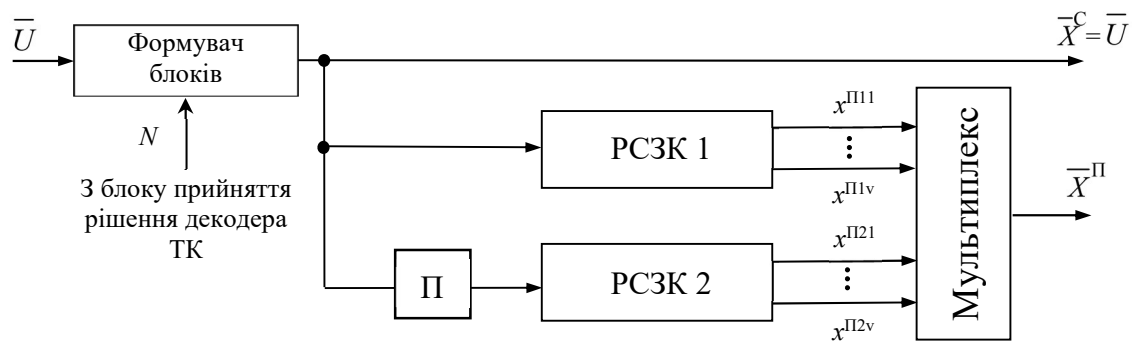


Рисунок 2.7 – Структурна схема модифікованого кодера ТК

У точці часу t на вхід РСЗК подається біт інформації u_t , $t \in \overline{1, N}$ із блоку довжиною N . В залежності від значення цього біта РСЗК турбо-коду формує систематичні та перевіірочні біти c_t^{Π} , $t \in \overline{1, N}$, $c_t^C, c_t^{\Pi} \in (0, 1)$. Для подальшої фазової модуляції ФМ-2 сигналу систематичні c_t^C та перевіірочні c_t^{Π} біти перетворюються на систематичні x_t^C та перевіірочні x_t^{Π} символи, $t \in \overline{1, N}$, $x_t^C, x_t^{\Pi} \in (-1, 1)$. Кодове слово турбо коду утворюється паралельним з'єднанням двох РСЗК, розділених перемешувачем. Внаслідок турбо кодування кожному систематичному біту c_t^C будуть відповідати два перевіірочні біти $c_t^{\Pi 1}, c_t^{\Pi 2}$, які потім перетворюються на символи $x_t^C, x_t^{\Pi 1}, x_t^{\Pi 2} \in (-1, 1)$.

Продуктивність турбо-кодів визначається методами формування кодових комбінацій і застосованими алгоритмами їх декодування, зокрема MAP, заснованих на максимумі апостеріорної ймовірності [110-114].

Ітеративний декодер складається з послідовно з'єднаних між собою компонентних декодерів. Одна ітерація включає два послідовно з'єднаних компонентних декодера, два пристрої перемешування і деперемешування. Пристрій деперемешування виконує операцію зворотню до операції перемешування. У схемі декодера ТК використовується $d = 2I$ компонентних декодерів, де I – число всіх ітерацій декодування, $d \in \overline{2, D}$, D – число всіх компонентних декодерів.

Кодер турбо-коду генерує вихідну послідовність: $\bar{X} = (\bar{X}^C, \bar{X}^\Pi)$, де $\bar{X}^C = \bar{U}$ – інформаційна частина, а $\bar{X}^\Pi = (\bar{X}^{\Pi 1}, \bar{X}^{\Pi 2})$ – перевірна частина розмірності ν , де ν – повна кількість контрольних символів для кожного РСЗК. Припускається, що канал передачі є дискретно-неперервним з ідеальною імпульсною характеристикою $h_c(t)=1$, завдяки чому спотворення сигналу обмежується лише білим гаусівським шумом. З виходу каналу сформована послідовність символів подається на декодери турбо-коду під час кожної ітерації: $\bar{Y}^1 = (L_c \bar{Y}^{C1}, L_c \bar{Y}^{\Pi 1})$ – для декодера 1, де $\bar{Y}^{\Pi 1} = (\bar{Y}^{\Pi 11}, \dots, \bar{Y}^{\Pi 1\nu})$, а $\bar{Y}^2 = (L_c \bar{Y}^{C2}, L_c \bar{Y}^{\Pi 2})$ – для декодера 2, де $\bar{Y}^{\Pi 2} = (\bar{Y}^{\Pi 21}, \dots, \bar{Y}^{\Pi 2\nu})$. В цьому випадку $\bar{Y}^{C1} = \bar{Y}^C, \bar{Y}^{C2}$ – систематичні символи після операції перемешення, а L_c – параметр «канальної надійності», який характеризує рівень шуму у каналі [110].

Декодування турбо-кодів здійснюється за тією ж ґратчастою схемою, яка використовується для кодування. Наприклад, ґратчасті діаграми для РСЗК (1, 5/7) і (1, 13/11) наведені на рис. 2.8 та 2.9.

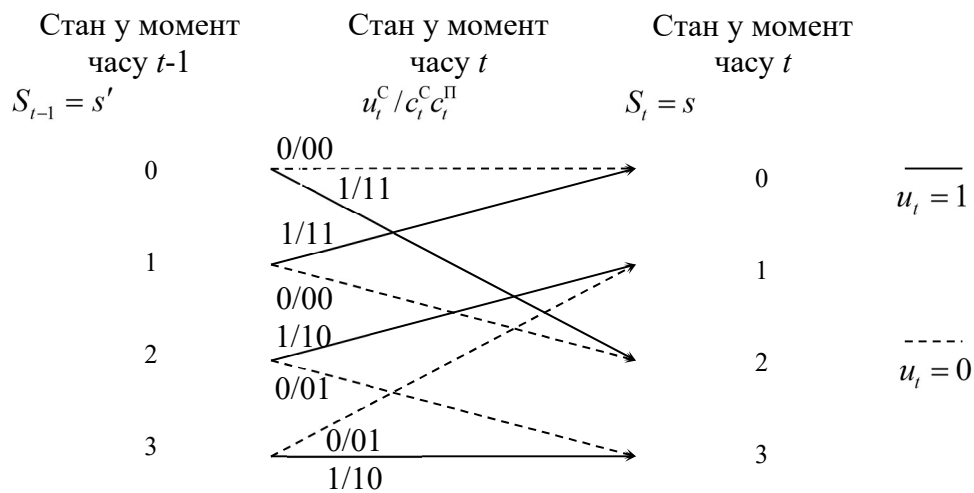


Рисунок 2.8 – Ґратчаста діаграма станів для компонентного коду (1, 5/7)

При адаптивній зміні розміру блоку $\tilde{N}$ відповідно змінюється й кількість діаграм станів РСЗК, що визначається числом біт у блоці розміром $\tilde{N}$.

Для кожного біта проводиться обчислення прямої рекурсії $\tilde{\alpha}_{t-1}(s')$, зворотної рекурсії $\tilde{\beta}_t(s)$ параметра $\gamma_t(s', s)$, $t \in \overline{1, \tilde{N}}$, а також логарифмічного відношення функцій правдоподібності (ЛВФП) $L(u_k)$.

Як приклад, алгоритм MAP-декодування турбо-коду при адаптивному зміні розміру блоку $\tilde{N}$ для компонентного коду (1, 5/7) представлено на рис. 2.10.

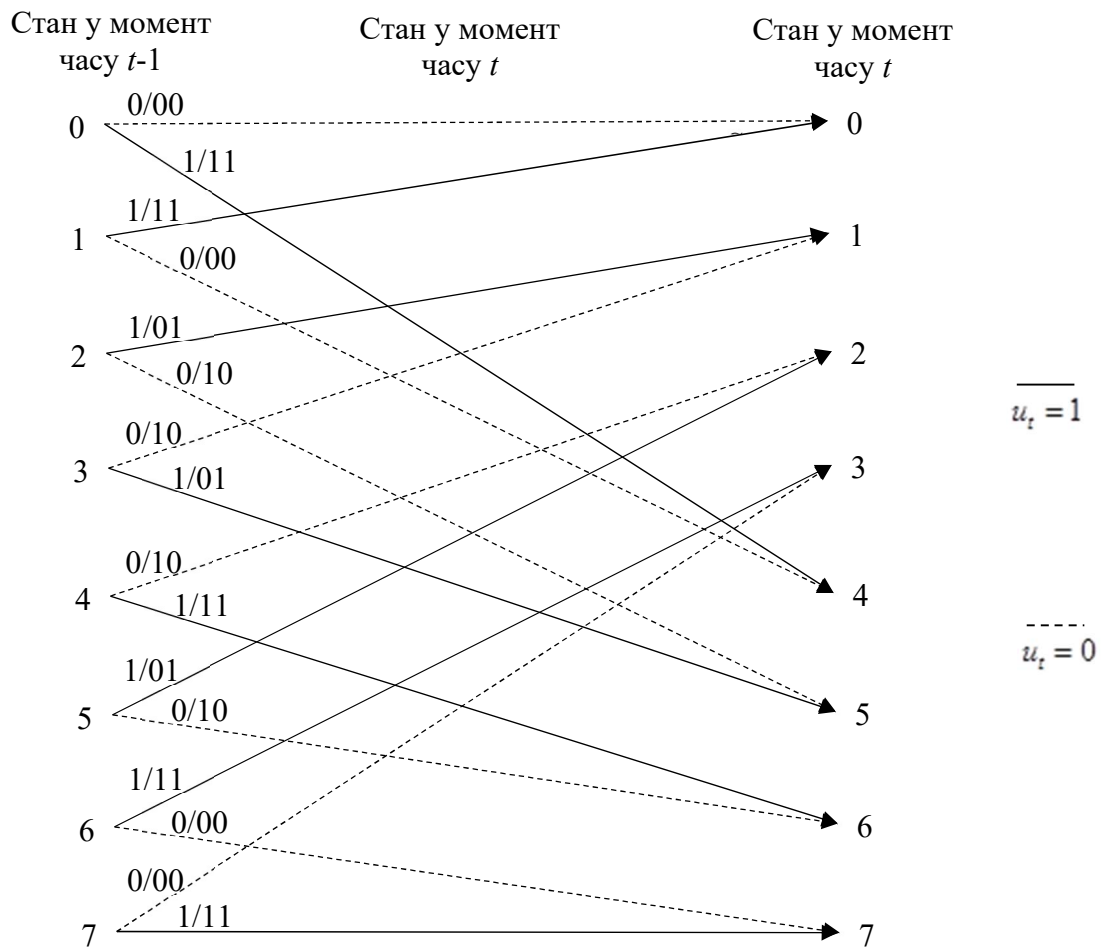


Рисунок 2.9 – Структура можливих станів для РСЗК (1, 13/11)

Правдоподібність $L(u_t)$ біта даних u_t визначається таким чином [110]:

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

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

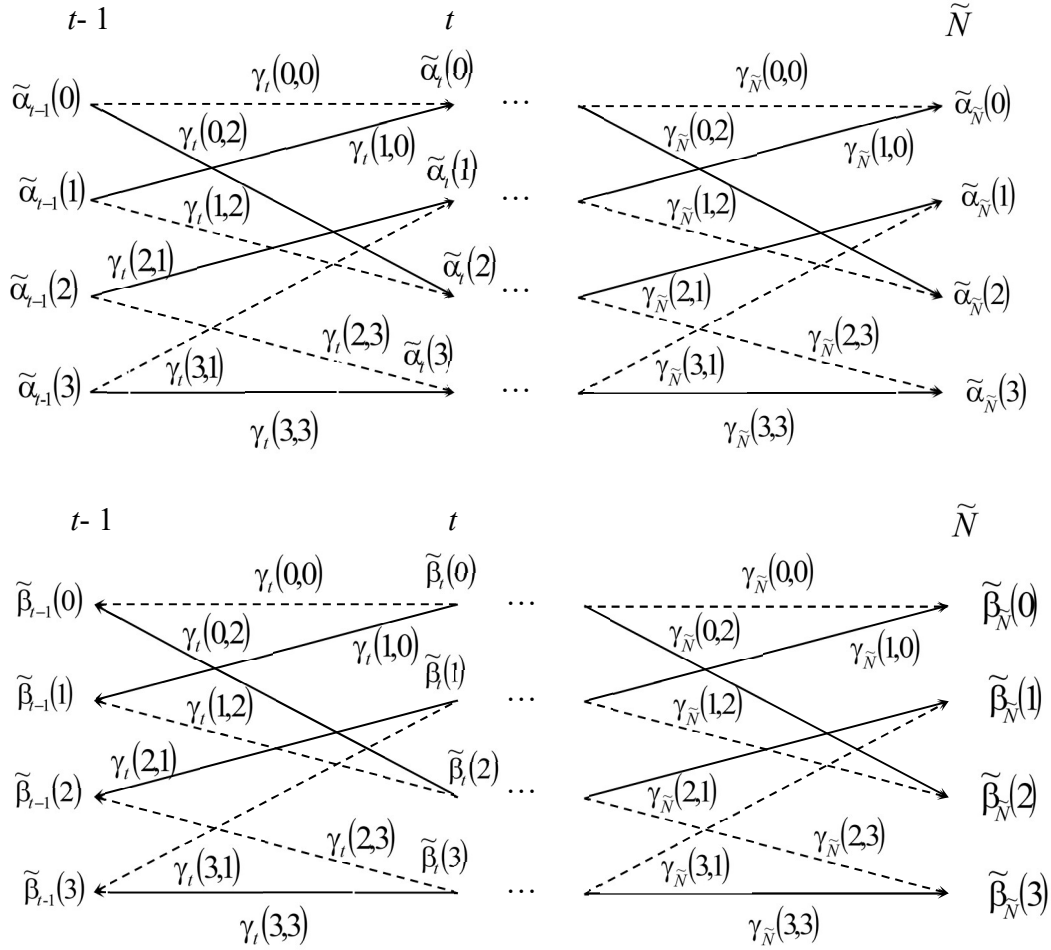


Рисунок 2.10 – Алгоритм декодування турбо коду MAP для РСЗК виду (1, 5/7) при адаптивній зміні розміру блоку $\tilde{N}$

З урахуванням

$$P(u_t = u, y_t, y_{t+1}^N / s_{t-1} = s') = P(y_{t+1}^N / s_{t-1} = s', u_t = u, y_t) P(u_t = u, y_t / s_{t-1} = s') = P(y_{t+1}^N / s_t = s) P(u_t = u, y_t / s_{t-1} = s'),$$

$$\alpha_t(s) = P(s_t = s, y_1^t),$$

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

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

де $\alpha_t(s)$ – загальна ймовірність для t , $\beta_{t-1}(s')$ – умовна ймовірність у випадку $t-1$, $\gamma_t(s', s)$ – перехідна ймовірність.

Правдоподібність $L(x_t)$ для першого декодера визначається як:

$$L^{1,j}(x_t) = \log \frac{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=1}} \alpha_{t-1}^{(1)}(s') \cdot \beta_t^{(1)}(s) \cdot \gamma_t^{(1)}(s',s) / P(y_1^N)}{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=0}} \alpha_{t-1}^{(1)}(s') \cdot \beta_t^{(1)}(s) \cdot \gamma_t^{(1)}(s',s) / P(y_1^N)} =$$

$$\log \frac{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=1}} \tilde{\alpha}_{t-1}^{(1)}(s') \cdot \tilde{\beta}_t^{(1)}(s) \cdot \gamma_t^{(1)}(s',s)}{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=0}} \tilde{\alpha}_{t-1}^{(1)}(s') \cdot \tilde{\beta}_t^{(1)}(s) \cdot \gamma_t^{(1)}(s',s)} = L_c^{1,j}(y_t) + L_a^{1,j}(x_t) + L_e^{1,j}(x_t)$$

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 події щодо прийняття рішень при декодуванні декодером d , $d \in \overline{1,2}$ ітерації декодування j , $j \in \overline{1,I}$ біта інформації:

1) Подія A_1 . Зміни знаку в значеннях $L_a^{d,j}(x_t^C)$ і $L_e^{d,j}(x_t^C)$ ітерації j не відбувається ($\text{sign}(L_a^{d,j}(x_t^C)) = \text{sign}(L_e^{d,j}(x_t^C))$), $L(x_t^C) \geq 0$. Виноситься однозначне рішення щодо того, що був переданий біт $x_t^C = 1$.

2) Подія A_2 . Зміни знаку в значеннях $L_a^{d,j}(x_t^C)$ і ітерації j не відбувається ($\text{sign}(L_a^{d,j}(x_t^C)) = \text{sign}(L_e^{d,j}(x_t^C))$), $L(x_t^C) < 0$. Виноситься однозначне рішення щодо того, що був переданий біт $x_t^C = -1$.

3) Подія A_3 . Знак апіорного значення $L_a^{d,j}(x_t^C)$ та знак апостеріорної інформації $L_e^{d,j}(x_t^C)$ ітерації j не дорівнюють нулю ($\text{sign}(L_a^{d,j}(x_t^C)) \neq \text{sign}(L_e^{d,j}(x_t^C))$). У цьому випадку можливі помилки декодування.

Показник якості для d , $d \in \overline{1,2}$ при ітерації j , $j \in \overline{1,I}$ розраховується як:

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

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

Чим частіше значення показника невизначеності R зростає, тим більше ймовірність появи неправильно декодованих бітів, що негативно впливає на достовірність прийому інформації.

Сумарний показник невизначеності R_{Σ} визначається як сума показників невизначеності по всіх ітераціях декодування:

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

Для зручності розрахунків та адаптації зробимо нормалізацію показника невизначеності:

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

де B – кількість блоків даних деякого вікна спостереження, $\tilde{N}$ – змінний розмір блоку даних, I – кількість ітерацій декодування турбо коду.

При параметричній адаптації, виходячи з обчисленого показника невизначеності для декодера d , $d \in \overline{1,2}$ на ітерації декодування j , $j \in \overline{1,I}$, та враховуючи накопичені значення невизначеності по B оброблених блоках даних, виконується адаптивне визначення оптимального розміру діаграми станів відповідного РСЗК.

Структурна схема адаптивного за кількістю діаграм станів ітеративного декодера турбо коду з блоком прийняття рішень, що містить модулі розрахунку показників невизначеності $R^{d,j}$, R_{Σ} , $\tilde{R}$, показано на рис. 2.11.

На основі отриманих значень $\tilde{R}$ здійснюється вибір оптимальних значень параметра $\tilde{N}$ розмірів діаграм станів кодера та декодера турбо коду. Інформація про обране значення $\tilde{N}$ передається на кодер і декодер ТК, що дозволяє змінювати розмір вхідного блоку та відповідно кількість діаграм станів декодера турбо коду.

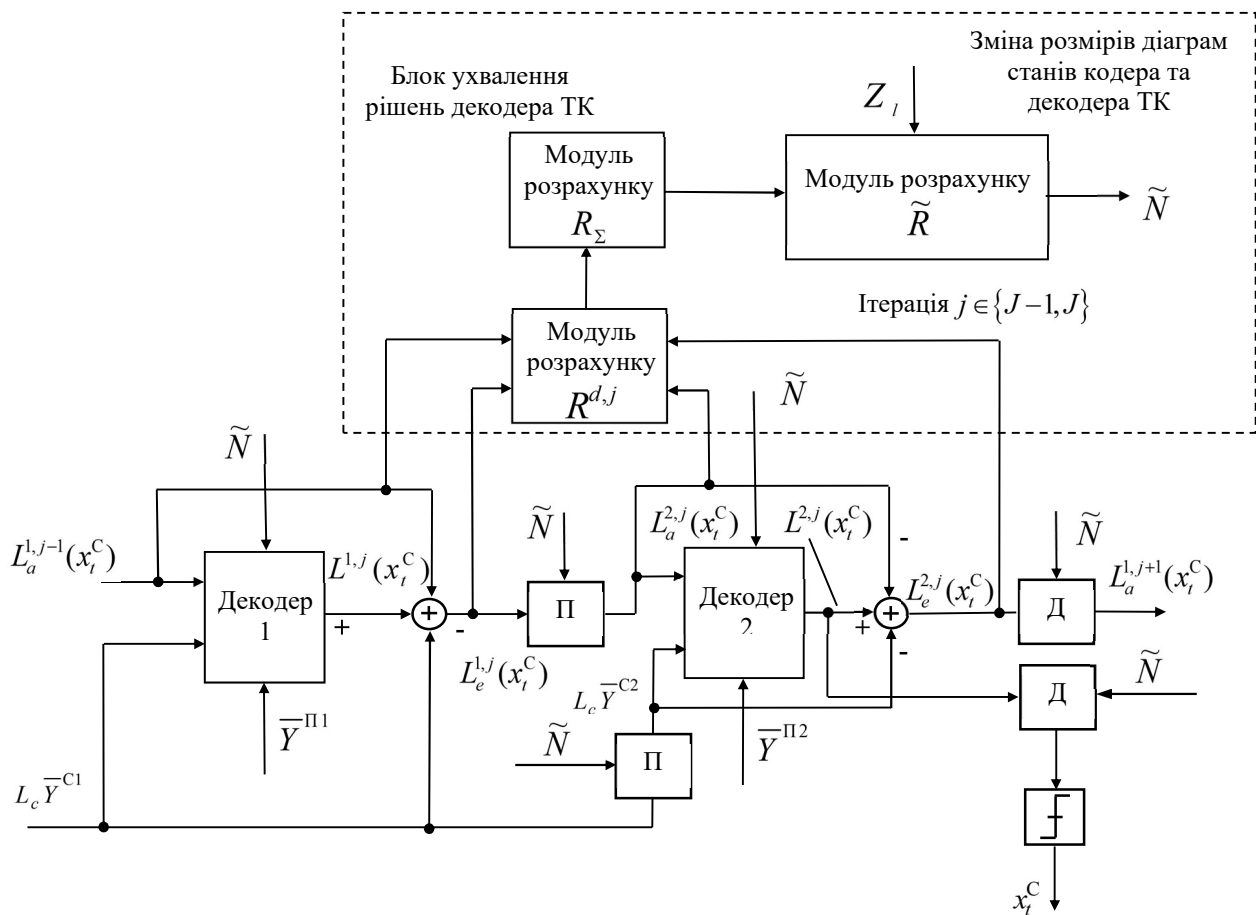


Рисунок 2.11 – Структурна схема декодера ТК із урахуванням зміни розміру станів та адаптацією

2.3. Метод підвищення достовірності інформації у безпроводових системах передачі даних за рахунок адаптивного вибору розміру діаграм станів та розрахунку показника невизначеності декодування

Алгоритм реалізації методу оптимізації процесу кодування та декодування турбо кодів представлено наступними кроками.

Крок 1. Формування початкових діаграм станів для кодера та декодера турбо коду (ТК).

Крок 2. Генерація кодером ТК інформаційних та контрольних символів:

$$\bar{X} = (\bar{X}^C, \bar{X}^П), \bar{X}^П = (\bar{X}^{П1}, \bar{X}^{П2}).$$

Крок 3. Формування множини значень інформаційних та контрольних символів, прийнятих із каналу, для декодера ТК: $\bar{Y}^1 = (L_c \bar{Y}^{C1}, L_c \bar{Y}^{П1})$, $\bar{Y}^2 = (L_c \bar{Y}^{C2}, L_c \bar{Y}^{П2})$.

Крок 4. Обчислення логарифмічного відношення функцій правдоподібності (ЛВФП) на вході декодера щодо переданих бітів даних на першому та другому декодерах для j -ї ітерації

$$LA = \begin{bmatrix} L_a^{1,j}(x_1^C) & L_a^{1,j}(x_2^C) & \dots & L_a^{1,j}(x_N^C) \end{bmatrix},$$

$$LA = \begin{bmatrix} L_a^{2,j}(x_1^C) & L_a^{2,j}(x_2^C) & \dots & L_a^{2,j}(x_N^C) \end{bmatrix}.$$

Крок 5. Обчислення апостеріорних значень ЛВФП для переданих бітів на першому та другому декодерах:

$$LE = \begin{bmatrix} L_e^{1,j}(x_1^C) & L_e^{1,j}(x_2^C) & \dots & L_e^{1,j}(x_N^C) \end{bmatrix},$$

$$LE = \begin{bmatrix} L_e^{2,j}(x_1^C) & L_e^{2,j}(x_2^C) & \dots & L_e^{2,j}(x_N^C) \end{bmatrix}.$$

Крок 6. Виповнення циклічного процесу: якщо $\text{sign}(L_a^{d,j}(x_t^C)) \neq \text{sign}(L_e^{d,j}(x_t^C))$, то $R^{d,j}(i+1) = R^{d,j}(i) + 1$, $R_\Sigma = \sum_{j=1}^I \sum_{d=1}^2 R^{d,j}$, $t \in \overline{1, N}$, $d \in \overline{1, 2}$, $j \in \overline{1, I}$. У разі, якщо умова не виконана, то $R^{d,j}(i+1) = R^{d,j}(i)$.

Крок 7. Обчислення середнього значення показника невизначеності за результатами прийому B блоків: $\tilde{R} = \sum_{i \in I}^B R_{\Sigma i}$.

Крок 8. Обчислення сигнал/шум в каналі Z та рішення: $N^* = \min_s f\left(\left|\tilde{R}(\tilde{N}) - R_{\text{зад}}(\tilde{N})\right|, Z\right)$.

Вибір розміру $\tilde{N}$ структури станів турбо коду. Значення показника невизначеності $\tilde{R}_{\text{зад}}$ отримуються шляхом імітаційного моделювання для заданих значень середньої ймовірності бітової помилки декодування $P_{B \text{ дек}}$. Відповідність між значенням показника невизначеності та відношенням сигнал/шум визначається шляхом моделювання та зберігається у вигляді таблиці.

У табл. 2.8-2.10 наведені нормовані значення показників невизначеності, які застосовуються для адаптивної зміни розмірів діаграм станів кодера та декодера ТК. Дані отримані за допомогою імітаційного моделювання турбо коду з поліномами (1, 13/11), швидкістю кодування $R=1/3$, алгоритмом декодування Max Log Map для різної кількості ітерацій та розмірів діаграм станів при використанні каналу з адитивним білим гаусівським шумом (AWGN) з різними значеннями сигнал/шум.

Таблиця 2.8 – Результати моделювання турбокодування з регулярним алгоритмом перемежування, алгоритмом декодування Max Log Map, різною кількістю ітерацій та розміром діаграми станів 100 біт

ВСШ/Ітерація	$I = 1$	$I = 2$	$I = 4$	$I = 8$
0	77.055	39.833	13.957	5.421
0.2	75.115	37.435	12.693	4.869
0.4	72.899	35.795	11.551	4.387
0.6	68.789	32.861	10.644	3.907
0.8	65.224	30.402	9.340	3.418
1.0	61.513	27.722	8.232	2.807
1.2	57.511	24.928	6.873	2.373
1.4	53.407	21.915	5.813	1.888
1.6	49.420	19.394	4.826	1.534
1.8	45.169	16.687	3.800	1.134
2.0	40.738	14.079	2.990	0.843
2.2	37.090	11.551	2.354	0.630
2.4	33.434	9.646	1.661	0.427

Таблиця 2.9 – Результати моделювання при турбокодуванні (використовується регулярний пермутер, алгоритм Max Log Map, $N = 500$)

ВСШ/Ітерація	$I = 1$	$I = 2$	$I = 4$	$I = 8$
0	71.354	32.638	9.481	3.239
0.2	68.186	30.242	8.435	2.784
0.4	65.008	27.651	7.461	2.388
0.6	61.692	25.121	6.443	2.012
0.8	58.037	22.555	5.451	1.643
1.0	53.983	19.950	4.629	1.347
1.2	50.121	17.343	3.753	1.059
1.4	46.066	15.072	3.014	0.841
1.6	42.116	12.718	2.406	0.620
1.8	38.062	10.720	1.849	0.458
2.0	34.356	8.798	1.372	0.345
2.2	30.336	7.161	1.037	0.232
2.4	26.674	5.607	0.716	0.152

Для оцінки ефективності методу оптимізації роботи кодера та декодера турбо коду з використанням адаптивного вибору розміру діаграм станів проведено імітаційне моделювання. В якості порівняльної системи обрано стандарт мобільного зв'язку четвертого покоління LTE-Advanced. Моделювання виконувалося в середовищі Visual Studio 2019. Було змодельовано систему передачі даних, що включала турбо коди, модулятор і демодулятор OFDM, а також канал з адитивним білим гаусівським шумом (AWGN). Результати моделювання отримані з довірчою ймовірністю $\alpha = 0,95$, $t_\alpha = 0,95$ (аргумент функції Лапласа) та відносною точністю $d = 0,1$.

Використовувався турбо код з генераторами (1, 23/21), алгоритмами декодування Log Map та Max Log Map, швидкістю кодування $R = 1/3$, а також псевдовипадковим і регулярним перемежувачем (деперемежувачем). Адаптивний вибір розміру діаграм станів проводився для значень $\tilde{N} = 100, 500$,

1000. Відношення сигнал/завада змінювалося у діапазоні від 0 до 2,5 дБ. Як контрольний параметр достовірності інформації використовувалося середнє значення ймовірності бітової помилки декодування $P_{B \text{ дек_зад}} = 10^{-4}$.

Таблиця 2.10 – Результати моделювання при турбокодуванні з псевдовипадковим пермутером, алгоритм Max Log Map, $N = 1000$ біт

ОСШ/Ітерація	$I = 1$	$I = 2$	$I = 4$	$I = 8$
0	87.954	56.460	23.339	10.410
0.2	84.995	53.260	20.503	8.260
0.4	82.179	48.855	16.496	5.136
0.6	78.096	43.724	11.397	2.107
0.8	74.258	37.545	6.624	0.591
1.0	69.094	31.349	3.170	0.192
1.2	64.532	25.018	1.346	0.036
1.4	58.835	19.010	0.516	0.014
1.6	53.010	14.084	0.190	0.003
1.8	47.408	10.081	0.076	0.001
2.0	41.624	7.216	0.025	5.41e-04
2.2	36.308	4.885	0.013	1.27e-04
2.4	31.592	3.355	0.004	6.12e-05

На рис. 2.12-2.14 подано графічні залежності середньої ймовірності бітової помилки декодування $P_{B \text{ дек}}$ від відношення сигнал/шум E_b / N_J , де E_b – енергія біта, N_J – спектральна щільність потужності білого гаусівського шуму (AWGN) у каналі. Для побудови графіків використовувалися турбо коди з генераторами (1, 23/21), швидкістю кодування $R = 1/3$, алгоритмом декодування Max Log Map, різною кількістю ітерацій декодування та різними розмірами діаграм станів кодера і декодера ТК.

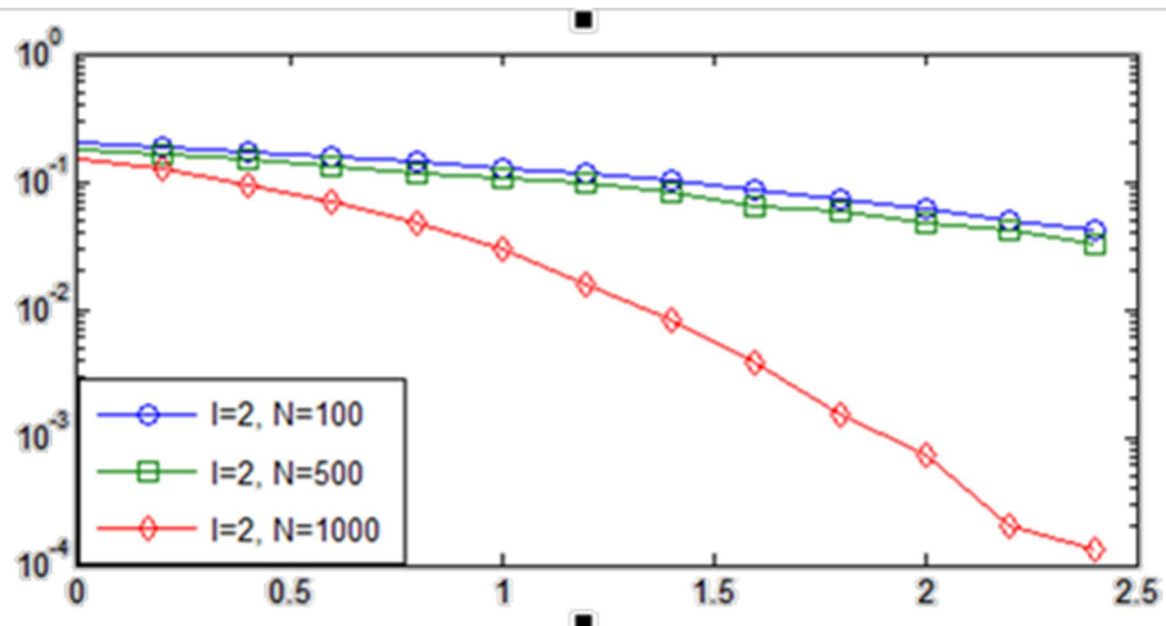


Рисунок 2.12 – Графік BER в залежності від розмірів решітки станів
(розглядається друга ітерація декодування)

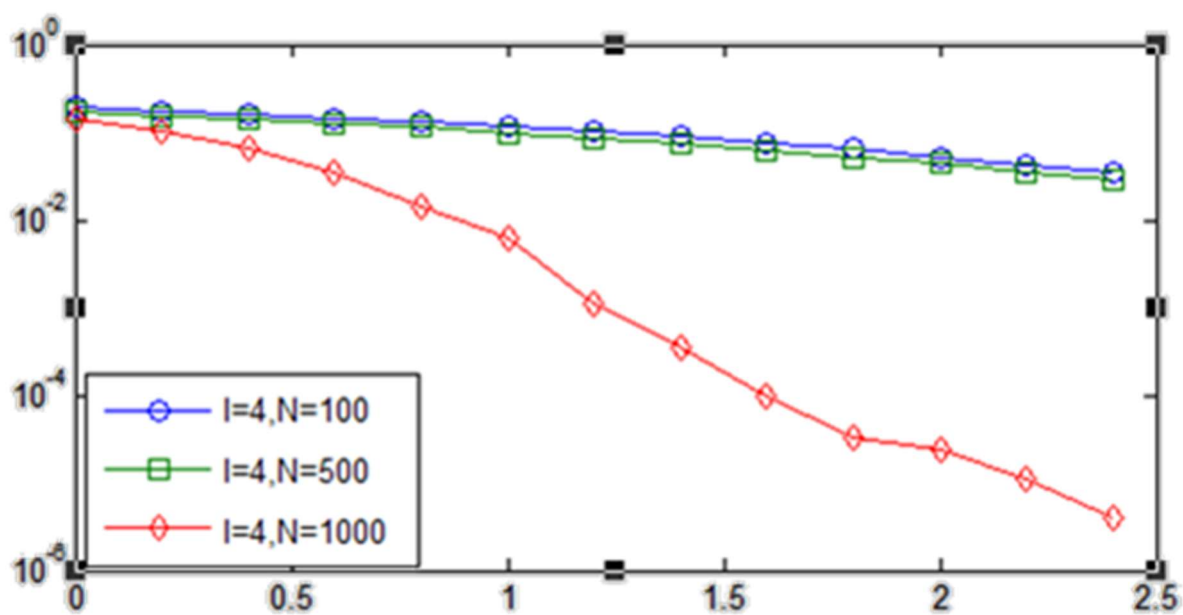


Рисунок 2.13 – Графік BER в залежності від розмірів решітки станів
(розглядається четверта ітерація декодування)

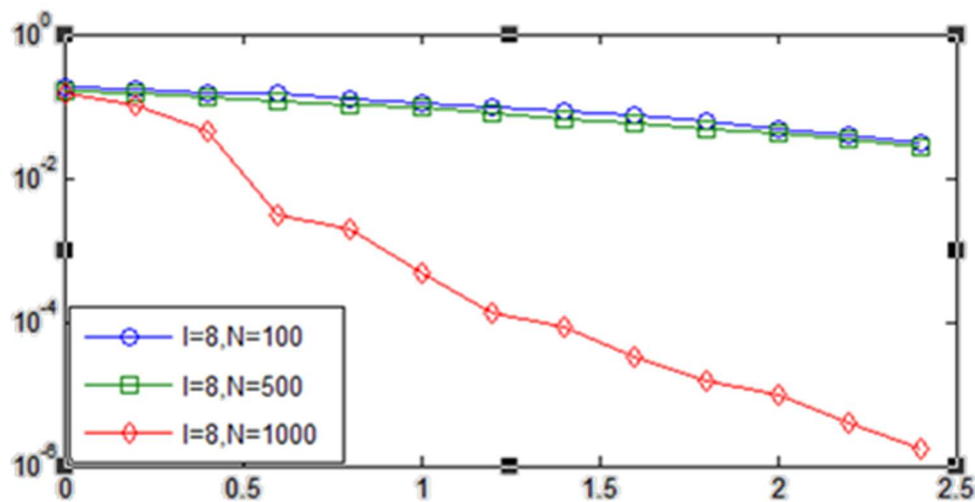


Рисунок 2.14 – Графік BER в залежності від розмірів решітки станів
(розглядається восьма ітерація декодування)

Аналіз результатів моделювання показує, що при адаптивному збільшенні розміру діаграми станів кодера та декодера ТК відбувається зниження ймовірності помилки декодування. Зокрема, при збільшенні розміру діаграми $\tilde{N}$ з 100 до 1000 спостерігається помітне зменшення ймовірності помилки: для ВСПШ = 1 дБ – BER змінюється з $2 \cdot 10^{-1}$ по $6 \cdot 10^{-4}$ (8 ітерацій); для ВСПШ = 2 дБ – BER змінюється з $8 \cdot 10^{-1}$ по 10^{-5} (8 ітерацій).

2.4. Висновки до розділу 2

1. Нові наукові результати, отримані в цьому розділі дисертації, включають:

Розробку методу підвищення достовірності передачі інформації в безпроводових системах за рахунок адаптивний вибір розміру діаграм станів. Суть підходу – оптимізація кодера і декодера турбокоду з використанням запропонованого показника невизначеності декодування, що забезпечує

підвищення достовірності без зниження пропускну здатності мереж бездротового зв'язку.

2. На відміну від відомих методів, адаптивний вибір розміру діаграм станів залежить від співвідношення сигнал/шум у каналі та нормалізованої кількості змін знаку апостеріорно-априорних логарифмічних відносин функцій правдоподібності переданих бітів.

3. Результати моделювання підтверджують, що метод забезпечує вибір оптимального розміру станів діаграми кодера та декодера для досягнення заданих показників достовірності інформації, що підтверджується порівнянням з іншими відомими результатами.

4. Метод може ефективно поєднуватися з іншими адаптивними підходами, зокрема адаптацією швидкості кодування, поліномів компонентних кодів турбо коду та застосовуватися в багатопараметричних адаптивних системах, що працюють в умовах априорної невизначеності.

Наукові результати, які висвітлено в розділі, опубліковані у вигляді статей [57, 73] та тезах апробації [64].

РОЗДІЛ 3. МЕТОД ОЦІНКИ ДОСТОВІРНОСТІ ІНФОРМАЦІЇ В УМОВАХ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ

3.1. Математичний опис процедури кодування за максимумом апостеріорної ймовірності

На рисунку 3.1 показано структурну схему декодера турбокоду, що складається з двох компонентних декодерів (кожен обробляє свій згортковий код) та по два перемежувачі і деперемежувачі. Перемежувачі відповідають тим, що застосовуються в кодері, тоді як деперемежувачі виконують зворотну операцію, відновлюючи порядок бітів, змінений перемеженням.

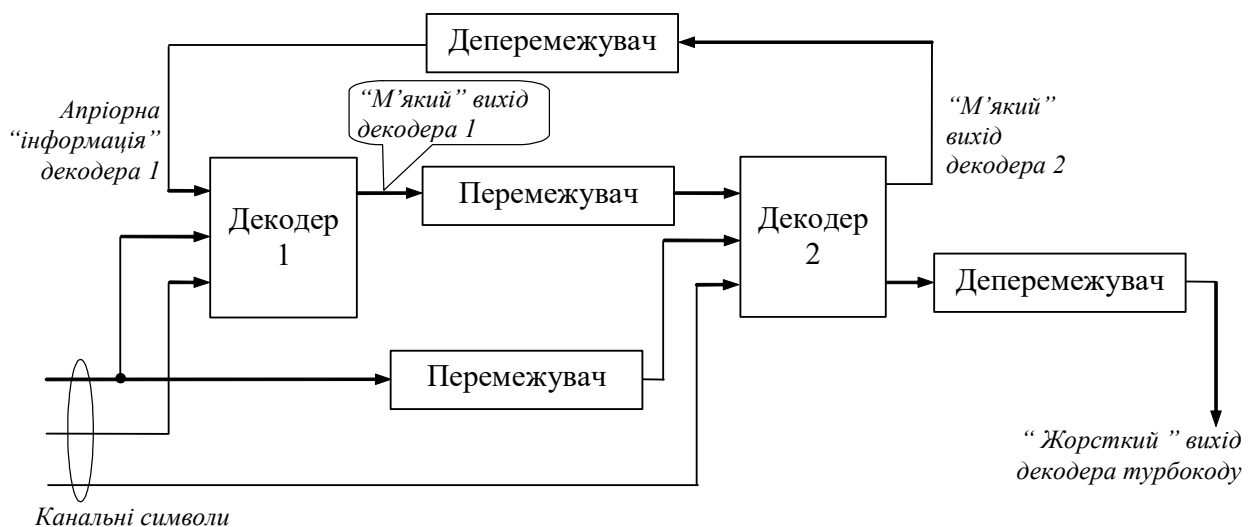


Рисунок 3.1 – Структурна схема декодера турбо коду із швидкістю $R = 1/3$

На рис. 3.2 показаний рекурсивний систематичний згортковий кодер, представлений поліноміальними генераторами $G(D) = [1, 5/7]$ у вісімковій формі.

Для двох подій A і B існують основні теореми теорії ймовірності:

$$P(A, B) = P(A)P(B / A) \quad (3.1)$$

$$P(A, B / C) = P(A / C)P(B / A, C) \quad (3.2)$$

$$P(A) = \sum_B P(A, B) \quad (3.3)$$

$$P(A / B) = P(A) \quad (3.4)$$

$$P(AB) = P(A)P(B) \quad (3.5)$$

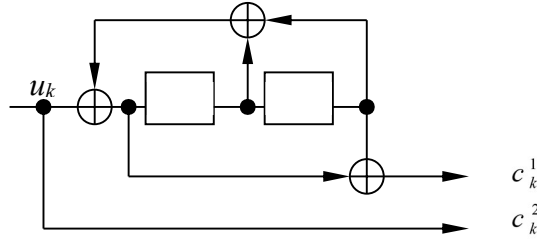


Рисунок 3.2 – РСЗК виду [1, 5/7], кількістю комірок пам'яті 2

Правдоподібність $L(u_k)$ для u_k записується [110,111]:

$$L(u_k) \triangleq \log\left(\frac{P(u_k = 1 / y_1^N)}{P(u_k = 0 / y_1^N)}\right). \quad (3.6)$$

Рішення може бути прийняте по знаку $L(u_k)$, тобто

$$\tilde{u}_k = \text{sign}[L(u_k)]. \quad (3.7)$$

З урахуванням основних теорем теорії ймовірності, вираз (3.6) перепишеться таким чином [110,111]:

$$L(u_k) = \log\left(\frac{P(u_k = 1, y_1^N) / P(y_1^N)}{P(u_k = 0, y_1^N) / P(y_1^N)}\right) = \log\left[\frac{\sum_{s'} P(s_{k-1} = s', u_k = 1, y_1^N) / P(y_1^N)}{\sum_{s'} P(s_{k-1} = s', u_k = 0, y_1^N) / P(y_1^N)}\right]. \quad (3.8)$$

З урахуванням (s_{k-1}, u_k) , s_k перехід по діаграмі станів РСЗК буде визначений.

Прийнятий символ можна поділити на три складові: Перша частина включає результати до моменту часу k , наступна – в даний момент, інша – після k :

$$y_1^N = \{y_1^{k-1}, y_k, y_{k+1}^N\} \quad (3.9)$$

Підставивши рівняння (3.9) в (3.8), отримаємо [110,111]

$$L(u_k) = \log\left[\frac{\sum_{u^+} P(s_{k-1} = s', u_k = 1, y_1^{k-1}, y_k, y_{k+1}^N) / P(y_1^N)}{\sum_{u^-} P(s_{k-1} = s', u_k = 0, y_1^{k-1}, y_k, y_{k+1}^N) / P(y_1^N)}\right] \quad (3.10)$$

де $\sum_{u^+}()$ – сума по (s_{k-1}, s_k) у момент k , утворених $u_t = 1$, і $\sum_{u^-}()$ – сума по одах (s_{k-1}, s_k) у момент k , утворених $u_t = 0$.

При використанні (3.1) спільна ймовірність у (3.10) зміниться в умовну ймовірність [12; 115].

$$\begin{aligned} L(u_k) &= \log \left[\frac{\sum_{u^+} P(s_{k-1} = s', y_1^{k-1}) P(u_k = 1, y_k, y_{k+1}^N / s_{k-1} = s', y_1^{k-1}) / P(y_1^N)}{\sum_{u^-} P(s_{k-1} = s', y_1^{k-1}) P(u_k = 0, y_k, y_{k+1}^N / s_{k-1} = s', y_1^{k-1}) / P(y_1^N)} \right] = \\ &= \log \left[\frac{\sum_{u^+} P(s_{k-1} = s', y_1^{k-1}) P(u_k = 1, y_k, y_{k+1}^N / s_{k-1} = s') / P(y_1^N)}{\sum_{u^-} P(s_{k-1} = s', y_1^{k-1}) P(u_k = 0, y_k, y_{k+1}^N / s_{k-1} = s') / P(y_1^N)} \right] \end{aligned} \quad (3.11)$$

Використовуючи (3.2), маємо

$$\begin{aligned} P(u_k = u, y_k, y_{k+1}^N / s_{k-1} = s') &= P(y_{k+1}^N / s_{k-1} = s', u_k = u, y_k) P(u_k = u, y_k / s_{k-1} = s') = \\ &= P(y_{k+1}^N / s_k = s) P(u_k = u, y_k / s_{k-1} = s'). \end{aligned} \quad (3.12)$$

Нехай $\alpha_k(s) \triangleq P(s_k = s, y_1^k)$, $\beta_{k-1}(s') \triangleq P(y_k^N / s_{k-1} = s')$, і $\gamma_k(s', s) \triangleq P(u_k = u, y_k / s_{k-1} = s')$. Підставивши (3.12) у (3.11), отримаємо [12; 115]

$$L(u_k) = \log \left[\frac{\sum \alpha_{k-1}(s') \beta_k(s) \gamma_k(s', s) / P(y_1^N)}{\sum_{u^-} \alpha_{k-1}(s') \beta_k(s) \gamma_k(s', s) / P(y_1^N)} \right] \quad (3.13)$$

Позрахунок $\alpha_k(s)$, $\beta_{k-1}(s')$, $\gamma_k(s', s)$.

$\gamma_k(s', s)$ – це умовна ймовірність події, що є перехід із стану s_{k-1} у стан s_k , утворений u_k . Використовуючи (3.2), $\gamma_k(s', s)$ буде мати такий вигляд [241; 242]:

$$\begin{aligned} \gamma_k(s', s) &\triangleq P(u_k = u, y_k / s_{k-1} = s') = P(y_k / s_{k-1} = s', u_k = u) P(u_k = u / s_{k-1} = s') \\ &= P(y_k / c_k = c) P(u_k = u). \end{aligned} \quad (3.14)$$

$\alpha_k(s)$ – спільна ймовірність у стані s для моменту часу k . Приймаючи до уваги (3.1) і (3.3), співвідношення $\alpha_k(s)$ буде мати вигляд [12; 115]:

$$\begin{aligned} \alpha_k(s) &\triangleq P(s_k = s, y_1^k) = \sum_{s' / s_k = s} P(s_{k-1} = s', u_k = u, y_1^{k-1}, y_k) = \\ &= \sum_{s' / s_k = s} P(s_{k-1} = s', y_1^{k-1}) P(u_k = u, y_k / s_{k-1} = s', y_1^{k-1}) = \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{s'/s_k=s} P(s_{k-1}=s', y_1^{k-1}) P(u_k=u, y_k / s_{k-1}=s') = \\
&= \sum_{s'/s_k=s} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) = \sum_{s'} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s),
\end{aligned}$$

де $\sum_{s'/s_k=s}()$ – сума s_{k-1} , які закінчуються $s_k = s$. Для першого такту роботи:

$$\alpha_0(s) = \begin{cases} 1, & s = 1 \\ 0, & s \neq 1 \end{cases}.$$

$\beta_{k-1}(s')$ – умовна ймовірність у стані s' для такту $k-1$:

$$\begin{aligned}
\beta_{k-1}(s') &\triangleq P(y_k^N / s_{k-1}=s') = \sum_{s/s_{k-1}=s'} P(u_k=u, y_{k+1}^N, y_k / s_{k-1}=s') = \\
&= \sum_{s/s_{k-1}=s'} P(y_{k+1}^N / s_{k-1}=s', u_k=u, y_k) P(u_k=u, y_k / s_{k-1}=s') = \\
&= \sum_{s/s_{k-1}=s'} P(y_{k+1}^N / s_k=s) P(u_k=u, y_k / s_{k-1}=s') = \\
&= \sum_{s/s_{k-1}=s'} \beta_k(s) \gamma_k(s', s),
\end{aligned} \tag{3.16}$$

де $\sum_{s/s_{k-1}=s'}()$ – сума по усіх s , які починаються з $s_{k-1}=s'$. Для першого такту роботи

$$(з\ кінця\ блоку\ до\ начала): \beta_N = \begin{cases} 1, & s = 1 \\ 0, & s \neq 1 \end{cases}.$$

При практичній реалізації $\alpha_k(s)$ і $\beta_{k-1}(s')$ повинні бути нормалізовані відносно y_1^N , тобто $\alpha_k(s)$ і $\beta_{k-1}(s')$ мають бути розділені на $P(y_1^N)$, де

$$P(y_1^N) = P(y_1^{k-1}) P(y_k^N / y_1^{k-1}) \tag{3.17}$$

З урахуванням процедури нормалізації, (3.13) буде виглядати:

$$\begin{aligned}
L(u_k) &= \log \left[\frac{\sum_{u+} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s) / P(y_1^N)}{\sum_{u-} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s) / P(y_1^N)} \right] = \\
&= \log \left[\frac{\frac{\sum_{u+} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s)}{P(y_1^{k-1}) P(y_k^N / y_1^{k-1})}}{\frac{\sum_{u-} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s)}{P(y_1^{k-1}) P(y_k^N / y_1^{k-1})}} \right] = \log \left[\frac{\sum_{u+} \frac{\alpha_{k-1}(s')}{P(y_1^{k-1})} \gamma_k(s', s) \frac{\beta_k(s)}{P(y_k^N / y_1^{k-1})}}{\sum_{u-} \frac{\alpha_{k-1}(s')}{P(y_1^{k-1})} \gamma_k(s', s) \frac{\beta_k(s)}{P(y_k^N / y_1^{k-1})}} \right]
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Виконавши наступні операції $\tilde{\alpha}_{k-1}(s') \triangleq \frac{\alpha_{k-1}(s')}{P(y_1^{k-1})}$, $\tilde{\beta}_k(s) \triangleq \frac{\beta_k(s)}{P(y_k^N / y_1^{k-1})}$,

будемо мати [12; 115]:

$$L(u_k) = \log \left[\frac{\sum \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \tilde{\beta}_k(s)}{\sum_{u-} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \tilde{\beta}_k(s)} \right] \quad (3.19)$$

Так як

$$P(y_1^k) = \sum_s P(s_k = s, y_1^k) = \sum_s \alpha_k(s), \quad (3.21)$$

розділимо $\alpha_k(s)$ на $P(y_1^k)$:

$$\begin{aligned} \tilde{\alpha}_k(s) &\triangleq \frac{\alpha_k(s)}{P(y_1^k)} = \frac{P(s_k = s, y_1^k)}{\sum_s P(s_k = s, y_1^k)} = \frac{\alpha_k(s)}{\sum_s \alpha_k(s)} = \\ &= \frac{\sum_{s'} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s)}{\sum_s \sum_{s'} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s)} = \frac{\sum_{s'} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \gamma_k(s', s)}{\sum_s \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \gamma_k(s', s)} \end{aligned} \quad (3.22)$$

$P(y_1^N)$ запишемо як:

$$P(y_1^N) = P(y_1^{k-1}, y_k^N) = P(y_1^{k-1}) P(y_k^N / y_1^{k-1}) = P(y_{k-1}^N / y_1^{k-2}) P(y_1^{k-2}) \quad (3.23)$$

Використовуючи (3.14), (3.21) і (3.23):

$$\begin{aligned} P(y_{k-1}^N / y_1^{k-2}) &= P(y_1^{k-1}) \frac{P(y_k^N / y_1^{k-1})}{P(y_1^{k-2})} = \sum_s \sum_{s'} \alpha_{k-2}(s') \gamma_{k-1}(s', s) \frac{P(y_k^N / y_1^{k-1})}{P(y_1^{k-2})} = \\ &= \sum_s \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{k-2}(s') \gamma_{k-1}(s', s) P(y_k^N / y_1^{k-1}) \end{aligned} \quad (3.24)$$

Розділимо $\beta_{k-1}(s')$ на (3.24) і з урахуванням (3.14):

$$\begin{aligned} \tilde{\beta}_{k-1}(s') &= \frac{\beta_{k-1}(s')}{P(y_{k-1}^N / y_1^{k-2})} = \frac{\beta_{k-1}(s')}{\sum_s \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{k-2}(s') \gamma_{k-1}(s', s) P(y_k^N / y_1^{k-1})} = \\ &= \frac{\tilde{\beta}_{k-1}(s')}{\sum_s \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{k-2}(s') \gamma_{k-1}(s', s)} = \frac{\sum_s \tilde{\beta}_k(s) \gamma_k(s', s)}{\sum_s \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{k-2}(s') \gamma_{k-1}(s', s)} \end{aligned} \quad (3.25)$$

З (3.13) бачимо, що $\gamma_k(s', s)$ містить 2 частини.

Приймемо

$$P(c_k^1 = -1) = P_- \text{ и } P(c_k^1 = 1) = P_+.$$

Використовуючи

$$P(c_k^1 = -1) + P(c_k^1 = 1) = 1 \text{ і } P(u_k) = P(c_k^1):$$

$$\begin{aligned} L^e(u_k) &\triangleq \log \frac{P(u_k = 1)}{P(u_k = 0)} = \log \frac{P(c_k^1 = 1)}{P(c_k^1 = -1)} = \log \frac{P(c_k^1 = 1)}{1 - P(c_k^1 = 1)} = \\ &= L_a(c_k^1) = \log \frac{P_+}{P_-} = \log \frac{P_+}{1 - P_+}, \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$P(c_k^1 = 1) = P_+ = \frac{\sqrt{P_-/P_+}}{1 + \frac{P_-}{P_+}} \sqrt{P_+/P_-} = \frac{\sqrt{P_-/P_+}}{1 + \frac{P_-}{P_+}} \left(\sqrt{P_+/P_-} \right)^{c_k^1}, \quad (3.27)$$

$$P(c_k^1 = -1) = P_- = \frac{\sqrt{P_-/P_+}}{1 + \frac{P_-}{P_+}} \left(\sqrt{P_+/P_-} \right)^{-1} = \frac{\sqrt{P_-/P_+}}{1 + \frac{P_-}{P_+}} \left(\sqrt{P_+/P_-} \right)^{c_k^1}, \quad (3.28)$$

Об'єднуючи (3.27) і (3.28):

$$P(c_k^1) = \frac{e^{-\frac{L_a(c_k^1)}{2}}}{1 + e^{-L_a(c_k^1)}} e^{\frac{L_a(c_k^1)}{2} c_k^1} = A_k e^{\frac{L_a(c_k^1)}{2} c_k^1}, \quad (3.29)$$

$$\text{де } A_k = \frac{e^{-\frac{L_a(c_k^1)}{2}}}{1 + e^{-L_a(c_k^1)}}.$$

$P(Y = y_k / c_k)$ може бути апроксимована як:

$$\begin{aligned} P(Y = y_k / c_k) &= P(Y = y_k / u_k) \approx \lim_{\Delta \rightarrow 0} P(y_k \leq Y \leq y_k + \Delta / U = u_k) = \\ &= \lim_{\Delta \rightarrow 0} p(y_k / u_k) \Delta = \lim_{\Delta \rightarrow 0} p(y_k / x_k) \Delta, \end{aligned} \quad (3.30)$$

$$\begin{aligned} P(y_k / u_k) &= P(y_k^{1,s}, y_k^{*2,p}, y_k^{*3,p}, \dots / c_k^1, c_k^2, c_k^3, \dots) = \\ &= P(y_k^{1,s}, y_k^{*2,p}, y_k^{*3,p}, \dots / x_k^{1,s}, x_k^{2,p}, x_k^{3,p}, \dots) = \\ &= P(y_k^{1,s} / x_k^{1,s}) P(y_k^{*2,p} / x_k^{2,p}) P(y_k^{*3,p} / x_k^{3,p}) \dots = \\ &= P(y_k^{1,s} / x_k^{1,s}) \prod_{i=2}^q P(y_k^{*i,p} / x_k^{i,p}). \end{aligned} \quad (3.31)$$

Для випадку каналу без пам'яті:

$$P(y_k / u_k) \propto e^{-\frac{(y_k^{1,s} - x_k^{1,s})^2}{2\sigma_n^2} - \sum_{i=2}^q \frac{(y_k^{*i,p} - x_k^{i,p})^2}{2\sigma_n^2}} = e^{-\frac{(y_k^{1,s})^2 + (x_k^{1,s})^2}{2\sigma_n^2} - \sum_{i=2}^q \frac{(y_k^{*i,p})^2 + (x_k^{i,p})^2}{2\sigma_n^2}} \cdot e^{\frac{y_k^{1,s} x_k^{1,s}}{\sigma_n^2} + \sum_{i=2}^q \frac{y_k^{*i,p} x_k^{i,p}}{\sigma_n^2}} = \quad (3.32)$$

$$= B_k e^{\frac{y_k^{1,s} x_k^{1,s}}{\sigma_n^2} + \sum_{i=2}^q \frac{(y_k^{i,p} + x_k^{*i,p}) x_k^{i,p}}{\sigma_n^2}},$$

$$\text{де } B_k = e^{-\frac{(y_k^{1,s})^2 + (x_k^{1,s})^2}{2\sigma_n^2} - \sum_{i=2}^q \frac{(y_k^{i,p})^2 + (x_k^{p,i})^2}{2\sigma_n^2}}.$$

Об'єднуючи (3.30) і (3.32), $\gamma_k(s', s)$ буде мати вигляд:

$$\gamma_k(s', s) = P(y_k / c_k = c) P(u_k = u) = B_k e^{\frac{y_k^{1,s} x_k^{1,s}}{\sigma_n^2} + \sum_{i=2}^q \frac{(y_k^{i,p}) x_k^{i,p}}{\sigma_n^2}} A_k e^{\frac{L_a(c_k^1)}{2} c_k^1}. \quad (3.33)$$

A_k і B_k можливо присвоїти значення одиниці. У випадку гаусівського каналу

$$h_0^2 = \frac{E_b}{N_0} = \frac{E_c}{R \cdot N_0}. \quad (3.34)$$

У урахуванням цього, отримаємо:

$$\begin{aligned} \gamma_k(s', s) &= B_k \cdot e^{\frac{y_k^{1,s} x_k^{1,s}}{\sigma_n^2} + \sum_{i=2}^q \frac{(y_k^{i,p} + x_k^{*i,p}) x_k^{i,p}}{\sigma_n^2}} \cdot A_k \cdot e^{\frac{L_a(c_k^1)}{2} c_k^1} = \\ &= A_k \cdot B_k \cdot e^{\frac{y_k^{1,s} x_k^{1,s}}{\sigma_n^2} + \sum_{i=2}^q \frac{(y_k^{i,p} + x_k^{*i,p}) x_k^{i,p}}{\sigma_n^2}} \cdot e^{\frac{L_a(c_k^1)}{2} c_k^1} = \\ &= A_k \cdot B_k \cdot \exp \left[\frac{4 \cdot h_0^2}{p} \cdot \left(\frac{y_k^{1,s} \cdot A \cdot c_k^1}{2} + \sum_{i=2}^q \frac{(y_k^{i,p} + x_k^{*i,p}) \cdot A \cdot c_k^i}{2} \right) + \right. \\ &\quad \left. \frac{1}{2} \cdot L_a(c_k^1) \cdot c_k^1 \right] = \\ &= A_k \cdot B_k \cdot \exp \left[\frac{1}{2} \cdot L_a(c_k^1) \cdot c_k^1 + \frac{4 \cdot A \cdot h_0^2}{p} \cdot \frac{1}{2} \cdot y_k^{1,s} \cdot c_k^1 \right] \\ &\quad \exp \left[\sum_{i=2}^q \left(\frac{4 \cdot A \cdot h_0^2}{p} \cdot \frac{1}{2} \cdot (y_k^{i,p} + x_k^{*i,p}) \cdot c_k^i \right) \right] = \\ &= A_k \cdot B_k \cdot \exp \left[\frac{1}{2} \cdot L_a(c_k^1) \cdot c_k^1 + Lc \cdot \frac{1}{2} \cdot y_k^{1,s} \cdot c_k^1 \right] \exp \left[\sum_{i=2}^q \left(Lc \cdot \frac{1}{2} \cdot (y_k^{i,p} + x_k^{*i,p}) \cdot c_k^i \right) \right]. \end{aligned} \quad (3.35)$$

де

$$Lc \triangleq \frac{4 \cdot A \cdot h_0^2}{p}, \gamma^e(s', s) \triangleq \exp \left[\sum_{i=2}^q \left(Lc \cdot \frac{1}{2} \cdot (y_k^{i,p} + x_k^{*i,p}) \cdot c_k^i \right) \right]. \quad (3.36)$$

Остаточно,

$$L(u_k) = \log \left[\frac{\sum_{s'} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \tilde{\beta}_k(s)}{\sum_{u^-} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \tilde{\beta}_k(s)} \right],$$

$$\tilde{\alpha}_k(s) = \frac{\sum_{s'} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \gamma_k(s', s)}{\sum_s \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \gamma_k(s', s)}, \quad \tilde{\alpha}_0(s) = \begin{cases} 1, & s = 1 \\ 0, & s \neq 1 \end{cases},$$

$$\tilde{\beta}_{k-1}(s') = \frac{\sum_s \tilde{\beta}_k(s) \gamma_k(s', s)}{\sum_s \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{k-2}(s') \gamma_{k-1}(s', s)}, \quad \tilde{\beta}_N(s) = \begin{cases} 1, & s = 1 \\ 0, & s \neq 1 \end{cases},$$

$$\gamma(s', s) \propto \exp \left[\frac{1}{2} \cdot L_a(c_k^1) \cdot c_k^1 + Lc \cdot \frac{1}{2} \cdot y_k^{1,s} \cdot c_k^1 \right] \exp \left[\sum_{i=2}^q \left(Lc \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(y_k^{i,p} + x_k^{*i,p} \right) \cdot c_k^i \right) \right].$$

З урахуванням правила Байєса, ЛВФП буде мати наступний вид:

$$L(u_k) = \log \left[\frac{P(u_k = 1 / y_1^N)}{P(u_k = 0 / y_1^N)} \right] = \log \left(\frac{P(y_1^N / u_k = 1)}{P(y_1^N / u_k = 0)} \right) + \log \left(\frac{P(u_k = 1)}{P(u_k = 0)} \right). \quad (3.37)$$

З урахуванням того, що дані на вході декодера мають однакову ймовірність появи, то $P(u_k = 1) = P(u_k = 0)$. На декодер 1 поступає послідовність виду $y_k = (y_k^{1,s}, y_k^{*2,p}, \dots, y_k^{*q,p})$, а на декодер 2 подається послідовність виду $y_k = (y_k^{1,s}, y_k^{*12,p}, \dots, y_k^{*1q,p})$. Декодер 2 отримує від декодера 1 інформацію, яка використовуються як апіорна для його роботи. З урахуванням (3.19) і (3.35) отримаємо наступне

$$L(u_k) = \log \left[\frac{\sum_{s'} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \tilde{\beta}_k(s)}{\sum_{u^-} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \tilde{\beta}_k(s)} \right] =$$

$$= \log \frac{\sum_{s'} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \tilde{\beta}_k(s) \cdot \exp \left[\frac{1}{2} L_a(c_k^1) \cdot c_k^1 + \frac{1}{2} Lc \cdot y_k^{1,s} \cdot c_k^1 \right] \cdot \exp \left[\sum_{i=2}^q \left(Lc \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(y_k^{i,p} + x_k^{*i,p} \right) \cdot c_k^i \right) \right]}{\sum_{u^-} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \tilde{\beta}_k(s) \cdot \exp \left[\frac{1}{2} L_a(c_k^1) \cdot c_k^1 + \frac{1}{2} Lc \cdot y_k^{1,s} \cdot c_k^1 \right] \cdot \exp \left[\sum_{i=2}^q \left(Lc \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(y_k^{i,p} + x_k^{*i,p} \right) \cdot c_k^i \right) \right]}. \quad (3.38)$$

Оскільки $L_a(c_k^1)$ і $Lc \cdot y_k^{1,s}$ не залежать від u_k та стану решітчастої діаграми РСЗК, це дозволяє виключити їх з виразу (3.38). З погляду на це вираз (3.38) буде мати такий вигляд:

$$L(u_k) = \left[L^e(c_k^1) + Lc \cdot y_k^{1,s} \right] + \log \frac{\sum_{u^+} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \cdot \tilde{\beta}_k(s) \cdot \gamma_k^e(s', s)}{\sum_{u^-} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \cdot \tilde{\beta}_k(s) \cdot \gamma_k^e(s', s)}, \quad (3.39)$$

$$\text{де } \gamma^e(s', s) \triangleq \exp \left[\sum_{i=2}^q \left(Lc \cdot \frac{1}{2} \cdot (y_k^{i,p}) \cdot c_k^i \right) \right].$$

3.2. Математичний апарат декодування LDPC-кодів та багатокомпонентних турбо кодів

У роботі [116] представлено метод, який вирішує дві проблеми, а саме оцінку логарифмічного відношення функції правдоподібності та квантування. Цей метод орієнтований на високопродуктивні обчислювальні пристрої з низькою затримкою, що досягається за допомогою глибоких нейронних мереж.

У статті [117] представлено розробку турбоприймача на основі алгоритму Bilinear Generalized Approximate Message Transfer. У цьому турбоприймачі всі отримані символи використовуються для оцінки стану каналу, активності користувача та символів програмних даних, які ефективно використовують загальний шаблон розрідженості. Зовнішня інформація від каналного декодера використовується для спільної оцінки каналу та виявлення даних.

У роботі [118] пропонується використання оцінювача каналу компресійного зондування у системі, що використовує мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів (OFDM) і програмно-визначені радіопристрої (SDR). Стиснення можливе завдяки використанню алгоритмів розрідженої реконструкції, таких як ортогональний пошук відповідності (OMP) і пошук відповідності вибірки стиснення (CoSaMP), щоб скористатися перевагами розрідженої природи пілот-піднесучих, що використовуються в OFDM, оптимізуючи пропускну здатність системи.

У роботі [119] пропонується новий метод для ітераційної оцінки каналу та декодування даних. У запропонованому способі ймовірність появи переданих символів зсувається. Апріорна інформація про зсув використовується для початкової оцінки каналу. Запропонована схема базується на паралельній конкатенації двох зміщених згорткових кодів, які будуються як систематичні рекурсивні згорткові коди з залежним від стану пунктуванням.

У статті [120] представлено ітераційний приймач для каналу з фазово-когерентним блоковим замиранням. Приймач спільно оцінює канал і декодує код перевірки парності низької щільності (LDPC) за допомогою алгоритму сумарного добутку.

Стандарт 3GPP TS 38.212 [121] визначає ланцюжок кодування каналу LDPC перед тим, як закодовані інформаційні біти передаються через модель каналу. На рис. 3.3 показано ланцюжок кодування LDPC, який включає приєднання CRC транспортного блоку, вибір базового графа LDPC, сегментацію кодового блоку та приєднання CRC кодового блоку, кодування LDPC, узгодження швидкості та конкатенацію кодового блоку. Ланцюг кодування та декодування LDPC показаний на рис. 3.4. Ланцюг декодування LDPC є зворотнім процесом ланцюга кодування LDPC.



Рисунок 3.3 – LDPC кодування

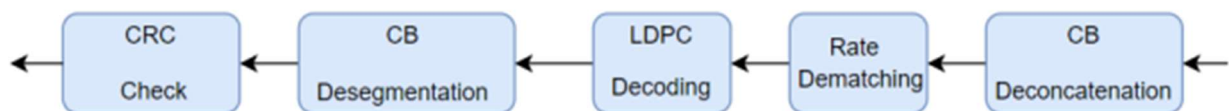


Рисунок 3.4 – LDPC декодування

CRC – це код виявлення помилок, який використовується для вимірювання коефіцієнту помилок BER після декодування. Весь транспортний блок використовується для обчислення бітів парності CRC.

Кодування LDPC. Кодування LDPC спрямоване на додавання надлишкових бітів до повідомлення, для отримання кодового слова, яке буде

передано отримувачу. Припустимо, що повідомлення, яке потрібно закодувати, позначається $m_1, m_2, m_3, \dots, m_K$, де K – кількість біт повідомлення. Надлишкові біти називаються бітами парності та позначаються як $p_1, p_2, p_3, \dots, p_L$, де L – кількість бітів парності. Закодоване повідомлення називається кодовим словом і позначається $c_1, c_2, c_3, \dots, c_N$, де N – кількість бітів закодованого повідомлення. Процедура показана на рис. 3.5.

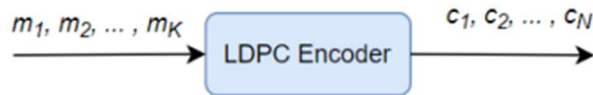


Рисунок 3.5 – LDPC кодер

Вектор m бітів повідомлення, вектор p бітів парності та вектор c бітів кодового слова відповідають рівнянням (3.40) і (3.41).

$$c^T = \begin{bmatrix} m^T \\ p^T \end{bmatrix}, \quad (3.40)$$

$$H \times c^T = \mathbf{0}. \quad (3.41)$$

де H – матриця перевірки парності, $\mathbf{0}$ – нульовий вектор $N \times 1$.

LDPC декодування. Декодування LDPC (рис. 3.6) намагається виправити помилки за допомогою ітераційних алгоритмів. Існує два типи алгоритмів декодування для LDPC-кодів. Один з алгоритмів декодування називається декодуванням із жорстким рішенням, у якому передане повідомлення містить фактичне значення бітів, наприклад, алгоритм зміни бітів. Інший алгоритм декодування називається декодуванням з м'яким рішенням, у якому передане повідомлення є значенням ймовірності, пов'язаним із появою певного біта. Ми розглядаємо алгоритми декодування з м'яким рішенням, оскільки алгоритми декодування з м'яким рішенням забезпечують кращі характеристики, ніж алгоритми декодування з жорстким рішенням.

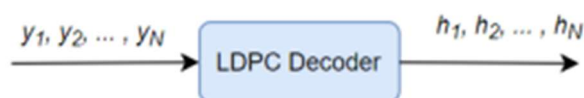


Рисунок 3.6 – LDPC декодер

Коди LDPC можуть бути представлені за допомогою або матриці парності $\mathbf{H}$, або графа Таннера, представленого Таннером [122]. У графі Таннера є два розділи: змінні вузли та контрольні вузли, що відповідають рядкам і стовпцям у матриці перевірки парності. Приклад показано на рис. 3.7.

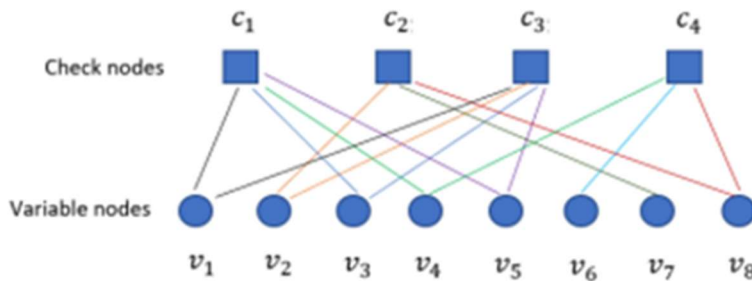
Вхідні дані для декодера LDPC із використанням ЛВФП:

$$L(c_i) = \log \frac{P_r(c_i = 0 | y_i)}{P_r(c_i = 1 | y_i)} = \log \frac{P_r(x_i = +1 | y_i)}{P_r(x_i = -1 | y_i)}, \quad (3.42)$$

де $L(c_i)$ – вхідне ЛВФП для декодера.

$$\mathbf{H} = \begin{matrix} & \begin{matrix} \text{variable nodes} \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} & \begin{matrix} \text{check nodes} \end{matrix} \end{matrix}$$

(а) Матриця перевірки парності



(б) Граф Таннера

Рисунок 3.7 – Матриця перевірки парності та граф Таннера

Робота зі змінними вузлами показана в рівнянні (3.43):

$$L(r_{ji}) = \log \frac{r_{ji}(0)}{r_{ji}(1)} = 2 \tanh^{-1} \left(\prod_{i' \in V_j/i} \tanh \left(\frac{1}{2} L(q_{i'j}) \right) \right) = \left(\prod_{i' \in V_j/i} a_{ij} \right) \phi(\beta_{i'j}), \quad (3.43)$$

де

$$r_{ji}(0) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \prod_{i' \in V_j/i} (1 - 2q_{i'j}(1)), \quad (3.44)$$

$$r_{ji}(1) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \prod_{i' \in V_j/i} (1 - 2q_{i'j}(1)), \quad (3.45)$$

$$q_{ij}(0) = (1 - P_i) \prod_{j' \in C_i/j} r_{j'i}(0), \quad (3.46)$$

$$q_{ij}(1) = P_i \prod_{j' \in C_i/j} r_{j'i}(0), \quad (3.47)$$

$$\alpha_{ij} \equiv \text{sign}(L(q_{i'j})), \quad (3.48)$$

$$\beta_{i'j} \equiv |L(q_{i'j})|, \quad (3.49)$$

$$\varphi(x) \equiv \log \frac{e^x + 1}{e^x - 1}, \quad (3.50)$$

де $q_{ij}(b)$ є ймовірністю того, що $c_i = b$, $b \in \{0, 1\}$, враховуючи зовнішню інформацію від усіх контрольних вузлів, за винятком контрольного вузла c_j і вибірки каналу y_i ; $r_{ji}(b)$ – це ймовірність того, що j -те рівняння перевірки буде задоволено, якщо $c^i = b$, а інші біти мають роздільний розподіл, заданий як $\{q_{ij'}\}_{j' \neq j}$. Де $V_j = \{\text{змінні вузли, підключені до контрольного вузла } j\}$. $V_j/i = \{\text{змінні вузли, підключені до контрольного вузла } j\} / \{\text{змінний вузол } i\}$ $C_i = \{\text{перевірочні вузли, підключені до змінного вузла } i\}$ $C_i/j = \{\text{перевірочні вузли, підключені до змінного вузла } i\} / \{\text{перевірочний вузол } j\}$ $P_i = P_r(c_i = 1/y_i)$, y_i – вибірка каналу у змінному вузлі i .

Робота контрольних вузлів показана в рівнянні (12):

$$L(q_{ij}) = L(c_i) + \sum_{j' \in C_i/j} L(r_{j'i}) \quad (3.51)$$

$$L(Q_i) = L(c_i) + \sum_{j' \in C_i} L(r_{j'i}) \quad (3.52)$$

Де $L(Q_i)$ є вихідним LLR з декодера і може бути використане для прийняття рішення.

На рис. 3.8 показана структурна схема двокомпонентного кодера ТК.

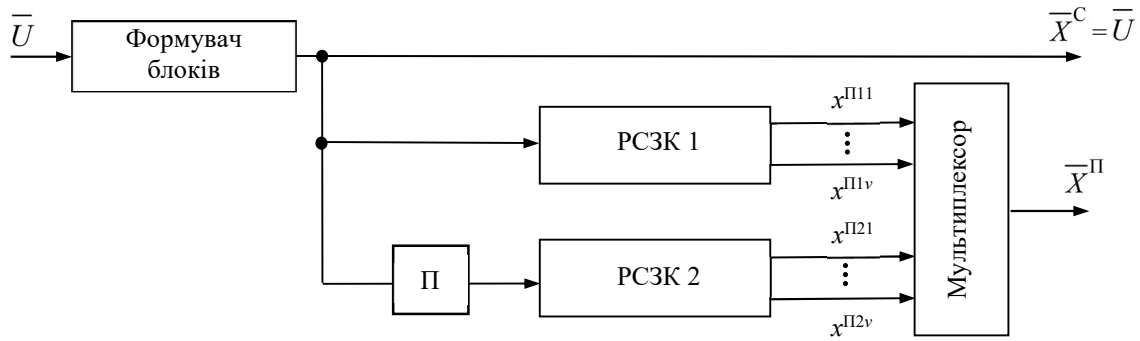


Рисунок 3.8 – Структурна схема кодера ТК

Кодер турбокоду реалізовано як каскадну структуру, у якій РСЗК з'єднані паралельно та розділені пристроєм перемишування.

На рис. 3.9 показана структурна схема багатокомпонентного кодера ТК.

«М'яке» рішення або ЛВФП на виході декодера розраховується як [110]

$$L(x_i | y_i) = \ln \frac{P(y_i | x_i = +1)}{P(y_i | x_i = -1)} + \ln \frac{P(x_i = +1)}{P(x_i = -1)} = L_a(x_i) + L(y_i | x_i),$$

де $L(y_i | x_i)$ – ЛВФП про біт y_i , що розраховується виміром y_i на виході каналу при умовах.

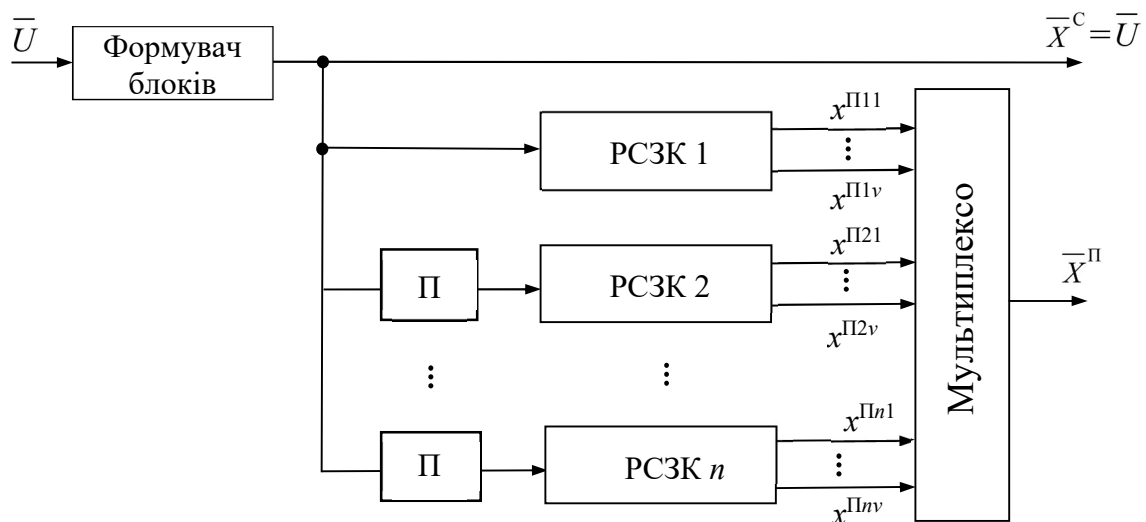


Рисунок 3.9 – Структурна схема багатокомпонентного кодера ТК

Для систематичних кодів значення ЛВФП на виході декодера визначається наступним чином [12,110]:

$$L(x_i) = L'(x_i) + L_e(x_i),$$

де $L'(x_i)$ – правдоподібність, яка є на вході першого декодера, а $L_e(x_i)$ – функція правдоподібності, яку обчислює кожний компонентний декодер. Вихідне логарифмічне відношення функцій правдоподібності (ЛВФП) декодера набуде наступного вигляду:

$$L(x_i) = L_c(y_i) + L_a(x_i) + L_e(x_i).$$

Знак $L(x_i)$ відповідає «твердому» рішенняю щодо символу x_i , тоді як модуль характеризує ступінь ймовірності правильності прийнятого рішення.

Згідно з обраним алгоритмом, декодер 1 формує «м'які» прийняття рішення щодо декодованих символів (вихідне ЛВФП), що формується з трьох компонентів [12,110]:

$$L^1(x_i^C) = L_c \cdot y_i^{C1} + L_a^1(x_i^C) + L_e^1(x_i^C),$$

де x_i^C – систематичний символ кодера ТК.

У цьому випадку «зовнішня» інформація декодера 1 щодо символу x_i^C , яка виступає апіорною для декодера 2 (з урахуванням операції перемезження), набуде вигляду

$$L_e^1(x_i^C) = L_a^2(x_i^C) = L^1(x_i^C) - L_a^1(x_i^C) - L_c \cdot y_i^{C1}.$$

Після отримання апіорних відомостей про інформаційні символи другий елементарний декодер проводить аналогічні обчислення та визначає свою «зовнішню» інформацію про символ x_i^C :

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

яка подається на вхід декодера 1 для виконання наступної ітерації декодування.

По завершенні необхідних ітерацій або у випадку примусової зупинки ітеративного декодування здійснюється прийняття рішень щодо декодованих символів:

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

Декодування символів турбокоду здійснюється по діаграмі відповідного РСЗК із обчисленням прямої, зворотної та перехідної рекурсій, вихідне логарифмічне відношення функцій правдоподібності та параметр «зовнішньої»

інформації декодера. Розглянемо специфіку обчислення вихідного ЛВФП для декодера 2 при застосуванні МАР-алгоритму.

Позначимо попередній стан діаграми $S_{t-1} = s'$, а поточний – $S_t = s$. На рис. 3.9 наведено приклад діаграми для РСЗК виду (1, 7/5). Для кожного переходу обчислюється перехідна рекурсія $\gamma_t(s', s)$ зі стану s' в стан s по формулі:

$$\gamma_t(s', s) \sim \exp \left[\frac{1}{2} \cdot \left(x_t^C \cdot (L_a^2(x_t^C) + L_c \cdot y_t^C) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i} \right) \right],$$

де $x_t^C, x_t^{\Pi 2i}, i \in (1, v)$ – систематичний символ кодера ТК та перевіірочні символи РСЗК 2 до проходження каналу з флуктуаційним шумом та навмисними завадами; $y_t^C, y_t^{\Pi 2i}, i \in (1, v)$ – систематичний символ кодера ТК та перевіірочні символи РСЗК 2 після проходження каналу; $L_a^2(x_t^C)$ – апіорна інформація другого декодера; L_c – параметр каналної надійності; v – перевіірочні дані.

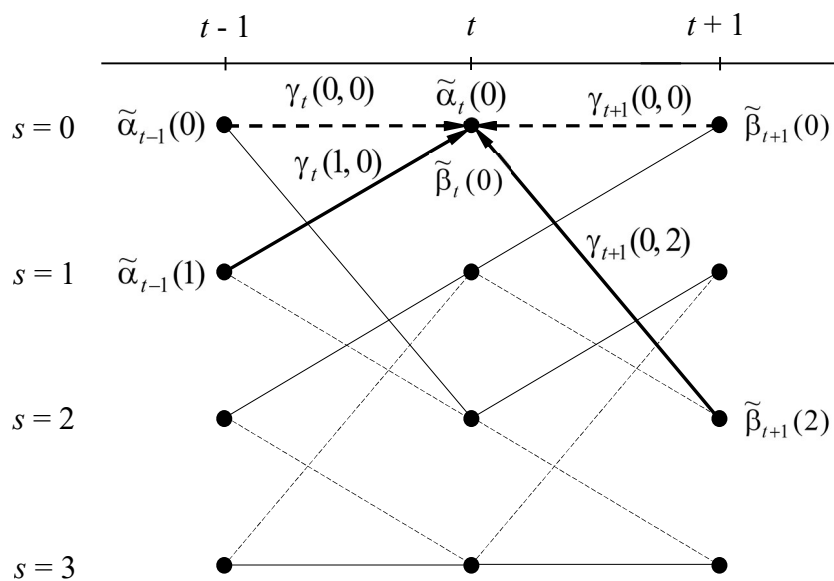


Рисунок 3.9 – Діаграма РСЗК виду (1, 7/5)

Для кожного стану діаграми обчислюється пряма рекурсія $\alpha_t(s)$ (починаючи з початку блоку) за формулою: $\alpha_t(s) = \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \gamma_t(s', s)$, де $\tilde{\alpha}_{t-1}(s')$ – нормована пряма рекурсія попереднього такту $t - 1$. Підсумовування проводиться по всіх попередніх станах, що мають перехід у поточний стан s .

Після обчислення прямих рекурсій для всіх станів поточного такту визначається параметр нормалізації як сума цих рекурсій:

$$\sum_s \alpha_t(s) = \sum_s \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \gamma_t(s', s).$$

З урахуванням нормалізації пряма рекурсія приймає вигляд:

$$\tilde{\alpha}_t(s) = \frac{\sum_{s'} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \gamma_t(s', s)}{\sum_s \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \gamma_t(s', s)}.$$

Зворотна рекурсія $\tilde{\beta}_{t-1}(s')$, обчислюється для кожного стану, починаючи з кінця блоку, за формулою:

$$\beta_{t-1}(s') = \sum_s \tilde{\beta}_t(s) \cdot \gamma_t(s', s),$$

де $\tilde{\beta}_t(s)$ – нормована зворотна рекурсія для такту t . Підсумовування виконується по всіх станах s , до якого здійснюється перехід із попереднього стану s' .

Беручи до уваги нормалізуючий параметр, обчисленого для прямої рекурсії, зворотна рекурсія набуває вигляду:

$$\tilde{\beta}_{t-1}(s') = \frac{\sum_s \tilde{\beta}_t(s) \cdot \gamma_t(s', s)}{\sum_s \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \gamma_t(s', s)}.$$

Згідно з [110], ЛВФП на виході декодера 2 можна записати у такій формі:

$$\begin{aligned} L^2(x_t^C) &= \log \frac{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=+1}} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \tilde{\beta}_t(s) \cdot \gamma_t(s', s)}{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=-1}} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \tilde{\beta}_t(s) \cdot \gamma_t(s', s)} = \\ &= \log \frac{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=+1}} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \tilde{\beta}_t(s) \cdot \exp\left[\frac{1}{2} \cdot x_t^C \cdot (L_a^2(x_t^C) + L_c \cdot y_t^{C2})\right] \cdot \exp\left[L_c \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i}\right]}{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=-1}} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \tilde{\beta}_t(s) \cdot \exp\left[\frac{1}{2} \cdot x_t^C \cdot (L_a^2(x_t^C) + L_c \cdot y_t^{C2})\right] \cdot \exp\left[L_c \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i}\right]}. \end{aligned}$$

Алгоритм Max Log Map базується на перетвореннях алгоритму MAP з використанням апроксимації [110].

Для його реалізації перехідні, прямі та зворотні рекурсії логарифмуються:

Мар: $A_t(s) = \ln \tilde{\alpha}_t(s)$, $B_t(s) = \ln \tilde{\beta}_t(s)$, $\Gamma_t(s', s) = \ln \gamma_t(s', s)$, та застосовується

апроксимація: $\ln\left(\sum_{i=1}^n e^{a_i}\right) \approx \max_{i=1..n} a_i$ [110].

Беручи до уваги ці перетворення, основні рекурсії набудуть наступного вигляду [110]:

$$\Gamma_t(s', s) \sim \frac{1}{2} \cdot \left(x_t^C \cdot (L_a^2(x_t^C) + L_c \cdot y_t^C) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i} \right);$$

$$A_t(s) \approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s)];$$

$$\tilde{A}_t(s) \approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s)] - A_t^{\max}(s);$$

$$B_{t-1}(s') \approx \max_{s'} [\tilde{B}_t(s) + \Gamma_t(s', s)];$$

$$\tilde{B}_{t-1}(s') \approx \max_{s'} [\tilde{B}_t(s) + \Gamma_t(s', s)] - A_t^{\max}(s),$$

де $A_t^{\max}(s) \approx \max_s (\max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s)])$ - нормалізація.

ЛВФП обчислюється за формулою:

$$L^2(x_t^C) \approx \max_{\substack{(s', s) \\ u_t=+1}} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s) + \tilde{B}_t(s)] - \max_{\substack{(s', s) \\ u_t=-1}} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s) + \tilde{B}_t(s)].$$

На рис. 3.10 наведена структурна схема моделі декодера трьохкомпонентного турбокоду, для якого застосовується алгоритм Max Log Мар. Далі розглянемо особливості роботи цієї моделі.

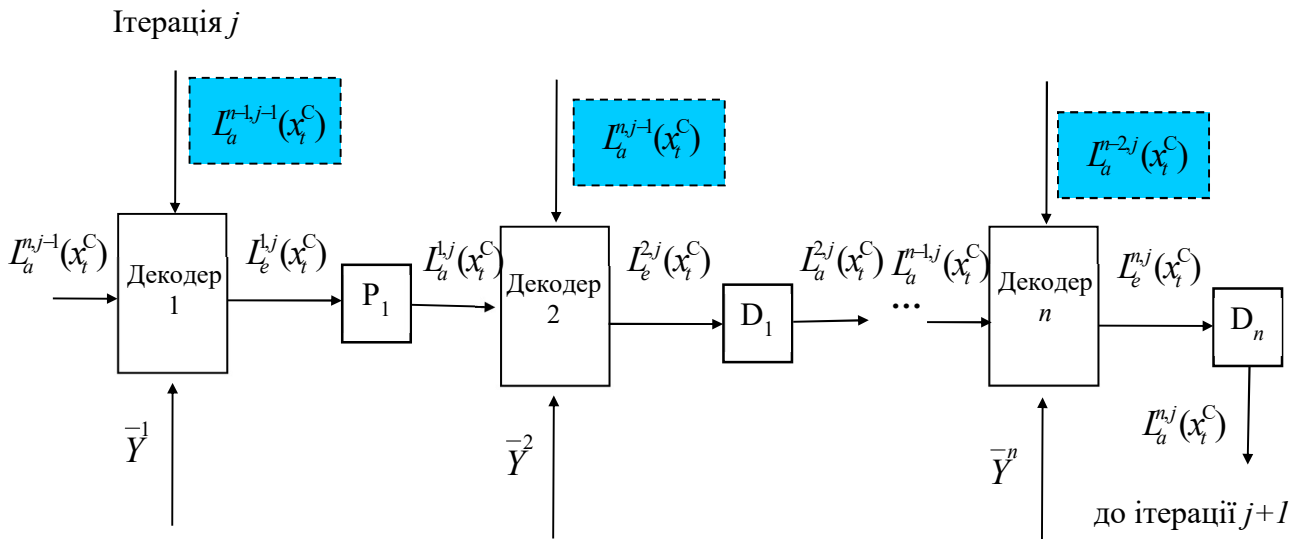


Рисунок 3.10 – Структурна схема багатокомпонентного ТК

Подібно до двохкомпонентного турбокоду, трьохкомпонентні декодери виконують обробку послідовно. Відмінність трьохкомпонентного ТК полягає в тому, що апіорна інформація для кожного компонентного декодера формується як сума обчислення, що включає три складові: каналний відлік систематичного біта та ЛВФП; вихідного ЛВФП від першого компонентного декодера; вихідного

ЛВФП від другого компонентного декодера. За необхідності ці значення можуть включати інформацію, отриману на попередньому кроці декодування.

Таким чином, для n -ї ітерації декодування основні рекурсії першого, другого та третього декодера можна записати у наступній формі:

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

Розрахунок вихідного ЛВФП для кожного з трьох декодерів (першого, другого та третього) здійснюється відповідно до наведених нижче формул:

$$\begin{aligned}
L^{1,j}(x_t^C) &\approx \max_{(s',s)} \left[\tilde{A}_{t-1}^{1,j}(s') + \Gamma_t^{1,j}(s',s) + \tilde{B}_t^{1,j}(s) \right] - \max_{(s',s)} \left[\tilde{A}_{t-1}^{1,j}(s') + \Gamma_t^{1,j}(s',s) + \tilde{B}_t^{1,j}(s) \right] \\
&\quad u_{t=+1} \quad u_{t=-1} \\
L^{2,j}(x_t^C) &\approx \max_{(s',s)} \left[\tilde{A}_{t-1}^{2,j}(s') + \Gamma_t^{2,j}(s',s) + \tilde{B}_t^{2,j}(s) \right] - \max_{(s',s)} \left[\tilde{A}_{t-1}^{2,j}(s') + \Gamma_t^{2,j}(s',s) + \tilde{B}_t^{2,j}(s) \right] \\
&\quad u_{t=+1} \quad u_{t=-1} \\
L^{3,j}(x_t^C) &\approx \max_{(s',s)} \left[\tilde{A}_{t-1}^{3,j}(s') + \Gamma_t^{3,j}(s',s) + \tilde{B}_t^{3,j}(s) \right] - \max_{(s',s)} \left[\tilde{A}_{t-1}^{3,j}(s') + \Gamma_t^{3,j}(s',s) + \tilde{B}_t^{3,j}(s) \right] \\
&\quad u_{t=+1} \quad u_{t=-1}
\end{aligned}$$

Перший декодер, спираючись на власне “вихідне” ЛВФП, апріорні ЛВФП від другого та третього декодерів попередньої ітерації та каналову інформацію, обчислює обчислює параметр «зовнішньої» інформації, що відповідає символу x_t^C :

$$L_e^{1,j}(x_t^C) = L^{1,j}(x_t^C) - L_a^{2,j-1}(x_t^C) - L_a^{3,j-1}(x_t^C) - L_c \cdot y_t^{C2}.$$

Для визначення «зовнішньої» інформації про символ другий декодер використовує своє вихідне ЛВФП, апріорні дані від третього декодера попередньої ітерації, апріорне ЛВФП від першого декодера поточної ітерації та інформацію з каналу зв'язку:

$$L_e^{2,j}(x_t^C) = L^{2,j}(x_t^C) - L_a^{3,j-1}(x_t^C) - L_a^{1,j}(x_t^C) - L_c \cdot y_t^{C2}.$$

Третій декодер визначає «зовнішню» інформацію про символ x_t^C , використовуючи апріорні дані від перших двох декодерів, власне вихідне ЛВФП і інформацію з каналу зв'язку:

$$L_e^{3,j}(x_t^C) = L^{3,j}(x_t^C) - L_a^{2,j}(x_t^C) - L_a^{1,j}(x_t^C) - L_c \cdot y_t^{C2}.$$

3.3. Метод оцінки достовірності інформації в умовах невизначеності

Существуют три события о принятии решений при декодировании декодером d , $d \in \overline{1,2}$ итерации декодирования j , $j \in \overline{1,I}$ бита информации:

При декодуванні є три події:

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

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

3) Подія A_3 . Знак значення апіорної $L_a^{d,j}(x_t^C)$ та знак значення апостеріорної інформацій $L_e^{d,j}(x_t^C)$ ітерацій j не дорівнює нулю ($\text{sign}(L_a^{d,j}(x_t^C)) \neq \text{sign}(L_e^{d,j}(x_t^C))$). Можливе виникнення помилок під час декодування.

Показник невизначеності (коефіцієнт помилок) для двокомпонентного декодера d , $d \in \overline{1,2}$ ітерації декодування j , $j \in \overline{1,I}$ визначається за допомогою такої процедури:

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

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

У випадку застосування адаптації та перестроювання декодера з двокомпонентного на багатоконпонентний показник якості декодування:

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

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

Чим частіше зростають значення показника невизначеності R , тим більше виникає неправильно декодованих бітів, що негативно впливає на достовірність прийнятої інформації.

Загальний (сумарний) показник невизначеності R_Σ обчислюється як сума показників невизначеності, отриманих на всіх ітераціях процесу декодування:

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

Для зручності розрахунків та адаптації зробимо нормалізацію показника невизначеності:

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

де B – кількість блоків даних деякого вікна спостереження, $\tilde{N}$ – змінний розмір блоку даних, I – кількість ітерацій декодування турбо коду.

При розрахунку параметра каналної надійності ЛВФП використовується інформація про значення дисперсії шуму в каналі. Отримаємо аналітичні висловлювання до розрахунку дисперсії шуму для багатокompонентного декодера. Ця інформація буде використана для підвищення точності розрахунку показника невизначеності декодування (коефіцієнта помилок).

Розглянемо випадкову величину L_e , яка відображає результати декодування, отримані i -м декодером. Її значеннями є логарифмічні відношення функцій правдоподібності (ЛВФП) для переданих бітів n -блоках довжиною N : $L_e^i(x_{kt}^C)$, $t \in \overline{1, N}$, $k \in \overline{1, n}$. Математичне сподівання та дисперсія випадкової величини L визначаються такими співвідношеннями:

$$M_{L_e} = \frac{\sum_{k=1}^n \sum_{t=1}^N L_e^i(x_{kt}^C)}{nN}, \quad D_{L_e} = \frac{\sum_{k=1}^n \sum_{t=1}^N (L_e^i(x_{kt}^C) - M_{L_e})^2}{(n-1)(N-1)}.$$

У цьому випадку для двокомпонентного декодера дисперсія завад у n -ї ітерації декодування для кожного каналу системи OFDM дисперсія завад, з урахуванням використаного алгоритму декодування, обчислюється за наступним виразом:

$$\hat{\sigma}_{n1}^2 = \frac{1}{N_1} \sum_{t=0}^{N_1-1} \left((L^{1,n}(x_{1t}^C) + L^{2,n}(x_{1t}^C)) - \hat{y}_{1t} \right)^2, \dots, \hat{\sigma}_{nv}^2 = \frac{1}{N_v} \sum_{t=0}^{N_v-1} \left((L^{1,n}(x_{vt}^C) + L^{2,n}(x_{vt}^C)) - \hat{y}_{vt} \right)^2.$$

При трикомпонентному декодуванні:

$$\hat{\sigma}_{n1}^2 = \frac{1}{N_1} \sum_{t=0}^{N_1-1} \left((L^{1,n}(x_{1t}^C) + L^{2,n}(x_{1t}^C) + L^{3,n}(x_{1t}^C)) - \hat{y}_{1t} \right)^2, \dots,$$

$$\hat{\sigma}_{nv}^2 = \frac{1}{N_v} \sum_{t=0}^{N_v-1} \left((L^{1,n}(x_{vt}^C) + L^{2,n}(x_{vt}^C) + L^{3,n}(x_{vt}^C)) - \hat{y}_{vt} \right)^2.$$

Відповідно при чотирикомпонентному декодуванні:

$$\hat{\sigma}_{n1}^2 = \frac{1}{N_1} \sum_{t=0}^{N_1-1} \left((L^{1,n}(x_{kt}^C) + L^{2,n}(x_{kt}^C) + L^{3,n}(x_{kt}^C) + L^{4,n}(x_{kt}^C)) - \hat{y}_{1t} \right)^2, \dots,$$

$$\hat{\sigma}_{nv}^2 = \frac{1}{N_v} \sum_{t=0}^{N_v-1} \left((L^{1,n}(x_{kt}^C) + L^{2,n}(x_{kt}^C) + L^{3,n}(x_{kt}^C) + L^{4,n}(x_{kt}^C)) - \hat{y}_{vt} \right)^2,$$

де $\hat{y}_{1t}$, $\hat{y}_{vt}$ – оцінка символів, $\hat{y}_{1t} = 1$, при $L_c \cdot y_{1t}^C > 0$ та $\hat{y}_{1t} = -1$, у випадку $L_c \cdot y_{1t}^C < 0$, аналогічно $\hat{y}_{vt} = 1$, при $L_c \cdot y_{vt}^C > 0$ і $\hat{y}_{vt} = -1$, при $L_c \cdot y_{vt}^C < 0$.

Процес розрахунків продовжується за тією ж схемою, із урахуванням кількості компонентних кодерів чи декодерів, що входять до складу системи.

Система двокомпонентного декодера ТК із блоком прийняття рішень, що містить модулі розрахунку показників невизначеності, $R^{d,j}$, R_Σ , $\tilde{R}$, показана на рис. 3.11.

З метою перевірки ефективності запропонованого методу було проведено імітаційне моделювання. Для порівняльного аналізу обрано стандарт систем мобільного зв'язку четвертого покоління LTE-Advanced, який широко використовується як еталон при оцінюванні характеристик сучасних безпроводових технологій. Моделювання реалізовано у середовищі Visual Studio 2019 і включало повну модель системи передачі даних, що містила турбокодер і турбодекодер, OFDM-модулятор/демодулятор, а також канал зв'язку з адитивним білим гаусівським шумом (AWGN), а також модулі обчислення ймовірності помилки декодування (порівнювалася передана та прийнята послідовності для оцінки достовірності інформації) та показника невизначеності декодування (коефіцієнта помилок). Значення показника невизначеності розраховувалися виключно за результатами декодування. Отримані результати імітаційного моделювання відповідають рівню достовірності $\alpha = 0,95$, аргументу функції Лапласа $t_\alpha = 0,95$, та відносній точності $d = 0,1$.

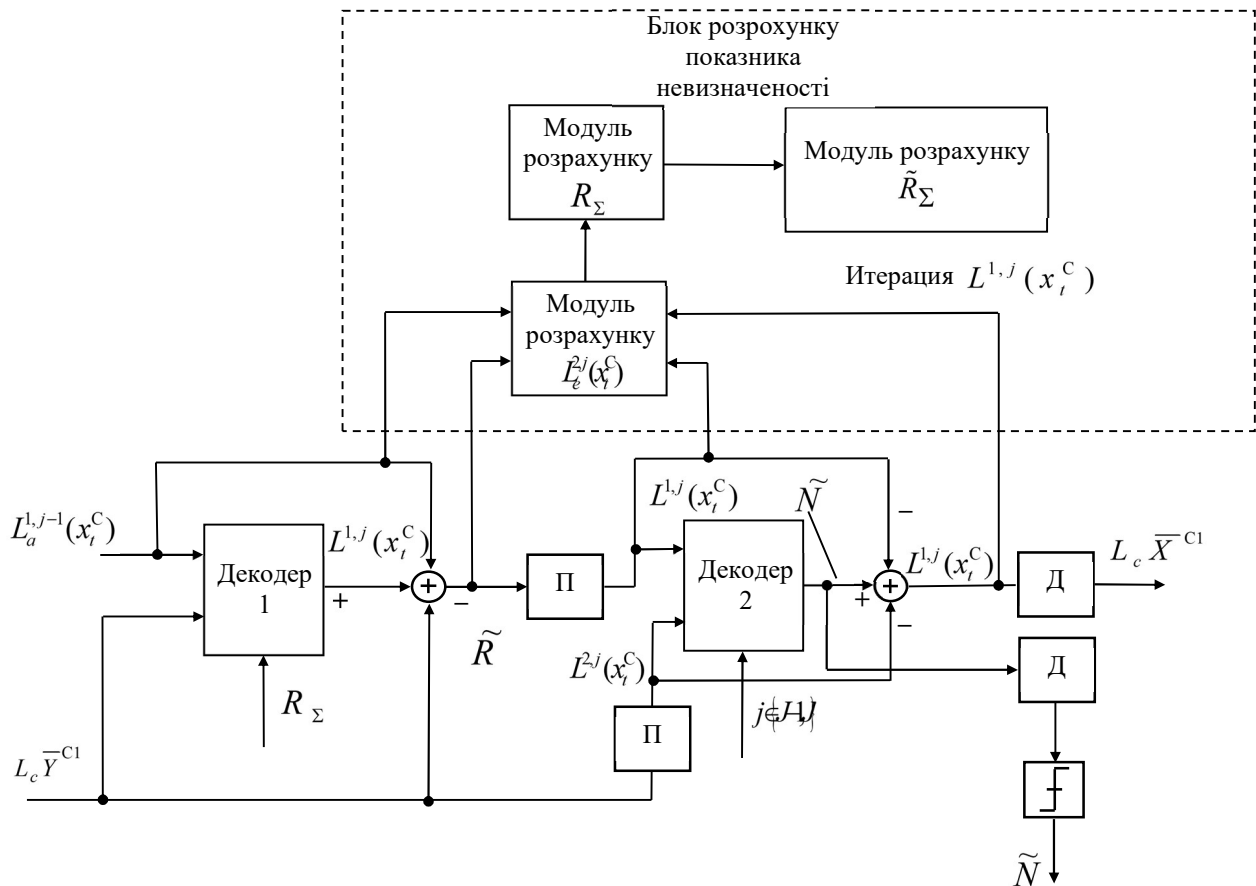


Рисунок 3.11 – Структурна схема декодера ТК з модулем оцінки невизначеності декодування

Було використано турбо код із генераторами (1, 23/21), алгоритмом декодування Log Map, надмірністю $R = 1/3$, псевдовипадковим та регулярним перемежувачем (деперемежувачем), із розміром блока $N = 400, 1000$. Відношення сигнал/шум у моделюванні змінювалося в діапазоні від 0 до 1,6 дБ.

На рис. 3.12 наведено графіки залежності ймовірності бітової помилки $P_{B\text{дек}}$ та показника невизначеності (коефіцієнта помилок) відношення сигнал/шум E_b/N_J , отримана шляхом імітаційного моделювання із застосуванням запропонованого адаптивного методу при восьми ітераціях декодування турбокоду, порівнювалася з результатами, одержаними за відомим наближеним методом розрахунку.

Аналіз показує, що запропонований метод забезпечує більшу точність оцінки достовірності інформації в порівнянні з найближчим аналогом.

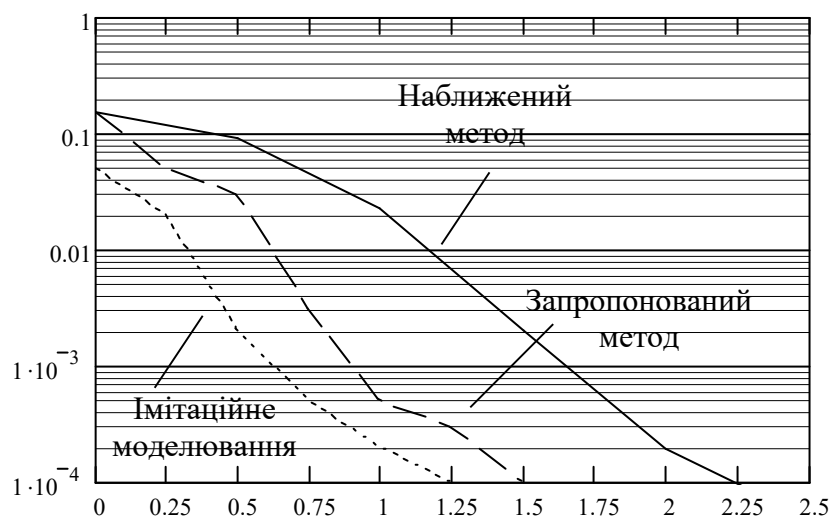


Рисунок 3.12 – Графік залежності BER та показника невизначеності декодування (коефіцієнта помилок) від SNR

На рис. 3.13, 3.14 показані криві середньої ймовірності бітової помилки при декодуванні $P_{B\text{дек}}$ та показника невизначеності декодування (коефіцієнта помилок) від відношення сигнал/шум E_b/N_J , де E_b – бітова енергія, $N_J = \sigma^2/2$ – спектральна щільність.

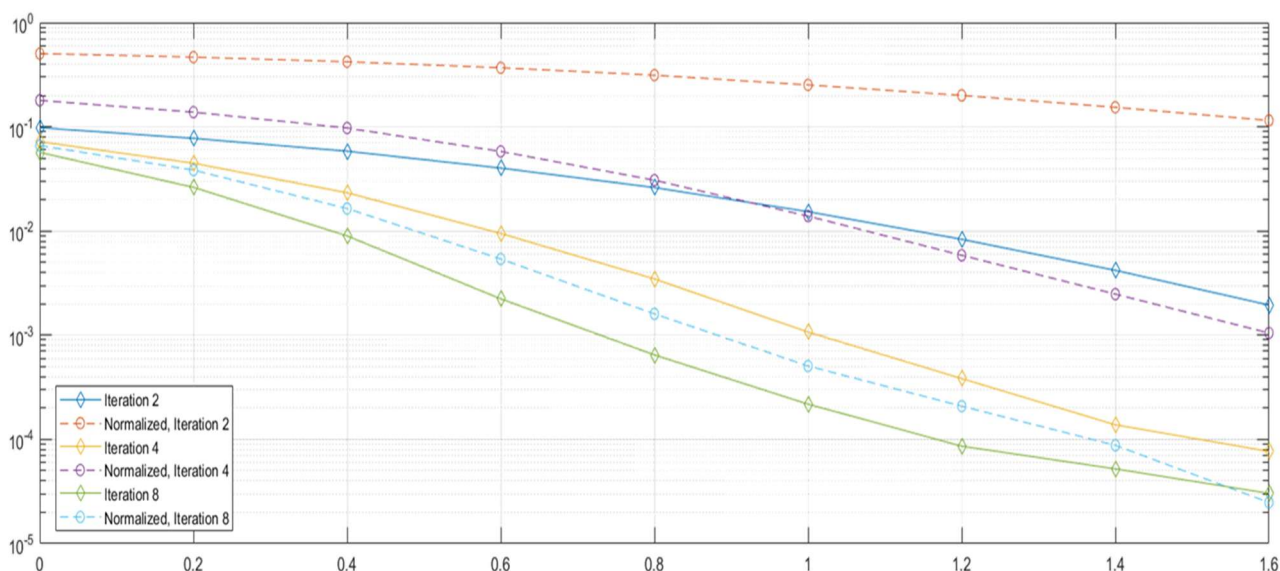


Рисунок 3.13 – Графічна залежність BER та показника невизначеності декодування (коефіцієнта помилок) від SNR для $N = 1000$ та різних ітерацій декодування

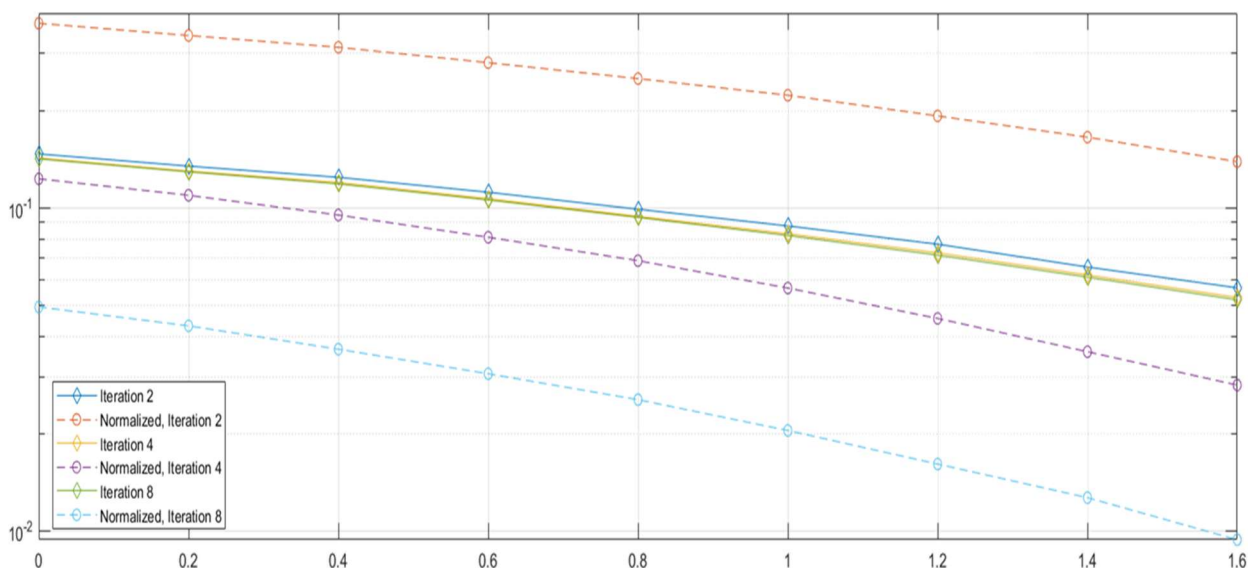


Рисунок 3.14 – Графік BER та показника невизначеності декодування (коефіцієнта помилок) від SNR для $N = 400$ та різних ітерацій декодування

Аналіз результатів моделювання показаний на рис. 3.13, 3.14 показує, що зі збільшенням розміру блоку даних N з 400 до 1000 крива показника невизначеності декодування (коефіцієнта помилок) наближається до кривої ймовірності помилки декодування. Наприклад, для $N = 1000$, 8 ітерацій декодування при відношенні сигнал/шум рівного 1,4 дБ значення ймовірності помилки декодування дорівнює $5 \cdot 10^{-5}$, а значення показника невизначеності декодування (коефіцієнта помилок) – $9 \cdot 10^{-5}$. Для $N = 1000$, 4 ітерацій декодування при відношенні сигнал/шум рівного 1,4 дБ значення ймовірності помилки декодування дорівнює $1,5 \cdot 10^{-4}$, а значення показника невизначеності декодування (коефіцієнта помилок) – $2,5 \cdot 10^{-3}$.

Аналіз цих графічних залежностей показує, що зі збільшенням ітерацій декодування точність оцінки достовірності інформації підвищується (криві невизначеності (коефіцієнта помилок) декодування наближаються до кривих моделювання ймовірності помилки декодування).

Ступінь подібності показників невизначеності декодування та результатів декодування оцінимо з використанням кореляційної функції. На наступному

малюнку показані графічні залежності коефіцієнта кореляції від відношення сигнал/шум у каналі для $N = 1000$ та різних ітерацій декодування.

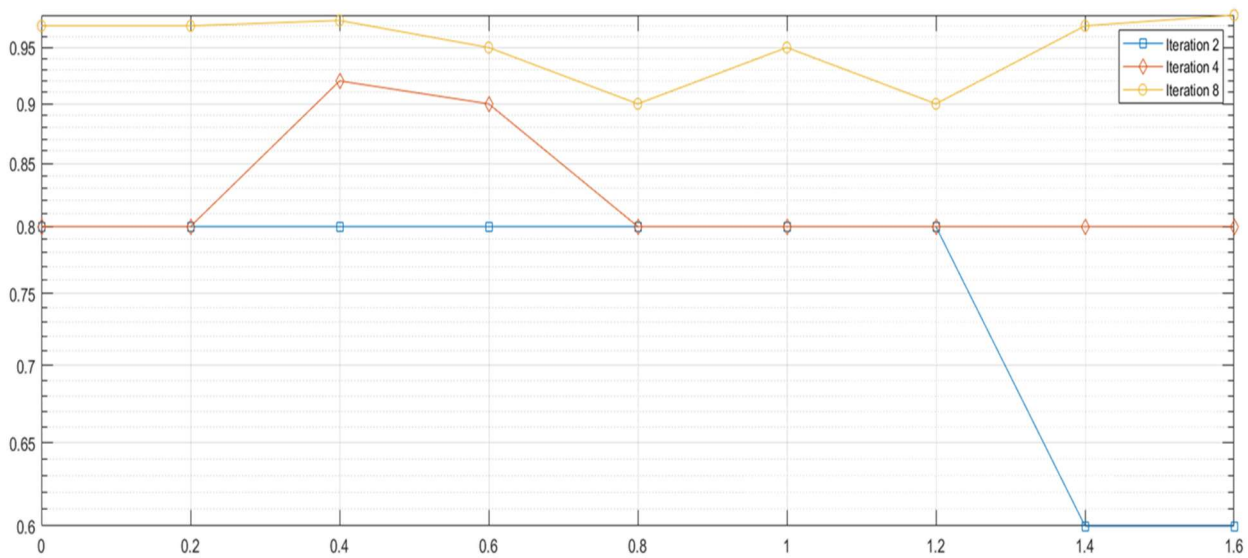


Рисунок 3.15 – Графік залежності коефіцієнта кореляції від відношення сигналу до шуму у каналі для $N = 1000$ та різних ітерацій декодування

Аналіз свідчить, що збільшення кількості ітерацій декодування призводить до підвищення достовірності інформації, так для 8 ітерацій декодування значення коефіцієнта кореляції змінюються від 90 to 98%, для 4 ітерацій – від 80 до 92 %, для 2 ітерацій декодування – від 60 до 80%.

3.4. Висновки до розділу 3

1. До нових наукових результатів, одержаних у цьому розділі дисертаційної роботи, належать:

Метод оцінки достовірності інформації в умовах апіорної невизначеності. Сутність методу полягає в розрахунку показника невизначеності декодування, який є аналогом достовірності інформації, за рахунок використання апіорної та апостеріорної інформації декодера турбо кода та інформації при значення дисперсії завад.

2. На відміну від відомих результатів, за рахунок використання зміни знака апіорних і апостеріорних ЛВФП при ітеративному декодуванні та обліку значень дисперсії завад у параметрі канальної надійності, метод дозволяє отримувати значення достовірності інформації (коефіцієнт помилки) без використання додаткового службового каналу або додаткових методів аналізу без використання надмірності інформаційній послідовності.

Аналіз моделювання показує, що зі збільшенням ітерацій декодування та розміру блоку даних точність оцінки достовірності інформації, що розраховується декодером без зменшення пропускнуєї спроможності, наближається до оцінки достовірності з використанням додаткового службового каналу. Так, для $N = 1000$, 8 ітерацій декодування, відношення сигнал/шум рівного 1,4 дБ, значення ймовірності помилки декодування (при використанні додаткового службового каналу) дорівнює $5 \cdot 10^{-5}$, а значення показника невизначеності декодування (коефіцієнта помилок) – $9 \cdot 10^{-5}$.

4. Метод можна застосовувати спільно з іншими методами параметричної та структурної адаптації в умовах апіорної невизначеності.

Основні наукові результати, одержані в цьому розділі, опубліковані у статтях [58,63,72] і тезах доповідей [65,71].

РОЗДІЛ 4. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ОЦІНКИ ДИСПЕРСІЇ ЗАВАД ДЛЯ АДАПТИВНИХ ТУРБО КОДІВ

4.1. Аналіз відомих моделей оцінки стану каналів передачі для безпроводових систем передачі інформації

При проєктуванні адаптивних радіозв'язкових систем, в залежності від мети використання формується завдання щодо оптимізації відповідного показника ефективності за умови встановлених обмежень на інші параметри. Впровадження адаптивних методів передачі інформації потребує розробити ефективні процедури контролю стану каналів зв'язку та прогнозування якості переданої інформації. Для цього доцільно залучати методи сучасної математичної статистики, зокрема перевірку статистичних гіпотез щодо параметрів або групи параметрів, що характеризують стан каналу зв'язку.

Для оцінки частотної характеристики багатопроменевого каналу в сучасних безпроводових системах передачі даних ефективно застосовувати OFDM-сигнал. Крім того, використання OFDM дозволяє одночасно оцінювати параметри радіоканалу та присутність зосередженої завади. Основні ознаки спектрально зосередженої завади, що можуть бути використані для її виявлення в OFDM-системах, включають відмінності в законах завмирань порівняно з корисним сигналом, зумовлені різними механізмами та траєкторіями поширення, а також невідповідність параметрів завади характеристикам швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) OFDM-сигналу.

Найбільший вплив на достовірність прийому здійснюють слабо завмираючі завади. Проте, не дивлячись на стабільний рівень зосередженої завади, унаслідок її неузгодженості з параметрами OFDM демодулятора відліки сигналу на його виході в спотворених завадою частотних підканалах матимуть

значний розкид за рівнем. Тому для найбільш типових радіоканалів з повільними завмираннями, коли інтервал кореляції перевищує T_c – тривалість канального символу OFDM, швидкість зміни рівня відліків сигналу завади на виході OFDM демодулятора буде значно вища за швидкість зміни рівня відліків завмираючого, але когерентного, узгодженого з демодулятором корисного сигналу.

Метод статистичного оцінювання, що використовує для прийняття рішень про наявність помилки демодулятора порогове значення напруги контрольного каналу, забезпечує адекватність сформованих оцінок завадовій обстановці. Порогове значення напруги контрольного каналу відповідає розрахунковій ймовірності помилок:

$$a_{\text{пор}} = \beta \cdot \bar{P}_{\text{пом}}(\bar{Q}^2),$$

де $\bar{P}_{\text{пом}}(\bar{Q}^2)$ – середня ймовірність помилки в контрольному підканалі OFDM-демодулятора, $\bar{Q}_0^2$ – усереднене значення сигнал/завада, β – коефіцієнт пропорційності.

При цьому про наявність і тип завади можна робити висновок за характером змін і рівнем напруги контрольованого підканалу, отриманих за допомогою детектора осциляцій і аналізатора рівня сигналу.

Для оцінки частотної характеристики каналу зв'язку в сучасних радіозв'язкових системах використовується передача спеціальної тестової послідовності.

Математична модель проходження тестових символів через багатопроменевий канал може бути записана у вигляді наступного виразу:

$$Z(t) = X(t)h(t) + B(t), \quad (4.1)$$

де $Z(t)$, $X(t)$ – сигнали прийнятий та який передається відповідно; $h(t)$ – функція каналу; $B(t)$ – математичне представлення завади.

Для оцінки стану нестационарного радіоканалу адаптивної радіолінії в реальному часі використовується узагальнений критерій — коефіцієнт помилок переданого двійкового сигналу.

Цей коефіцієнт обчислюється як відношення числа бітів, прийнятих із помилками, до загальної кількості переданих бітів:

$$K_{\text{пом}} = f(E_6/E_3). \quad (4.2)$$

Для контролю та виявлення помилок у полях інформаційних команд управління адаптивною радіолінією, що виникають під час передачі, використовується поле циклічної перевірки з надлишковим кодом (CRC – Cyclical Redundancy Check). Поле циклічної перевірки з надлишковим кодом дозволяє приймачу визначати, чи можна прийняти командний пакет до виконання, або пропустити його у разі виявлення помилок.

Для забезпечення синхронізації команд управління та автоматизованої адаптації сигналу в умовах потужних завад конструктивно доцільно застосовувати кодові послідовності максимальної довжини, або M -послідовності [48], при передачі команд управління адаптивною радіолінією.

Кореляційна функція для M -послідовностей записується наступним чином:

$$R(\tau) = \int A(t)A(t - \tau)dt$$

Необхідно визначити вид та довжину M -послідовності, що використовується для передачі команд управління та для оцінки стану каналу зв'язку, з метою забезпечення коректної роботи адаптивної системи.

Відповідно до виразу

$$R_l(L_l + s) = \sum_{i=0}^{L_l} c_l(i)c_l(i - s), \quad s = -L_l, \dots, -1, 0, 1, \dots, L_l,$$

вибираються M -послідовності з урахуванням:

$$20 \lg \left(\frac{R_{\max}(L_{l-m})}{R_{\max}(k_{l-m})} \right) > K_{\text{пом}}.$$

Оцінювання каналу зв'язку здійснюється шляхом визначення імпульсної характеристики $h(k)$ або значень частотної характеристики $H(k)$ через обробку прийнятої послідовності $Z(n)$ та тестового сигналу $X(n)$.

Для знаходження помилкових біт інформації можуть використовуватися циклічні коригувальні коди.

В основу побудови кодувального пристрою (КП) і декодувального пристрою (ДКП) закладені схеми ділення многочленів.

У КП виконується ділення многочлена $c(x) \cdot x^r$ на $g(x)$ та отримання залишку $R(x)$, який виконує функції перевірених розрядів в кількості r (старша степінь поліному $g(x)$).

У ДКП виконується ділення прийнятої кодової комбінації $F'(x)$ на $g(x)$ і отримання залишку, який і є синдромом S_c .

Схема КП представлена на рис. 4.1. Вона реалізована на основі використання породжувального поліному $g(x) = x^6 + x^4 + x^2 + x + 1$.

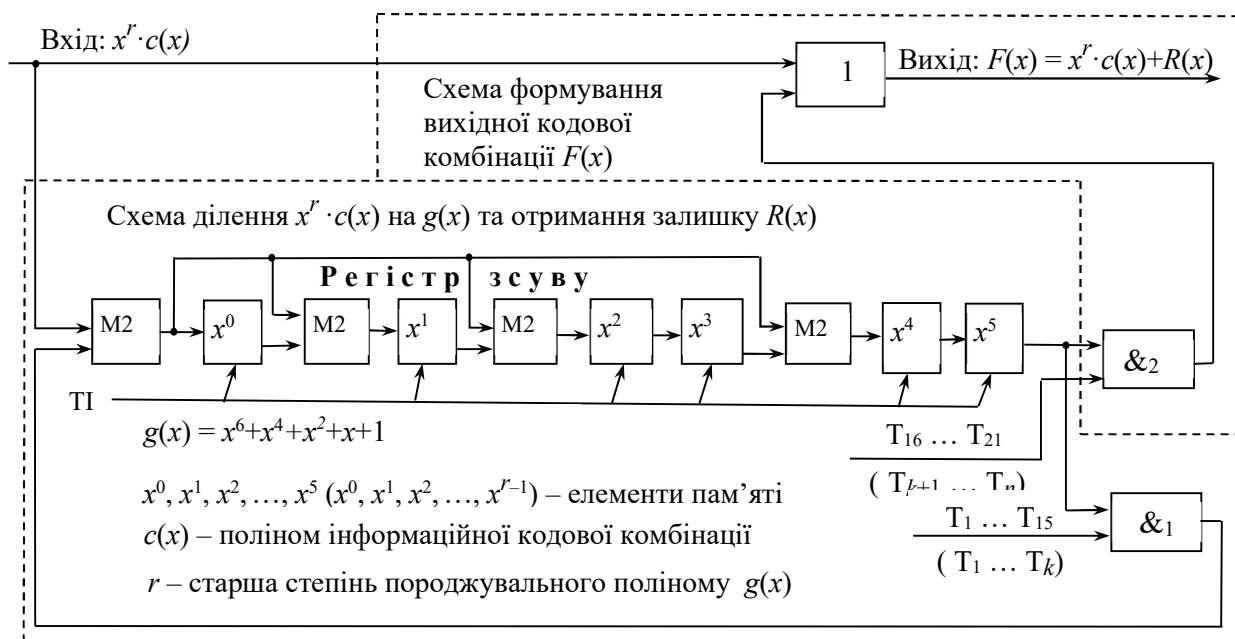


Рисунок 4.1 – Схема кодувального пристрою циклічного коду (21, 15)

Побудова схем ділення многочленів (в КП і ДКП) здійснюється за наступними правилами:

- кількість комірок (елементів) пам'яті регістра дорівнює r ;
- в елементи пам'яті регістра записуються зліва направо всі x зі степенями від 0 і до $r-1$ включно ($x^0, x^1, \dots, x^{r-1}$);
- перед елементом пам'яті x^0 завжди ставиться суматор по mod2, на один із входів якого подається ділене $c(x) \cdot x^r$, а другий вхід під'єднується до

виходу останнього елемента пам'яті x^{r-1} регістра зсуву через схему $\&_i$ (у КП через схему $\&_1$, у ДКП через схему $\&_3$). Схема $\&_1$ відкриває зворотний зв'язок регістра для забезпечення режиму ділення. У КП ділення реалізується протягом k тактів, у ДКП – n тактів.

- кількість суматорів по mod2 дорівнює кількості знаків “+” у поліномі $g(x)$. Усі інші суматори по mod2 розміщуються перед елементами, в яких стоять ненульові члени поліному $g(x)$. Перший вхід цих суматорів під'єднується до виходу попереднього елемента пам'яті, а другі входи усіх суматорів з'єднуються разом і під'єднуються до виходу першого суматора по mod 2.

Схема КП працює наступним чином. Протягом k тактів початкова кодова комбінація $c(x) \cdot x^r$ (операція множення на x^r відповідає приписуванню у двійковому вираженні $c(x)$ справа r нулів, на місці яких буде записаний залишок $R(x)$) надходить на схему ділення через перший суматор по mod2, а також через схему 1 (АБО) – на вихід схеми. Протягом $1 \dots k$ тактів елемент $\&_1$ відкритий, схема ділення виконує ділення $c(x) \cdot x^r$ на $g(x)$ і знаходить залишок $R(x)$. З $k+1$ по n -й такти зворотний зв'язок через $\&_1$ закривається, а відкривається схема $\&_2$ і залишок $R(x)$ (r елементів) виводиться із елементів пам'яті на вихід схеми (записується на місці заготовлених r нулів). Результатом кодування є кодова комбінація $F_i(x) = x^r \cdot c_i(x) + R(x)$.

Принцип побудови КП при виявленні і виправленні помилок однаковий.

В основі ДКП лежить схема ділення прийнятої кодової комбінації $F'_i(x)$ на $g(x)$, результатом чого є знаходження залишку від ділення (синдром S_c):

$$\frac{F'_i(x)}{g(x)} = \frac{F(x) + E(x)}{g(x)} = \frac{E(x)}{g(x)} = S_c,$$

де $E(x)$ – поліном помилок.

Якщо в результаті ділення залишок (синдром S_c) нульовий (в елементах $x^0, x^1, \dots, x^{r-1}$ – нулі), то прийнята кодова комбінація є дозволеною і в ній помилки не виявлені. Якщо S_c не дорівнює $[0]$, то в прийнятій кодовій комбінації є помилки.

Синдром S_c повністю визначається поліномом помилок $E(x)$, бо ділення дозволеної кодової комбінації $F(x)$ на $g(x)$ дає нульовий залишок, тобто:

$$S_c = \frac{E(x)}{g(x)}.$$

Схема ДКП, який виявляє помилки, приведена на рис. 4.2. Схема ділення поліномів будується аналогічно схемі ділення КП. Схема побудована на основі породжувального поліному $g(x) = x^6 + x^4 + x^2 + x + 1$.

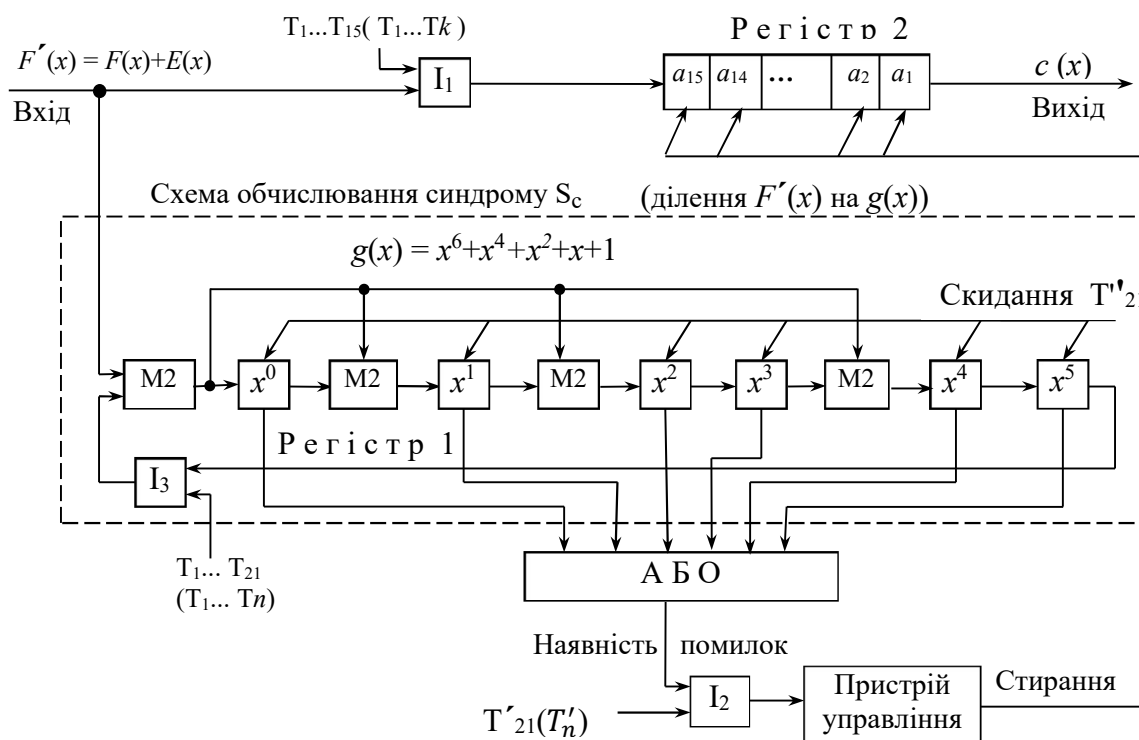


Рисунок 4.2 – Схема декодувального пристрою циклічного коду з розпізнаванням помилок

Прийнята кодова комбінація надходить в реєстр1 через перший суматор по mod2 і одночасно її інформаційні елементи записуються в реєстр 2, де зберігаються до закінчення процесу ділення. Записування в реєстр 2 перевірних розрядів забороняється схемою I1.

Ділення виконується протягом n тактів. Зворотний зв'язок, який забезпечує процес ділення, функціонує через відкриту схему I3. Після n -го такту (T'_n) результати ділення (вміст елементів $x^0, x^1, x^2, \dots, x^i$), які представляють собою синдром S_c), через схему АБО подаються на I2. При наявності помилок у прийнятій кодовій комбінації ($S_c \neq [0]$) на виході I2 в момент дії T'_n з'явиться сигнал, який забезпечує стирання вмісту реєстра 2, а в канал зв'язку може бути переданий запит на повторення кодової комбінації.

Схема ДКП, який виправляє помилки, будується на основі цієї схеми і є більш складнішою. Вона містить дешифратор синдрому, який за структурою синдрому визначає місце помилки (чи помилок), і схему її (їх) виправлення. Складність схеми суттєво зростає при збільшенні кратності виправлення помилок t та збільшенні довжини кодової комбінації n .

4.2. Математична модель оцінки дисперсії завад за рахунок використання логарифмічних відношень функцій правдоподібності в багатокomпонентних турбо кодах

Для впровадження мобільних послуг мережа 5G повинна виконувати безліч функцій, однією з яких є контроль якості QoS. Однією з характеристик QoS є характеристика стану каналу передачі даних.

Розвиток мобільних комунікаційних технологій спрямований на впровадження IP-технологій, сигнально-кодових конструкцій із використанням модуляцій ФМ-М (M-PSK), КАМ-М (QAM-M), турбокодування, LDPC-кодування, технологій ортогонального частотного мультиплексування (OFDM) та багатоантенних систем з просторовим рознесенням «багато входів – багато виходів» (MIMO) [123-129].

Технологія OFDM реалізує цифрову схему модуляції з використанням численних ортогональних піднесучих і швидкого перетворення Фур'є.

При OFDM смуга пропускання каналу ділиться на набір вузькосмугових підканалів, кожен із яких містить відповідну піднесучу. Сигнали на всіх піднесучих передаються одночасно, що дозволяє досягти високої швидкості передачі інформації, навіть якщо швидкість передавання в окремому субканалі залишається низькою.

Формування OFDM-сигналу здійснюється за рахунок N ортогональних піднесучих, модульованих паралельними потоками даних. Частотна

незалежність утворених субканалів забезпечується взаємною ортогональністю піднесучих, що визначається наступним співвідношенням

$$\int_0^{T_s} \sin 2\pi f_n t \sin 2\pi f_k t dt = 0, \quad n \neq k.$$

Для створення підканалів за допомогою ортогональних піднесучих використовується зворотнє дискретне перетворення Фур'є (ДПФ). Для спрощення реалізації цієї операції на передавальній стороні (зворотнє ДПФ) та на приймальній стороні (пряме ДПФ) застосовується алгоритм швидкого перетворення Фур'є (ШПФ).

Основне завдання OFDM-модулятора полягає у формуванні складного неперервного сигналу, що містить N модульованих інформаційними символами на інтервалі часу T_s :

$$x(t) = \sum_{k=1}^N a_k \cos(2\pi f_k t - \varphi_k) = \sum_{k=0}^N \operatorname{Re}(\dot{a}_k e^{j2\pi f_k t}), \quad (4.3)$$

де T_s – тривалість символу, a_k – амплітуда символу, φ_k – фаза символу, $k = \overline{1, N}$, $\dot{a}_k = a_k e^{j\varphi_k}$ – комплексний символ (модуляцій ФМ-М або КАМ-М).

При практичній реалізації OFDM-модулятора здійснюється дискретизація за часом ($t = nT$). І функція (1) з урахуванням періоду дискретизації $T = T_s / N$ перетвориться до наступного вигляду:

$$X_n = X(nT) = \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{Re} \left(\dot{a}_k e^{j2\pi k n \frac{T}{T_s}} \right) = \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{Re} \left(\dot{a}_k e^{jkn \frac{2\pi}{N}} \right). \quad (4.4)$$

При демодуляції формуються оцінки переданих інформаційних символів:

$$\dot{a}_k' = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{X}(nT) e^{-jkn \frac{2\pi}{N}}.$$

Структурна схема модулятора OFDM показана на рис. 4.3.

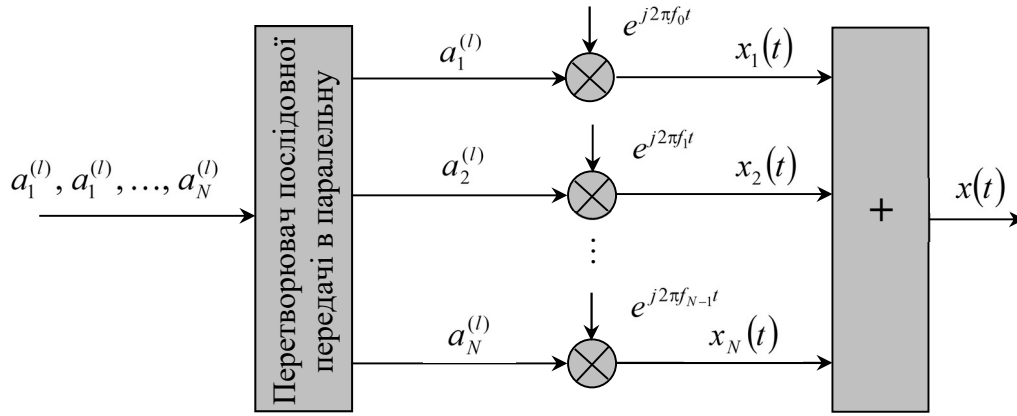


Рисунок 4.3 – Структурна схема модулятора OFDM

Множина сигналів $\{x_k(t)\}$, $k = \overline{1, N}$ може бути представлена множиною N ортогональних функцій $\psi_{k1}(t), \psi_{k2}(t), \dots, \psi_{kN}(t)$:

$$x_k(t) = \sum_{n=1}^N x_{kn} \psi_{kn}(t), \quad k = \overline{1, N},$$

де x_{kn} – відповідні коефіцієнти при $\psi_{kn}(t)$ ($\{x_k(t)\}$) на базисі $\psi_{kn}(t)$.

ФМ сигнал може бути представлений як $x_k(t) = \text{Re}(a_k e^{j2\pi f_k t}) = \sqrt{2E_s/T} \cos(\omega_k t - \varphi_k) = \sqrt{2E_s/T} \cos(\omega_k t - 2\pi m/M)$, $0 \leq t \leq T$, $m = \overline{1, M}$, M – розмірність сигналу.

Представимо сигнали $x_k(t)$, $k = \overline{1, N}$ наступним чином:

$$x_k(t) = x_{k1} \psi_{k1}(t) + x_{k2} \psi_{k2}(t) = \sqrt{E_s} \cos(2\pi m/M) \psi_{k1}(t) + \sqrt{E_s} \sin(2\pi m/M) \psi_{k2}(t)$$

$$\psi_{k1}(t) = \sqrt{2/T} \cos \omega_k t, \quad \psi_{k2}(t) = \sqrt{2/T} \sin \omega_k t, \quad x_{k1} = \sqrt{E_s} \cos(2\pi m/M),$$

$x_{k2} = \sqrt{E_s} \sin(2\pi m/M)$ є коефіцієнтами ортонормованого розкладання $\{x_{km}(t)\}$ у двовимірному евклідовому просторі.

Використовуючи сигнали $\{x_k(t)\}$ та їх коефіцієнти $\{x_{kn}\}$, можна походить і спосіб відновити вектори по сигналах (за обмеженням, що завади відсутні).

$$\int_0^T x_k(t) \psi_{kl}(t) dt = \int_0^T \left[\sum_{n=1}^N x_{kn} \psi_{kn}(t) \right] \psi_{kl}(t) dt = \sum_{n=1}^N x_{kn} \int_0^T \psi_{kn}(t) \psi_{kl}(t) dt = \sum_{n=1}^N x_{kn} \delta_{knl} = x_{kn},$$

де символ Кронекера $\delta_{nl} = \begin{cases} 1, n = l, \\ 0, n \neq l. \end{cases}$

Виконуючи ці дії для функцій $\psi_{kl}(t)$, $1 \leq l \leq N$, отримуємо $\vec{x}_k = (x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{kN})$

У контексті N-вимірному евклідового простору, коефіцієнти OFDM-сигналу можуть бути представлені таким чином, що дозволяє їх аналітичне та чисельне опрацювання

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1N} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{N1} & x_{N2} & \dots & x_{NN} \end{bmatrix}.$$

Відповідно у двовимірному просторі:

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \\ \vdots & \vdots \\ x_{N1} & x_{N2} \end{bmatrix}.$$

При проходженні сигналу по безпроводовому каналу OFDM-сигнал $x(t)$ змінюється завдяки впливу мультиплікативних та адитивних завад. Мультиплікативні завади описуються матрицею передачі каналу **H**. У даній роботі приймається, що всі елементи матриці **H** дорівнюють одиниці. Адитивні завади моделюються як флуктуаційний шум $n(t)$.

Флуктуаційний шум $n(t)$ представимо як випадковий процес: $n(t) = N(t)\cos(\omega_k t - \varphi_k) = N(t)\cos\varphi_k \cos\omega_k + N(t)\sin\varphi_k \sin\omega_k$, де $N(t)\cos\varphi_k$ та $N(t)\sin\varphi_k$ — гаусівські випадкові величини, розподілені за нормальним законом.

Шум $n_k(t)$, присутній в субканалі OFDM-приймача, можна представити як комбінацію N ортогональних функцій $\psi_{k1}(t), \psi_{k2}(t), \dots, \psi_{kN}(t)$:

$$n_k(t) = \sum_{n=1}^N n_{kn} \psi_{kn}(t), \quad k = \overline{1, N}.$$

І відповідно для двовимірного простору $n_k(t) = n_{k1}\psi_{k1}(t) + n_{k2}\psi_{k2}(t)$,
 $k = \overline{1, N}$.

Таким чином, сигнал $n_k(t)$ представимо у вигляді вектора $\vec{n}_k = (n_{k1}, n_{k2}, \dots, n_{kN})$ або в вигляді матриці $N_k = [n_{k1} \ n_{k2} \ \dots \ n_{kN}]$.

Відповідно в N-вимірному евклідовому просторі коефіцієнти шумового процесу, що впливає на субканал OFDM-приймача, можна представити у такій формі, що полегшує подальший аналіз та моделювання:

$$N = \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} & \dots & n_{1N} \\ n_{21} & n_{22} & \dots & n_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ n_{N1} & n_{N2} & \dots & n_{NN} \end{bmatrix}.$$

$$\text{І у двовимірному евклідовому просторі: } N = \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} \\ n_{21} & n_{22} \\ \vdots & \vdots \\ n_{N1} & n_{N2} \end{bmatrix}.$$

Загально відомо, що сигнал вході приймача $r(t) = x(t) + n(t)$. Тоді вихідні коефіцієнти OFDM-сигналу приймача будуть мати вигляд:

$$\begin{aligned} Y = X + N &= \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1N} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{N1} & x_{N2} & \dots & x_{NN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} & \dots & n_{1N} \\ n_{21} & n_{22} & \dots & n_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ n_{N1} & n_{N2} & \dots & n_{NN} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} x_{11} + n_{11} & x_{12} + n_{12} & \dots & x_{1N} + n_{1N} \\ x_{21} + n_{21} & x_{22} + n_{22} & \dots & x_{2N} + n_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{N1} + n_{N1} & x_{N2} + n_{N2} & \dots & x_{NN} + n_{NN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \dots & y_{1N} \\ y_{21} & y_{22} & \dots & y_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_{N1} & y_{N2} & \dots & y_{NN} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Маємо модель дискретно-неперервного каналу з дискретним вхідним алфавітом і неперервним вихідним алфавітом, в якому присутні вектори сигналів та шумів. Виборки білого гаусівського шуму є гаусівські нормально розподілені

випадкові величини які мають нальове математичне очікування та задані значення дисперсії $\sigma_n^2 = G_0 / 2$, де G_0 – спектральна щільність потужності шуму.

На рис. 4.4 показана структурная схема двухкомпонентного кодера ТК.

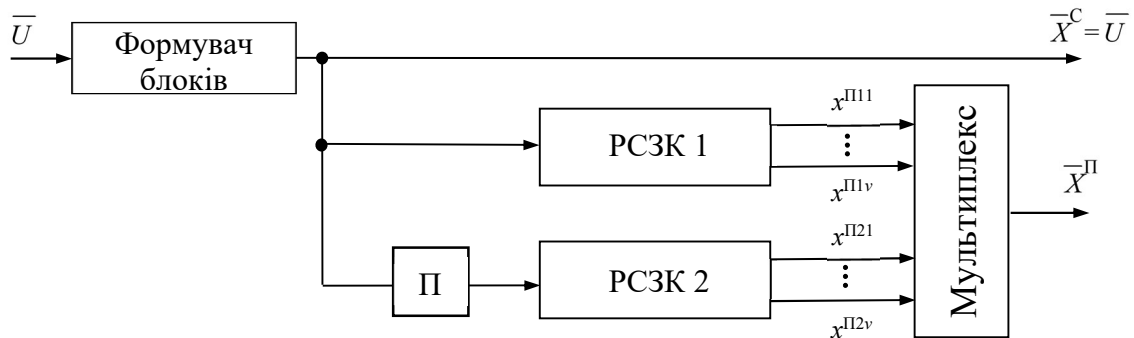


Рисунок 4.4 – Кодер із двома РСЗК

Кодер турбо-коду побудований як каскад паралельно з'єднаних рекурсивних систематичних згорткових кодів (РСЗК), між якими розташований пристрій перемешування (П).

На рис. 4.5 показано структурну схему багатокомпонентного кодера ТК.

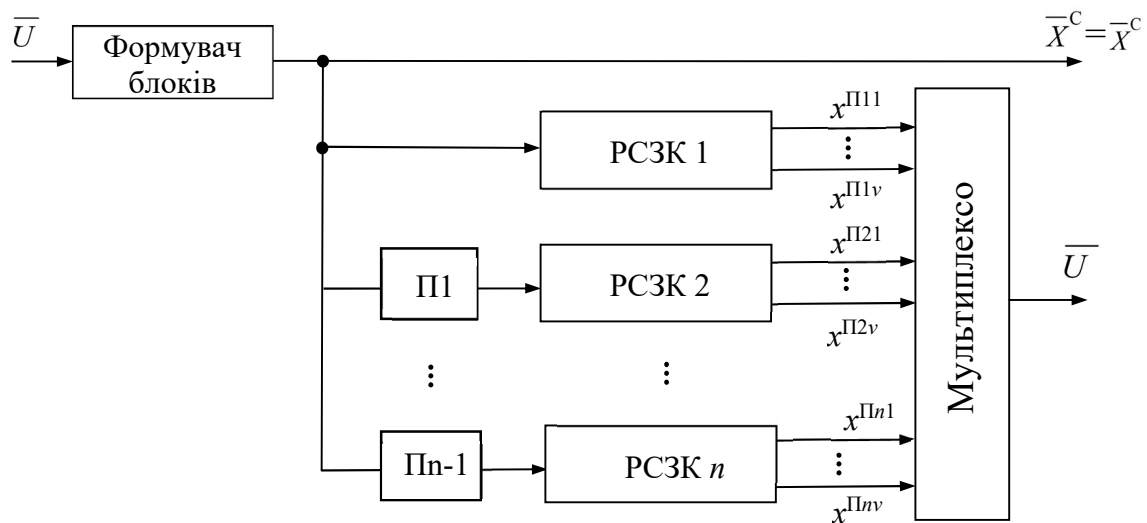


Рисунок 4.5 – Структурна схема багатокомпонентного кодера ТК

Кодера турбо коду в якості елементів використовує РСЗК наступного типу: $(1, g_1 / g_0, \dots, g_{n-1} / g_0)$. В цьому випадку g_0 – опис зворотного зв'язку, а $g_1, \dots, g_{n-1}$ – описи прямих зв'язків. Відповідний РСЗК кодує інформаційну послідовність за своєю діаграмою, структура якої визначається поліномами відповідного РСЗК.

Вихідна послідовність кодера ТК має вигляд: $\bar{X} = (\bar{X}^C, \bar{X}^\Pi)$, де $\bar{X}^C = \bar{U}$ – систематичний вихід кодера, а $\bar{X}^\Pi = (\bar{X}^{\Pi 1}, \bar{X}^{\Pi 2})$ – перевірочні виходи РСЗК..

Структурна схема моделі декодера багатокомпонентного ТК показана на рис. 4.6.

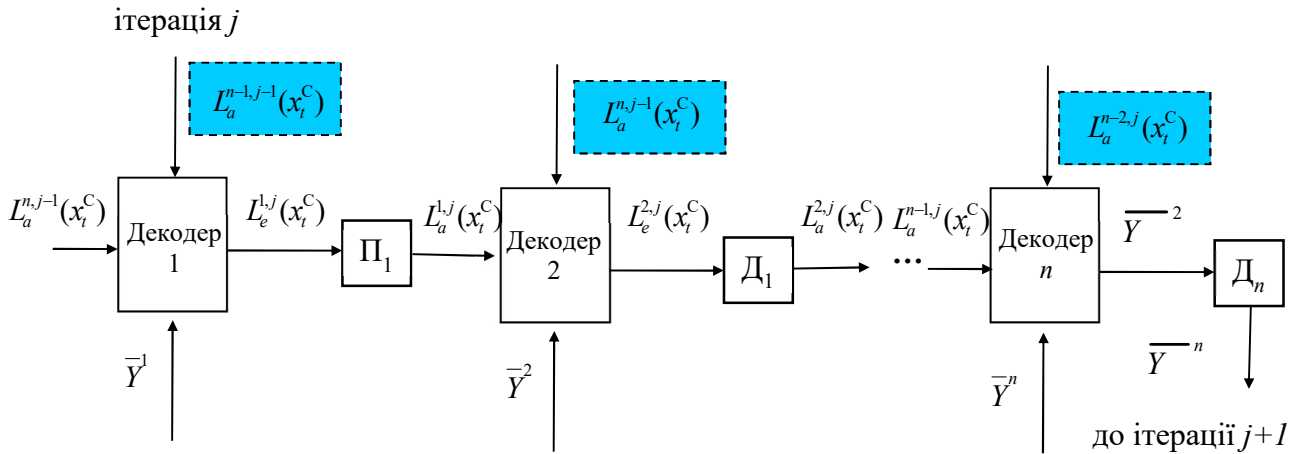


Рисунок 4.6 – Структурна схема багатокомпонентного декодера ТК

Після каналу маємо: $\bar{Y}^1 = (L_c \bar{Y}^{C1}, L_c \bar{Y}^{\Pi 1})$ – для Д 1, де $S_{t-1} = s'$.
 $\bar{Y}^2 = (L_c \bar{Y}^{C2}, L_c \bar{Y}^{\Pi 2})$ – для Д 2, де $u_t^C / c_t^C c_t^\Pi$. $u_t = 1$ – інформаційні символи.

Розглядаючи процес роботи кодера в момент часу t , йсне значення «м'якого» рішення про переданий біт, або логарифмічне відношення функцій правдоподібності (ЛВФП), яке надходить на вхід декодера, визначається відповідним математичним виразом [110]:

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

де $L(y_t | x_t)$ – це логарифмічне відношення функцій правдоподібності y_t , яке отримується в результаті виміру y_t на виході каналу при чергуванні умов, коли переданий біт може приймати значення $x_t = +1$ або $x_t = -1$, а $L_a(x_t)$ – апіорне ЛВФП бітової інформації. Для спрощення позначень рівняння (1) може бути подане у більш компактному вигляді [110]:

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

Тут $L_c(y_t)$ означає компонент ЛВФП, що виникає безпосередньо внаслідок каналних вимірів, виконаних у приймачі. Для систематичних кодів ЛВФП на виході декодера визначається наступним чином [110]:

$$L(x_t) = L'(x_t) + L_e(x_t).$$

Тут $L'(x_t)$ – функція правдоподібності з виходу каналу, а $L_e(x_t)$ – функція правдоподібності, яку обчислює поточний декодер. Після деяких спрощень, отримуємо

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

Знак $L(x_t)$ є рішення про x_t , а $|L(x_t)|$ – достовірність цього рішення.

Декодер 1, відповідно до свого алгоритму, формує «м'які» рішення про декодовані символи (вихідне ЛВФП), які можна розкласти на три складові [110]:

$$L^1(x_t^C) = L_c \cdot y_t^{C1} + L_a^1(x_t^C) + L_e^1(x_t^C),$$

де x_t^C – інформаційних символ.

При цьому:

$$L_e^1(x_t^C) = L_a^2(x_t^C) = L^1(x_t^C) - L_a^1(x_t^C) - L_c \cdot y_t^{C1}.$$

Другий елементарний декодер, отримавши апіорні дані про інформаційні символи та інформацію з каналу, проводить аналогічні обчислення і формує власне «зовнішнє» ЛВФП для символу x_t^C :

$$L_e^2(x_t^C) = L_a^1(x_t^C) = L^2(x_t^C) - L_a^2(x_t^C) - L_c \cdot y_t^{C2},$$

яка надходить на вхід декодера 1 на наступній ітерації.

Після завершення визначеної кількості ітерацій, або у разі примусової зупинки ітеративного процесу, приймаються остаточні рішення про декодовані символи:

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

Основні принципи турбо кодування та декодування детально описані в [110].

Для кожного з декодерів (першого, другого, третього) вихідне ЛВФП обчислюється за відповідними формулами, що враховують каналні

спостереження, апіорні дані та «зовнішню» інформацію від інших компонентних декодерів.

$$L^{1,j}(x_t^C) \approx \max_{(s',s)} \left[\tilde{A}_{t-1}^{1,j}(s') + \Gamma_t^{1,j}(s',s) + \tilde{B}_t^{1,j}(s) \right] - \max_{u_{t-1}} \left[\tilde{A}_{t-1}^{1,j}(s') + \Gamma_t^{1,j}(s',s) + \tilde{B}_t^{1,j}(s) \right]$$

$$L^{2,j}(x_t^C) \approx \max_{(s',s)} \left[\tilde{A}_{t-1}^{2,j}(s') + \Gamma_t^{2,j}(s',s) + \tilde{B}_t^{2,j}(s) \right] - \max_{u_{t-1}} \left[\tilde{A}_{t-1}^{2,j}(s') + \Gamma_t^{2,j}(s',s) + \tilde{B}_t^{2,j}(s) \right]$$

$$L^{3,j}(x_t^C) \approx \max_{(s',s)} \left[\tilde{A}_{t-1}^{3,j}(s') + \Gamma_t^{3,j}(s',s) + \tilde{B}_t^{3,j}(s) \right] - \max_{u_{t-1}} \left[\tilde{A}_{t-1}^{3,j}(s') + \Gamma_t^{3,j}(s',s) + \tilde{B}_t^{3,j}(s) \right]$$

Для систем OFDM дисперсія завад у кожному субканалі буде визначатися таким способом:

$$\sigma_1^2 = \frac{1}{L_1} \sum_{t=0}^{L_1-1} (y_{1t}^{**} - y_{1t}^{**})^2, \dots, \quad (4.5)$$

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{L_v} \sum_{t=0}^{L_v-1} (y_{vt}^{**} - y_{vt}^{**})^2, \quad (4.6)$$

де L_k – кількість біт інформації даних, $k \in \overline{1, v}$, y_{kt}^{**} – оцінка біта даних, $k \in \overline{1, v}$, $y_{kt}^{**} = 1$, при $y_{kt}^{**} > 0$ та $y_{kt}^{**} = -1$, при $y_{kt}^{**} < 0$.

Варто зазначити, що формули (4.5) та (4.6) коректні переважно для випадків з низьким рівнем шумів (завад) у каналі. При високих рівнях шуму отримані результати можуть значно відрізнятись від фактичних значень.

У разі наявності сильних завад (коли спектральна щільність їх потужності перевищує порогові значення) стан середовища поширення сигналу суттєво погіршується. У цьому випадку формули (4.5), (4.6) застосовувати нема сенсу, і оцінка стану середовища проводиться з використанням результатів декодування ТК.

У системах OFDM за наявності сильних завад у каналі (з високою спектральною щільністю потужності) оцінка стану каналу здійснюватиметься за допомогою ітеративного декодування турбо-коду. У цьому випадку дисперсія завад для кожного каналу на кожній ітерації декодування визначатиметься наступним чином:

для першої ітерації декодування

$$\hat{\sigma}_{1l}^2 = \frac{1}{N_1} \sum_{t=0}^{N_1-1} (y_{1t} - \hat{y}_{1t})^2, \dots, \hat{\sigma}_{1v}^2 = \frac{1}{N_v} \sum_{t=0}^{N_v-1} (y_{vt} - \hat{y}_{vt})^2, \quad (4.7)$$

де $\hat{y}_{kt}$ – оцінка після першої ітерації, $k \in \overline{1, v}$ $\hat{y}_{kt} = 1$, при $\hat{y}_{kt} > 0$ та $\hat{y}_{kt} = -1$, при $\hat{y}_{kt} < 0$;

відповідно для спостереження ітерації n

$$\hat{\sigma}_{n1}^2 = \frac{1}{N_1} \sum_{t=0}^{N_1-1} (y_{1t} - \hat{y}_{1t})^2, \dots, \hat{\sigma}_{nv}^2 = \frac{1}{N_v} \sum_{t=0}^{N_v-1} (y_{vt} - \hat{y}_{vt})^2, \quad (4.8)$$

де $\hat{y}_{kt}$ – оцінка біта (ітерація n), $\hat{y}_{kt} = 1$, при $L^{2,n}(x_{kt}^C) > 0$ та $\hat{y}_{kt} = -1$, при $L^{2,n}(x_{kt}^C) < 0$.

У такому випадку, для двокомпонентного декодера дисперсія завад кожного каналу системи OFDM на n -й ітерації декодування, з урахуванням застосованого алгоритму декодування, визначатиметься наступним чином:

$$\hat{\sigma}_{n1}^2 = \frac{1}{N_1} \sum_{t=0}^{N_1-1} \left((L^{1,n}(x_{1t}^C) + L^{2,n}(x_{1t}^C)) - \hat{y}_{1t} \right)^2, \dots, \hat{\sigma}_{nv}^2 = \frac{1}{N_v} \sum_{t=0}^{N_v-1} \left((L^{1,n}(x_{vt}^C) + L^{2,n}(x_{vt}^C)) - \hat{y}_{vt} \right)^2.$$

При трикомпонентному декодуванні:

$$\hat{\sigma}_{n1}^2 = \frac{1}{N_1} \sum_{t=0}^{N_1-1} \left((L^{1,n}(x_{1t}^C) + L^{2,n}(x_{1t}^C) + L^{3,n}(x_{1t}^C)) - \hat{y}_{1t} \right)^2, \dots,$$

$$\hat{\sigma}_{nv}^2 = \frac{1}{N_v} \sum_{t=0}^{N_v-1} \left((L^{1,n}(x_{vt}^C) + L^{2,n}(x_{vt}^C) + L^{3,n}(x_{vt}^C)) - \hat{y}_{vt} \right)^2.$$

Відповідно при чотирикомпонентному декодуванні:

$$\hat{\sigma}_{n1}^2 = \frac{1}{N_1} \sum_{t=0}^{N_1-1} \left((L^{1,n}(x_{1t}^C) + L^{2,n}(x_{1t}^C) + L^{3,n}(x_{1t}^C) + L^{4,n}(x_{1t}^C)) - \hat{y}_{1t} \right)^2, \dots,$$

$$\hat{\sigma}_{nv}^2 = \frac{1}{N_v} \sum_{t=0}^{N_v-1} \left((L^{1,n}(x_{vt}^C) + L^{2,n}(x_{vt}^C) + L^{3,n}(x_{vt}^C) + L^{4,n}(x_{vt}^C)) - \hat{y}_{vt} \right)^2,$$

де $\hat{y}_{1t}$, $\hat{y}_{vt}$ – оцінені передані символи для 1-ї ітерації декодування першого та v -го каналів відповідно; $\hat{y}_{1t} = 1$, якщо $L_c \cdot y_{1t}^C > 0$ і $\hat{y}_{1t} = -1$, якщо $L_c \cdot y_{1t}^C < 0$, відповідно $\hat{y}_{vt} = 1$, якщо $L_c \cdot y_{vt}^C > 0$ і $\hat{y}_{vt} = -1$, якщо $L_c \cdot y_{vt}^C < 0$.

І так далі, залежно від кількості компонентних кодерів (декодерів).

Структурна схема декодера ТК і модуля оцінки каналу в загальному випадку показана на рис. 4.7.

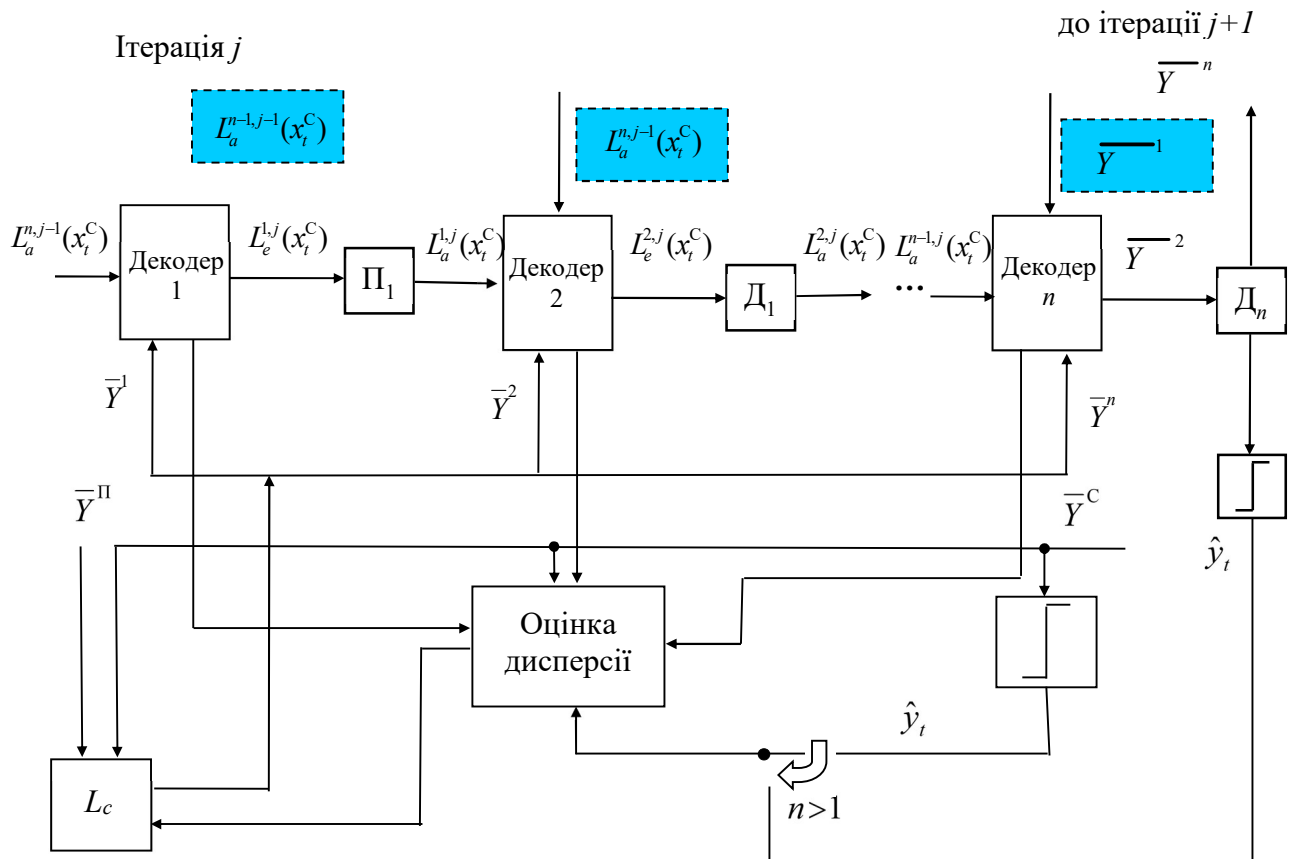


Рисунок 4.7 – Структурна схема декодера ТК з модулем оцінки дисперсії завад

Параметр, що враховує стан каналу передачі при розрахунку ЛВФП основних функцій алгоритмів декодування ТК для кожного субканалу системи OFDM, визначається як:

$$L_{c1} = \frac{2 \cdot E_{s1}}{\sigma_1^2}, \dots, L_{cv} = \frac{2 \cdot E_{sv}}{\sigma_v^2}, \quad (4.9)$$

де $E_s = E_b \cdot R \cdot \log_2 M$. Таким чином, у виразі (4.9) дисперсія завад для першої ітерації декодування буде визначатися згідно (4.9), відповідно для n -ї ітерації декодування для відповідного субканалу системи OFDM.

4.3. Оцінка ефективності математичної моделі оцінки дисперсії завад в багатокомпонентних турбо кодах

Для перевірки ефективності запропонованої моделі була створена імітаційна система, яка дозволяє оцінювати достовірність безпроводних засобів передачі даних із включеним модулем розрахунку дисперсії завад.

Результати моделювання показані на рис. 4.8

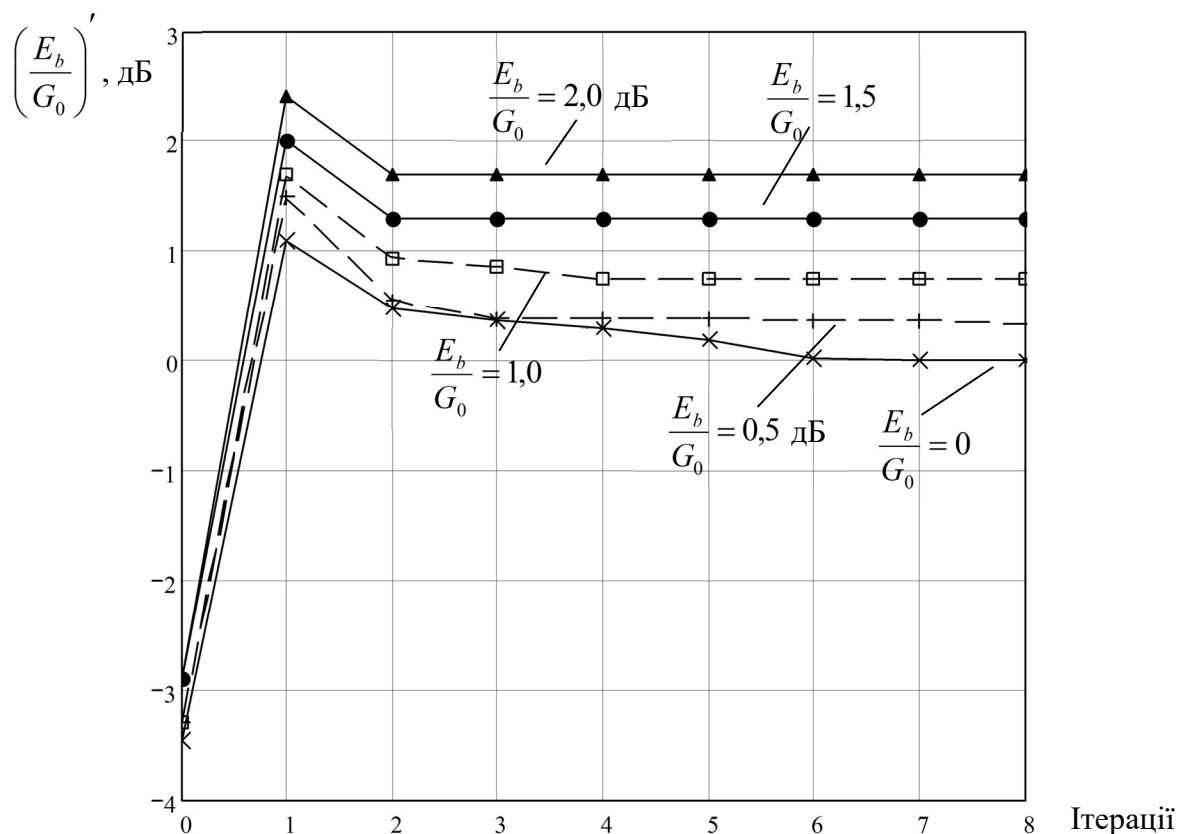


Рисунок 4.8 – Графіки залежності зміни оціненого ВСШ від кількості ітерацій

На рис. 4.8 наведено графік BER vs SNR. Було змодельовано систему передачі з сигналами OFDM, двох- та трьохкомпонентними турбо кодами (РСЗК типу $g_0 = 7$, $g_1 = 5$, $R = 1/3$, $N = 800$, iterations 8, Max Log Map decoder. Аналіз показує, що при збільшенні кількості ітерацій декодування точність оцінки відношення сигнал-шум в каналі стає більш вищою. Наприклад, при значенні

ВСШ $\frac{E_b}{G_0} = 1,0$ дБ після першої ітерації оцінка $\left(\frac{E_b}{G_0}\right)' = 1,7$ дБ (неточність при цьому – 0,7 дБ), наприклад якщо розглядати восьму ітерацію, то при цьому $\left(\frac{E_b}{G_0}\right)' = 0,75$ дБ (неточність оцінки – 0,25 дБ).

4.4. Висновки до розділу 4

1. До нових наукових результатів, одержаних у цьому розділі дисертаційної роботи, належать:

Математична модель оцінки дисперсії завад для адаптивних турбо кодів.

Сутність моделі полягає в розрахунку дисперсії завад типу білий гаусівський шум за використання апріорної та апостеріорної інформації декодера багатокomпонентного турбо кода.

2. Відмінність розробленої математичної моделі від існуючих, що визначає її новизну, полягає, що оцінка дисперсії завад здійснюється за рахунок аналізу результатів розрахунку логарифмічних відношень функцій правдоподібності при декодуванні багатокomпонентних турбо кодів, та врахуванні отриманих значень при ітеративному декодуванні.

3. Застосування математичної моделі дозволяє зменшити похибку оцінки стану каналу та підвищити достовірність інформації в безпроводових системах передачі даних. Похибка оцінки стану каналу складає 0,25-0,7 дБ в залежності від ітерацій декодування турбо коду.

Основні наукові результати, одержані в цьому розділі, опубліковані у статтях [59, 61, 62] і тезах доповідей [70].

ВИСНОВКИ

У дисертації запропоновано нове наукове рішення, спрямоване на підвищення достовірності переданої інформації в безпроводних засобах передачі даних (БЗПД) шляхом розробки методів і моделі на основі адаптивних корекційних кодів. У сукупності ці підходи формують нову інформаційну технологію, що забезпечує підвищення достовірності інформації в БЗПД із застосуванням адаптивного кодування. Основні результати дослідження включають:

1. Досліджено архітектури сучасних безпроводових систем передачі даних, зроблено аналіз факторів порушення достовірності інформації в безпроводових каналах передачі даних, проведено аналіз методів підвищення достовірності інформації в сучасних безпроводових системах передачі даних. Зроблено висновок, що виникає необхідність у створенні нових інформаційних технологій на основі потужних коригувальних турбо кодів та їх адаптації. Досліджуючи методи підвищення достовірності інформації, встановлено, що для реалізації принципу адаптації необхідні знання щодо стану каналу передачі даних протягом певного проміжку часу або проміжку передачі деякої тестової послідовності по службовому каналу передачі даних. При адаптивній структурі передбачено застосування багатокомпонентних турбо кодів та різних класів корегувальних кодів. Адаптація параметрів турбо кодів охоплює зміну поліномів компонентних кодів, конфігурацію перемежувачів кодера та декодера, корекцію кількості ітерацій декодування та регулювання розміру вхідного блоку. Для підвищення достовірності передачі інформації перспективним є використання адаптивних систем, кодових схем на основі турбо- та LDPC-кодів, технологій розширення спектра сигналу, а також MIMO, HARQ та OFDM.

2. Запропоновано метод підвищення достовірності інформації в бездротових системах передачі за рахунок адаптивного визначення розміру діаграм станів. Його суть полягає в оптимізації роботи турбо кодера і декодера

шляхом обчислення спеціального показника невизначеності декодування. Наукова новизна методу проявляється в тому, що адаптивний вибір розміру діаграми станів виконується з урахуванням співвідношення сигнал/шум у каналі та значень нормалізованої кількості змін знаку апостеріорно-апріорних логарифмічних відносин функцій правдоподібності, що характеризують передані біти. Результати моделювання показують, що запропонований метод дозволяє визначати оптимальний розмір діаграм станів для досягнення заданих показників достовірності інформації, що підтверджується порівнянням із іншими відомими моделями. Цей підхід може застосовуватися разом з іншими методами адаптації, зокрема шляхом регулювання швидкості кодування та вибору поліномів компонентних кодів турбо коду, у багатопараметричних адаптивних системах, що працюють в умовах апріорної невизначеності.

3. За результатами дослідження математичного апарату декодування LDPC-кодів та турбо кодів розроблено метод оцінки достовірності інформації в умовах апріорної невизначеності. Сутність методу полягає в розрахунку показника невизначеності декодування, який є аналогом достовірності інформації, за рахунок використання апріорної та апостеріорної інформації декодера турбо кода та інформації при значення дисперсії завад. На відміну від відомих результатів, за рахунок використання зміни знака апріорних і апостеріорних ЛВФП при ітеративному декодуванні та обліку значень дисперсії завад у параметрі каналної надійності, метод дозволяє отримувати значення достовірності інформації (коефіцієнт помилки) без використання додаткового службового каналу або додаткових методів аналізу без використання надмірності інформаційної послідовності. Аналіз моделювання показує, що зі збільшенням ітерацій декодування та розміру блоку даних точність оцінки достовірності інформації, що розраховується декодером без зменшення пропускної спроможності, наближається до оцінки достовірності з використанням додаткового службового каналу. Так, для $N = 1000$, 8 ітерацій декодування, відношення сигнал/шум рівного 1,4 дБ, значення ймовірності помилки декодування (при використанні додаткового службового каналу)

дорівнює $5 \cdot 10^{-5}$, а значення показника невизначеності декодування (коефіцієнта помилок) – $9 \cdot 10^{-5}$. Метод можна застосовувати спільно з іншими методами параметричної та структурної адаптації в умовах апіорної невизначеності.

4. Розроблено математичну модель оцінки дисперсії завад для адаптивних турбо кодів. Сутність моделі полягає в розрахунку дисперсії завад типу білий гаусівський шум за використання апіорної та апостеріорної інформації декодера багатокomпонентного турбо кода. Відмінність розробленої математичної моделі від існуючих, що визначає її новизну, полягає, що оцінка дисперсії завад здійснюється за рахунок аналізу результатів розрахунку логарифмічних відношень функцій правдоподібності при декодуванні багатокomпонентних турбо кодів і врахуванні отриманих значень при ітеративному декодуванні. Застосування математичної моделі дозволяє зменшити похибку оцінки стану каналу та підвищити достовірність інформації в безпроводових системах передачі даних. Похибка оцінки стану каналу складає 0,25-0,7 дБ в залежності від ітерацій декодування турбо коду.

Результати впровадження підтверджені відповідними актами.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- [1] Wan L. 5G System Design: An End to End Perspective / [L. Wan, C. Soong, L. Jianghua and other]. – Springer, 2021. – 702 p.
- [2] Neir P. Securing 5G and Evolving Architectures / P. Neir. – Addison-Weley Professional, 2021. – 624 p.
- [3] Hassan S. A Network Architects Guide to 5G / S. Hassan, A. Orel, K. Islam. – Addison-Weley Professional, 2022. – 432 p.
- [4] Shafi M. 5G: A Tutorial Overview of Standards, Trials, Challenges, Deployment and Practice / Mansoor Shafi, Andreas F. Molisch, Peter J Smith, Thomas Haustein, Peiying Zhu, Prasan De Silva, Fredrik Tufvesson, Anass Benjebbour, Gerhard Wunder // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. – 2017. – Vol. 35, no.6. – P. 1201-1221. DOI: 10.1109/JSAC.2017.2692307.
- [5] Adebisola J.A. An Overview of 5G Technology / J. A. Adebisola, A. A. Ariyo, O. A. Elisha, A. M. Olubunmi, O. O. Julius // *2020 International Conference in Mathematics, Computer Engineering and Computer Science (ICMCECS)*. – 2020. – P. 1-4. DOI: 10.1109/ICMCECS47690.2020.240853.
- [6] Guizani M., Chen H.-H., Wang C. The Future of Wireless Networks: Architectures, Protocols, and Services : monograph / Mohsen Guizani, Hsiao-Hwa Chen, Chonggang Wang. – Boca Raton, FL : CRC Press, 2016. – 462 p.
- [7] Hanzo L. MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMax. Coherent versus Non-coherent and Cooperative Turbo-transceivers / Hanzo L., Akhtman Y., Wang. L. – New York: John Wiley & Sons, 2011. – 658 p.
- [8] Vishwanath S. Adaptive turbo-coded modulation for flat-fading channels / S. Vishwanath, A. Goldsmith // *IEEE Transactions on Communications*. – 2003. – Vol. 51, Issue.6. – P. 964-972. DOI: 10.1109/TCOMM.2003.813180.
- [9] Arikan E. Channel polarization: A method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels // *IEEE Trans. Inform. Theory*. – Vol. 55. – 2009. – P. 3051–3073.

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

[11] Berrou C. Near optimum error correcting coding and decoding: turbo-codes / C. Berrou, A. Glavieux // IEEE Trans. on Commun. – 1996. – Vol. 44 (10). – P. 1261 – 1271.

[12] Berrou C. Codes and Turbo Codes / Berrou C. – Springer, 2010. – 415 p.

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

[14] Sesia S. LTE – The UMTS Long Term Evolution. From Theory to Practice / Sesia S., Toufik I., Baker M. – West Sussex : John Wiley & Sons, 2009. – 626 p.

[15] Lin, Shu, Costello, Daniel J. Error Control Coding: Fundamentals and Applications. 2nd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2004. — 768 p. — ISBN 978-0130426727.

[16] Proakis, John G. Digital Communications. 5th ed. New York: McGraw-Hill, 2007. — 960 p. — ISBN 978-0072957167.

[17] Clark, John, Cain, John. Error-Correction Coding for Digital Communications. New York: Springer, 1981. — 392 p. — ISBN 978-0387906920.

[18] Morelos-Zaragoza, Roberto. The Art of Error Correcting Coding. New York: John Wiley & Sons, 2002. — 221 p. — ISBN 978-0471297069.

[19] Forney, G. David Jr. Concatenated Codes. Cambridge, MA: MIT Press, 1966. — 240 p.

[20] Gallager, Robert G. Information Theory and Reliable Communication. New York: Wiley, 1968. — 720 p. — ISBN 978-0471095631.

[21] Sklar, Bernard. Digital Communications: Fundamentals and Applications. 2nd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001. — 1040 p. — ISBN 978-0130847883.

[22] Tse, David, Viswanath, Pramod. Fundamentals of Wireless Communication. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. — 552 p. — ISBN 978-0521845274.

[23] Hanzo, Lajos, Wong, Chun-Hong, Yee, Ming-Siu. Adaptive Wireless Transceivers: Turbo-Coded, Turbo Equalized and Space-Time Coded TDMA, CDMA and OFDM Systems. New York: Wiley, 2002. — 738 p. — ISBN 978-0471491340.

[24] Goldsmith, Andrea. Wireless Communications. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. — 552 p. — ISBN 978-0521837163. Letzepis N. Bit error rate estimation for turbo decoding / Nick Letzepis, Alex Grant // IEEE Transactions on Communications. — 2009. — Vol. 57, Issue 3. — P. 585–590.

[25] Банкет В. Л. Теорія групових сигнально-кодових конструкцій та її застосування в системах передачі інформації : дис. ... доктора техн. наук / Банкет Віктор Леонідович. - Одеса, 1989. - 433 с.

[26] Valenti M. The UMTS Turbo Code and an Efficient Decoder Implementation Suitable for Software-Defined Radios / M. Valenti, J. Sun // International Journal of Wireless Information Networks. — 2001. — Vol. 8. — P. 203–216.

[27] Moon T. K. Error Correction Coding: Mathematical Methods and Algorithms : monograph / Todd K. Moon. — Hoboken, NJ : Wiley, 2020. — 992 p.

[28] Палагін А.В. Метод синтезу структур для перетворень циклічного коду з урахуванням FPGA / А.В. Палагін, В.М. Опанасенко, С.Л. Кривий // Електронне моделювання. - 2014. - Т.36, № 2. - С. 27-48.

[29] Clark G. C. Jr., Cain J. B. Error-Correction Coding for Digital Communications : monograph / George C. Clark Jr., J. Bibb Cain. — New York : Springer, 1981. — 422 p.

[30] Proakis, John G. Digital Communications. 5th ed. New York: McGraw-Hill, 2007. — 960 p. — ISBN 978-0072957167.

[31] Holma H. HSDPA/HSUPA for UMTS: High Speed Radio Access for Mobile Communications / H. Holma, A. Toskala. – New York: John Wiley & Sons, 2006. – 268 p.

[32] Peng F. Adaptive Modulation and Coding for IEEE 802.11n / F. Peng, J. Zhang, W. Ryan // Wireless Communications and Networking Conference, (Hong Kong, 11-15 March 2007). – New Jersey, 2007. – P. 656–661.

[33] Ergen M. Mobile Broadband. Including WiMax and LTE / Ergen M. – New York: Springer, 2009. – 513 p.

[34] MIMO-OFDM Wireless Communications with Matlab / [Cho Y., Kim J., Yang W. et al.]. – Singapore : John Wiley & Sons, 2010. – 457 p.

[35] Alamouti S. Space-time block coding / S. Alamouti // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2008. – Vol. 16. – P. 1451–1458.

[36] Simon, Marvin K., Omura, Jim K., Scholtz, Robert A., Levitt, Barry K. Spread Spectrum Communications Handbook. New York: McGraw-Hill, 2001. – 384 p. – ISBN 978-0070572430.

[37] Dixon, Robert C. Spread Spectrum Systems with Commercial Applications. 3rd ed. Hoboken, NJ: Wiley, 1994. – 640 p. – ISBN 978-0471506515.

[38] Proakis, John G., Salehi, Masoud. Communication Systems Engineering. 2nd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001. – 260 p. – ISBN 978-0131279668.

[39] Sklar, Bernard. Digital Communications: Fundamentals and Applications. 2nd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001. – 362 p. – ISBN 978-0130847883. Adaptive Modulation and MIMO Coding for Broadband Wireless Data Networks / S. Catreux, V. Erceg, D. Gesbert [et al.] // IEEE Communications Magazine. – 2002. – June. – P. 108–115.

[40] Alzubi J. A., Alzubi O. A., Chen T. M. Forward Error Correction Based On Algebraic-Geometric Theory : monograph / Jafar A. Alzubi, Omar A. Alzubi, Thomas M. Chen. – Cham : Springer, 2014. – 70 p.

[41] Proakis, John G., Salehi, Masoud. Robust Communication Systems: Efficient Transmission and Protection of Digital Data. New York: Wiley, 2014. – 288 p. – ISBN 978-1118750771.

[42] Maral, Gérard, Bousquet, Michel. Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology. 5th ed. Chichester: Wiley, 2009. – 248 p. – ISBN 978-0470746664.

[43] Benedetto, Sergio, Montorsi, Guido. Design of Turbo Codes and Iterative Decoding Algorithms. New York: Springer, 2010. – 55 p. – ISBN 978-1441975722.

[44] Hagenauer, Joachim. Turbo Coding and Its Applications. New York: Springer, 2017. – 60 p. – ISBN 978-3319545274.

[45] Liva, Gianluigi, Paolini, Enrico. On the Efficiency of Turbo Codes in Modern Communication Systems. IEEE Communications Magazine, 2019, vol. 57, no. 9, pp. 14–21.

[46] Cover, Thomas M., Thomas, Joy A. Elements of Information Theory. 2nd ed. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2006. – 748 p. – ISBN 978-0471241959.

[47] Gallager, Robert G. Information Theory and Reliable Communication. New York: Wiley, 1968. – 375 p.

[48] Haykin, Simon. Communication Systems. 5th ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2009. — 768 p.

[49] Papoulis, Athanasios, Pillai, S. Unnikrishna. Probability, Random Variables, and Stochastic Processes. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2002. — 608 p.

[50] Van Trees, Harry L. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I. New York: Wiley, 2001. — 528 p.

[51] Middleton, D. An Introduction to Statistical Communication Theory. New York: McGraw-Hill, 1960. — 424 p.

[52] Van Trees, H. L. Detection, Estimation, and Modulation Theory. Part I. — New York: Wiley, 2001. – 648 p.

[53] Shannon, Claude E., Weaver, Warren. The Mathematical Theory of Communication. Urbana, IL: University of Illinois Press, 1949. — 117 p. — ISBN 978-0252725487.

[54] Forney, G. David Jr. Concatenated Codes. Cambridge, MA: MIT Press, 1966. — 207 p.

[55] MacWilliams, Florence Jessie, Sloane, Neil James Alexander. The Theory of Error-Correcting Codes. Amsterdam: North-Holland Publishing Company, 1977. — 672 p. — ISBN 978-0442005765.

[56] Wozencraft, John M., Jacobs, Irwin M. Principles of Communication Engineering. New York: Wiley, 1965. — 640 p.

[57] Zaitsev S. Optimization of Turbo Code Encoding/Decoding for Development of 5G Mobile Communication systems / S. Zaitsev, N. Sokorinskaya, V. Vasylenko, O. Trofimchuk, Y. Tkach// Radioelectronics and Communications Systems. – Allerton Press, Inc. – Springer, 2021. – Vol. 64. – P. 440-450. DOI: 10.3103/S0735272721080045.

[58] Zaitsev S. Method for Assessing the Reliability of Information Under Conditions of Uncertainty Through the Use of a Priori and a Posteriori Information of the Decoder of Turbo Codes / Zaitsev S., Sokorynska N., Prystupa V., Zaitseva L. // Information and Communication Technologies and Sustainable Development. – Springer (Lecture Notes in Networks and Systems). – 17th International Scientific-practical Conference on Papers of International Scientific-Practical Conference on Mathematical Modeling and Simulation of Systems. – 2023. – P. 87-101. https://doi.org/10.1007/978-3-031-30251-0_17.

[59] Zaitsev S. Mathematical Model for Evaluation of Interference Dispersion for 5G Mobile Communication Systems / Zaitsev S., Sokorynska N., Prystupa V., Zaitseva L. // Information and Communication Technologies and Sustainable Development. – Springer (Lecture Notes in Networks and Systems). – ICT&SD 2022, vol 809. – 2023. – P. 87-101. <https://doi.org/10.1007/978-3-031-46880-3>.

[60] Проблемні питання нормативно-технічного забезпечення проведення випробувань зразків озброєння та військової техніки / Лаппо І.М., Добришкін Ю.М., Геращенко М.О., Червотока О.В., Сокоринська Н.В // Збірник наукових праць. – Чернігів: ДНДІ ВС ОВТ. – 2019. – № 2. – С. 112-118.

[61] Аналіз сучасного стану тренажеробудування та можливі шляхи розвитку авіаційних тренажерів Державної авіації України / Тертишнік Є.М., Кузьміч О.Є., Дмитрієв В.А., Сокоринська Н.В. // Збірник наукових праць. – Чернігів: ДНДІ ВС ОВТ. – 2020. – № 2 (4). – С. 129-134.

[62] Вивчення можливостей вдосконалення та обґрунтування варіанту структури системи контролю безпеки польотів державної авіації / Шейн І.В., Аркушенко П.Л., Андрушко М.В., Кузьміч О.Є., Сокоринська Н.В. // Збірник наукових праць. – Чернігів: ДНДІ ВС ОВТ. – 2022. – № 2 (12). – С. 152-159.

[63] Аналіз можливостей використання сучасної універсальної модульної вимірювальної системи серії QUANTUMX для проведення випробувань озброєння та військової техніки різного функціонального призначення авіації / Тертишнік Є.М., Шейн І.В., Потапов О.І., Сокоринська Н.В., Ратушний С.В. // Збірник наукових праць. – Чернігів: ДНДІ ВС ОВТ. – 2022. – № 1 (11). – С. 127-135.

[64] Method For Optimizing Encoder And Decoder Operation Of A Turbo Code Through The Use Of Adaptive Selection Of The State Diagrams Size / Sokorynska Nataliia, Zaitsev Sergei, Posternak Yuriy, Kurbet Pavel, Gorlinsky Boris // I International scientific-practical conference «SECURITY OF INFORMATION SYSTEMS RESOURCES» (Chernihiv, April, 16-17, 2020). – 2020. – P. 19–25.

[65] Завадостійке кодування у справі захисту інформації / Горлинський В.В., Горлинський Б.В., Зайцев С.В., Сокоринська Н.В. // Науково-практична конференція «ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ І ТЕХНОЛОГІЇ ТА КІБЕРБЕЗПЕКА: НОВІ ВИКЛИКИ, НОВІ ЗАВДАННЯ» (ІТСТК-2020) (м. Київ, Україна, 2020 р.). – 2020. – С. 206–207.

[66] Сучасний стан та розвиток технологій п'ятого покоління 5G / Василенко В.М., Сокоринська Н.В., Зайцев С.В., Курбет П.М. // XXI Міжнародна науково-практична конференція «Інформаційно-комунікаційні технології та сталий розвиток» (м. Київ, Україна, 2022 р.). – 2022. – С. 117–119.

[67] Розробка загальних вимог до обладнання лабораторії механічних, електричних та кліматичних випробувань / Добришкін Ю.В., Собора А.І.,

Сокоринська Н.В. // XV наукова конференція «Новітні технології – для захисту повітряного простору» (м. Харків, Україна, 2019 р.). – 2019. – С. 572.

[68] Аналіз впливу температури зони різання на точність діаметральних розмірів під час обробки отворів комбінованим інструментом / Лаппо І. М., Сокоринська Н.В., Авраменко В.М., Сенькович М.О. // XIV міжнародна науково-практична конференція «Математичне та імітаційне моделювання систем. МОДС-2019» (м. Чернігів, Україна, 2019 р.). – 2019. – С. 117-125.

[69] Вивчення перспектив розвитку лабораторій технічної діагностики / Сокоринська Н.В., Тertiшнік Є.М., Ратушний С.В. // XX науково-технічна конференція «Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах» (м. Чернігів, Україна, 2020 р.). – 2020. – С. 243.

[70] Вивчення можливостей використання сучасних зразків бортової фото та відео апаратури для проведення випробувань / Сокоринська Н.В., Потапов О.І., Аркушенко П.Л. // XXI науково-технічна конференція «Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах» (м. Чернігів, Україна, 2021 р.). – 2021. – С. 28.

[71] Комбінований захист радіоелектронних засобів, розміщених в приміщеннях об'єктів критичної інфраструктури від зовнішнього електромагнітного впливу. / Ляшенко В.А., Сокоринська Н.В. // XXI науково-технічна конференція «Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах» (м. Чернігів, Україна, 2021 р.). – 2021. – С. 184.

[72] Zaitsev S. Method of adaptation of cascade codes to ensure reliability of information transmission of wireless data transmission systems / Zaitsev S., Vasylenko V., Trysnyuk T., Sokorinska N. // Environmental safety and natural resources. – Vol. 47, No. 3. – 2023. – P. 133-143. [https://doi.org/ 10.32347/2411-4049.2023.3.133-143](https://doi.org/10.32347/2411-4049.2023.3.133-143).

[73] Сокоринська Н. Метод адаптивного вибору розміру діаграм станів турбокодів у системах 5G та IoT / Сокоринська Н., Постернак Ю., Зайцева Л., Руденок О. // Технічні науки та технології. – № 2 (32). – 2023. – Р. 249-260. [https://doi.org/ 10.25140/2411-5363-2023-2\(32\)-249-260](https://doi.org/10.25140/2411-5363-2023-2(32)-249-260).

[74] Ergen M. Mobile Broadband. Including WiMax and LTE / Ergen M. – New York: Springer, 2009. – 513 p.

[75] Cheng-Xiang Wang Cellular Architecture and Key Technologies for 5G Wireless Communication Networks / Cheng-Xiang Wang, Fourat Haider, Xiqi Gao, et al // IEEE Communications Magazine. – Vol.52, no.2. – 2014. – P. 122-130.

[76] Fagbohun O. Comparative studies on 3G, 4G and 5G wireless technology // IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering. – Vol 9(3) . 2014. – P. 88-94.

[77] Основи теорії сигнально-кодових конструкцій та передачі інформації: монографія / С.В.Зайцев, А.В.Яриловець. – Чернігів : Чернігів. нац. технол. ун-т, 2017. – 550 с.

[78] Signal Constellations with Algebraic Properties and their Application in Spatial Modulation Transmission Schemes : monograph / Daniel Benjamin Rohweder. – Wiesbaden : Springer Vieweg, 2022. – 108 p.

[79] Cho Y. MIMO-OFDM Wireless Communications with Matlab / Cho Y., Kim J., Yang W. [et al.]. – Singapore: John Wiley & Sons, 2010. – 457 p.

[80] Vasudevan K. Near Capacity Signalling over Fading Channels using Coherent Turbo Coded OFDM and Massive MIMO // International Journal On Advances in Telecommunications. – Vol. 10, no. 1. – 2017. – P. 22-37.

[81] Johannsen N. On the feasibility of Multi-Mode antennas in UWB and IoT applications below 10 GHz, toward 6G networks: use cases and technologie // N. Johannsen, N. Peitzmeier, P. Hoeher, D. Manteuffel // IEEE Communications Magazine. – Vol. 58. – 2020. – P. 55-61.

[82] Torrieri D. J. Principles of Military Communication Systems / Torrieri D. J. – Dedham: Artech House, 1981. – 306 p.

[83] Spread Spectrum Communications [Електронний ресурс] / Simon M. K., Omura J. K., Scholtz R. – New York : McGraw-Hill, 2002. – 1246 p. – Режим доступу: <http://bookre.org/reader?file=602879&pg=1>.

[84] Gallager R. Low-Density Parity-Check Codes / Gallager R. // IEEE Transactions on Information Theory. – 1962. – Vol. 8, N 1. – P. 21 – 28.

- [85] Gallager R. Low-Density Parity-Check Codes / Gallager R. – M.I.T. Press, Cambridge, MA, 1963. – 90 p.
- [86] Sachin K. A Review of Hybrid ARQ in 4G LTE / K. Sachin, S. Nikhil, C. Nisarga, S. Apeksha, S. Usha // International Journal of Advance Research and Innovative Ideas in Education. – 2015. – Vol. 1, Issue 3. – P. 160-165.
- [87] Cao L. Turbo codes based hybrid ARQ with segment selective repeat / L. Cao, T. Shi // Electronics Letters. – 2004. – Vol. 40, No. 18. – P. 1140 – 1141.
- [88] Holland I. Soft combining for hybrid ARQ / I. Holland, H. Zepernick, M. Caldera // IET Electronics Letters. – 2005. – Vol. 41, No. 22. – P. 1230–1231.
- [89] Cox C. An Introduction to 5G: The New Radio, 5G Network and Beyond / Cox C. – John Wiley & Sons, 2020. – 407 p.
- [90] Rodriguez J. Fundamentals of 5G Mobile Networks / Rodriguez J. – John Wiley & Sons, 2015. – 293 p.
- [91] Woodard J. Comparative Study of Turbo Decoding Techniques: An Overview / J. Woodard, L. Hanzo // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2000. – Vol. 49, N 6. – P. 2208 – 2232.
- [92] Robertson P. Comparison of Optimal and Sub-Optimal MAP Decoding Algorithms Operating in the Log Domain / P. Robertson, E. Villebrun, P. Hoeher // IEEE International Conference “Gateway to Globalization”. – Seattle, 1995. – Vol. 2. – P. 1009 – 1013.
- [93] Li H. Algebra-Assisted Construction of Quasi-Cyclic LDPC Codes for 5G New Radio / H. Li, B. Bai, X. Mu, J. Zhang, H. Xu // IEEE Access. – Vol. 6. – 2018. – P. 50229–50244. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2868963.
- [94] Jiang M. Adaptive offset min-sum algorithm for low-density parity check codes / Ming Jiang, Chunming Zhao, Li Zhang, Enyang Xu // IEEE Communications Letters. – Vol. 10, no. 6. – 2006. – P. 483–485.
- [95] Zhang J. Two-Dimensional Correction for Min-Sum Decoding of Irregular LDPC Codes / J. Zhang, M. Fossorier, D. Gu, J. Zhang // IEEE Commun. Lett. – vol. 3. – 2006. – P. 180–182.

[96] Maammar N. Layered Offset Min-Sum Decoding for Low Density Parity Check Codes / N. Maammar, S. Bri, J. Foshi // 2018 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT). – 2018. – P.1-5. DOI: 10.1109/ISAECT.2018.8618780.

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

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

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

[100] Zaitsev S. V. Method of Adaptive Decoding in Case of Information Transmission in Condition of Influence of Deliberate Noise / S. V. Zaitsev, V. V. Kazymyr // Radioelectronics and Communications Systems. – Allerton Press, Inc. – New York, 2015. – Vol. 58. – P. 30–40. DOI: 10.3103/S0735272715050039.

[101] Zaitsev S. V. Structural adaptation of the turbo code coder and decoder for generating the transmission repeat request under conditions of uncertainty // Radioelectronics and Communications Systems. – Springer, 2017. – Vol. 60. – P. 18–27. DOI: 10.3103/S0735272717010034.

[102] Zaitsev S. V. Adaptive selection of parameters of s-random interleaver in wireless data transmission systems with turbo coding / S. V. Zaitsev, V. V. Kazymyr, V.M. Vasilenko, A.V. Yarilovets // Radioelectronics and Communications Systems. – Allerton Press, Inc. – New York, 2018. – Vol. 61. – P. 13–21. DOI: 10.3103/S0735272715050039.

[103] Kujima S. Adaptive Modulation and Coding Using Neural Network Based SNR Estimation / S. Kujima, K. Maruta, C.Ahn // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 183545 – 183553. (DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2946973)

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

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

[106] Зайцев С.В. Методи та моделі забезпечення сталої достовірності інформації у безпроводових системах передачі даних : дис. ... доктора техн. наук / Зайцев Сергій Васильович. – Чернігів, 2016. – 397 с.

[107] Горлинський Б.В. Обчислювальний метод нечіткого декодування багатокомпонентних турбо кодів в безпроводових засобах передачі даних / Горлинський Б.В. // *Математичне моделювання в економіці*. – 2019. – № 3 (16). – С. 67–81.

[108] Barbulescu A. Turbo Codes: a tutorial on a new class of powerful error correcting coding schemes. Part I: Code Structures and Interleaver Design / Barbulescu A., Pietrobon S. // *University of South Australia*, 1998. – October. – P. 15-20.

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

[110] Woodard J. Comparative Study of Turbo Decoding Techniques: An Overview / J. Woodard, L. Hanzo // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. – 2000. – Vol. 49, N 6. – P. 2208 – 2232.

[111] Robertson P. Comparison of Optimal and Sub-Optimal MAP Decoding Algorithms Operating in the Log Domain / P. Robertson, E. Villebrun, P. Hoeher // *IEEE International Conference “Gateway to Globalization”*. – Seattle, 1995. – Vol. 2. – P. 1009 – 1013.

[112] Classon B. Turbo decoding with the constant-log-MAP algorithm / B. Classon, K. Blankenship, V. Desai // *Proc. of the International Symposium on Turbo Codes*. – Brest, France, 2000. – Sept. – P. 467 – 470.

[113] Wang H. Improved log-MAP decoding algorithm for turbo-like codes / H. Wang, H. Yang, D. Yang // IEEE Communications Letters. – 2006. – Vol. 10. – P. 186 – 188.

[114] Lim L. Hybrid Log-MAP Algorithm for Turbo Decoding Over AWGN Channel / L. Lim, G. Lim // The Seventh International Conference on Wireless and Mobile Communications. – Luxembourg, 2011. – P. 211 – 214.

[115] Vucetic B. Turbo Codes. Principles and Applications / B. Vucetic, J. Yuan. – Springer Science, 2000. – 307 p.

[116] Arvinte M. EQ-Net: Joint Deep Learning-Based Log-Likelihood Ratio Estimation and Quantization / Arvinte M., Tewfik A.H., Vishwanath S. // *ArXiv,abs/2012.12843v2*.

[117] Bian X. Joint Activity Detection and Data Decoding in Massive Random Access via a Turbo Receiver / X. Bian, Y. Mao, J. Zhang // 2021 IEEE 22nd International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). – 2021. – P. 361-365. DOI: 10.1109/SPAWC51858.2021.9593149.

[118] Yanza-Verdugo A. Compressive Sensing Based Channel Estimator and LDPC Theory for OFDM using SDR / A. Yanza-Verdugo, C. Pucha-Cabrera, J. I. Ortega // Ingenius [online]. – 2020. – N.23. – P.74-85.

[119] Takeuchi K. A Construction of Turbo-Like Codes for Iterative Channel Estimation Based on Probabilistic Bias / K. Takeuchi, R. R. Muller, M. Vehkaperä // 2011 IEEE Global Telecommunications Conference – GLOBECOM 2011. – 2011. P. 1-5. DOI: 10.1109/GLOCOM.2011.6133738.

[120] Jin X. Analysis of Joint Channel Estimation and LDPC Decoding on Block Fading Channels / Jin X., Eckford A. W., Fuja T. E. // International Symposium on Information Theory and its Applications, ISITA2004 Parma, Italy, October 10–13. – 2004. P. 679 – 684.

[121] «3GPP TS 38.212. Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Multiplexing and channel coding (release 16)» [Online]. Available: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3214>

[122] S.-Y. Chung On the Design of Low-Density Parity-Check Codes within 0.0045 dB of the Shannon Limit / S.-Y. Chung, G. D. Forney, Jr., T. J. Richardson, R. Urbanke // IEEE Commun. Letters. – Vol. 5. – 2001. – P. 58-60.

[123] Wan L. 5G System Design: An End to End Perspective / [L. Wan, C. Soong, L. Jianghua and other]. – Springer, 2021. – 702 p.

[124] Neir P. Securing 5G and Evolving Architectures / P. Neir. – Addison-Weley Professional, 2021. – 624 p.

[125] Hassan S. A Network Architects Guide to 5G / S. Hassan, A. Orel, K. Islam. – Addison-Weley Professional, 2022. – 432 p.

[126] Hu S. Training Sequence Design for Efficient Channel Estimation in MIMO-FBMC Systems / [S. Hu, Z. Liu, Y. Guan, other] // IEEE Access. – 2017. – Vol. 5. – P. 4747–4758.

[127] Gao X. Beamspace channel estimation for wideband millimeter-wave MIMO with lens antenna array / X. Gao, L. Dai, S. Zhou, A. M. Sayeed, and L. Hanzo // IEEE Int. Conf. Commun. – 2018. – Vol. 2018. – P. 1–6.

[128] Jin J. Channel-StatisticsBased Hybrid Precoding for Millimeter-Wave MIMO Systems With Dynamic Subarrays / J. Jin, C. Xiao, W. Chen, S. Member and Y. Wu // IEEE Trans. Commun. – 2019. – Vol. 67. – P. 3991- 4003.

[129] Huang H. Deep learning for physical-layer 5G wireless techniques: Opportunities, challenges and solutions / H. Huang // IEEE Wirel. Commun. – 2020. – Vol. 27. – P. 214–222.

Додаток А
Акти впровадження

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ		MINISTRY OF EDUCATION AND SCIENCE OF UKRAINE
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЧЕРНІГІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»	тел. +38(0462) 665-103; факс +38(0462) 665-105 E-mail: cstu@stu.cn.ua www.stu.cn.ua Код ЄДРПОУ 05460798	CHERNIHIV POLYTECHNIC NATIONAL UNIVERSITY
вул. Шевченка, 95, Чернігів, 14030, Україна		95, Shevchenko str., Chernihiv, 14030, Ukraine

Ор. Додаток № 202/22-2623/BC
На № _____ від _____

ДОВІДКА ПРО ВПРОВАДЖЕННЯ

результатів дисертаційної роботи Сокоринської Наталії Василівни
«Інформаційна технологія підвищення достовірності інформації в
безпроводових засобах передачі даних з адаптивними кодами»,
представленої на здобуття вченого ступеня доктора філософії зі
спеціальності F3 (122) - Комп'ютерні науки.

Результати наукових досліджень, викладені в дисертаційній роботі
Сокоринської Н.В., використовуються на кафедрі інформаційних та
комп'ютерних систем при проведенні лекцій та лабораторних робіт з дисциплін
«Захист інформації в комп'ютерних системах», «Технічні засоби захисту
інформації», «Теорія сигналів і процесів» в процесі навчання бакалаврів та
магістрів спеціальності F7 (123) – комп'ютерна інженерія та з дисциплін
«Методи і моделі захисту в комп'ютерних системах», «Методи кодування
інформації» в процесі навчання аспірантів спеціальності F3 (122) – комп'ютерні
науки.

Перший проректор
д.е.н., професор



Сергій ШКАРЛЕТ

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І
НАУКИ УКРАЇНИ



MINISTRY OF EDUCATION AND
SCIENCE OF UKRAINE

НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
«ЧЕРНІГІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»

тел. +38(0462) 665-103;
факс +38(0462) 665-105
E-mail: csu@stu.cn.ua
www.stu.cn.ua
Код ЄДРПОУ 05460798

CHERNIHIV POLYTECHNIC
NATIONAL UNIVERSITY

вул. Шевченка, 95, Чернігів, 14030,
Україна

95, Shevchenko str., Chernihiv, 14030,
Ukraine

РД.40.2015 № 101/08 - 2633/80

На № _____ від _____

ДОВІДКА ПРО ВПРОВАДЖЕННЯ

результатів дисертаційної роботи Сокоринської Наталії Василівни
«Інформаційна технологія підвищення достовірності інформації в
безпроводових засобах передачі даних з адаптивними кодами»,
представленої на здобуття вченого ступеня доктора філософії зі
спеціальності F3 (122) - Комп'ютерні науки.

Результати наукових досліджень, викладені в дисертаційній роботі Сокоринської Н. В., що включають метод підвищення достовірності інформації у безпроводових системах передачі даних за рахунок адаптивного вибору розміру діаграм станів, математична модель оцінки дисперсії завад для адаптивних турбо кодів та інформаційна технологія підвищення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних з адаптивними кодами були реалізовані та використані при виконанні державної НДР № 0123U101819 «Мультиагентна система захисту об'єктів критичної інфраструктури на основі рою мультикоптерних дронів», що дозволило зменшити похибку оцінки стану каналу міждронового зв'язку до 0,25-0,7 дБ.

Проректор з наукової роботи
К.Т.Н., доцент.



Анатолій ПРИСТУПА

Чийлеш 665-115

Система управління якістю сертифікована
за ДСТУ ISO 9001:2015 (ISO 9001:2015, IDT)

The quality management system is certified according to the
ISO 9001:2015



Україна
**ТОВАРИСТВО З ОБМЕЖЕНОЮ
ВІДПОВІДАЛЬНІСТЮ
«ІНФОРМАЦІЙНІ СИСТЕМИ ЗАХИСТУ»**

03151, м.Київ, Солом'янський район, Повітрофлотський проспект, будинок 90, тел. (050) 355-55-68, пошта: a_rudenok@ukr.net, www.isz.kyiv.ua

№ 115 від 06.10.2025 р.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор товариства з обмеженою
відповідальністю
«Інформаційні системи захисту»

«06» жовтня 2025 р.



АКТ

про реалізацію результатів дисертаційної роботи
здобувача наукового ступеня доктора філософії Сокоринської Наталії
Василівни, представленої на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Товариство з обмеженою відповідальністю «Інформаційні системи захисту» виконує роботи по створенню комплексів технічного захисту інформації, оцінюванню захищеності інформації та виявленню закладних пристроїв згідно ліцензії Адміністрації Державної служби спеціального зв'язку та захисту інформації України (наказ про видачу ліцензії Адміністрації Державної служби спеціального зв'язку та захисту інформації України № 161 від 29.04.2022 року, № 441 від 17.08.2022 року).

При розробці архітектури завадозахищених засобів передачі даних реалізовано наступні наукові результати дисертаційної роботи Сокоринської Наталії Василівни «Інформаційна технологія підвищення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних з адаптивними кодами»:

1. Метод підвищення достовірності інформації у безпроводових системах передачі даних за рахунок адаптивного вибору розміру діаграм станів.

Суть методу полягає в оптимізації роботи кодера та декодера турбо коду шляхом використання запропонованого показника невизначеності декодування.

Результати моделювання підтверджують, що метод забезпечує вибір оптимального розміру діаграми станів кодера та декодера для досягнення заданих показників достовірності інформації, що підтверджується порівнянням з іншими відомими результатами.

Аналіз результатів моделювання показує, що при адаптивному збільшенні розміру діаграми станів кодера та декодера турбо коду відбувається зниження ймовірності помилки декодування. Зокрема, при збільшенні розміру діаграми $\tilde{N}$ з 100 до 1000 спостерігається помітне зменшення ймовірності бітової помилки: для відношення сигнал/шум = 1 дБ – ймовірність бітової помилки змінюється з $2 \cdot 10^{-1}$ по $6 \cdot 10^{-4}$ (8 ітерацій); для відношення сигнал/шум = 2 дБ – ймовірність бітової помилки змінюється з $8 \cdot 10^{-1}$ по 10^{-5} (8 ітерацій)

Наукова новизна: На відміну від відомих методів, адаптивний вибір розміру діаграм станів кодера та декодера турбо коду здійснюється залежно від відношення сигнал/шум у каналі та значень нормалізованої кількості змін знаку апостеріорно-априорних логарифмічних відносин функцій правдоподібності про передані біти даних.

2. Адаптивний метод оцінки достовірності інформації в умовах невизначеності.

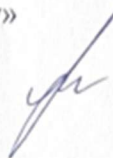
Сутність методу полягає в розрахунку показника невизначеності декодування, який є аналогом достовірності інформації, за рахунок за рахунок використання априорної та апостеріорної інформації декодера турбо кода та інформації при значення дисперсії завад.

Аналіз моделювання показує, що зі збільшенням ітерацій декодування та розміру блоку даних точність оцінки достовірності інформації, що розраховується декодером без зменшення пропускну здатності, наближається до оцінки достовірності з використанням додаткового службового каналу. Так, для $N = 1000$, 8 ітерацій декодування, відношення сигнал/шум рівного 1,4 дБ, значення ймовірності помилки декодування (при використанні додаткового службового каналу) дорівнює $5 \cdot 10^{-5}$, а значення показника невизначеності декодування (коефіцієнта помилок) – $9 \cdot 10^{-5}$.

Наукова новизна: На відміну від відомих результатів, за рахунок використання зміни знака априорних і апостеріорних функцій правдоподібності при ітеративному декодуванні та обліку значень дисперсії завад у параметрі каналної надійності, метод дозволяє отримувати значення достовірності інформації (коефіцієнт помилки) без використання додаткового службового каналу або додаткових методів аналізу без використання надмірності інформаційної послідовності.

Головний фахівець із захисту інформації
товариства з обмеженою відповідальністю
«Інформаційні системи захисту»

«06» жовтня 2025 р.



С.О. Ребенко