

Інститут телекомунікацій і глобального інформаційного простору
Національної академії наук України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Горлинський Борис Вікторович

УДК 004.415.3: 004.7(043)

ДИСЕРТАЦІЯ

**МЕТОДИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДОСТОВІРНОСТІ ІНФОРМАЦІЇ В
БЕЗПРОВОДОВИХ ЗАСОБАХ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ ЗА РАХУНОК
АДАПТИВНОГО КОДУВАННЯ**

05.13.06 – інформаційні технології
05 Технічні науки

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

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

Б.В. Горлинський

Науковий керівник
Зайцев Сергій Васильович,
доктор технічних наук, доцент

Київ – 2019

АНОТАЦІЯ

Горлинський Б.В. Методи забезпечення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних за рахунок адаптивного кодування. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.13.06 «Інформаційні технології». – Інститут телекомунікацій і глобального інформаційного простору Національної академії наук України, Київ, 2020.

Дисертація присвячена дослідженню актуальних проблем безпроводових засобів передачі даних (БЗПД), їх подальшого розвитку та підвищенню ефективності БЗПД в умовах впливу завад через забезпечення достовірності інформації за рахунок розробки методів на основі адаптивного кодування та їх використання.

В першому розділі дисертаційної роботи проаналізовано сучасний стан й перспективи розвитку БЗПД, основні фактори, що призводять до зниження достовірності передачі інформації в БЗПД, проаналізовано існуючі методи забезпечення достовірності інформації в БЗПД та поставлені завдання, які необхідно вирішити в дисертаційній роботі.

Проведений аналіз сучасного стану й перспектив розвитку БЗПД виявив необхідність забезпечення в них достовірності інформації та підвищення їх енергетичної ефективності за рахунок розробки відповідних методів на основі адаптивного кодування, та їх використання.

За результатами аналізу основних факторів, що призводять до зниження достовірності передачі інформації в БЗПД встановлено, що найбільш істотний вплив на характеристики переданих сигналів здійснюють швидкі селективні завмирання в каналі та потужні природні та навмисні завади, які являють обмежений по смузі частот адитивний білий гаусівський шум (АБГШ) з підвищеним рівнем спектральної щільності потужності.

Аналіз існуючих методів забезпечення достовірності інформації в БЗПД показав, що перспективними напрямками підвищення достовірності інформації є

застосування адаптивних систем, кодових конструкцій на основі турбо кодів, кодів Боуза-Чоудхури-Хоквінгема (БЧХ), кодів Хемінга, технологій розширення спектра сигналу та технології МІМО (Multiple Input – Multiple Output).

Таким чином, аналіз сучасного стану й перспектив розвитку БЗПД та існуючих методів забезпечення достовірності інформації БЗПД показав, що перспективним напрямком вирішення задачі забезпечення достовірності інформації в умовах впливу різноманітних завад є розробка та застосування відповідних методів на основі адаптивного кодування.

В другому розділі формалізовано процес адаптивної зміни структури кодів БЗПД за допомогою якого розроблено метод забезпечення достовірності інформації в БЗПД на основі адаптації кодових конструкцій. Сутність методу полягає у комбінованій адаптації різних завадостійких кодів на основі кодів Ріда-Соломона, БЧХ-кодів та багатокomпонентних турбо кодів з метою забезпечення достовірності інформації та зменшення при цьому складності реалізації пристроїв кодування/декодування.

Відмінність розробленого методу від існуючих, що визначає його наукову новизну, полягає в застосуванні різних за структурою завадостійких кодів, від більш простих до більш складних, в залежності від відношення сигнал-шум в каналі, що призводить до забезпечення заданих характеристик достовірності інформації та спрощення варіантів синтезу моделей БЗПД, особливо за умов нестационарних завад.

Ефект від впровадження полягає в тому, що результати розрахунку складності реалізації методу забезпечення достовірності інформації в БЗПД на основі адаптивного кодування показали, що впровадження адаптивного вибору кодів Ріда-Соломона, БЧХ-кодів та багатокomпонентних турбо кодів для заданої ймовірності бітової помилки дозволили забезпечити задану достовірність інформації та зменшити кількість елементарних операцій цифрових сигнальних процесорів при цифровій обробці кодованих даних на 39 – 46 % у випадку впливу нестационарних навмисних завад при зміні відношення сигнал-завада з 6 до 1 дБ.

В третьому розділі проаналізовано основні алгоритми декодування турбо кодів: алгоритм декодування по максимуму апостеріорної ймовірності Map, алгоритм декодування Max Log Map, алгоритм декодування Log Map. В алгоритмах декодування турбо кодів при розрахунку параметра каналної “надійності” враховано вплив навмисних завад: завади у відповідь, шумової завади, шумової загороджувальної завади, шумової завади в частині смуги.

Розроблено обчислювальний метод нечіткого декодування багатокомпонентних турбо кодів в БЗПД. Сутність методу полягає у використанні функцій приналежності та логарифмічних відношень функцій правдоподібності при декодуванні двох- та трьохкомпонентних турбо кодів за допомогою алгоритму Max Log Map з метою забезпечення заданих показників достовірності інформації та підвищення енергетичної ефективності БЗПД за рахунок динамічної зміни функції приналежності при розрахунку перехідних метрік. Відмінність розробленого методу від існуючих, що визначає його наукову новизну, полягає у застосуванні функцій приналежності при розрахунку перехідних рекурсій у алгоритмах декодування турбо кодів.

Для оцінки ефективності запропонованого методу приведені графічні залежності середньої ймовірності бітової помилки від відношення сигнал-завада отримані за допомогою імітаційного моделювання зміни функції приналежності в алгоритмах декодування турбо кодів. Використання методу за рахунок впровадження функцій приналежності дозволяє одержати енергетичний виграш 0,2–0,8 дБ при забезпеченні заданого значення достовірності інформації в БЗПД у порівнянні з відомими методами.

Для вибору структури та параметрів кодів у четвертому розділі розроблено метод підготовки первинної інформації для адаптивних БЗПД. Представлено математичний апарат аналізу оптимальної стратегії завад, обґрунтовано ефективність застосування запропонованого методу та проведено аналіз основних етапів моделювання адаптивних БЗПД.

Сутність методу підготовки первинної інформації для адаптивних БЗПД полягає у використанні нових аналітичних залежностей середньої ймовірності

бітової помилки декодування для блокових кодів та кодів Ріда-Соломона, визначенні середньої ймовірності бітової помилки декодування для турбо кодів шляхом імітаційного моделювання для різних стратегій завад, порівнянні отриманих значень середньої ймовірності бітової помилки декодування з пороговим значенням та визначенні за запропонованим алгоритмом кодових конструкцій для забезпечення заданих показників достовірності інформації в БЗПД та підвищення її енергетичної ефективності. Відмінність розробленого методу від існуючих, що визначає його наукову новизну, полягає в збільшенні мірності простору кодів та завад, в використанні нових аналітичних співвідношень для розрахунку середньої ймовірності бітової помилки з урахуванням параметрів завад та використанні трьохкомпонентного турбо коду.

Для оцінки ефективності запропонованого методу приведені графічні залежності середньої ймовірності бітової помилки від відношення сигнал-завада отримані за допомогою нових аналітичних залежностей для розрахунку середньої ймовірності бітової помилки декодування для блокових кодів Хеммінга, БЧХ-кодів, кодів Ріда-Соломона та імітаційного моделювання імовірнісних характеристик завадозахищеності двохкомпонентних та трьохкомпонентних турбо кодів. Використання методу за рахунок впровадження отриманих нових аналітичних залежностей із врахуванням параметрів завад дозволяє забезпечити задані показники достовірності інформації в БЗПД, при цьому енергетичний виграш кодування за рахунок використання трьох компонентного турбо коду складає 0,8 дБ у порівнянні з відомими методами.

Ключові слова: достовірність інформації, безпроводові засоби передачі даних, завадостійкі коди, турбо код, адаптація, алгоритми декодування, завади.

ABSTRACT

Horlynskyi Borys. Methods for ensuring the reliability of information in the wireless data transmission device adaptive coding. – Manuscript.

Dissertation research for degree of PhDs. by specialty 05.13.06 «Information Technologies». – Institute of Telecommunications and Global Information Space of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, 2020.

The dissertation is devoted to the research of topical problems of wireless data transmission device (WDTD), their further development, and increase of efficiency of WDTD in the conditions of interference of interferences by ensuring the reliability of information through the development of methods based on adaptive coding and their use.

In the first section of the dissertation was analyzed the current state and prospects for the development of the WDTD, the main factors that lead to a decrease in the reliability of information transmission in the WDTD, analyzed the existing methods for ensuring reliability of information in the WDTD and was set tasks that are needed to be solved in the dissertation.

The conducted analysis of the current state and prospects of the WDTD development revealed the need to ensure the reliability of information in them and to increase their energy efficiency by developing appropriate methods based on adaptive coding, and their use.

The results of the analysis of the main factors that lead to a decrease in the reliability of transmission of information in the WMDT revealed that the most significant influence on the characteristics of the transmitted signals is carried out by rapid selective fading in the channel and powerful natural and intentional interferences which are limited bandwidth additive white Gaussian noise (AWGS) with high power spectral density.

An analysis of the existing methods for ensuring the reliability of information in the WDTD showed that promising directions for improving the reliability of information are the use of adaptive systems, based on turbo codes code structures,

Bose-Chowdhury-Hawkingham's (BCH) codes, Heming's codes, signal spread technologies and MIMO technologies (Multiple Input - Multiple Output).

Thus, an analysis of the current state and prospects of the development of WDTD and existing methods of ensuring the reliability of WDTD information showed that the development and application of appropriate methods based on adaptive coding is a promising direction of solving the problem of ensuring the information reliability in the context of various unintended and intentional interferences.

The second section formalizes the process of adaptive change in the structure of the WDTD codes, with the help of which was developed a method of ensuring the reliability of information in WDTD based on the adaptation of code structures. The essence of the method lies in the combined adaptation of various noise immunity codes based on Reed-Solomon's codes, BCH codes and multi-component turbo codes to ensure the reliability of the information and to reduce the complexity of implementation of the encoding / decoding devices.

The difference between the developed method and the existing ones, which determines its scientific novelty, is the application of different, structure's different noise-resistant codes, from simpler to more complex ones, depending on the signal-to-noise ratio in the channel, which leads to providing the given characteristics of reliability of information and simplification options of synthesis models of WDTD, especially in the case of non-stationary interference.

The effect of the implementation is that the results of calculating the complexity of the implementation of the method of ensuring the reliability of information in the WDTD based on adaptive coding showed that the implementation of the adaptive selection of Reed-Solomon's codes, BCH's codes and multicomponent turbo codes for a given probability of providing bit error and reduce the number of elementary operations of digital signal processors in the digital processing of encoded data by 39 - 46% in the case of influence of non-stationary intent they do not interfere with changing the signal-to-noise ratio from 6 to 1 dB.

The third section analyzes the basic algorithms for decoding turbo codes: the decoding algorithm for maximum posterior probability Map, the Max Log Map

decoding algorithm, the Log Map decoding algorithm. In the algorithms for decoding the turbo codes when calculating the parameter of channel "reliability" taking into account the effect of intentional interference: answer interference, noise interference, noise barrier interference, noise interference in part of the strip.

Was developed the computational method of fuzzy decoding of multicomponent turbo codes in WDTD. The essence of the method is to use the membership functions and the logarithmic relations of the likelihood functions when decoding two- and three-component turbo codes using the Max Log Map algorithm with the purpose of providing the given indicators of reliability of information and improving the energy efficiency of the WDTD due to the dynamic change of the membership function in the calculation of transition metrics. The difference between the developed method and the existing one, which determines its scientific novelty, is the application of membership functions in the calculation of transient recursions in the turbo code decoding algorithms.

To evaluate the efficiency of the proposed method are given the graphical dependences of the average probability of a bit error on the signal-to-noise ratio are obtained by simulation modeling of the change in the membership function in the turbo code decoding algorithms. The use of the method due to the introduction of membership functions allows to obtain an energy gain of 0.2–0.8 dB while providing the set value of the reliability of information in the WDTD while comparing to the known methods.

In order to select the structure and parameters of the codes, the method of preparation of the primary information for adaptive WDTD is developed in the fourth section. Presented the mathematical apparatus for the analysis of the optimal interference strategy, the efficiency of application of the proposed method is substantiated, and the basic stages of modeling of adaptive WDTD are analyzed.

The essence of the method of preparation of primary information for adaptive WDTD is to use new analytical dependencies of the average probability of a bit decoding error for block codes and Reed-Solomon's codes, determined the average probability of a bit error of decoding for turbo codes by simulation modeling for

different interference strategies, a bit error decoding threshold and determining the proposed algorithm code structures to provide set indicators of the reliability of information in the WDTD and increase its energy efficiency. The difference between the developed method and the existing one, which determines its scientific novelty, is to increase the dimensionality of the code and interference space, to use new analytical ratios to calculate the average probability of a bit error, taking into account the parameters of interferences, and to use a three-component turbo code.

To evaluate the effectiveness of the proposed method, are given the graphical dependences of the average probability of a bit error on the signal-to-noise ratio that are obtained using new analytical dependencies to calculate the average probability of a bit error of decoding for block Hamming`s codes, BCH`s codes, Reed-Solomon`s codes and simulation modeling of the probabilistic characteristics of noise immunity of two-component and three-component turbo codes. The use of the method by introducing the new analytical dependencies obtained, taking into account the parameters of the interferences, allows to provide the specified indicators of reliability of information in the WDTD, with the energy gain of coding due to the use of three-component turbo codes is 0.8 dB compared with the known methods.

Keywords: reliability of information , wireless data transmission device, noise immunity codes, turbo code, adaptation, decoding algorithms, interference.

Список опублікованих праць за темою дисертації

Праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1. Зайцев С. Дослідження методів підвищення достовірності інформації сучасних безпілотних авіаційних комплексів / Зайцев С., Башинська О., Камак Ю., Горлинський Б. // Технічні науки та технології. – 2016. – № 4 (6). – С. 97–106.
2. Горлинський Б.В. Інформаційна технологія синтезу моделей безпроводових засобів передачі даних на основі адаптивного кодування / Горлинський Б.В. // Математичні машини і системи / – 2017. – № 3. – С. 74–81.
3. 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.
4. Б.В. Горлинський. Формалізація процесу математичного моделювання адаптивної зміни структури кодів в безпроводових засобах передачі даних / Б.В. Горлинський, С.В. Зайцев, С.П. Казнадій, Л.І. Зайцева // Екологічна безпека та природокористування. – 2019. – Вип. 3 (31). – С. 64–78.
5. Горлинський Б.В. Метод підготовки первинної інформації для адаптивних безпроводових засобів передачі даних / Горлинський Б.В., Зайцев С.В. // Математичне моделювання в економіці. – 2019. – № 4. – С. 5–15.
6. С. П. Ливенцев. Анализ сложности Map, Max Log Map и Log Map алгоритмов декодирования турбокодов при декодировании бита информации / С. П. Ливенцев, С. В. Зайцев, Б. В. Горлинский // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення систем захисту інформації в Україні. – 2006. – Вип. 1(12). – С. 125–134.
7. С. В. Зайцев. Оценка сложности реализации алгоритмов декодирования турбокодов, минимизирующих вероятность ошибочного бита, при декодировании бита информации на цифровых сигнальных процессорах / С. В. Зайцев, С. П. Ливенцев, Б. В. Горлинский // Правове, нормативне та

метрологічне забезпечення систем захисту інформації в Україні. – 2006. – Вип. 2(13). – С. 183–188.

8. С. В. Зайцев. Имитационное моделирование характеристик помехоустойчивости системы передачи информации с турбокодами / С. В. Зайцев, С. П. Ливенцев, Б. В. Горлинский [и др.] // Зв'язок. – 2006. – № 7. – С. 38–42.

9. С. П. Лівенцев. Дослідження впливу навмисних завад на відомчі системи радіозв'язку при когерентному прийомі сигналів для каналів зв'язку з білим шумом / С. П. Лівенцев, С. В. Зайцев, Б. В. Горлинський // Збірник наукових праць ВІТІ НТУУ “КПІ”. – 2006. – Вип. 3. – С. 37-44.

Праці, що засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

10. Б.В. Горлинський. Комбінована адаптація блокових кодів та багатокомпонентних турбокодів в безпроводових системах передачі даних / Б.В. Горлинський // Безпека інформації у інформаційно-телекомунікаційних системах. Матеріали XIX Міжнародної науково-практичної конференції. – Київ, 25–26 травня 2017. – Вип. 19. – С. 215–216.

11. С.В. Зайцев. Модифікований метод декодування багатокомпонентних турбо кодів / С.В. Зайцев, Б.В. Горлинський // Математичне та імітаційне моделювання систем. МОДС 2017. Тези доповідей Дванадцятої міжнародної науково-практичної конференції. – Чернігів, 26–29 червня 2017. – С. 324–327.

12. Б.В. Горлинський. Математичне моделювання забезпечення достовірності безпроводових засобів передачі даних за рахунок адаптивного кодування / Б.В. Горлинський // Матеріали науково-практичної конференції «Інформаційно–телекомунікаційні системи і технології та кібербезпека: нові виклики, нові завдання». – Київ, 19–20 листопада 2019. – С. 142–143.

13. Горлинський Б.В. Нечітке декодування багатокомпонентних турбо кодів в безпроводових засобах передачі даних / Горлинський Б.В. // Сучасні інформаційні технології управління екологічною безпекою, природокористуванням, заходами в надзвичайних ситуаціях: актуальні питання // Колективна монографія за матеріалами XVII Міжнародної науково-практичної

конференції (Київ, 01-02 жовтня 2019 р.) / За заг. ред. С.О. Довгого. – К.: ТОВ «Видавництво «Юстон», – 2019. –С. 155–158.

14. Пат. на корисну модель № 33338, МПК H03M 13/37. Пристрій оптимізації процесу турбодекодування при низьких значеннях відношення сигнал-шум в каналі / Артюх О. І., Лівенцев С. П., Зайцев С. В., Кувшинов О. В., Горлинський Б. В.; заявл. 21.02.08; опубл. 25.06.08, Бюл. № 12.

15. Пат. на корисну модель № 52574, МПК H03M 13/00. Пристрій перетворення логарифмічних відношень функцій правдоподібності в декодерах для прийняття рішення про прийнятий біт інформації / Зайцев С. В., Горлинський Б. В., Лівенцев С. П.; заявл. 12.04.10; опубл. 25.08.10, Бюл. № 16.

16. Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір № 33677. Комп'ютерна програма «Имитационная модель физического уровня программируемой радиостанции с многокомпонентными турбо кодами» / Горлинський Б.В., Зайцев С.В., Лівенцев С.П.; зареєстроване 10.06.2010.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	15
ВСТУП	17
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ МЕТОДІВ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДОСТОВІРНОСТІ ІНФОРМАЦІЇ В БЕЗПРОВОДОВИХ ЗАСОБАХ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ	23
1.1. Аналіз сучасного стану й перспектив розвитку безпроводових засобів передачі даних	23
1.2. Аналіз основних факторів, що призводять до зниження достовірності передачі інформації в безпроводових засобах передачі даних	29
1.3. Аналіз існуючих методів забезпечення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних	41
1.4. Формулювання науково-прикладної задачі й часткових завдань дисертаційного дослідження	54
Висновки.....	56
РОЗДІЛ 2. МЕТОД ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДОСТОВІРНОСТІ ІНФОРМАЦІЇ В БЕЗПРОВОДОВИХ ЗАСОБАХ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ НА ОСНОВІ АДАПТАЦІЇ КОДОВИХ КОНСТРУКЦІЙ	58
2.1. Формалізація процесу адаптивної зміни структури кодів в безпроводових засобах передачі даних	58
2.2. Метод забезпечення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних на основі адаптації кодових конструкцій	67
Висновки	85
РОЗДІЛ 3. ОБЧИСЛЮВАЛЬНИЙ МЕТОД НЕЧІТКОГО ДЕКОДУВАННЯ БАГАТОКОМПОНЕНТНИХ ТУРБО КОДІВ В БЕЗПРОВОДОВИХ ЗАСОБАХ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ	86
3.1. Аналіз основних алгоритмів декодування турбокодів	86
3.2. Обчислювальний метод нечіткого декодування	

багатокомпонентних турбо кодів в безпроводових засобах передачі даних	100
3.3. Обґрунтування ефективності запропонованого методу.....	109
Висновки.....	115
РОЗДІЛ 4. МЕТОД ПІДГОТОВКИ ПЕРВИННОЇ ІНФОРМАЦІЇ ДЛЯ АДАПТИВНИХ БЕЗПРОВОДОВИХ ЗАСОБІВ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ	117
4.1. Математичний апарат аналізу оптимальної стратегії завад	117
4.2. Метод підготовки первинної інформації для адаптивних безпроводових засобів передачі даних	148
4.3. Обґрунтування ефективності запропонованого методу	153
4.4. Аналіз основних етапів моделювання адаптивних безпроводових засобів передачі даних	157
Висновки	171
ВИСНОВКИ	172
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	174
Додаток А. Список опублікованих праць за темою дисертації.....	191
Додаток Б. Відомості про апробацію результатів дисертації.....	194
Додаток В. Акти впровадження	195
Додаток Г. Патенти та свідоцтва.....	203

....

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

CRC – Cyclic Redundancy Check (циклічний надмірний код).

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers (інститут інженерів по електротехніці і електроніці).

LDPC – Low-density parity-check code (коди з малою щільністю перевірок на парність).

LTE – Long Term Evolution (стандарт довготермінової еволюції).

MAP – Maximum a posteriori probabilities (максимум апостеріорної ймовірності).

MIMO – Multiple Input Multiple Output (технологія багатоелементних антен).

OFDM – Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (ортогонально-частотне мультиплексування).

UMTS – Universal Mobile Telecommunication System (технологія стільникового зв'язку 3-го покоління 3G).

WMAN – Wireless Metropolitan Area Networks (безпроводові мережі у масштабі міста).

WiMAX – Worldwide Interoperability for Microwave Access (світова мережа швидкополосного безпроводового доступу).

АБГШ – адитивний білий гаусівський шум.

БЗПД – безпроводові засоби передачі даних.

БЧХ – коди Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема.

ВСЗ – відношення сигнал-завада.

ВСШ – відношення сигнал-шум.

ДНКЗ – дискретно-неперервний канал зв'язку.

ЕВК – енергетичний виграш кодування.

ЕОМ – електронно-обчислювальна машина.

ЗВ – завада у відповідь.

ЛВФП – логарифмічне відношення функцій правдоподібності.

ГПВП – генератор псевдовипадкової послідовності.

ППРЧ – псевдовипадкова перебудова робочої частоти.

РС – коди Ріда-Соломона.

РСЗК – рекурсивні систематичні згорткові коди.

ТК – турбокод.

УКК – узагальнені каскадні коди.

ШЗЗ – шумова загороджувальна завада.

ШЗЧС – шумова завада в частині смуги.

ВСТУП

Актуальність теми. Безпроводові засоби передачі даних (БЗПД) забезпечують обмін даними між абонентами, що можуть виконувати єдине завдання в умовах активного радіоелектронного впливу [1]. Важливим показником, що характеризує ефективність функціонування таких БЗПД, є здатність системи забезпечувати задану достовірність прийому інформації в умовах впливу завад різного походження, у тому числі і навмисних, які характеризуються високою спектральною щільністю потужності. Ефективним напрямком протидії завадам є застосування в БЗПД технологій розширення спектра сигналу та кодових конструкцій.

На даний час методи забезпечення достовірності інформації в БЗПД досить глибоко й широко досліджені в наукових працях вітчизняних та іноземних авторів [2-55], серед яких найбільш відомі наступні вчені: А. Г. Зюко, Д. Д. Кловський, М. Л. Теплов, Л. М. Фінк, Л. Є. Варакін, В. Л. Банкет, В. В. Квашенников, В. І. Борисов, С. В. Зайцев, В. В. Казимир, К. Шеннон, Д. Форні, Ф. Дж. Мак-Вільямс, К. Берроу, Л. Хензо, А. Голдсмит, М. Валенті та ін.

Однак недостатньо досліджені та вимагають додаткового вивчення наступні задачі:

- створення нових та вдосконалення існуючих методів забезпечення достовірності інформації в БЗПД;
- розвиток, ефективне використання обчислювальних методів стосовно вирішення задач забезпечення достовірності, проектування, виготовлення та експлуатації об'єктів нової техніки та нових технологій;
- модифікація та спеціалізація існуючих обчислювальних методів з метою підвищення їх ефективності, створення і дослідження нових обчислювальних методів і алгоритмів, що враховують особливості функціонування БЗПД;
- розробка ефективних методів адаптивного завадостійкого кодування для забезпечення заданих характеристик достовірності інформації в каналах з

підвищеним рівнем шуму та завадами з врахуванням нечітких правил прийняття рішень;

– в системах з параметричною адаптацією у випадку підвищення рівнів шумів та завад до певного рівня забезпечення заданих характеристик достовірності інформації стає неможливим, тому постає питання застосування багаторівневої адаптації, причому не тільки параметрів, а й структури кодів.

Тому у дисертації вирішується актуальна науково-прикладна задача, що має важливу наукову, практичну й технічну спрямованість при створенні перспективних БЗПД – забезпечення достовірності інформації в БЗПД за рахунок розробки методів на основі адаптивного кодування.

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

Напрямки досліджень дисертаційної роботи пов'язані з реалізацією розпорядження Кабінету Міністрів України від 15.05.2013 року №386-р «Про схвалення Стратегії розвитку інформаційного суспільства в Україні». Дисертаційну роботу виконано згідно плану науково-дослідних робіт Інституту телекомунікацій і глобального інформаційного простору НАН України у рамках бюджетної теми: «Розробка методологічних засад інтеграції інформаційно-комунікаційних систем на базі єдиної інформаційної платформи» (№ ДР 0117U000002), бюджетної програми направленої на розвиток державної системи спеціального зв'язку, а саме, науково-дослідна робота, шифр «Рута» (№ ДР 0117U000086Т) та дослідно-конструкторська робота, шифр «Турія» (№ ДР 0119U000009ЦТ), а також науково-дослідної роботи «Інформаційна технологія забезпечення сталої достовірності інформації в мережах Інтернету речей» (№ ДР 0118U006996).

Мета і задачі дослідження. Мета дисертаційної роботи полягає у підвищенні ефективності БЗПД в умовах впливу завад через забезпечення достовірності інформації за рахунок розробки методів на основі адаптивного кодування та їх використання.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі задачі:

1) Проаналізувати існуючі методи забезпечення достовірності інформації в БЗПД.

2) Розробити на основі адаптації кодових конструкцій метод забезпечення достовірності інформації в БЗПД.

3) Розробити та реалізувати у програмному виді обчислювальний метод нечіткого декодування багатокомпонентних турбо кодів в БЗПД.

4) Розробити метод підготовки первинної інформації для адаптивних БЗПД.

Об'єкт дослідження – процеси формування і переробки кодованих даних у безпроводових засобах передачі даних.

Предмет дослідження – забезпечення достовірності інформації у безпроводових засобах передачі даних.

Методи дослідження. Для вирішення поставлених задач були використані такі методи: *для розроблення методу забезпечення достовірності інформації в БЗПД на основі адаптації кодових конструкцій* – методи теорії управління, кодування, прийняття рішень, адаптивних систем, оптимізації, зв'язку, теорії мереж Петрі; *для розробки обчислювального методу нечіткого декодування багатокомпонентних турбо кодів в БЗПД* – методи імітаційного моделювання, об'єктно-орієнтованого програмування, теорії ймовірності, математичної статистики, теорії завадостійкого кодування, теорії інформації, *для розробки методу підготовки первинної інформації для адаптивних БЗПД* – методи теорії модульованих сигналів, теорії завадостійкого кодування, теорії інформації.

Наукова новизна отриманих результатів.

1. Вперше запропоновано метод забезпечення достовірності інформації в БЗПД на основі адаптації різних кодових конструкцій, що дозволить забезпечити задані показники достовірності інформації та зменшити кількість елементарних операцій цифрових сигнальних процесорів при цифровій обробці кодованих даних. Відмінність розробленого методу від існуючих, що визначає його новизну, полягає в застосуванні різних за структурою завадостійких кодів, від більш простих до більш складних, в залежності від відношення сигнал-шум в

каналі, що призводить до забезпечення заданих характеристик достовірності інформації та спрощення варіантів синтезу моделей БЗПД, особливо за умов нестационарних навмисних завад.

2. Вперше запропоновано обчислювальний метод нечіткого декодування багатокомпонентних турбо кодів в БЗПД, що дозволить забезпечити задані показники достовірності інформації та підвищити енергетичну ефективність БЗПД на 0,2–0,8 дБ у порівнянні з відомими методами. Розроблений метод, на відміну від наявних, використовує функції приналежності при розрахунку перехідних рекурсій та логарифмічних відношень функцій правдоподібності у алгоритмах декодування турбо кодів.

3. Вперше запропоновано метод підготовки первинної інформації для адаптивних БЗПД, що дозволить забезпечити задані показники достовірності інформації в БЗПД, при цьому енергетичний виграш складає 0,8 дБ у порівнянні з відомими методами. Розроблений метод, на відміну від наявних, збільшує мірність простору кодів та завад, а також використовує нові аналітичні співвідношення для розрахунку середньої ймовірності бітової помилки з урахуванням параметрів завад та використання трьохкомпонентного турбо коду.

Практичне значення отриманих результатів полягає в тому, що наведені вище наукові результати у своїй сукупності створюють нову інформаційну технологією забезпечення достовірності інформації в БЗПД за рахунок адаптивного кодування, що дозволяє оптимізувати та підвищити ефективність застосування методів забезпечення достовірності інформації в БЗПД на етапах їх проектування, виготовлення і експлуатації.

Впровадження результатів роботи може дозволити:

- моделювати, визначати параметри та виготовляти БЗПД з використанням новітніх цифрових технологій;
- кількісно оцінювати методи забезпечення достовірності інформації в БЗПД в умовах різних завад;
- підвищувати достовірність інформації та енергетичну ефективність БЗПД;

– спростити та знизити вартість робіт при дослідженні, проектуванні і виготовленні БЗПД.

Отримані результати досліджень впроваджені в роботах Товариства з обмеженою відповідальністю «Інформаційна безпека» при розробці архітектури заводозахищених засобів передачі даних, Товариства з обмеженою відповідальністю «НікС» для моделювання та створення захищеної мережі передачі даних, що підтверджено відповідними актами впровадження.

Особистий внесок здобувача. Основні ідеї дисертації та отримані результати, як теоретичні, так і практичні (у тому числі конкретні реалізації цих результатів у вигляді програмних продуктів), належать особисто здобувачеві. Зі спільних публікацій особисто здобувачеві належить наступне: в [56] – аналіз методів модуляції та розширення спектру сигналу сучасних безпілотних авіаційних комплексів; в [59] – вибір кодових конструкцій та формалізація процесу адаптивної зміни структури кодів; в [60] – отримання основних аналітичних залежностей; в [61,62] – дослідження основних алгоритмів декодування турбо кодів, отримання аналітичних залежностей для розрахунку кількості елементарних операції цифрового сигнального процесора для реалізації декодування; в [63] – імітаційне моделювання та визначення оптимальних параметрів турбо кода; в [64] – математичне моделювання впливу завад на відомчі системи радіозв'язку; в [66] – запропоновано використання функцій приналежності в алгоритмах декодування турбо кодів; в [69-71] – моделювання характеристик достовірності інформації з використанням різних алгоритмів декодування турбо кодів. Роботи [57,58,65,67,68] виконувались без співавторів.

Зі спільних публікацій у дисертаційну роботу включені тільки результати, отримані автором самостійно.

Апробація результатів роботи. Основні наукові результати досліджень доповідалися на 19-й міжнародній науково-практичній конференції «Безопасность информации в информационно-телекоммуникационных системах» (м. Київ, 2017 р.), 12-й міжнародній науково-практичній конференції

«Математичне та імітаційне моделювання систем. МОДС 2017» (м. Чернігів, 2017 р.), 18-й міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні інформаційні технології управління екологічною безпекою, природокористуванням, заходами в надзвичайних ситуаціях» (м. Київ, 2019), науково-практичній конференції «Інформаційно–телекомунікаційні системи і технології та кібербезпека: нові виклики, нові завдання» (м. Київ, 2019).

Публікації. Основні результати дисертаційної роботи опубліковані у 16 наукових роботах, у тому числі 9 статтях, з них 5 статей у наукових виданнях, які входять до міжнародних наукометричних баз, 4 статті у фахових виданнях України з технічних наук, 2 патенти на корисну модель, 1 авторське свідоцтво на комп'ютерну програму, 4 публікації у матеріалах міжнародних та всеукраїнських конференцій, 2 статті опубліковано без співавторів.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ МЕТОДІВ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДОСТОВІРНОСТІ ІНФОРМАЦІЇ В БЕЗПРОВОДОВИХ ЗАСОБАХ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ

1.1. Аналіз сучасного стану й перспектив розвитку безпроводових засобів передачі даних

В останні десятиліття БЗПД активно розвиваються. На теперішній час в БЗПД використовують дві основні 4G-технології: Mobile WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) и LTE (Long Term Evolution).

WiMAX – телекомунікаційна технологія, розроблена з метою надання універсального безпроводового зв'язку на великих відстанях для широкого спектру пристроїв (від робочих станцій і портативних комп'ютерів до мобільних телефонів). Заснована на стандарті IEEE 802.16, який також називають WMAN (Wireless Metropolitan Area Networks) [72-81].

Ця технологія відноситься до мереж 4-го покоління 4G. Існують два різновиди WiMAX:

- 802.16-2004 (відомий також як 802.16d і фіксований WiMAX). Специфікація затверджена в 2004 році. Використовується ортогонально-частотне мультиплексування (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM)), підтримується фіксований доступ в зонах з наявністю або відсутністю прямої видимості. Призначені для користувача пристрої являють собою стаціонарні модеми для встановлення поза і всередині приміщень, а також PCMCIA-карти (Personal Computer Memory Card International Association) для ноутбуків. У більшості країн під цю технологію відведені діапазони 3,5 і 5 ГГц.

- 802.16-2005 (відомий також як 802.16e і мобільний WiMAX). Специфікація затверджена в 2005 році. Це новий виток розвитку технології фіксованого доступу 802.16d. Оптимізована для підтримки мобільних користувачів версія підтримує ряд специфічних функцій, таких як хендовер, idle mode і роумінг. Застосовується масштабований OFDM-доступ (Scalable

Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Access (SOFDMA), можлива робота при наявності або відсутності прямої видимості. Плановані частотні діапазони для мереж Mobile WiMAX такі: 2,3-2,5; 2,5-2,7; 3,4-3,8 ГГц.

Основна відмінність двох технологій полягає в тому, що фіксований WiMAX дозволяє обслуговувати тільки «статичних» абонентів, а мобільний орієнтований на роботу з користувачами, що пересуваються зі швидкістю до 150 км/г. Мобільність означає наявність функцій роумінгу і перемикання між базовими станціями при пересуванні абонента (як в мережах стільникового зв'язку) без втрати якості зв'язку. В окремому випадку мобільний WiMAX може застосовуватися і для обслуговування фіксованих користувачів. Основні характеристики стандартів наведені в Таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Порівняльна характеристика стандартів

Стандарт	Використання	Пропускна здатність	Радіус дії	Частоти
802.16d	WMAN	до 75Мбіт/с	25-80 км	1,5-11ГГц
802.16e	MOBILE WMAN	до 40Мбіт/с	1-5 км	2,3-13,6 ГГц

Згадана модель передбачає об'єднану архітектуру мережі (Рис. 1.1) з підтримкою фіксованого, переміщуваного і мобільного доступу [72-81].

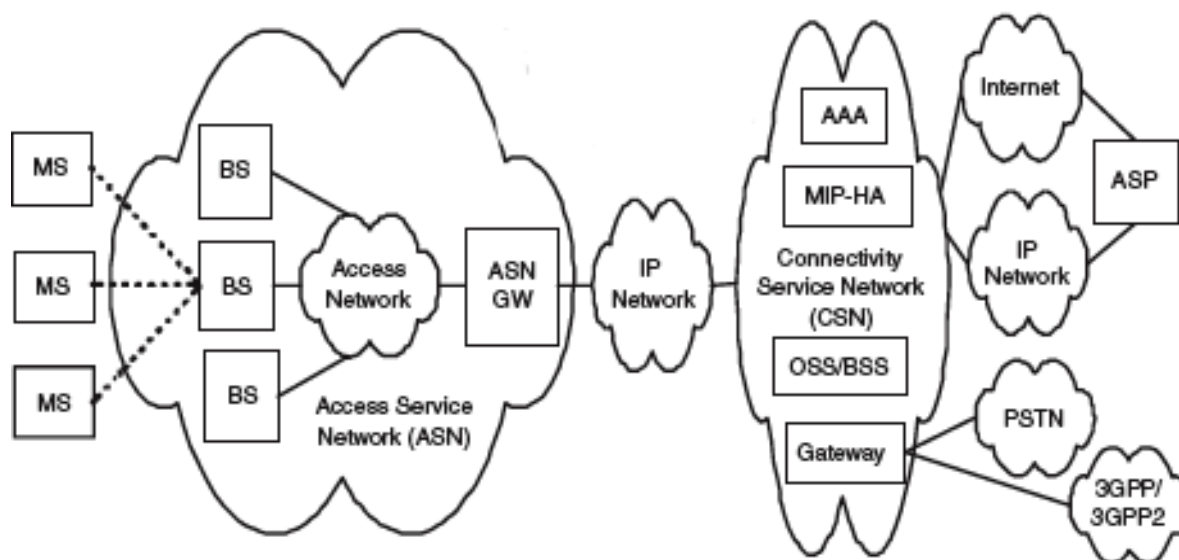


Рис. 1.1. Архітектура мережі WiMAX

Модульний характер даної архітектури і її гнучкість дозволяє створювати мережі різного масштабу.

Архітектура мережі WiMAX складається з наступних елементів:

- ASN GW – шлюз мережі Access Service Network (ASN Gateway).
- MIP-HA – домашній агент Mobile IP (Home agent Mobile Internet Protocol).
- OSS – системи мережевого управління (Operational Support Systems).
- ASP – провайдер сервісних додатків (Application Service Provider).
- CSN – мережа підключення до послуг (Connectivity Service Network).
- BS – базова станція (Base Station). Основним завданням є встановлення, підтримання та роз'єднання радіо з'єднань. Крім того, виконує обробку сигналізації, а також розподіл ресурсів серед абонентів.
- MS – станція користувача (мобільна) (Mobile Station).

LTE – найшвидша технологія передачі даних в безпроводових мережах. Цей стандарт розроблений і затверджений міжнародним партнерським об'єднанням 3 GPP (Generation Partnership Project) для побудови безпроводового зв'язку 4G. Базуючись на IP-технології, LTE передбачає теоретичну пропускну здатність до 326,4 Мбіт/с на прийом і до 172.8 Мбіт/с на передачу. При цьому радіус кожної окремо взятої базової станції при оптимальних умовах становить близько 5 км, в разі необхідності радіус можна збільшити до кількох десятків кілометрів за рахунок підняття антени, і він може скласти 30 км або навіть 100 км [72-76].

На теперішній час є два варіанти побудови мереж LTE:

- розгортати мережі LTE поверх існуючих систем 2-го і 3-го покоління (2G та 3G);
- будувати мережі радіодоступу RAN (Radio Access Network) з підтримкою різних стандартів, в тому числі LTE, 2G і 3G в одній базовій станції.

Мережа LTE складається з двох найважливіших компонентів [79-83]: мережі радіодоступу E-UTRAN (Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network) і базової мережі SAE (System Architecture Evoluton) (Рис. 1.2).

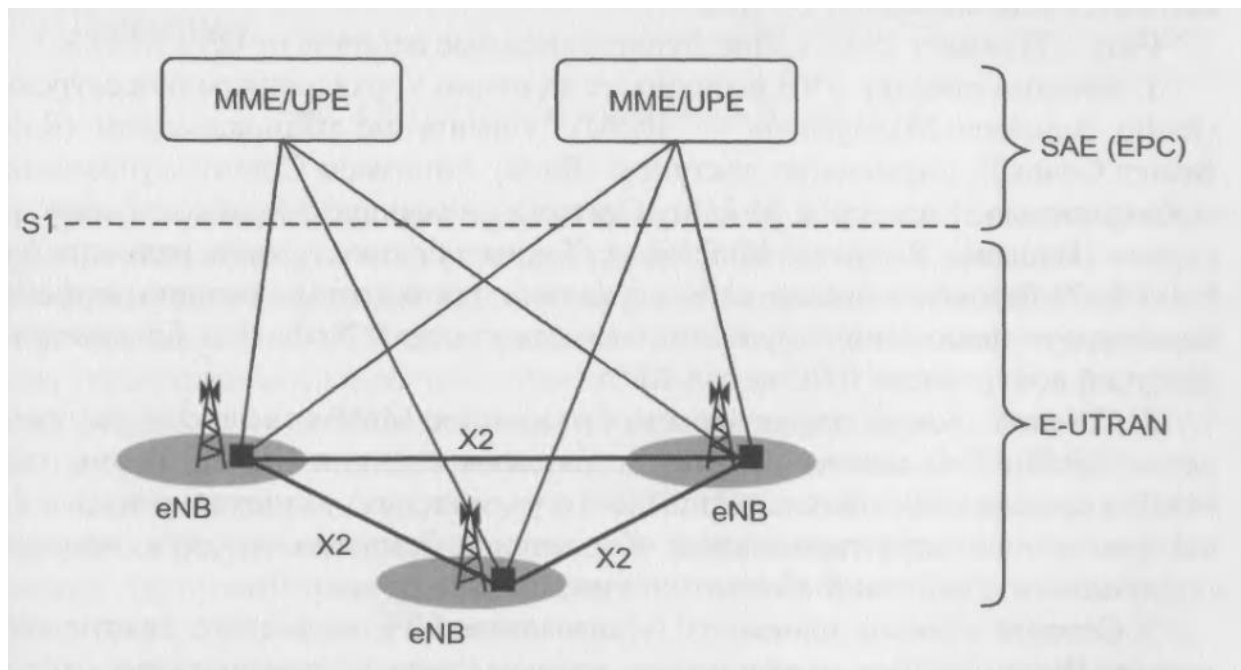


Рис. 1.2. Взаємодія E-UTRAN і SAE

Архітектура базової мережі SAE представлена на рисунку 1.3.

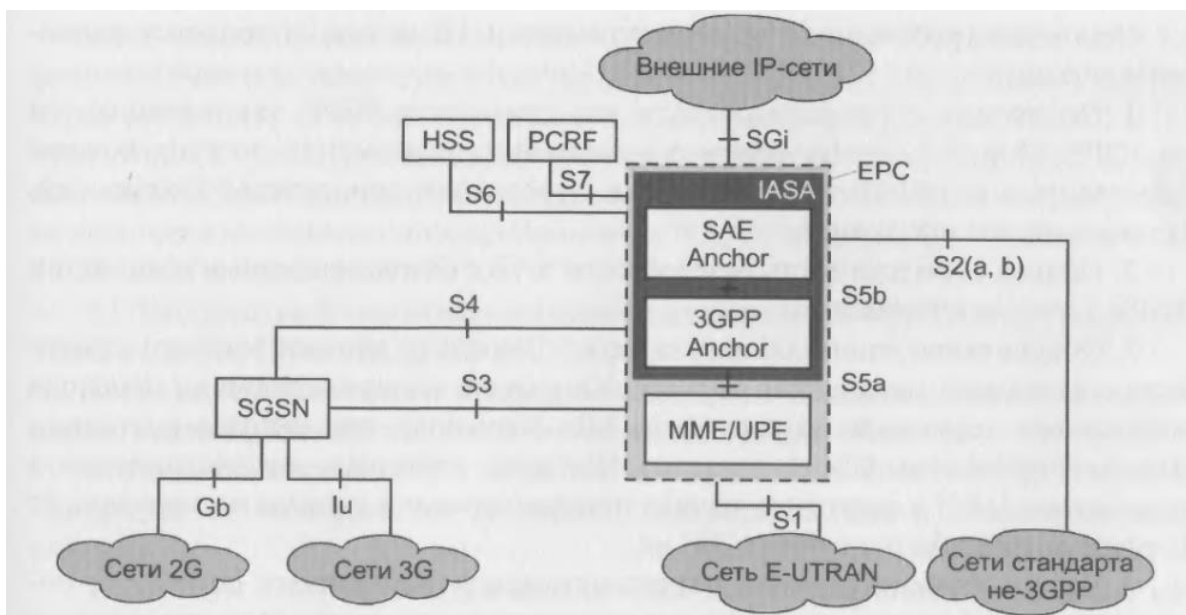


Рис. 1.3. Еталонна архітектура базової мережі SAE

Основні функціональні елементи:

- Serving SAE Gateway або Serving Gateway (SGW) – обслуговуючий шлюз мережі LTE. Призначений для обробки і маршрутизації пакетних даних, що надходять від/до підсистеми базових станцій. По суті, замінює MSC, MGW і SGSN мережі UMTS. SGW має пряме сполучення з мережами другого і третього поколінь того ж оператора, що спрощує передачу з'єднання від/до них з причин погіршення зони покриття, перевантажень тощо.

- Public Data Network (PDN) SAE Gateway або PDN Gateway (PGW) – шлюз від/до мереж інших операторів. Якщо інформація (голос, дані) передаються від/до мережі даного оператора, то вони маршрутизуються саме через PGW.

- Mobility Management Entity (MME) – вузол управління мобільністю. Призначений для здійснення «естафетної передачі» (хендвера) між базовими станціями мережі LTE, а також мереж другого і третього покоління даного оператора.

- Home Subscriber Server (HSS) – сервер абонентських даних. HSS є об'єднанням VLR (Visitors Location Register), HLR (Home Location Register), AUC (Authentication Center), виконаних в одному пристрої.

- Policy and Charging Rules Function (PCRF) – вузол виставлення рахунків абонентам за надані послуги зв'язку.

Дамо порівняльну характеристику мереж WiMAX і LTE:

- обидві мережі позиціонуються як надклас 3G-мереж;
- обидві використовують технологію MIMO та передачу OFDM;
- максимальні швидкості (приблизно) 100Мбіт/с – для WiMAX, 300Мбіт/с – для LTE;
- мережі WiMAX доводиться будувати з самого початку, в той час як для LTE досить лише модифікувати обладнання;
- робочі частоти LTE – 400..2700 МГц, WiMAX – 5,47..5,67 ГГц (в Україні);
- абоненти LTE – це абоненти мобільних операторів, а для WiMAX абонентську базу необхідно ще накопичити.

В теперішній час здійснюється розробка стандарту п'ятого покоління мобільного зв'язку 5G, який базується на стандартах мобільних мереж 4G/IMT-Advanced та WiMax. Мобільний зв'язок п'ятого покоління 5G, який ще не стандартизований, буде використовувати найновітні інформаційні технології модуляції в поєднанні з системами MIMO, адаптивні ТК та коди з малою перевіркою на парність – LDPC-коди (Low-density parity-check code), методи

динамічної адаптивної маршрутизації, та інше. Передбачається, що 5G забезпечуватиме більш високу пропускну здатність у порівнянні з технологіями 4G, що дозволить забезпечити більшу доступність широкосмугового мобільного зв'язку та Інтернету.

Поряд з мобільними мережами покоління 5G, які призначені для забезпечення зв'язком цивільного населення з підвищеними вимогами до пропускну здатності, в теперішній час функціонують та вдосконалюються відомчі БЗПД. Відомчі БЗПД мають свою власну транспортну мережу передачі даних.

Для відомчих БЗПД висуваються підвищені вимоги до достовірності інформації, скритності, цілісності та конфіденційності. Відомчі БЗПД здатні виконувати завдання щодо передачі даних в умовах впливу навмисних завад, які створюються спеціальними комплексами радіоелектронної протидії.

Системи мобільного зв'язку цивільного призначення також можуть потрапити під вплив навмисних завад або структурованих потужних завад природного чи промислового походження, які значно знижують достовірність передачі інформації.

В умовах впливу завад канали зв'язку мають підвищений рівень шуму, внаслідок цього знижується достовірність переданої інформації. Система LTE розроблена для забезпечення достовірності з ймовірністю помилки 10^{-6} , відомчі мережі спеціального призначення розроблені для ймовірності помилки 10^{-3} , тому принципи, які закладені в мережах LTE не завжди підходять.

Тому постає питання розробки інформаційних технологій забезпечення достовірності інформації в умовах впливу потужних структурних завад.

1.2. Аналіз основних факторів, що призводять до зниження достовірності передачі інформації в безпроводових засобах передачі даних

Канал зв'язку є найважливішою та невід'ємною частиною будь-якої телекомунікаційної системи. У каналі зв'язку сигнал $A(t)$ піддається впливу природнього загасання (ослаблення) і штучного посилення [12,22]. Відомо, що достовірну передачу сигналів забезпечує лінійна система з рівномірними амплітудно-частотними і лінійними фазо-частотними характеристиками в смузі частот сигналу. Очевидно, що сформульовані умови для реальних каналів передачі в переважній більшості випадків не виконуються. Тому в процесі передачі сигнал $A(t)$ спотворюється. Ослаблений і спотворений сигнал на виході каналу передачі позначимо $y(t)$ (рис. 1.4).

У загальному виді вплив каналу передачі (як сукупність технічних засобів і середовища поширення) на корисний сигнал $A(t)$, що полягає в його ослабленні і спотворенні, може бути виражений оператором

$$y(t) = V_y[A(t)], \quad (1.1)$$

де V_y – символ оператора, що математично описує перетворення сигналу $A(t)$ у процесі його проходження через канал передачі.

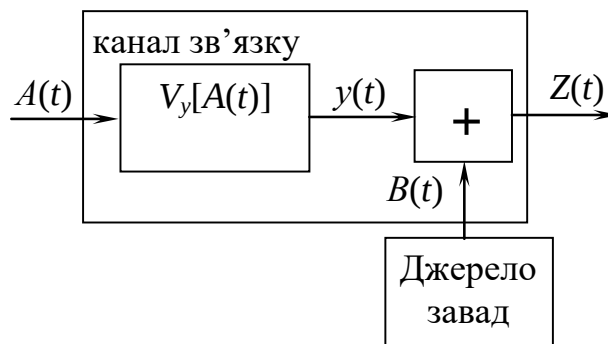


Рис. 1.4. Проходження сигналу через канал зв'язку

Цей оператор може бути як лінійним, так і, у загальному випадку, нелінійним. Конкретний його вид визначається технічною структурою БЗПД, що входить у канал передачі, і властивостями середовища поширення.

В каналах з розсіюванням радіохвиль сигнал поширюється декількома шляхами. На антену приймача впливають кілька променів, тому це явище називається багатопроменевістю.

Сучасні БЗПД використовуються в містах і приміських зонах і працюють у діапазоні від сотень до тисяч мегагерц. У БЗПД стільникового зв'язку канал зв'язку, як фізичне середовище поширення радіохвиль, безсумнівно, має свою специфіку, а саме: зони дії стільникового зв'язку – міста і приміські зони – райони з тією або іншою щільністю забудови; мобільна станція (МС), як правило, перебуває поза зоною прямої радіопередачі базової станції (БС) і сигнали в точку прийому надходять у ході перевідбиття і дифракції; пересування мобільних абонентів під час сеансу зв'язку вносить у сигнали доплеровські частотні здвиги; наявність великої кількості відбивачів призводить до ефекту розсіювання електромагнітних хвиль і багатопроменевому поширенню (МС приймає безліч інтерферуючих сигналів).

Внаслідок відзначених явищ у каналі зв'язку мають місце: загасання сигналів; повільні завмирання сигналів; швидкі завмирання сигналів.

Загасання сигналів характеризуються середніми втратами потужності на трасі поширення між БЗПД. Величина втрат залежить від дальності зв'язку, типу і щільності забудови, несучої частоти, висоти антен і багатьох інших факторів.

Повільні зміни характеристик каналу передачі супроводжуються зміною рівня і спотворенням форми корисного сигналу. Так, наприклад, спотворення форми амплітудно-частотної і фазо-частотної характеристик каналу приводить до спотворення спектральних щільностей.

Повільні завмирання сигналу виникають при переміщенні мобільних абонентів на значні відстані (більше 10λ , λ – довжина хвилі) [12,22]. У ході таких переміщень траса поширення сигналу між БЗПД встигає значно змінитися: на шляху радіохвиль виникають нові перешкоди, основні промені приходять на вхід приймача по декількох маршрутах. Відповідно змінюються і миттєві значення рівня сигналу на вході приймача.

Повільні завмирання залежать від макроструктури каналу зв'язку, їхні параметри багато в чому визначаються типом забудови, рельєфом місцевості, видом рослинності, швидкістю мобільного абонента тощо. Повільні завмирання

часто моделюють логарифмічно нормальним законом розподілу миттєвих значень обвідної прийнятого сигналу:

$$p_{\lognormal}(x) = \begin{cases} \frac{1}{\sigma x \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{[\ln(x)-a]^2}{2\sigma^2}}, & x \geq 0; \\ 0, & x < 0, \end{cases} \quad (1.2)$$

де x – значення обвідної сигналу; a і σ – параметри розподілу. Як правило, у великих містах $\sigma^2 \cong 10$ дБ, у передмісті $\sigma^2 \cong 6$ дБ.

Швидкі завмирання обумовлені змінами мікроструктури середовища поширення. Мікроструктура відбиває місцеві (локальні) особливості будови середовища, обумовлені вихровими, а також фізико-хімічними процесами в окремих ділянках неоднорідного середовища в обсязі перевипромінювання. Середній квазіперіод швидких завмирань становить одиниці і частки секунди. Глибина швидких завмирань може досягати 20...30 дБ. Крім глибини, швидкі флуктуації сигналів прийнято характеризувати швидкістю та середньою тривалістю завмирань. Швидкість завмирань – це кількість перетинань обвідної деякого рівня (наприклад 3 дБ) за одиницю часу. Середня тривалість завмирань – це середня тривалість інтервалу часу, протягом якого обвідна сигналу перебуває нижче певного рівня. Розподіл миттєвих значень обвідної швидко завмираючого сигналу часто описують законом Релея-Райса:

$$p_{\text{Rayleigh-Rice}}(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{x}{\sigma} \sqrt{2K}\right), & x \geq 0; \\ 0, & x < 0, \end{cases} \quad (1.3)$$

де σ і K – параметри розподілу; $I_0(\bullet)$ – модифікована функція Бесселя нульового порядку першого роду.

Параметр K являє собою відношення енергії сигналу, який прийнятий по прямому променю (без завмирань), до сумарної енергії розсіяних сигналів [12,22]. Якщо БЗПД перебуває поза зоною прямого радіобачення, прямий промінь відсутній і в прийнятому сигналі немає незавмираючого компонента,

розподіл Релея-Райса в цьому випадку зводиться до чисто релеєвського розподілу:

$$K = 0, \quad p_{\text{Raileigh}}(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)}, & x \geq 0; \\ 0, & x < 0. \end{cases} \quad (1.4)$$

Швидкі завмирання впливають на властивості каналу передачі, причому ступінь цього впливу визначається співвідношенням параметрів середовища поширення і параметрів сигналу. Тому шкідливий вплив швидких завмирань може бути ослаблений вибором певних сигналів і відповідною структурою побудови апаратури каналу передачі. Отже, доцільно зосередити надалі увагу саме на розгляді швидких завмирань.

При передачі повідомлень по багатопроменим каналам зв'язку результуючий сигнал на вході приймача являє собою суму окремих коливань, час приходу, частота, фаза та амплітуда яких випадкові. Інтерференція цих променів і є причиною швидких флуктуацій (завмирань) параметрів сигналу. Тому швидкі завмирання називають інтерференційними завмираннями.

Сигнал на виході багатопроменевого каналу передачі можна записати у вигляді [12,22]:

$$\begin{aligned} y(t) &= A_p \cos(2\pi f_0 t + \Theta_p) + \sum_{i=1}^n z_i A_0 \cos[(2\pi f_0 + \Omega_i)(t - \tau_i) + \Theta_i] = \\ &= A_p(t) + A_{\text{фл}}(t) \end{aligned} \quad (1.5)$$

де n – кількість променів; τ_i – час запізнювання (затримки) i -го променя; A_p – амплітуда регулярної складової; z_i – статистично незалежний випадковий коефіцієнт, характеризуючий ефективне поперечне розсіювання (z_i^2 – частка відбитої енергії i -м розсіювачем); Θ_i – статистично незалежна фаза сигналу, що пройшов i -м шляхом.

У виразі (1.5) перший доданок $A_p(t) = A_p \cdot \cos(\omega_0 t + \Theta_p)$ – регулярна складова сигналу (з постійними параметрами). Вона створюється поверхневим променем або групою променів, що мають майже однакові умови відбиття.

Другий доданок в (1.5) флюктуюча (змінна) або завмираюча складова, створювана всіма відбитими променями.

Якщо через багатопроменевий канал передачі передати короткий імпульс, то прийнятий сигнал буде являти собою послідовність затриманих імпульсів, кількість яких дорівнює кількості затриманих променів (рис. 1.5). При повторному випромінюванні імпульсу картина змінюється: зміняться амплітуди імпульсів через зміну властивостей середовища.

Повний час запізнювання останнього імпульсу щодо першого (рис. 1.5), називають часом багатопроменевості:

$$\Delta T_L = \overline{\tau_n - \tau_1}. \quad (1.6)$$

Випадкові переміщення елементарних неоднорідностей призводять до випадкових доплеровських зсувів частоти коливань кожного променя. Якщо випромінити сигнал у вигляді неперервного гармонійного коливання із частотою f_0 , то багатопроменевий канал буде представляти набір гармонійних коливань зі зміщеними частотами відносно f_0 (рис. 1.6). Величину «розмиття»

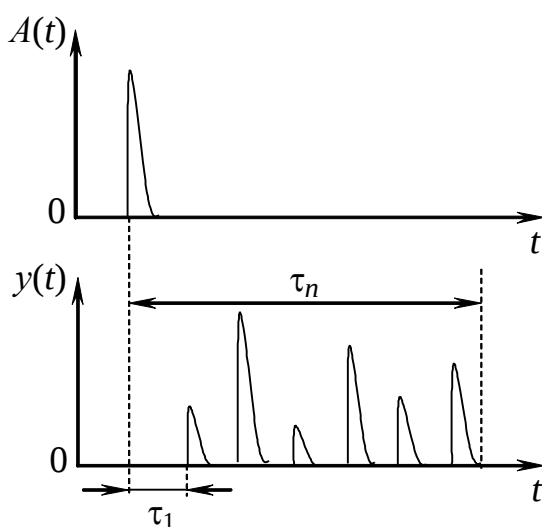


Рис.1.5. Часова характеристика сигналу на виході багатопроменевого каналу

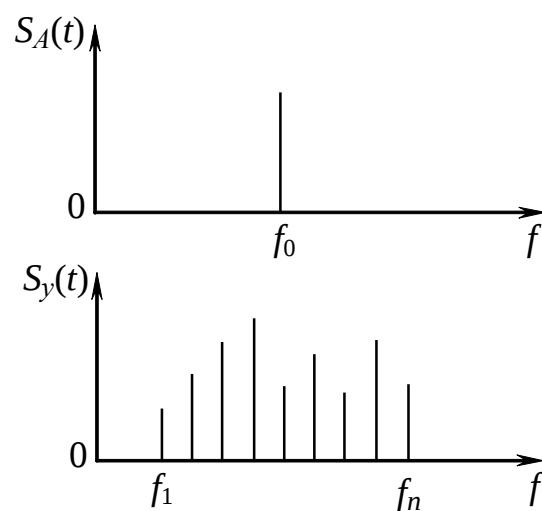


Рис. 1.6. Частотна характеристика сигналу на виході багатопроменевого каналу

(розширення) спектра, усередненого по багатьом реалізаціям, називають величиною доплерівської зони [12,22]:

$$\Delta F_D = \overline{f_n - f_1}. \quad (1.7)$$

Відповідно до визначення ΔT_L і ΔF_D :

$$-\frac{\Delta T_L}{2} \leq \tau_i \leq \frac{\Delta T_L}{2}, \quad -\frac{\Delta F_D}{2} \leq \frac{\Omega_i}{2\pi} \leq \frac{\Delta F_D}{2}, \quad (1.8)$$

Оскільки результуючий завмираючий сигнал $A_{\text{фл}}(t)$ являє собою суму великої кількості статистично незалежних випадкових процесів (практично число променів завжди $n > 5$), то на підставі центральної граничної теореми можна зтверджувати, що результуючий сигнал $A_{\text{фл}}(t)$ може бути апроксимований гаусовським випадковим процесом. При цьому миттєве значення обвідної $A_{\text{фл}}(t)$ флуктуючого сигналу розподілені за законом Релея [12,22]:

$$p(A_{\text{фл}}) = \frac{A_{\text{фл}}}{\sigma_{\text{фл}}^2} \cdot e^{-\frac{A_{\text{фл}}^2}{2\sigma_{\text{фл}}^2}}, \quad (1.9)$$

де $\sigma_{\text{фл}}^2$ – дисперсія швидкого завмирання.

Фаза завмираючого сигналу $\Theta_{\text{фл}}$ розподілена за рівномірним законом в інтервалі $[0, 2\pi]$.

У каналах передачі, які характеризуються наявністю регулярної складової, статичні властивості обвідної сумарного сигналу описуються щільністю розподілу ймовірності Райса [12]:

$$p(A_{\text{фл}}) = \frac{A_{\text{фл}}}{\sigma_{\text{фл}}^2} \cdot e^{-\frac{A_{\text{фл}}^2 + A_p^2}{2\sigma_{\text{фл}}^2}} \cdot I_0\left(\frac{A_{\text{фл}} \cdot A_p}{\sigma_{\text{фл}}^2}\right), \quad (1.10)$$

де A_p – амплітуда регулярної складової.

Для вирішення ряду технічних завдань необхідно знати, як швидко завмирають у часі сигнали. Для цього використовується кореляційна функція

обвідної завмиряючого сигналу. Для більшості реально існуючих каналів передачі вона добре апроксимується виразом:

$$r_0(\Delta t) = e^{\left[-\left(\frac{|\Delta t|}{\Delta \tau_{\text{кор}}} \right)^\alpha \right]}, \quad \alpha = 1..2 \quad (1.11)$$

де $r_0(\Delta t)$ – нормована кореляційна функція; $\Delta \tau_{\text{кор}}$ – інтервал часової кореляції каналу передачі, який визначає середній квазіперіод завмирань.

У спектрально-кореляційній теорії завмиряючих сигналів доведено, що інтервал часової кореляції однозначно пов'язаний з величиною доплерівської зони виразом:

$$\Delta \tau_{\text{кор}} = \frac{1}{\Delta F_D}. \quad (1.12)$$

Широке застосовується на практиці кореляційна функція по частоті, що характеризує ступінь корельованості параметрів двох сигналів, випромінених на двох різних несучих частотах. Визначення цієї характеристики здійснюється шляхом паралельної передачі двох гармонійних коливань із частотами f_1 й f_2 $\Delta f = f_1 - f_2$, і виміру функції взаємної кореляції їх обвідних. Якщо частоти цих коливань відрізняються незначно, то завмирання обвідних виявляться сильно корельованими. В міру рознесення частот двох гармонійних сигналів завмирання будуть менш корельованими.

Для більшості реальних каналів передачі кореляційна функція каналу по частоті добре описується виразом [12,22]:

$$r_0(\Delta f) = e^{\left[-\left(\frac{|\Delta f|}{\Delta f_{\text{кор}}} \right)^\beta \right]}, \quad \beta = 1..2, \quad (1.13)$$

де $\Delta f_{\text{кор}}$ – інтервал частотної кореляції.

В теорії завмиряючих сигналів показано, що інтервал частотної кореляції $\Delta f_{\text{кор}}$ і час багатопроменевості пов'язані виразом:

$$\Delta f_{\text{кор}} = \frac{1}{\Delta T_L}. \quad (1.14)$$

З огляду експериментальних даних [12,22] витікає, що значення інтервалів часової і частотної кореляції каналів передачі з інтерференційними завмираннями різного типу можуть змінюватися в різних межах і залежать від багатьох факторів (пори року, часу доби, довжини траси, спрямовані властивості антен, значення несучої частоти та ін.).

Залежно від співвідношення між швидкістю передачі сигналів (або тривалості), ширини їх спектра і спектрально-кореляційних властивостей каналу розрізняють завмирання двох видів: загальні (або гладкі) і селективні [12].

Загальні завмирання в каналах передачі дискретних повідомлень, мають місце, якщо тривалість елемента сигналу τ_i і його ширина спектра Δf_c значно менше відповідно інтервалів часової $\Delta \tau_{\text{кор}}$ і частотної $\Delta f_{\text{кор}}$ кореляції:

$$\tau_i \ll \Delta \tau_{\text{кор}}, \quad \Delta f_c \ll \Delta f_{\text{кор}}. \quad (1.15)$$

Відповідно до умов (1.15) канали із загальними завмираннями характеризуються постійністю в часі своїх параметрів у ході часу передачі значної кількості елементів сигналу тривалістю τ_i , оскільки $\tau_i \ll \Delta \tau_{\text{кор}}$. Крім того, оскільки $\Delta f_c \ll \Delta f_{\text{кор}}$, співвідношення між різними частотними складового спектра сигналу в процесі проходження через середовище поширення не змінюються. Отже, форма сигналу залишається незмінною, змінюються лише масштаб і початкова фаза сигналу.

При надходженні на вхід каналу передачі корисного сигналу $A(t) = a(t) \cdot \cos[\omega_0 t + y(t)]$, спотворений сигнал на його виході має вигляд

$$y(t) = za(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \Theta], \quad (1.16)$$

де z – коефіцієнт спотворення сигналу.

Селективні завмирання виникають при порушенні умов (1.15). При цьому спотворюється форма переданого сигналу. Розрізняють частотно-селективні, часово-селективні і частотно-часово-селективні завмирання.

Частотно-селективні завмирання мають місце, якщо виконуються умови

$$\tau_i \ll \Delta \tau_{\text{кор}}, \quad \Delta f_c > \Delta \tau_{\text{кор}}. \quad (1.17)$$

Канали із частотно-селективними завмираннями, як і канали із загальними завмираннями, характеризуються сталістю своїх характеристик під час сеансу зв'язку (якщо $t_{\text{сеанс}} < \Delta\tau_{\text{кор}}$). Однак частотні властивості цих каналів від сеансу до сеансу змінюються випадковим образом. При цьому різні частотні складові завмирають незалежно (не однаково), що призводить до випадкових змін форми сигналу від сеансу до сеансу через час $t_{\text{сеанс}} > \Delta\tau_{\text{кор}}$.

Спотворений сигнал на виході каналу передачі має вигляд

$$y(t) = \int_{-\infty}^t h(t) \cdot A(t - \tau) d\tau, \quad (1.18)$$

де $h(t)$ – випадкова для даного сеансу зв'язку імпульсна характеристика каналу передачі.

Розглянутий вид завмирань є характерним для високошвидкісних іоносферних і тропосферних каналів передачі, ширина спектрів яких перевищує інтервал частотної кореляції ($\Delta f_c > \Delta f_{\text{кор}}$).

Часово-селективні завмирання мають місце, якщо виконуються умови

$$\tau_i > \Delta\tau_{\text{кор}}, \quad \Delta f_c \ll \Delta f_{\text{кор}}. \quad (1.19)$$

Такі канали характеризуються істотною зміною своїх параметрів у межах однієї або кількох (2...3) тривалостей елементів сигналу. При цьому всі частотні складові спотвореного сигналу завмирають однаково. Вираз для спотвореного сигналу має вигляд

$$y(t) = z(t) \cdot a(t) \cdot \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \Theta(t)]. \quad (1.20)$$

Часово-селективні завмирання є характерними для низькошвидкісних каналів радіозв'язку.

Частотно-часово-селективні завмирання (загальний випадок) мають місце при

$$\tau_i > \Delta\tau_{\text{кор}}, \quad \Delta f_c > \Delta f_{\text{кор}}. \quad (1.21)$$

Цей вид завмирань характеризується тим, що різні частотні і часові складові сигналу завмирають неоднаково. Вираз для спотвореного сигналу має вигляд:

$$y(t) = \int_{-\infty}^t h(t, \tau) \cdot A(t - \tau) d\tau. \quad (1.22)$$

Частотно-часово-селективні завмирання спостерігаються в низькошвидкісних системах передачі, у яких використовуються широкосмугові складні сигнали.

Проведений аналіз дозволяє зробити наступні висновки:

1. Канали із завмираннями характеризуються випадковою зміною коефіцієнта передачі, тому параметри сигналів на вході приймача є випадковими і невідомими. Достовірність передачі інформації при цьому погіршується, тому що при прийманні немає можливості використати відомості про дійсні значення параметрів сигналів. Таким чином, випадкові зміни параметрів каналу передачі являють собою мультиплікативну заваду, яка призводить до спотворень переданих сигналів у вигляді випадкової зміни їх параметрів.

2. Найбільш істотний вплив на властивості переданих сигналів здійснюють швидкі селективні завмирання в каналі, причому ступінь цього впливу визначається співвідношенням параметрів середовища поширення і параметрів сигналу.

3. Шкідливий вплив швидких селективних завмирань може бути ослаблено вибором певних сигналів та способів їх обробки в БЗПД.

Необхідно відмітити, що для БЗПД найбільшу загрозу представляють завади, які мають високий рівень спектральної щільності потужності в визначеній полосі частот [12,22].

Найбільш універсальною та стійкою до різних способів є шумова загороджувальна завада (ШЗЗ) (рис. 1.7), яка представляє обмежений по смузі адитивний білий гаусівський шум (АБГШ) зі спектральною щільністю потужності G_j [84-86]:

$$G_j = \frac{P_j}{\Delta F_s}, \quad (1.23)$$

де ΔF_s – смуга частот сигналу, P_j – потужність завади. Шумова загороджувальна завада перекриває частотний діапазон БЗПД і може подавити їх при будь-яких способах перестроювання частоти. Через значний частотний діапазон БЗПД потужність передавача завад повинна бути досить великою [84].

Потужність шумової завади може бути використана більш ефективно за рахунок зосередження її в обмеженій смузі частот, значно меншій, ніж діапазон частот БЗПД.

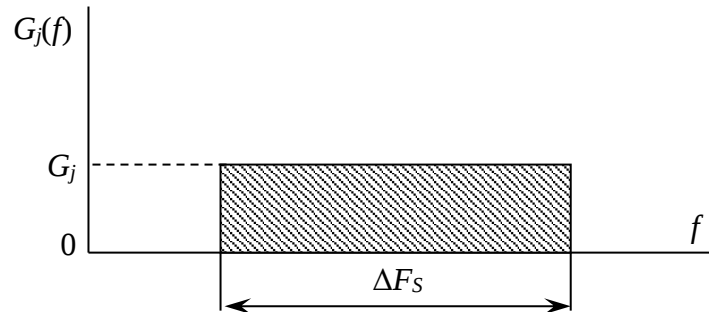


Рис. 1.7. Шумова загороджувальна завада

Таку заваду називають шумовою завадою в частині смуги (ШЗЧС) або зосередженою по спектру завадою чи завадою із частковим перекриттям спектру сигналів (рис. 1.8).

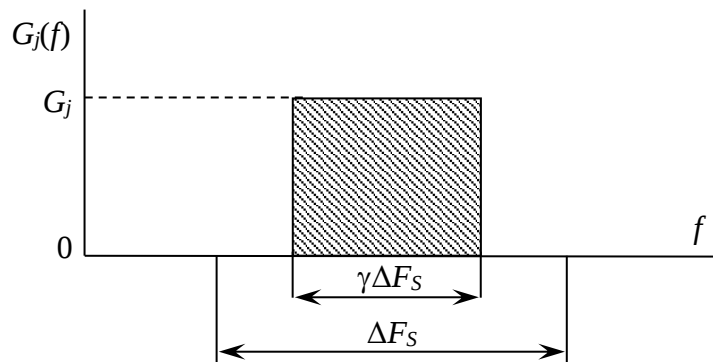


Рис. 1.8. Шумова завада в частині смуги

Спектральна щільність потужності цієї завади має такий вигляд [84]:

$$G_j = \begin{cases} \frac{P_j}{\gamma F_s} & \text{в смугі} \\ 0 & \text{в смугі} \end{cases} \gamma F_s, \quad (1.24)$$

де γ – коефіцієнт, що характеризує частину смуги, яку займає завада.

З виразу (1.24) видно, що спектральна щільність потужності ШЗЧС зростає в $1/\gamma$ раз у порівнянні зі спектральною щільністю потужності ШЗЗ.

З метою підвищення ефективності подавлення БЗПД спектр ШЗЧС переміщують по всьому діапазону частот БЗПД стрибкоподібно за випадковим законом. При такому описі завад для будь-якого відношення сигнал-завада P_s/P_j має місце оптимальне значення γ_{opt} , при якій достовірність БЗПД буде мінімальною. Завада з такими параметрами є найгіршою для БЗПД [84]. Оскільки за своєю структурою шумові завади близькі до внутрішніх флуктуаційних шумів приймальних пристроїв, їх часто важко виявити та вжити заходи по ослабленню їх впливу на роботу БЗПД.

При застосуванні завад у відповідь (ЗВ) потужність передавача завад концентрується лише в смугі частот каналу БЗПД і тільки під час її роботи. Вплив завади у відповідь на переданий символ на інтервалі T_s показаний на рис. 1.9, де γ – коефіцієнт перекриття, що характеризує частину елемента сигналу, уражену завадою, $0 \leq \gamma \leq 1$.

Наприклад, для відомчих мереж, станція завад у відповідь може здійснювати подавлення БЗПД при виконанні ряду умов:

1. Станція радіотехнічної розвідки здійснює перехоплення сигналів БЗПД у всьому частотному діапазоні.

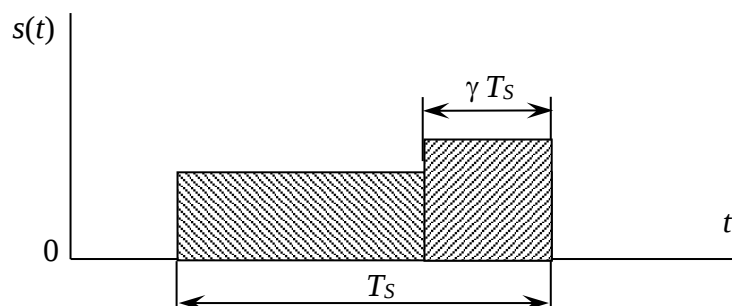


Рис. 1.9. Завада у відповідь

2. Станція завад у відповідь має достатню потужність для подавлення всіх сигналів.

3. Станція завад у відповідь забезпечує необхідний коефіцієнт перекриття ρ часу роботи БЗПД на одній частоті ($\rho \geq 20\%$).

Ефект впливу завад проявляється в погіршенні якості оброблюваної інформації в результаті її руйнування або старіння, що збільшує ступінь невизначеності при ухваленні рішень.

Впливаючи на БЗПД, завади імітують або спотворюють спостережувані і реєстровані сигнали або зображення, затрудняють або виключають виділення корисної інформації, ведення переговорів, знижують їх дальність дії і якість роботи в цілому. Під дією завад БЗПД можуть припинити передачу інформації, незважаючи на їх повну справність і працездатність.

Враховуючі це, постає досить складне завдання забезпечення достовірності інформації в БЗПД. Успішне її вирішення потребує розробки відповідних методів на основі адаптивного кодування.

1.3. Аналіз існуючих методів забезпечення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних

Для забезпечення достовірності інформації в БЗПД широко застосовується технологія MIMO [87-90]. Ідея технології MIMO подібна до добре відомого принципу рознесеного прийому, коли в системі зв'язку створюються декілька некорельованих (незалежних) копій сигналу на прийомі. В таких системах реалізується просторове мультиплексування: потік даних на передачі розбивається на два або більше потоків, кожний з яких передається одночасно з іншими за допомогою різних антен. У технології MIMO поєднані просторово-часові методи приймання з використанням адаптивних антен і методи просторово-часового кодування й просторово-часового розділення сигналів.

Багатoeлементні антенні пристрої забезпечують:

розширення зони покриття радіосигналами та згладжування в ній „мертвих зон”;

використання декількох незалежних шляхів розповсюдження сигналу, що підвищує ймовірність роботи на напрямках, на яких менший вплив завмирань; підвищення пропускної здатності ліній зв'язку за рахунок формування фізично різних каналів [87].

Але таким системам властиві певні особливості.

Розглянемо основні з них.

В системах МІМО перехресні завади призводять до зниження ефективності функціонування БЗПД.

Розглянемо МІМО систему $M \times N$, зображену на рис. 1.10, де ППД – перетворювач потоку даних, Пд_i – передавач i -ого каналу, Пр_i – приймач i -ого каналу.

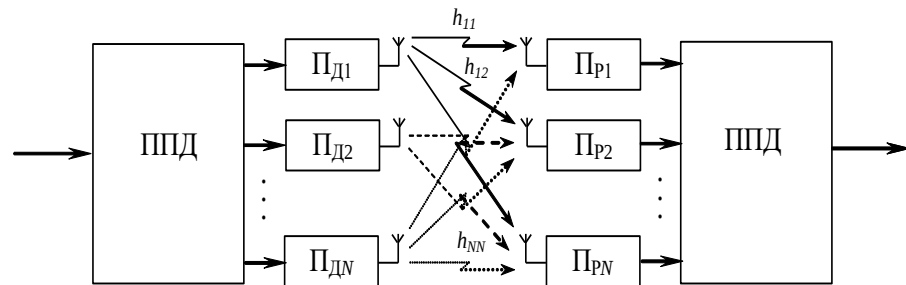


Рис. 1.10. Структура системи МІМО

Високошвидкісний потік даних розбивається на M незалежних послідовностей з $1/M$ швидкості, які потім передаються одночасно з декількох антен, відповідно використовуючи тільки $1/M$ їх первинної смуги частот.

Перетворювач потоку даних на передавальному кінці лінії зв'язку перетворює послідовний потік у паралельний, а на приймальному – виконує зворотнє перетворення.

Передаюча функція багатопробеневого каналу описується матрицею $\mathbf{H}$ [87]:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{M1} & h_{M2} & \dots & h_{MN} \end{bmatrix}, \quad (1.25)$$

де h_{ij} – передаточна функція між i -ою передавальною та j -ою приймальною антенами.

Коефіцієнти впливу h_{ij} матриці $\mathbf{H}$ в системі MIMO залежать від цілого ряду факторів:

діаграми спрямованості антенних елементів;

відносною відстанню між антенними елементами $\frac{d}{\lambda}$ (d – відстань між сусідніми антенами, λ – довжина хвилі);

відстанню між передаючими та приймальними антенами L .

Зменшення відносної відстані між антенними елементами $\frac{d}{\lambda}$ призводить до збільшення коефіцієнтів впливу h_{ij} . Причому $\lim_{\frac{d}{\lambda} \rightarrow 0} h_{ij} = h_{ii}$.

У цьому випадку, вирішити задачу розрізнення переданих сигналів на прийомі неможливо. Вже при малих різницях між коефіцієнтами h_{ij} та h_{ii} задачу можливо вирішити, однак із-за наявності в системі зв'язку шумів та завад, можуть виникати помилки. Тому для підвищення надійності системи необхідно підвищувати різницю між коефіцієнтами h_{ij} та h_{ii} .

Якщо задати прийнятні значення h_{ij} , тоді зменшення відносної відстані між антенними елементами $\frac{d}{\lambda}$, та, відповідно, загальних розмірів антенної системи, можливо досягти за рахунок використання високоспрямованих антенних елементів.

При реалізації системи MIMO важливим є правильний вибір схеми просторово-часового кодування [87]. Тут необхідно встановити оптимальний баланс між енергетичним вигрaшем кодування (ЕВК), відносною швидкістю кодування та складністю реалізації вибраної схеми. При виборі того, або іншого коду проводиться оцінка ЕВК. Теоретична оцінка максимального ЕВК запропонована у [88]. В представлених методах використовуються схеми з видами просторово-часового кодування STC (space time coding) та блочного коду

Аламоуті, однак це не виключає можливості використання інших схем кодування.

Процес кодування за схемою Аламоуті представляє собою перерозподіл символів у відповідності до матриці:

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}.$$

Таким чином, неважко переконатися, що інформація, яка передається у двох трактах, фактично дублюється у різні проміжки часу. Ця схема в силу своєї простоти має широке розповсюдження, однак характеризується невисоким ЕВК, порівняно з іншими кодами, каскадними кодами (в даному випадку – тандем із блочного та решітчатого кодування) та кодами STC.

В схемі кодування STC основними елементами є решітчатий код Вітербі та модулятор з багатопозиційною квадратурною амплітудною маніпуляцією (КАМ), або багатопозиційною фазовою маніпуляцією (ФМ). Схема кодування STC характеризується відносно високим ЕВК, який може бути додатково збільшений при використанні у її складі каскадної схеми кодування [90-92].

Для спрощення, розподіл кутів надходження променів на приймальній стороні та кутів випромінювання на передавальній стороні виражений одним загальним методом, в основу якого покладений розподіл Гауса.

Кореляційні матриці на прийомі та передачі виглядають наступним чином:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} v_{1,1} & \dots & v_{1,N} \\ \dots & \dots & \dots \\ v_{M,1} & \dots & v_{M,N} \end{bmatrix}, \quad (1.26)$$

де $v\left(\frac{d}{\lambda}\right) = \int_{-\pi}^{\pi} e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta)} N\left(\frac{\theta}{\sigma}, \mu, \sigma\right) d\theta$, $v_{i,j} = v\left(|i-j|\frac{d}{\lambda}\right)$, $\theta = \arctg\left(\frac{d}{L}\right)$, L – відстань між передавальною та приймальною антенами, μ – коефіцієнт, що враховує ступінь завмирань сигналу в каналі, σ – відхилення діаграми спрямованості антени.

У системах МІМО виникає проблема розподілу загальної потужності P_{Σ} системи по індивідуальним підканалам, яка вирішується за допомогою наступних методів.

1. Рівномірний розподіл потужності UPA (Uniform Power Allocation). У цьому випадку у всіх підканалах передаються сигнали однакової потужності $P_j = P_{\Sigma}/N$.

2. Випромінювання всієї потужності у підканал, загасання в якому при прийманні є мінімальним в порівнянні з іншими (MG – Maximum Gain) У цьому випадку пропускна здатність системи буде збігатися із пропускною здатністю одного підканалу, що є за критерієм мінімальної середньоквадратичної помилки MMSE (Minimum Mean-Square Error) оптимальним у цьому випадку.

3. Оптимальний розподіл потужності відповідно до WF-стратегії (алгоритм Water-Filling) дозволяє попередньо «зважувати» передані сигнали для адаптації розподілу їх потужностей у підканали.

Ефективність рознесеної передачі (РП) значною мірою залежить від того, є, чи відсутня на передавальній стороні інформація про стан каналу (про вектор $\mathbf{H}$ вагових коефіцієнтів). За наявності такої інформації можлива реалізація адаптивної передачі, узгодженої з каналом.

Припустимо, що передача сигналів ведеться з M антен, тобто в системі є M гілок рознесення. Властивості просторового каналу визначаються вектором-стовпцем $\mathbf{H} = (h_1, h_2, \dots, h_M)^T$ коефіцієнтів передачі [87].

Розглянемо релеєвський канал. Якщо передається символ $d(t)$ одиничної амплітуди, то прийнятий сигнал $x(t)$ можна представити у вигляді:

$$x(t) = k_0 \sqrt{P_0} h d(t) + z(t), \quad (1.27)$$

де k_0 – коефіцієнт, що визначає загасання і втрати в каналі; P_0 – середня потужність; $z(t)$ – шумова завада; h – коефіцієнт передачі.

Вважатимемо шумову заваду випадковим процесом Гауса з нульовим середнім і дисперсією $\langle z(t)z^*(t) \rangle = \sigma_0^2$, $\langle \dots \rangle$ – знак статистичного усереднювання. Коефіцієнт k_0 у виразі (1.27) можна вважати рівним одиниці ($k_0=1$), дисперсію флуктуацій канального коефіцієнта $\langle |h|^2 \rangle = 1$.

З виразу (1.27) отримаємо, що миттєве значення відношення сигнал/шум

(ВСШ) дорівнює:

$$Q^2 = Q_0^2 |h|^2, \quad (1.28)$$

де $Q_0^2 = \frac{P_0}{\sigma_0^2}$ – середнє ВСШ.

Якщо стан каналу невідомий передавачу, то потужність розподіляється рівномірно між M передавальними антенами, і прийнятий сигнал $x(t)$ буде дорівнювати:

$$x(t) = \sqrt{\frac{P_0}{M} \left(\sum_{p=1}^M h_p \right)} d(t) + z(t). \quad (1.29)$$

Звідси отримаємо, що ВСШ дорівнює:

$$Q^2 = Q_0^2 \left| \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{p=1}^M h_p \right|^2. \quad (1.30)$$

Порівняємо вирази (1.28) з (1.30), вважаючи завмирання сигналів в різних антенах некорельованими між собою. Видно, що статистичні властивості ВСШ в цих виразах є однаковими.

Таким чином, якщо передавачу невідомий стан каналу, то використання РП шляхом простого розділення потужності між передавальними антенами не змінює ймовірності бітової помилки [87]. Тому на практиці використовуються різні методи формування сигналів в передавальних антенах, яким відповідають різні види РП. Розглянемо деякі з них для випадку рознесеної передачі з двох антен.

Фазова рознесена передача є найбільш простим видом РП. Кожен імпульс розділяється на дві антени і випромінюється одночасно.

Проте фаза символу в другій гілці піддається циклічному повороту, який еквівалентний зсуву частоти на деяку величину.

Систему з фазовою РП можна звести до базової системи без РП, якщо

ввести еквівалентний канал зв'язку з коефіцієнтом передачі h для i -го променя, який дорівнює:

$$\tilde{h} = h_1 + h_2 e^{(j2\pi\Delta f t)}, \quad (1.31)$$

де h_1 і h_2 – коефіцієнти передачі для першої і другої антен, відповідно.

Швидкість зміни властивостей просторового каналу залежить від швидкості руху користувачів. Для стільникових систем зв'язку прийнятною є модель Кларка, відповідно до якої розсіювачі рівномірно оточують рухомого користувача [12]. Тоді часовий масштаб зміни каналу визначається функцією автокореляції $B(\tau) = \langle h(t)h^*(t + \tau) \rangle$ релеєвських коефіцієнтів передачі h , яка для моделі Кларка дорівнює:

$$B(\tau) = J_0(2\pi\Delta f_d\tau), \quad (1.32)$$

де $J_0(\cdot)$ – функція Беселя першого роду нульового порядку, $f_d = v/\lambda$ – максимальна частота Доплера, v – швидкість руху користувача, λ – довжина хвилі. Відповідний спектр потужності $S(f)$ релеєвських флуктуацій каналу називається спектром Джейкса і має вигляд:

$$S(f) = \frac{1}{\pi\sqrt{f_d^2 - f^2}}. \quad (1.33)$$

Для пояснення фазової РП знайдемо автокореляційну функцію еквівалентного коефіцієнта передачі. Враховуючи (1.33), можна отримати, що

$$\tilde{B}(\tau) = 2B(\tau) \cdot \cos(\pi\Delta f\tau) \cdot e^{(-j\pi\Delta f\tau)}. \quad (1.34)$$

Відповідний спектр потужності $\tilde{S}(f)$ релеєвських флуктуацій еквівалентного каналу дорівнює $\tilde{S}(f) = S(f) + S(f + \Delta f)$.

Фазова РП призводить до звуження автокореляційної функції замирань сигналів і до відповідного розширення спектра флуктуацій каналу. Іншими словами замирання стають швидшими, що є сприятливішим для

використовуваного декодера Вітербі і забезпечує зменшення ймовірності помилки при однаковій потужності сигналів.

Розглянемо тепер ортогональну РП. Інформаційні символи розділяються на два незалежні потоки. Непарні імпульси випромінюються через першу антену, а парні – через другу. Для розділення цих потоків різні ортогональні між собою кодові псевдошумові послідовності використовуються для модуляції кожного з них, що припускає їх незалежну обробку за допомогою двох оптимальних фільтрів. Очевидно, що систему з ортогональною РП не можливо звести до системи без рознесеної передачі, шляхом введення еквівалентного каналу зв'язку.

Бітова помилка вихідного потоку пов'язана з бітовими помилками E_1 і E_2 окремих гілок наступним співвідношенням [12]

$$E = \frac{N_e}{N} = \frac{N_{e1} + N_{e2}}{2 \frac{N}{2}} = \frac{1}{2}(E_1 + E_2), \quad (1.35)$$

де N – загальне число переданих біт, N_e – загальне число помилково прийнятих біт, N_{e1} і N_{e2} число помилково прийнятих біт для першої і другої гілки, відповідно.

Підвищення ефективності ортогональної РП можна пояснити наступним чином. Якщо відбувається ослаблення сигналів, переданих, наприклад, другою антеною (парних символів), то при незалежних флуктуаціях, ймовірність одночасних завмирань непарних символів є малою. Тому після об'єднання вихідних сигналів оптимальних фільтрів в єдиний потік слабкі сигнали чергуватимуться з сильними. При цьому декодер Вітербі забезпечить меншу ймовірність бітової помилки, ніж в системі з однією антеною.

Ортогональна просторово-часова рознесена передача (схема Alamouti) була запропонована Аламоуті і є найбільш ефективним видом неадаптивної РП, оскільки об'єднує просторове і часове рознесення. Модульовані імпульси розділяються на блоки по два послідовні імпульси в кожному, і поступають на просторово-часовий кодер, в якому фаза кожного з імпульсів змінюється (кодується) спеціальним чином, і потім вони випромінюється обома антенами.

Нехай є два імпульси d_1 і d_2 . Тоді в перший момент часу перша антена випромінює імпульс d_1 , а друга – $(-d_2^*)$, а в другий момент часу випромінюються імпульси d_2 і d_1^* , відповідно. Оскільки одночасно випромінюються два різних символи, то вони одночасно приходять в приймальну антену і їх необхідно розділити між собою. Для цього використовується ПЧ декодер з лінійною обробкою сигналів.

Тривалість імпульсів в системах зв'язку, звичайно, значно менше часу зміни каналних коефіцієнтів. Отже, їх можливо вважати незмінними за час передачі двох сусідніх символів d_1 і d_2 . Тому на виході приймальної антени в перший і другий моменти часу матимемо суміш двох сигналів і шуму:

$$y(1) = h_1 d_1 - h_2 d_2^* + z(1), \quad (1.36)$$

$$y(2) = h_1 d_2 + h_2 d_1^* + z(2). \quad (1.37)$$

Просторово-часовий декодер забезпечує розділення сигналів d_1 і d_2 за допомогою простої лінійної обробки, яку можна записати, як:

$$u(1) = y(1)h_1^* + y^*(2)h_2, \quad (1.38)$$

$$u(2) = -y^*(1)h_2 + y(2)h_1^*. \quad (1.39)$$

Підставляючи формули (1.36) і (1.37) у визази (1.38) і (1.39) отримаємо:

$$u(1) = (|h_1|^2 + |h_2|^2) d_1 + z(1)h_1^* + z^*(2)h_2, \quad (1.40)$$

$$u(2) = (|h_1|^2 + |h_2|^2) d_2 + z^*(1)h_2 + z^*(2)h_1^*. \quad (1.41)$$

Звідси випливає, що потужність шуму для кожного з двох сигналів на виході просторово-часового декодера дорівнює $|h_1|^2 + |h_2|^2$. Нормуємо ці вихідні сигнали так, щоб потужність вихідного шуму стала рівною одиниці. Тоді:

$$\tilde{u}(1) = \tilde{h} d_1 + \frac{z(1)h_1^* + z^*(2)h_2}{\tilde{h}}; \quad (1.42)$$

$$\tilde{u}(2) = \tilde{h}d_2 + \frac{z^*(1)h_2 + z(2)h_1^*}{\tilde{h}}, \quad (1.43)$$

де $\tilde{h} = \sqrt{|h_1|^2 + |h_2|^2}$ є ефективним канальним коефіцієнтом передачі для кожного з двох символів d_1 і d_2 . Тепер дві передавальні антени можливо замінити одною і вважати $\tilde{h}$ канальним коефіцієнтом передачі для цієї антени.

Таким чином, на виході декодера є два розділені символи d_1 і d_2 , для кожного з яких ВСШ має однакову величину, що дорівнює:

$$Q_1^2 = Q_2^2 = 0,5Q_0^2(|h_1|^2 + |h_2|^2), \quad (1.44)$$

де множник 0,5 враховує розділення потужності P_0 між передавальними антенами.

З виразу (1.44) випливає, що просторово-часова РП забезпечує оптимальне (когерентне) підсумовування випадкових канальних коефіцієнтів h_1 і h_2 , при якому забезпечується підсумовування ВСШ для першої і другої передавальних антен. Припустимо, що дисперсія флуктуацій канального коефіцієнта дорівнює одиниці ($\langle |h|^2 \rangle = 1$). Тоді з формули (1.44) отримаємо, що середнє ВСШ $\langle Q^2(1) \rangle = \langle Q^2(2) \rangle = Q_0^2$. Отже, при використанні просторово-часової рознесеної передачі ВСШ залишається таким же, як і за відсутності рознесення. Проте, статистика ВСШ змінюється таким чином, що ймовірність завмирань істотно зменшується.

Адаптивна РП припускає, що канал безперервно оцінюється на приймачі, і канальна інформація повідомляється на передавальний кінець лінії, тобто передавач має інформацію про канальні коефіцієнти. Ця інформація передається по зворотному (службовому) каналу. Варіанти адаптивної РП відрізняються один від одного різним завантаженням зворотного каналу.

Кожен імпульс розділяється на дві антени. Ці імпульси зважуються з адаптивними регульованими комплексними ваговими коефіцієнтами w_1 і w_2 і потім випромінюються одночасно. Отже, за аналогією з фазовою і просторово-

часовою РП можна ввести еквівалентний канал з коефіцієнтом передачі у вигляді:

$$\tilde{h}_{Ad} = w_1 h_1 + w_2 h_2. \quad (1.45)$$

Потужність сигналу на вході приймальної антени $P \sim |\mathbf{W}^H \mathbf{H}|^2$, де $\mathbf{W} = (w_1, w_2)^T$ – нормований вектор-стовпець вагових коефіцієнтів.

Оптимальний ваговий вектор $\mathbf{W}_{\text{opt}}$ знайдемо з умови максимуму потужності P . Скалярний добуток векторів $\mathbf{W}$ і $\mathbf{H}$ буде максимальним, якщо ці вектори будуть паралельними між собою. Таким чином, вагові коефіцієнти повинні бути пропорційні відповідним канальним коефіцієнтам ($w_1 \sim h_1^*$; $w_2 \sim h_2^*$). При цьому забезпечується узгоджений (когерентний) прийом сигналу. Тоді з (1.45) слідує, що еквівалентний коефіцієнт передачі є дійсним числом і дорівнює:

$$\tilde{h}_{Ad} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{|h_1|^2 + |h_2|^2}. \quad (1.46)$$

Це означає, що для ВСШ справедлива формула (1.44). Отже, ефективність адаптивної РП співпадає з ефективністю неадаптивної просторово-часової РП.

Проведений аналіз дозволяє зробити наступні висновки:

1. Одним з перспективних напрямків підвищення достовірності інформації в БЗПД є застосування методів просторової обробки сигналів, зокрема технології МІМО.

2. При передачі і обробці сигналів в системах МІМО виникає ряд задач, основними з яких є компенсація впливу завмирань та різного роду завад, які діють в радіоканалах, а також вибір методів розподілу потужності сигналу в паралельних каналах.

3. Найбільш ефективною в системі МІМО є просторово-часова рознесена передача. Вона забезпечує найменшу середню потужність при заданій помилці передачі, припускає достатньо просту лінійну обробку сигналів на приймальному боці лінії і не вимагає передачі даних про стан каналу на передавальний бік лінії зв'язку.

Також для забезпечення достовірності інформації в БЗПД застосовуються коригувальні коди: коди Хеммінга, коди БЧХ, коди Ріда-Соломона, каскадні коди, згорточні коди, турбокоди та інші.

На даний час в області забезпечення достовірності інформації в БЗПД великий інтерес проявляється до методів, де модуляція поєднується з кодуванням [88-91]. Такі методи одержали назву решітчаста кодова модуляція або сигнально-кодові конструкції (СКК). Ці методи дозволяють підвищити частотну ефективність, не розширюючи при цьому смугу частот сигналу. На практиці найбільше поширення одержали СКК, що включають у себе багатопозиційні двовимірні сигнали, такі як ФМ-М, КАМ-М тощо, а також коригувальні згорточні коди.

З недавнього часу як коригувальні коди в СКК використовуються турбо коди [92-94]. Застосування турбо кодів у СКК дозволило підвищити ефективність забезпечення достовірності інформації в БЗПД для каналів із флуктуаційним шумом і завмираннями в порівнянні зі схемами, що використовують згорточні коди. Тому ці СКК на основі турбо кодів використовуються в багатьох сучасних БЗПД [2-5].

Відомо декілька методів забезпечення достовірності інформації в БЗПД з турбо кодами.

У роботі [95] представлено метод кодової адаптації з використанням узагальнених каскадних кодів (УКК) на базі БЧХ-кодів та кодів Ріда-Соломона для забезпечення достовірності інформації в БЗПД, який полягає в комплексному використанні адаптивної зміни структури кодека УКК залежно від зміни завадової обстановки. Ефект від впровадження цього методу полягає в збільшенні пропускної спроможності БЗПД із СЗЧ у середньому на 15 % при коефіцієнті завадозахищеності $K_{зз} = 0,997$ і скороченні часу адаптації в умовах впливу навмисних завад на 12...24 %. Для підвищення заданого $K_{зз}$ оптимізація значення параметрів коригувального коду забезпечує енергетичний виграш від кодування від 2,825 до 6,4 дБ.

В роботі [96] запропоновано метод структурної адаптації БЗПД на основі

використання сигнально-кодових конструкцій. Ефект від впровадження цього методу полягає в підвищенні на 16-27 % енергетичної ефективності БЗПД при забезпеченні заданого значення коефіцієнта завадозахищеності. Отримані в [96] СКК із багатопозиційною частотною маніпуляцією та блоковими циклічними кодами дозволяють збільшити енергетичну ефективність БЗПД на 2...5 дБ за рахунок зниження частотної ефективності при впливі різних видів навмисних завад.

Коригувальні коди зі змінною надмірністю використовуються в багатьох БЗПД зі зворотнім зв'язком [97-99]. Спочатку дані коди називались, як сумісні за швидкістю згортувальні коди з повторенням (Rate-Compatible Repetition Convolutional - RCRC) [100] та сумісні за швидкістю згортувальні коди з виколуванням (Rate-Compatible Punctured Convolutional - RCPC) [53,101-102]. Як альтернатива кодам RCRC було запропоновано коди, які використовують в структурі кодового слова заздалегідь відомі вставлені біти [103].

Швидкість кодування, яка впливає на корегуючі властивості кодів з перемінною надмірністю, адаптується в залежності від стану каналу передачі для забезпечення заданих характеристик достовірності передачі інформації. Для цього в стандарті IEEE 802.16e (WIMAX) [97] та стандарті IEEE 802.11n (WLAN) [98] використовуються ансамблі LDPC (Low-Density Parity-Check Codes) кодов [104-107], в системі UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) LTE [79-82] використовується турбо код, який представлений в роботах [53,93,94].

Дослідження застосування адаптивних турбо кодів та LDPC-кодів в перспективних БЗПД покоління мобільного зв'язку 5G присвячені роботи [108-122]. В цих роботах використовується двох компонентний турбо код з адаптацією лише по швидкості кодування. Крім того, для LDPC-кодів, адаптація в залежності від стану каналу передачі даних відбувається теж тільки за швидкістю кодування.

Недоліком цих методів є те, що вони не враховують можливість використання багаторівневої адаптації за структурою та параметрами турбо кодів.

При адаптації структури слід передбачити використання адаптації багато компонентних турбо кодів, використання різних класів корегувальних кодів. Основні результати стосовно цього підходу представлені в [123-129]

При параметричній адаптації турбо кодів: зміну поліномів компонентних кодів, перемикачів кодера та декодера, адаптацію ітерацій декодування, адаптацію розміру вхідного блоку даних.

Таким чином, перспективними напрямками підвищення достовірності інформації є застосування адаптивних систем, кодових конструкцій на основі турбо кодів, кодів БЧХ, кодів Хемінга, технологій розширення спектра сигналу та технології МІМО.

1.4. Формулювання науково-прикладної задачі й часткових завдань дисертаційного дослідження

На даний час методи забезпечення достовірності інформації в БЗПД досить глибоко й широко досліджені в наукових працях вітчизняних та іноземних авторів, серед яких найбільш відомі наступні вчені: А. Г. Зюко, Д. Д. Кловський, М. Л. Теплов, Л. М. Фінк, Л. Є. Варакін, В. Л. Банкет, В. В. Квашенников, В. І. Борисов, С.В. Зайцев, В.В. Казимир, К. Шеннон, Д. Форні, Ф. Дж. Мак-Вільямс, К. Берроу, Л. Хензо, А. Голдсмит, М. Валенті та ін.

Однак недостатньо досліджені та вимагають додаткового вивчення наступні задачі:

- створення нових та вдосконалення існуючих методів забезпечення достовірності інформації в БЗПД;
- розвиток, ефективне використання обчислювальних методів стосовно вирішення задач забезпечення достовірності, проектування, виготовлення та експлуатації об'єктів нової техніки та нових технологій;
- модифікація та спеціалізація існуючих обчислювальних методів з метою підвищення їх ефективності, створення і дослідження нових обчислювальних методів і алгоритмів, що враховують особливості функціонування БЗПД;

– розробка ефективних методів адаптивного завадостійкого кодування для забезпечення заданих характеристик достовірності інформації в каналах з підвищеним рівнем шуму та завадами з врахуванням нечітких правил прийняття рішень;

– в системах з параметричною адаптацією у випадку підвищення рівнів шумів та завад до певного рівня забезпечення заданих характеристик достовірності інформації стає неможливим, тому постає питання застосування багаторівневої адаптації, причому не тільки параметрів, а й структури кодів.

Тому у дисертації розв'язується актуальна науково-прикладна задача, що має важливу наукову, практичну й технічну спрямованість при створенні перспективних БЗПД – забезпечення достовірності інформації в БЗПД за рахунок розробки методів на основі адаптивного кодування.

При цьому об'єктом дослідження в дисертаційній роботі є процеси формування і переробки кодованих даних у безпроводових засобах передачі даних, а предметом дослідження – методи забезпечення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних.

Таким чином, метою дисертаційної роботи є підвищення ефективності БЗПД в умовах впливу завад через забезпечення достовірності інформації за рахунок розробки методів на основі адаптивного кодування та їх використання.

Розв'язання сформульованого наукового-прикладного завдання доцільно реалізувати поетапно.

На першому етапі необхідно формалізувати процес адаптивної зміни структури кодів в БЗПД.

На другому етапі необхідно розробити на основі адаптації кодових конструкцій метод забезпечення достовірності інформації в БЗПД.

На третьому етапі необхідно розробити та реалізувати у програмному виді обчислювальний метод нечіткого декодування багатокomпонентних турбо кодів в БЗПД.

На четвертому етапі необхідно розробити метод підготовки первинної інформації для адаптивних БЗПД.

На п'ятому етапі необхідно провести аналіз отриманих результатів шляхом порівняння з відомими за допомогою методів імітаційного моделювання.

Висновки за розділом 1

1. Аналіз сучасного стану й перспектив розвитку БЗПД, основних факторів, що призводять до зниження достовірності передачі інформації в них, та існуючих методів забезпечення достовірності інформації в БЗПД показав, що перспективними напрямками підвищення достовірності інформації є застосування адаптивних систем, кодових конструкцій на основі турбо кодів, кодів БЧХ, кодів Ріда-Соломона, технологій розширення спектра сигналу та технології МІМО.

2. Мета дисертаційної роботи полягає у підвищенні ефективності БЗПД в умовах впливу завад через забезпечення достовірності інформації за рахунок розробки методів на основі адаптивного кодування та їх використання.

3. Для досягнення мети дисертаційної роботи необхідно вирішити науково-прикладну задачу, яка полягає у забезпеченні достовірності інформації в БЗПД за рахунок розробки методів на основі адаптивного кодування.

4. Науково-прикладну задачу доцільно розділити на деякі часткові взаємопов'язані завдання, що визначають зміст наступних розділів.

Основні результати розділу опубліковані у роботах [56, 65].

РОЗДІЛ 2. МЕТОД ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДОСТОВІРНОСТІ ІНФОРМАЦІЇ В БЕЗПРОВОДОВИХ ЗАСОБАХ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ НА ОСНОВІ АДАПТАЦІЇ КОДОВИХ КОНСТРУКЦІЙ

2.1. Формалізація процесу адаптивної зміни структури кодів в безпроводових засобах передачі даних

У основі формалізації процесу адаптивної зміни структури кодів та розробки методу лежить неформальний опис БЗПД [59].

Неформальним описом БЗПД називається вся наявна про них сукупність відомостей, достатня для встановлення передбачуваного або фактичного алгоритму їх роботи. Неформальний опис БЗПД повинен містити інформацію, достатню для побудови їх функціональних схем. Останні є основою для розробки формального опису та моделі, які далі можна використовувати для розробки відповідного методу.

Опис БЗПД, складений по узагальненій функціональній схемі з використанням певного базису операторів, що дозволяють по вхідних впливах

знайти реакцію БЗПД в загальному виді, назвемо узагальненою моделлю або формальним описом.

Щоб скласти формальний опис, необхідно, використовуючи функціональну схему БЗПД, увести безліч її параметрів, що характеризують, і базис операторів, які встановлюють відношення між цими параметрами. Тому першим кроком при побудові формального опису БЗПД є визначення множини їх параметрів:

$$\mathbf{Q} = \{q_i\}, i = \overline{1, n} \quad (2.1)$$

і базису операторів:

$$\mathbf{A} = \{A_i\}, i = \overline{1, m}. \quad (2.2)$$

Під параметрами БЗПД далі розуміються постійні або змінні в часі величини, які характеризують стан БЗПД в даний момент часу, задають їх властивості й характеристики. При цьому структура БЗПД визначається функціональною схемою, елементи якої повинні бути описані відповідними операторами A , з множини $\mathbf{A}$ (2.2).

Всі параметри (2.1) БЗПД можна розбити на чотири підмножини:

$$\mathbf{Q} = \{V, \alpha, \beta, \gamma\},$$

де $V = \{v_i\}$ ($i = \overline{1, k}$) – фазові змінні (координати) системи; $\alpha = \{\alpha_i\}$ ($i = \overline{1, l}$) – зовнішні параметри; $\beta = \{\beta_i\}$ ($i = \overline{1, m}$) – внутрішні параметри; $\gamma = \{\gamma_i\}$ ($i = \overline{1, n}$) – вихідні параметри.

Фазовими змінними БЗПД називаються функції часу v_i , які визначають стан БЗПД в будь-який заданий момент часу t . До складу множини фазових змінних V входять:

$\mathbf{X} = \{x_i\}$ ($i = \overline{1, q}$) – зовнішні або вхідні фазові змінні, утворюючи вектор вхідних впливів;

$\mathbf{Y} = \{y_i\}$ ($i = \overline{1, p}$) – вихідні фазові змінні, утворюючи вектор реакції БЗПД;

$\mathbf{Z} = \{z_i\}$ ($i = \overline{1, f}$) – внутрішні фазові змінні.

Оператор A_i ($i = \overline{1, m}$) являє собою правило, за яким кожному елементу x_i множини X вхідних фазових змінних (випадкових або детермінованих) ставиться в однозначну або взаїмооднозначну відповідність елемент y_i множини Y вихідних фазових змінних. При цьому має місце наступне операторне рівняння:

$$Y = AX. \quad (2.3)$$

Число різних функціональних ланок, з яких можна скласти функціональну схему БЗПД на будь-якому ієрархічному рівні, кінцеве. Тому для формального опису БЗПД на заданому ієрархічному рівні досить увести кінцеву множину (алфавіт) операторів:

$$A = \{A_i\}, i = \overline{1, M}. \quad (2.4)$$

Ця множина називається базисом операторів.

Зовнішніми параметрами БЗПД α називають фізичні величини, чисельні значення яких визначають характеристики вхідних фазових змінних X . Вектор вхідних дій, таким чином, можна описати наступним співвідношенням:

$$X = X(\alpha, t). \quad (2.5)$$

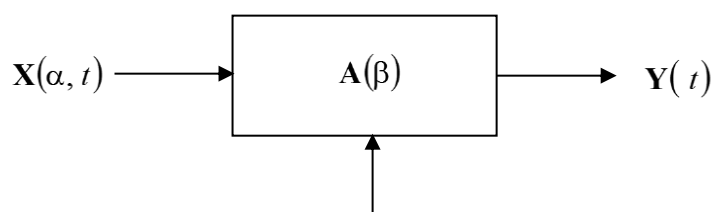
Внутрішніми параметрами БЗПД β називають фізичні величини, чисельні значення яких характеризують властивості функціональних ланок, що утворюють систему й описуються операторами множини A . При цьому оператори можна представити наступним співвідношенням:

$$A = A(\beta). \quad (2.6)$$

Сформульовані визначення дозволяють увести поняття формального опису БЗПД і відповідної моделі. У загальному випадку формальний опис БЗПД визначається операторним рівнянням (2.3). Із врахуванням уведених зовнішніх (2.5) і внутрішніх (2.6) параметрів це рівняння приймає вигляд:

$$Y(t) = A(\beta)X(\alpha, t), \quad (2.7)$$

де α й β у свою чергу можуть бути функціями часу t . Формальна схема БЗПД, що відображає цей опис, показана на рис. 2.1.



Рівняння (2.7) описує множину різних БЗПД. Щоб описати конкретний БЗПД, необхідно уточнити й деталізувати оператор $A(\beta)$. Якщо далі ввести обмеження й допущення щодо функціонування, то з формального опису може бути отримана модель конкретного БЗПД. Залежно від характеру обмежень і допущень моделі будуть різними. Таким чином, з формального опису (2.7) можна одержати множину моделей БЗПД.

Вхідним параметром БЗПД є фізична величина, чисельне значення якої характеризує якість роботи БЗПД. Множина вихідних параметрів БЗПД $\gamma = \{\gamma_i\}$ ($i = \overline{1, n}$) дозволяє кількісно оцінити правильність роботи і якість виконання поставленого завдання. Для оцінки множини вихідних параметрів γ формальний опис БЗПД в загальному виді можна представити співвідношенням:

$$\gamma = F_1(A, \beta, \alpha), \quad (2.8)$$

де A – оператор, що відображає структуру БЗПД. Такий опис у замкнутій формі можна одержати лише в результаті серйозного теоретичного аналізу, і то лише в найпростіших випадках.

При моделюванні адаптивної зміни параметрів БЗПД на ЕОМ застосовується наступний формальний опис вихідних параметрів:

$$\gamma = F_2[Y(t)], \quad (2.9)$$

де $Y(t) = \{y_i(t)\}$ ($i = \overline{1, p}$; $0 \leq t \leq T_n$; T_n – час спостереження реалізації). Тут вихідний параметр отримується у результаті обробки вибірки обсягом p з ансамблю реалізацій вихідної фазової змінної Y .

Формальна схема моделювання адаптивної зміни параметрів БЗПД на ЕОМ, у результаті якого можна одержати оцінку $\hat{\gamma}$ вихідного параметра, показана на рис. 2.2.

Тут завдання вирішується методом статистичного моделювання, тобто шляхом багаторазових прогонів моделі при заданих початкових умовах Y_0 і X_0 параметрах системи α й β .

У блоці X формується p незалежних реалізацій вхідних фазових змінних $X = \{x_i, \alpha, t\}$ ($i = \overline{1, p}$). Ці реалізації надходять у блок A , який є реалізованою на ЕОМ моделлю методу забезпечення достовірності інформації в БЗПД на основі адаптації кодових конструкцій, яка відображає ті або інші її особливості. На виході блоку A одержуємо p реалізацій вихідних фазових змінних $Y(t) = \{y_i(t)\}$ ($i = \overline{1, p}; 0 \leq t \leq T_n$). Для стохастичних систем у загальному випадку Y є нестационарним випадковим процесом з багатомірним розподілом. У блоці F_2 здійснюється перетворення й статистична обробка вибірки Y , у результаті якої одержуємо оцінку вихідного параметра $\hat{\gamma}$.

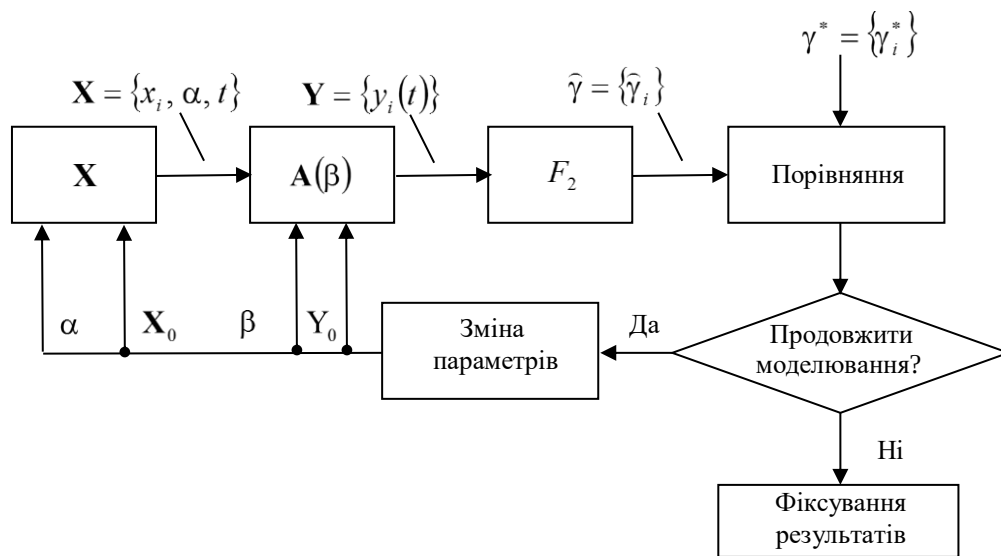


Рис. 2.2. Формальна схема моделювання адаптивної зміни параметрів БЗПД на ЕОМ

Далі отримані оцінки $\hat{\gamma}$ порівнюються з необхідними значеннями γ^* вихідних параметрів, обумовленими технічним завданням на проектування БЗПД. На підставі порівняння виносяться рішення про подальшу процедуру моделювання. Якщо результат порівняння $\hat{\gamma}$ й γ^* незадовільний, то приймається рішення про припинення досліджень, і результати моделювання фіксуються у вигляді документа.

Таким чином, для моделювання БЗПД необхідно мати у своєму розпорядженні формальний опис щодо множини вихідних параметрів $\gamma = \{\gamma_i\}$ ($i = \overline{1, n}$). Вихідні параметри, які використовуються для оцінки якості функціонування системи, тісно пов'язані з конкретними завданнями, які підлягають рішенню методами моделювання на ЕОМ. Такими вихідними параметрами можуть бути техніко-економічна ефективність, технічна ефективність, показники якості.

У процесі дослідження БЗПД і пристроїв вирішується широке коло задач. Типовими задачами, які можуть вирішуватися методами математичного моделювання на ЕОМ, є [130,131]:

- задачі дослідження операцій, у яких застосовуються різні БЗПД;
- дослідження й проектування БЗПД і комплексів;
- задачі оптимізації управління БЗПД, комплексами й технологічними процесами.

Постановку цих задач і можливі шляхи їхнього рішення можна сформулювати, якщо скористатися розглянутим вище формальним описом БЗПД.

Для рішення задач дослідження операцій широко використовують статистичні моделі, які відображають послідовність розвитку подій при функціонуванні БЗПД. Статистичні моделі дослідження операцій – перший крок моделювання БЗПД при її проектуванні. Формальним описом процесу адаптивної зміни структури кодів в БЗПД при дослідженні є сукупність операторних рівнянь, які встановлюють залежність ефективності БЗПД $\mathcal{E}$ по заданому показнику від їх основних параметрів:

$$\mathcal{E} = F_1(\mathbf{Q}), \quad \mathbf{Q} = \{V, \alpha, \beta, \gamma\} \quad (2.10)$$

Таким чином, сутність статистичного моделювання при рішенні задач дослідження операцій зводиться до синтезу деякого моделюючого алгоритму, що імітує поведінку й взаємодію елементів БЗПД з врахуванням випадкових факторів, який дозволяє оцінювати ефективність БЗПД (2.10).

Формальним описом процесу адаптивної зміни структури кодів в БЗПД при дослідженні є сукупність операторних рівнянь, яка встановлює залежність реакції БЗПД $\mathbf{Y}(t)$ або його вихідного параметра γ від основних внутрішніх і зовнішніх параметрів:

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{A}(\beta)\mathbf{X}(\alpha, t), \quad 0 \leq t \leq T_n, \quad (2.11)$$

$$\gamma = F_1(\mathbf{A}, \alpha, \beta) \text{ або}$$

$$\gamma = F_2[\mathbf{Y}(t)], \quad \mathbf{Y}(t) = \mathbf{Y}[\beta, \mathbf{X}(\alpha, t), t], \quad 0 \leq t \leq T_n, \quad (2.12)$$

де t – незалежна змінна (час). Під вихідними параметрами γ в цьому випадку розуміють показники якості або технічну ефективність досліджуваного БЗПД.

Особливістю моделювання при рішенні цього роду задач є наявність вичерпної інформації про процес адаптивної зміни структури кодів в БЗПД для переходу від формального опису (2.11), (2.12) до моделей.

Формальним описом процесу адаптивної зміни структури кодів в БЗПД при їх проектуванні є сукупність операторних рівнянь, які встановлюють залежність ефективності БЗПД від їх структури, основних параметрів і зовнішніх впливів:

$$\mathcal{E} = F_1[\mathbf{A}(\beta), \mathbf{X}(\alpha, t)]. \quad (2.13)$$

У процесі проектування БЗПД задачу прагнуть вирішити щонайкраще, тобто забезпечити умову $\mathcal{E} = \text{extr}$.

Формальним описом процесу адаптивної зміни структури кодів в БЗПД, які використовуються при управлінні комплексом або процесом, є сукупність операторних рівнянь, що встановлюють залежність ефективності комплексу від основних параметрів і реакцій при заданих зовнішніх впливах:

$$\mathcal{E} = F(\mathbf{Q}, \mathbf{Y}) \text{ при } \mathbf{X} = \mathbf{X}(\alpha, t). \quad (2.14)$$

Використання таких моделей у складі комплексу дозволяє оптимізувати якість управління в складних ситуаціях роботи.

У процесі дослідження й проектування БЗПД виникає необхідність у рішенні наступних інженерних задач:

аналіз характеристик фазових змінних $\mathbf{X}$ і $\mathbf{Y}$;

аналіз характеристик БЗПД, які описуються операторами $\mathbf{A}$, або утворюючих їх функціональних ланок;

оцінка показників якості $\mathbf{K}$ БЗПД, які характеризують точність, завадостійкість, надійність і т.п.;

оцінка ефективності БЗПД в цілому;

оцінка критичних значень зовнішніх α або внутрішніх β параметрів БЗПД;

оптимізація параметрів α і β за заданим критерієм;

вибір найкращої структури БЗПД $\mathbf{A}^*$ з множини $\mathbf{A}$ можливих варіантів (функціональне проектування).

Багато завдань із зазначених можна вирішити, одержавши оцінку технічної ефективності досліджуваних або проєктованих БЗПД. Однак для цього необхідно мати у своєму розпорядженні відповідні критерії оцінки. Розглянемо можливі способи вибору критерію.

БЗПД відносяться до складних стохастичних систем, тому їх ефективність варто оцінювати ймовірнісними критеріями. Такими критеріями можуть бути:

ймовірність настання події B , полягає в тому, що БЗПД виконає поставлену задачу повністю:

$$\mathfrak{E}_1 = P(B), \quad 0 \leq \mathfrak{E}_1 \leq 1; \quad (2.15)$$

математичне очікування деякої випадкової величини B :

$$\mathfrak{E}_2 = \mathbf{M}[B] = \mathbf{M}[\mathbf{Y}(t_1)], \quad 0 \leq t_1 \leq T_n; \quad (2.16)$$

дисперсія випадкової величини B :

$$\mathfrak{E}_3 = \mathbf{D}[B] = \mathbf{D}[\mathbf{Y}(t_1)], \quad 0 \leq t_1 \leq T_n. \quad (2.17)$$

Розглянемо деякі особливості уведених критеріїв.

Критерій (2.15) визначає якість роботи БЗПД відповідно до принципу «все або нічого», «так чи ні», наприклад, передані або не передані повідомлення. У загальному випадку технічна ефективність БЗПД у вигляді (2.15) визначається наступним співвідношенням:

$$\mathfrak{E}_1 = P(B) = \int_G W(q_1, q_2, \dots, q_n) dq_1 dq_2 \dots dq_n, \quad q_i \in G,$$

де $W(q_1, q_2, \dots, q_n)$ – багатомірна функція розподілу щільності ймовірності рішення БЗПД поставленої задачі; $\mathbf{Q} = \{q_i\}$ ($i = \overline{1, n}$) – множина параметрів, які безпосередньо впливають на ймовірність виконання БЗПД поставленої задачі; G – область значень, які приймають параметри БЗПД в процесі їх функціонування.

Для оцінки технічної ефективності цим способом необхідно спочатку знайти багатомірний розподіл $w(\mathbf{Q})$. Методом моделювання на ЕОМ можна знайти лише гістограму розподілу, тобто оцінку $\hat{w}(\mathbf{Q})$, і за умови, що множина $\mathbf{Q}$ містить один-два параметрів.

Другий спосіб визначення ефективності – безпосереднє використання статистичного моделювання БЗПД. При цьому ефективність можна оцінити як:

$$\mathfrak{E}_1 = \hat{P}(B) = n_B / N, \quad (2.18)$$

де N – обсяг вибірки з ансамблю реалізацій (числа випробувань БЗПД); n_B – число випробувань, які завершилися виконанням БЗПДю поставленої задачі.

Ефективність повинна бути визначена з урахуванням множини показників якості $\mathbf{K} = \{K_i\}$ ($i = \overline{1, m}$). Всі показники взаємозалежні й оцінка технічної ефективності повинна проводитися з урахуванням цих зв'язків. Для цього необхідно мати досить детальну й складну модель БЗПД, що складно, особливо на початкових стадіях проектування. Тому на початкових стадіях проектування ефективність БЗПД оцінюють по якому-небудь одному (частіше головному) показнику якості, наприклад надійності, пропускну́ї спроможності, завадостійкості:

$$\mathfrak{E}_1 = P^n(B); \mathfrak{E}_2 = P^p(B); \mathfrak{E}_3 = P^{py}(B). \quad (2.19)$$

Для рішення кожної задачі повинні бути побудовані окремо відповідні моделі.

Отже, підготовча робота, яку необхідно виконати до початку дослідження БЗПД на ЕОМ, у кожному конкретному випадку включає:

розробку алгоритмів формування реалізацій вектора вхідної фазової змінної $\mathbf{X}$;

формування й реалізацію на ЕОМ моделі БЗПД, що підлягає дослідженню для одержання реалізацій вихідної фазової змінної Y ;

розробку програми для одержання чисельних значень вихідних параметрів БЗПД, яка досліджується, що дозволяють оцінити якість її функціонування.

Цей підрозділ містить неформальну частину, що вимагає для виконання високої кваліфікації, і формальну, котра в принципі може бути автоматизована. Автоматизація моделювання на своїй початковій стадії може полягати в тому, що формальна частина підготовчої роботи виконується заздалегідь і використовується далі дослідником у міру необхідності. Ці питання стосовно опису процесу адаптивної зміни кодових конструкцій в БЗПД розглянуті далі.

2.2. Метод забезпечення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних на основі адаптації кодових конструкцій

На рис. 2.3 представлена структурна схема системи забезпечення достовірності інформації в БЗПД на основі адаптації кодових конструкцій [57].

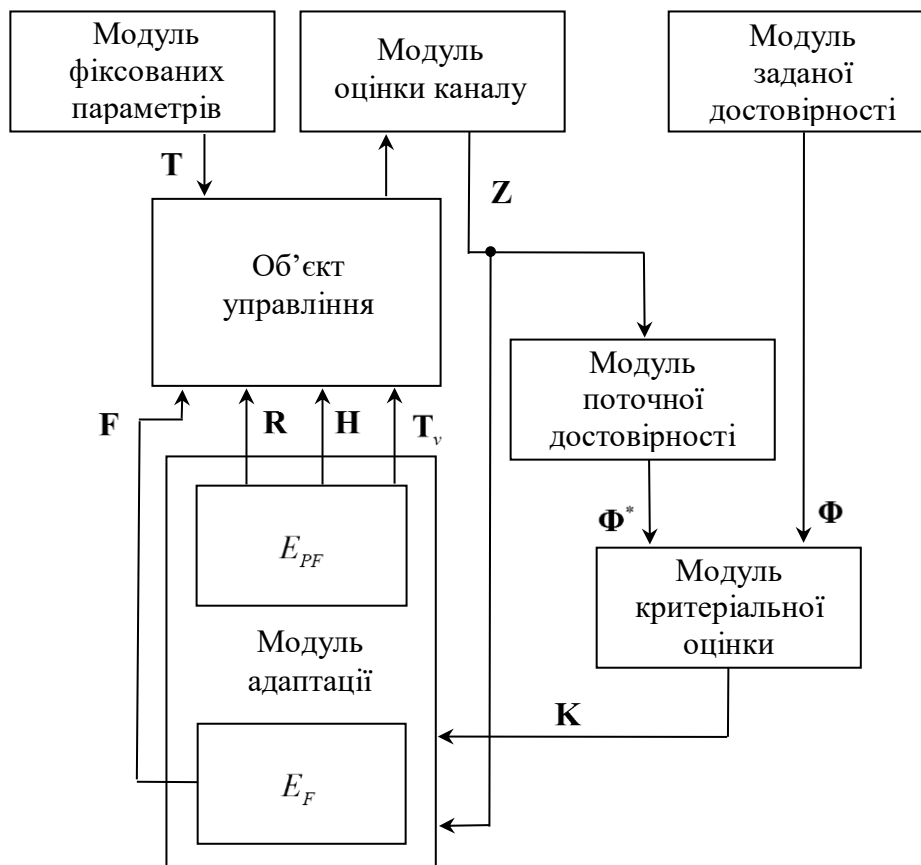


Рис. 2.3. Структурна схема системи забезпечення достовірності інформації в БЗПД на основі адаптації кодових конструкцій

Вона складається з модуля об'єкта управління, модуля заданої достовірності, модуля поточної достовірності, модуля фіксованих параметрів турбо коду, модуля оцінки каналу, модуля критеріальної оцінки, модуля адаптації. До складу об'єкта управління входять: джерело даних (приймач даних) – буферний пристрій, кодек турбо коду (блокового коду, коду Ріда-Соломона), модем сигналів фазової модуляції, квадратурної амплітудної модуляції.

В якості оцінки достовірності інформації в роботі прийнята середня ймовірність бітової помилки інформаційної послідовності $P_B = E_b / G_0$, де E_b – енергія сигналу, що припадає на один біт, G_0 – спектральна щільність потужності адитивного білого гаусівського шуму.

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

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

Модуль критеріальної оцінки, аналізуючи Φ та Φ^* , визначає поточне значення показника забезпечення достовірності інформації, тобто виконує

порівняння $P_B \leq P_{B \text{ зад}}$ або $P_B > P_{B \text{ зад}}$. Результат аналізу передається у вигляді масиву даних $\mathbf{K} = (k_1, k_2, \dots, k_s)$ розмірності s до модуля адаптації. Елементи масиву даних $\mathbf{K}$ відповідають критерію оцінки поточної середньої ймовірності бітової помилки.

Модуль визначення фіксованих параметрів містить запрограмовані параметри завадостійких кодів, які будуть незмінними для турбо кодів та начальними для кодів Ріда-Соломона та блокових кодів при функціонуванні БЗПД в умовах впливу завад. Для багатокomпонентного турбо коду значення цих параметрів передається до кодека турбо коду у вигляді масиву даних фіксованих параметрів турбо коду $\mathbf{T}^{(1)} = (t_1^{(1)}, t_2^{(1)}, t_3^{(1)}, t_4^{(1)}, t_5^{(1)})$, де $t_1^{(1)}$ – кількість ітерацій декодування l ; $t_2^{(1)}$ – розмір кадру переданої бітової послідовності N ; $t_3^{(1)}$ – тип використовуваного перемежувача/деперемежувача; $t_4^{(1)}$ – алгоритм декодування турбо коду; $t_5^{(1)}$ – обмеження довжини рекурсивного систематичного згорткового коду (РСЗК) K . Для блочного коду масив даних начальних параметрів буде таким: $\mathbf{T}^{(2)} = (t_1^{(2)}, t_2^{(2)}, t_3^{(2)})$, де $t_1^{(2)}$ – кількість інформаційних біт k , $t_2^{(2)}$ – кількість біт в кодовому слові n ; $t_3^{(2)}$ – здатність кода виправляти помилки t . Для кода Ріда-Соломона масив даних начальних параметрів буде мати наступний вид: $\mathbf{T}^{(3)} = (t_1^{(3)}, t_2^{(3)}, t_3^{(3)}, t_4^{(3)})$, де $t_1^{(3)}$ – кількість інформаційних біт k ; $t_2^{(3)}$ – кількість біт в кодовому слові n ; $t_3^{(3)}$ – здатність кода виправляти помилки t , $t_4^{(3)}$ – кількість біт в символі m .

Модуль адаптації містить множини сигнальних структур E_F і множини структур турбо коду, коду Ріда-Соломону та блочного коду E_{PF} , які формуються на етапі проектування БЗПД. У модулі адаптації по відповідному значенню елементів масивів даних $\mathbf{K}$ та $\mathbf{Z}$ відбувається вибір з множин E_F та E_{PF} сигнальної структури, яка представлена у вигляді масиву даних $\mathbf{F} = (f_1, f_2)$, а також структури турбо коду, представлених масивом даних $\mathbf{T}_v = (t_{v1}, t_{v2}, \dots, t_{vh})$ розмірності h , структури коду Ріда-Соломону у вигляді масиву даних $\mathbf{R} = (r_1, r_2, \dots, r_j)$ розмірності j та структури блокових кодів Хеммінга у вигляді

вектору $\mathbf{h} = (h_1, h_2, \dots, h_l)$ розмірності l . Масив даних $\mathbf{F}$ містить наступні елементи: f_1 – вид модуляції сигналу; f_2 – розмірність сигнального сузір'я M (значення комплексної амплітуди радіосигналів) застосовуваного виду модуляції. Елементами масиву даних структури $\mathbf{T}_v$ є: t_{v1} – кількість компонентних кодерів (декодерів) турбо коду; t_{v2} – параметр декодування $\mu^i(RMSE)$; t_{v3} – швидкість кодування турбо коду; t_{v4} – поліном зворотного зв'язку РСЗК турбо коду g_0 ; $t_{v5}, \dots, t_{vh}$ – поліноми прямих зв'язків РСЗК турбо коду $g_1, \dots, g_{h-4}$. Елементами масиву даних $\mathbf{R}$ є: r_1 – бітова послідовність кодового символу m ; r_2 – кількість помилкових біт у символі d . Елементи масиву даних $\mathbf{H}$ наступні: h_1 – довжина коду n ; h_2 – число інформаційних біт k . Структура об'єкта управління адаптується до зміни заводової обстановки шляхом варіації масивів даних структури кодів.

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

Процес адаптивного управління повинен включати в себе наступні положення [132-136]:

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

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

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

розподілу. В цьому випадку пара $(x, \hat{P}(\xi))$ – є станом управляемого об'єкта.

2. Стан системи спостерігається на кожному кроці.

3. На кожному кроці розраховується апріорна оцінка.

4. Існує систематична процедура для модифікації апріорної функції розподілу по мірі того, як розгортається цей процес. Ця процедура може бути з адаптацією, якщо в результаті вибору u_k нова функція розподілу залежить від старої функції розподілу, від реалізації ξ_k , від початкового стану x_0 , нового стану x_k та управління u_k .

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

З наведеного формулювання процесів управління з адаптацією виникають логічні принципи адаптації по Белману [132]:

1. Адаптивне управління розглядається як управління по стану в умовах випадкового середовища функціонування з невідомою функцією розподілу.

2. В основі “механізму” адаптації є теорія ітерацій і тому використовуються чисельні методи оптимізації з послідовним використанням вимірювальних даних.

3. Рандомізація цільової функції і використання методів теорії статистичних рішень.

Адаптивна система забезпечення достовірності інформації в БЗПД на основі адаптації кодових конструкцій (рис. 2.3) може бути предствлена структурною моделлю на основі мереж Петрі. Для опису структурної моделі адаптивної зміни кодових конструкцій в умовах впливу завад будемо використовувати теорію мереж Петрі. При цьому адаптивна система забезпечення достовірності інформації в БЗПД представляється мережею Петрі адаптивної зміни кодових конструкцій (мережа адаптації).

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

Визначення 2.1. Мережа адаптації є четвіркою $C = (P, T, I, O)$. $P = \{p_1, p_2, \dots, p_n\}$ – кінцева множина позицій, $n \geq 0$. $T = \{t_1, t_2, \dots, t_m\}$ – кінцева множина переходів, $m \geq 0$. Множина позицій і множина переходів не перетинаються, $P \cap T = \emptyset$. $I: T \rightarrow P^\infty$ є вхідною функцією – відображенням з переходів в комплекти позицій. $O: T \rightarrow P^\infty$ є вихідною функцією – відображенням з переходів в комплекти позицій.

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

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

Структура мережі адаптації являє собою сукупність позицій та переходів. В зв'язку з цим граф мережі адаптації має два типи вузлів. Коло $\bigcirc$ позицією, а

|

планка – переходом. Орієнтовані дуги (стрілки) з'єднують позиції та переходи, при цьому деякі дуги направлені від позицій к переходам, а деякі – від переходів к позиціям. Дуга, що направлена від позиції p_i к переходу t_j , визначає позицію, яка є входом переходу. Вихідна позиція позначається дугою від переходу до позиції.

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

Визначення 2.2. Маркування μ мережі адаптації $C = (P, T, I, O)$ є функція, яка відображає множину позицій P в множину невід'ємних цілих чисел N .

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

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

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

Визначення 2.3. Перехід $t_j \in T$ в маркованій мережі адаптації $C = (P, T, I, O)$ з маркуванням μ дозволений, якщо для всіх $p_i \in P$

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

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

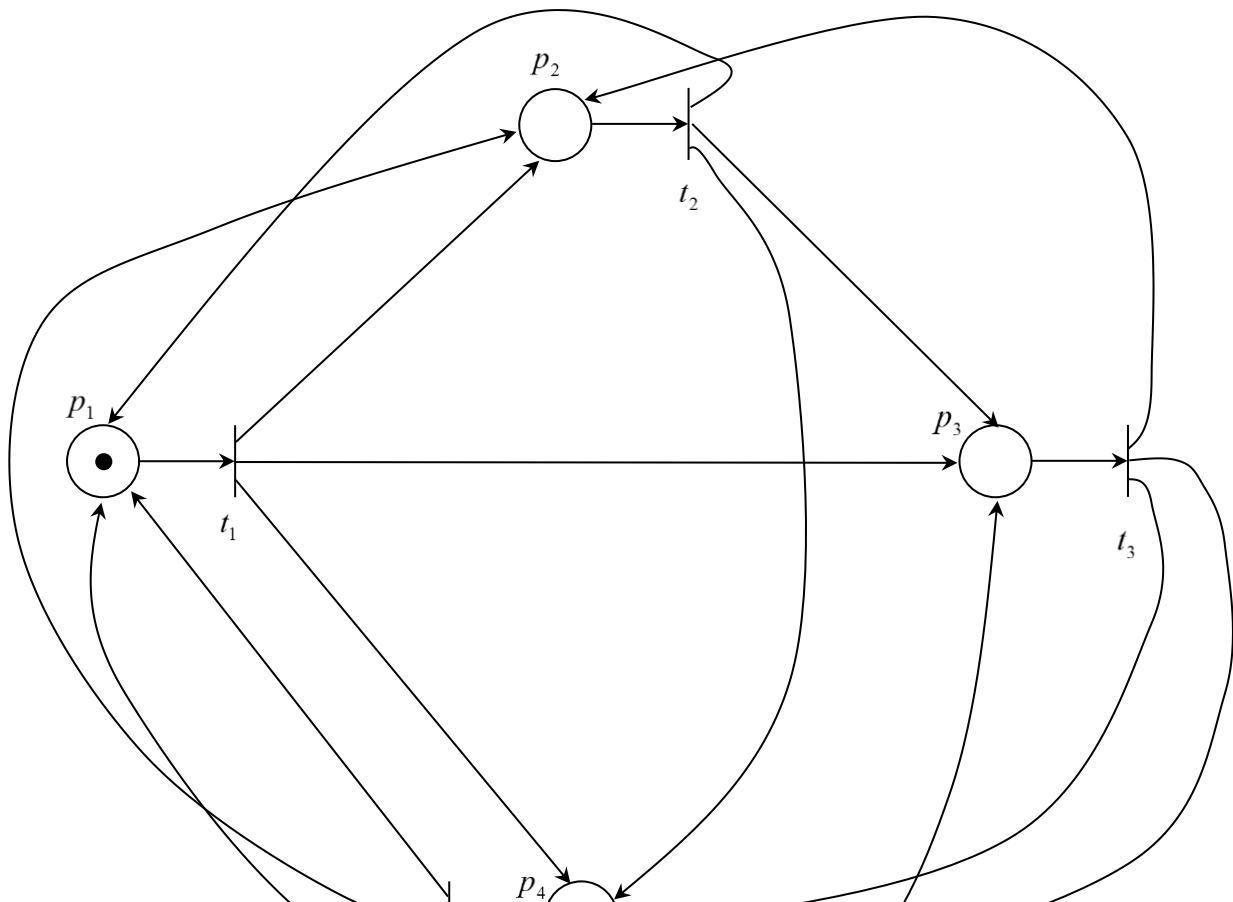
Визначення 2.4. Перехід t_j в маркованій мережі адаптації з маркуванням μ

може бути здійснений всякий раз, коли він дозволений. В результаті запуску дозволеного переходу t_j створюється нове маркування μ' , яке визначається наступним співвідношенням: $\mu'(p_i) = \mu(p_i) - \#(p_i, I(t_j)) + \#(p_i, O(t_j))$.

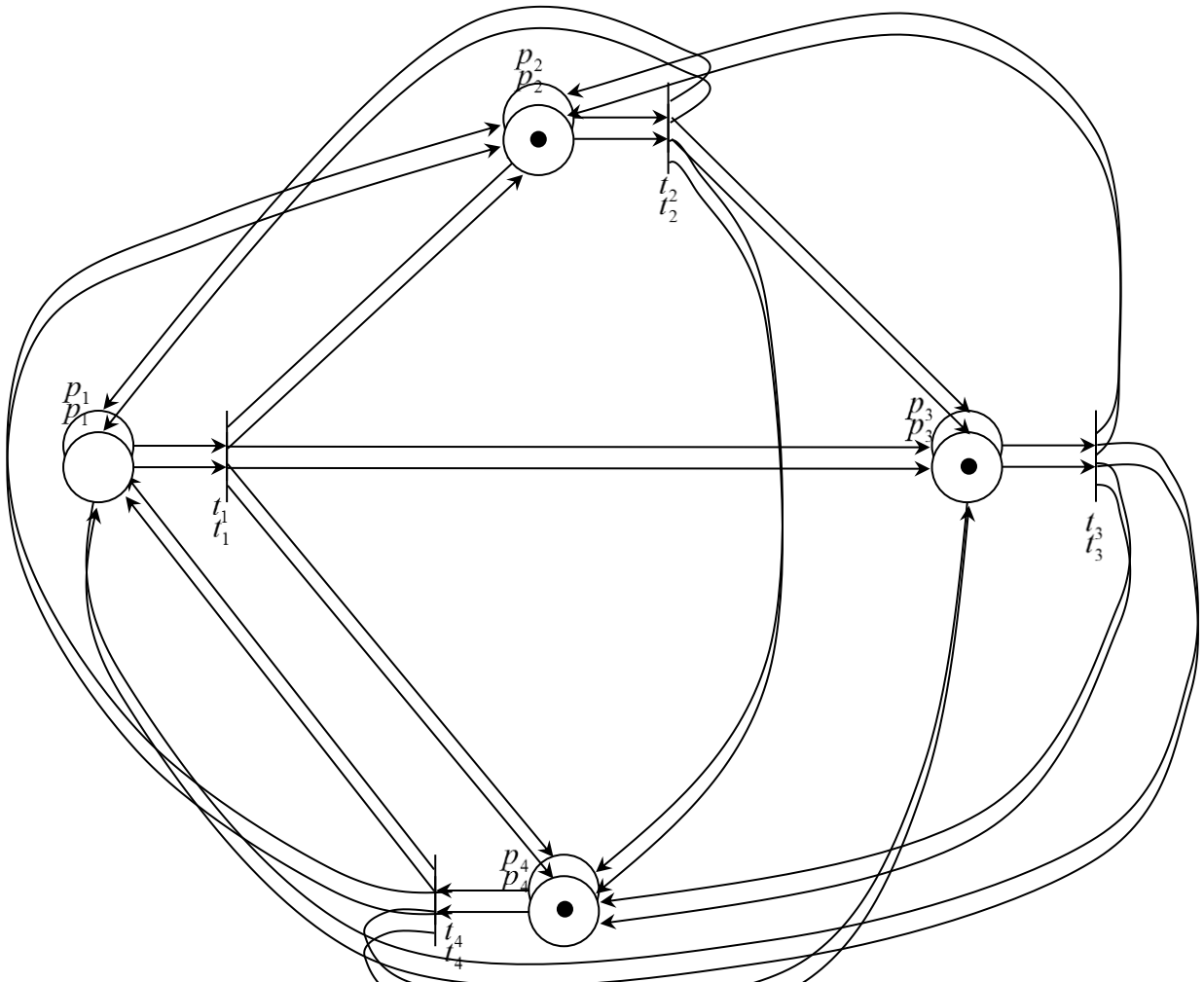
Стан мережі адаптації визначається її маркуванням. Запуск переходу змінює стан мережі адаптації шляхом зміни маркування мережі. Зміни в стані визначаються функцією змін δ , яку ми назовемо функцією наступного стану. Коли ця функція застосовується до маркування μ (стану) та переходу t_j , вона створює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

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

На рис. 2.4 показана маркована мережа адаптації $M = (C, \mu)$ для кількості позицій (потужності множини P) та переходів (потужності множини T) рівної чотирьом.



При такому маркуванні дозволений перехід тільки t_1 (початковий стан x_0 БЗПД відповідає позиції p_1 , тобто деякій кодовій конструкції). При цьому $I(t_1) = \{p_1\}$, $O(t_1) = \{p_2, p_3, p_4\}$. Якщо перехід запущений, то відбувається видалення фішки з входу та переміщення її в кожний вихід. При цьому фішка видаляється з p_1 та переміщується в p_2 , p_3 та p_4 . Таким чином, БЗПД може перейти в позицію p_2 , або в p_3 , або в p_4 (що відповідає деякій сигнально-кодовій конструкції). При цьому стан $x_1 = F(x_0, u_1, \xi_1)$. Нове маркування мережі адаптації показано на рис. 2.5.



В маркованій мережі адаптації, зображених на рис. 2.5, дозволені переходи t_2 , t_3 та t_4 . При запуску t_2 відбувається видалення фішки з p_2 та поміщення її в p_1 , p_3 та p_4 . Аналогічно при запуску t_3 та t_4 . При запуску t_2 $I(t_2) = \{p_2\}$, $O(t_2) = \{p_1, p_3, p_4\}$. Таким чином, стан мережі адаптації $\mathbf{x}_2 = F(\mathbf{x}_1, \mathbf{u}_2, \xi_2)$.

На рис. 2.4-2.5 вибір конкретної позиції залежить від вектору завад $\mathbf{Z}$. Для цього повинна бути створена база даних, в якій задані множини E_F та E_{PF} , при цьому конкретні F , T_v , R , H обираються за допомогою методу підготовки первинної інформації для адаптивних БЗПД, який буде розроблено у четвертому розділі дисертації.

На наступному етапі розроблено метод забезпечення достовірності інформації в БЗПД на основі адаптації кодових конструкцій, що дозволить забезпечити задані показники достовірності інформації та зменшити кількість елементарних операцій цифрових сигнальних процесорів при цифровій обробці кодованих даних.

Сутність методу полягає у комбінованій адаптації різних завадостійких кодів на основі кодів Ріда-Соломона, БЧХ-кодів та багатокомпонентних турбо кодів з метою забезпечення достовірності інформації та зменшення при цьому складності реалізації пристроїв кодування/декодування.

Алгоритм реалізації методу наступний.

1. Визначення масивів даних фіксованих параметрів для турбо коду, БЧХ-коду та коду Ріда-Соломона: $\mathbf{T}^{(1)} = (t_1^{(1)}, t_2^{(1)}, t_3^{(1)}, t_4^{(1)}, t_5^{(1)})$, $\mathbf{T}^{(2)} = (t_1^{(2)}, t_2^{(2)}, t_3^{(2)})$, $\mathbf{T}^{(3)} = (t_1^{(3)}, t_2^{(3)}, t_3^{(3)}, t_4^{(3)})$.

2. За показник оптимальності процесу адаптації виберемо квадрат сумарної помилки (відхилення регульованої величини від заданої) [137]:

$$J = e_d^2(t), \quad (2.20)$$

де $e_d^2(t)$ – динамічна помилка $e_d^2(t) = P_{\text{пом}}(t) - P_{\text{пом потр}}$

3. Уведемо деякі обмеження. Так, при аналізі вважатимемо, що число похідних $P_{\text{пом}}(t)$ обмежено, а характеристики випадкових дій (навмисних завад) відомі з точністю до параметрів. Крім того, вважатимемо, що зміна параметрів дій відбувається набагато повільніше в порівнянні з перехідними процесами в даній системі. Таким чином, система, яка розглядається відноситься до детермінованої.

4. Для реалізації принципу самоналаштування в методі застосований підхід, відповідно до якого знаходиться градієнт, що визначається виразом [137]:

$$\nabla J(\mathbf{U}) = \left[\frac{\partial J}{\partial u_1}, \frac{\partial J}{\partial u_2}, \dots, \frac{\partial J}{\partial u_N} \right], \quad (2.21)$$

де u_i – регульовані параметри управляючого пристрою, число яких дорівнює N .

Якщо $J(\mathbf{U})$ допускає диференціювання, то він досягає екстремуму тільки при таких значеннях $\mathbf{U} = (u_1, u_2, \dots, u_N)$, для яких N часткових похідних $\frac{\partial J(\mathbf{U})}{\partial u_v}$,

$v = \overline{1, N}$ одночасно перетворюються в нуль, або градієнт

$\nabla J(\mathbf{U}) = \left[\frac{\partial J}{\partial u_1}, \frac{\partial J}{\partial u_2}, \dots, \frac{\partial J}{\partial u_N} \right]$ дорівнює нулю.

Таким чином, необхідною умовою оптимальності є рівність:

$$\nabla J(\mathbf{U}) = 0. \quad (2.22)$$

5. Основна ідея розв'язання рівняння (2.22) полягає в наступному. Представимо (2.22) у вигляді:

$$\mathbf{U} = \mathbf{U} - \xi \nabla J(\mathbf{U}), \quad (2.23)$$

де ξ – деякий скаляр.

Будемо шукати оптимальний вектор $\mathbf{U} = \mathbf{U}^*$ за допомогою послідовних наближень або ітерацій:

$$u_v[k] = u_v[k-1] - \xi[k] \nabla J(u_v[k-1]), \quad v = \overline{1, N}. \quad (2.24)$$

Значення $\xi[k]$ визначають величину чергового кроку й залежать від номера кроку. Різні форми регулярних ітеративних методів відрізняються один від одного конкретним вибором $\xi[k]$.

Форма запису алгоритму адаптації може бути представлена різним рівнянням:

$$\Delta u[k-1] = u[k] - u[k-1] = -\xi[k] \nabla J(u[k-1]). \quad (2.25)$$

Алгоритм послідовних наближень або ітерацій наступний.

1. При переході від $u_v[k-1]$ до $u_v[k]$ робиться випадковий крок $\gamma \xi[k]$, де ξ – випадковий масив даних, рівномірно розподілений в n -вимірній одиничній сфері, γ – величина кроку. Перевіряється умова: $J(u_v[k-1] - \gamma \xi[n]) < J(u_v[k-1])$. Якщо так, то параметри системи змінюються відповідно встановленим масивом даних $u_v[k]$. В протилежному випадку здійснюється перехід до кроку 2.

2. Робиться наступний випадковий крок $\gamma \xi[k]$ і в цьому випадку знову перевіряється умова $J(u_v[k-1] - \gamma \xi[n]) < J(u_v[k-1])$. Таким чином, відбувається рекурентний процес до тих пір, поки не буде виконана умова $J(u_v[k-1] - \gamma \xi[n]) < J(u_v[k-1])$. Якщо умова не виконана і перебрані всі елементи U , здійснюється вибір наступного масиву даних параметрів U . Здійснюється перехід до кроку 1.

3. Процедура пошуку мінімуму $P_{\text{пом}}$ здійснюється таким чином: при початковому значенні u_1 змінюється тільки складова u_2 до тих пір, поки $P_{\text{пом}}$ не досягне екстремального значення. Після цього здійснюються аналогічні зміни u_3 до досягнення екстремуму й т.д. до u_N , потім весь цикл пошуку повторюється, починаючи з u_1 до виконання умови $\nabla J(U) = 0, J(u_{k+1}) < J(u)$.

4. Перевіряється виконання умови $\nabla J(U) = 0, J(u_{k+1}) < J(u) (P_{\text{пом}} \leq P_{\text{пом потр}})$.

При виконанні умови $\nabla J(U) = 0, J(u_{k+1}) < J(u)$ значення масиву даних U залишаються незмінними.

При невиконанні умови $\nabla J(\mathbf{U})=0, J(u_{k+1}) < J(u)$ проводиться новий цикл пошуку мінімуму $P_{\text{ном.}}$ з використанням іншого класу кодів, і алгоритм повторюється.

Під завданням пошуку будемо розуміти відшукування оптимального значення невідомої функції $Q(x_1, \dots, x_n)$ або таких значень змінних $x_1^*, \dots, x_n^*$, які відповідають оптимальному значенню функції $Q^* = Q(x_1^*, \dots, x_n^*)$. При цьому аналітична залежність між функцією критерію і змінними рівняння $x_i (i = \overline{1, n})$ або невідома, або дуже складна.

Відмінність розробленого методу від існуючих, що визначає його новизну, полягає в застосуванні різних за структурою завадостійких кодів, від більш простих до більш складних, в залежності від відношення сигнал-шум в каналі, що призводить до забезпечення заданих характеристик достовірності інформації та спрощення варіантів синтезу моделей БЗПД, особливо за умов нестаціонарних навмисних завад.

З метою оцінки складності реалізації методу забезпечення достовірності інформації в БЗПД на основі адаптивного кодування була проведена оцінка складності алгоритмів декодування турбо кодів при декодуванні біта інформації, оскільки декодер турбо коду є найбільш складним елементом.

В табл. 2.1 – 2.3 наведені зведені данні отримані в [61] (для Map, Max Log Map та Log Map алгоритмів декодування), де m – кількість ячілок пам'яті, а q – загальна кількість символів з виходу РСЗК, ADD – алгебраїчна операція додавання, MULT – множення, DIV – ділення, SUB – віднімання, MAX – визначення максимального значення, COMP – порівняння, ABS – визначення абсолютного значення, LOG – лорифмування, EXP – експоненціювання.

Таблиця 2.1 – Кількість алгебраїчних операцій для декодуванні біта інформації за алгоритмом Map

Операції	Параметри алгоритму декодування Map							
	γ	α	β	$\tilde{\alpha}$	$\tilde{\beta}$	σ	L	L_e
ADD	$2 \times 2^m \times q$	2^m	2^m	$2^m - 1$			$2 \times 2^m - 2$	
MULT	$2 \times 2^m \times (q + 3)$	2×2^m	2×2^m			4×2^m		
DIV				2^m	2^m		1	

SUB								2
LOG							1	
EXP	2×2^m							

Таблиця 2.2 – Кількість алгебраїчних операцій для декодуванні біта інформації за алгоритмом Max Log Map

Операції	Параметри алгоритму декодування Max Log Map							
	Γ	A	B	$\tilde{A}$	$\tilde{B}$	σ	L	L_e
ADD	$2 \times 2^m \times q$	2×2^m	2×2^m			4×2^m		
MULT	$2 \times 2^m \times (q + 3)$							
SUB				2^m	2^m		1	2
MAX		2^m	2^m	$2^m - 1$			$2 \times 2^m - 2$	

Таблиця 2.3 – Кількість алгебраїчних операцій для декодуванні біта інформації за алгоритмом Log Map

Операції	Параметри алгоритму декодування Log Map							
	Γ	A	B	$\tilde{A}$	$\tilde{B}$	σ	L	L_e
ADD	$2 \times 2^m \times q$	3×2^m	3×2^m			4×2^m	$2 \times 2^m - 2$	
MULT	$2 \times 2^m \times (q + 3)$							
SUB				2^m	2^m		1	2
MAX		2^m	2^m	$2^m - 1$			$2 \times 2^m - 2$	
COMP		5×2^m	5×2^m				$10 \times 2^m - 10$	
ABS		2^m	2^m				$2 \times 2^m - 2$	

В табл. 2.4 наведено кількість алгебраїчних операцій для декодування біта інформації за алгоритмом Map, що виконуються за один такт роботи цифрового сигнального процесора отриманих в [61].

Таблиця 2.4.

Операції	Параметри алгоритму декодування Map							
	γ	α	β	$\tilde{\alpha}$	$\tilde{\beta}$	σ	L	L_e
ADD	$2 \times 2^m \times q + 22 \times 2^m + 8$	2^m	2^m	$2^m - 1$			$2 \times 2^m - 2$	
MULT	$2 \times 2^m \times q + 246 \times 2^m + 66$	2×2^m	2×2^m	2^m	2^m	4×2^m	1	
RECIPS	$20 \times 2^m + 8$			2^m	2^m		1	
SUB	1							2

Операції наведені в табл. 2.2, 2.3 не змінюються, оскільки вони відповідають елементарним.

За результатами додавання отримано загальну кількість елементарних операцій для алгоритмів декодування Map, Max Log Map и Log Map, необхідних для декодування одного біту інформації (табл. 2.5).

Таблиця 2.5 – Оцінка складності реалізації алгоритмів декодування турбо кодів

Складність	Алгоритм декодування турбо кодів		
	Map	Max Log Map	Log Map
ϕ	$4 \times 2^m \times q + 305 \times 2^m + 84$	$4 \times 2^m \times q + 21 \times 2^m$	$4 \times 2^m \times q + 49 \times 2^m - 14$

Таким чином, складність реалізації алгоритмів декодування турбо кодів (ϕ) є функцією від кількості ячілок пам'яті РСЗК та кількості символів з виходу РСЗК $\phi_{\text{Map}} = f(m, q)$, $\phi_{\text{Max Log Map}} = \xi(m, q)$, $\phi_{\text{Log Map}} = \zeta(m, q)$.

В табл. 2.6 – 2.8 наведені зведені данні отримані для різних значень m та q в [61].

Таблиця 2.6 – Кількість елементарних операцій при декодуванні біту інформації за алгоритмом Map

	q			
m	2	3	4	5
2	1336	1352	1368	1384
3	2588	2620	2652	2684
4	5092	5156	5220	5284
5	10100	10228	10356	10484
6	20116	20372	20628	20884
7	40148	40660	41172	41684
8	80212	81236	82260	83284
9	160340	162388	164436	166484

Таблиця 2.7 – Кількість елементарних операцій при декодуванні біту інформації за алгоритмом Max Log Map

	q			
m	2	3	4	5
2	116	132	148	164
3	232	264	296	328
4	464	528	592	656
5	928	1056	1184	1312
6	1856	2112	2368	2624
7	3712	4224	4736	5248
8	7424	8448	9472	10496
9	14848	16896	18944	20992

Таблиця 2.8 – Кількість елементарних операцій при декодуванні біту інформації за алгоритмом Log Map

	q			
m	2	3	4	5
2	214	230	246	262
3	442	474	506	538
4	898	962	1026	1090

5	1810	1938	2064	2194
6	3634	3890	4146	4402
7	7282	7794	8306	8818
8	14578	15602	16626	17650
9	29170	31218	33266	35514

Залежності складності алгоритмів декодування Мар, Max Log Мар и Log Мар від кількості ячілок пам'яті РСЗК для різних q наведені відповідно на рис. 2.6 – 2.8.

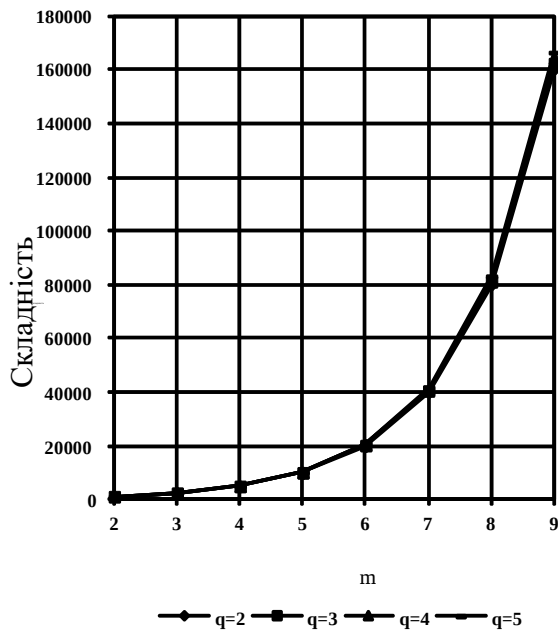


Рис. 2.6. Складність алгоритму Мар

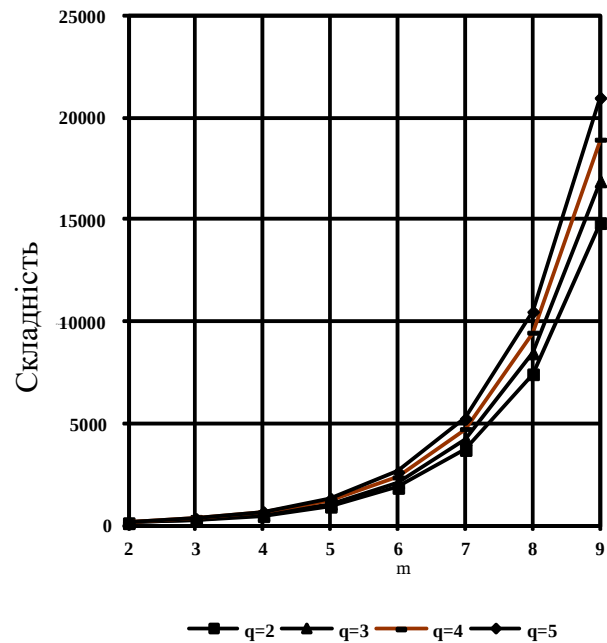


Рис. 2.7. Складність алгоритму Log Мар

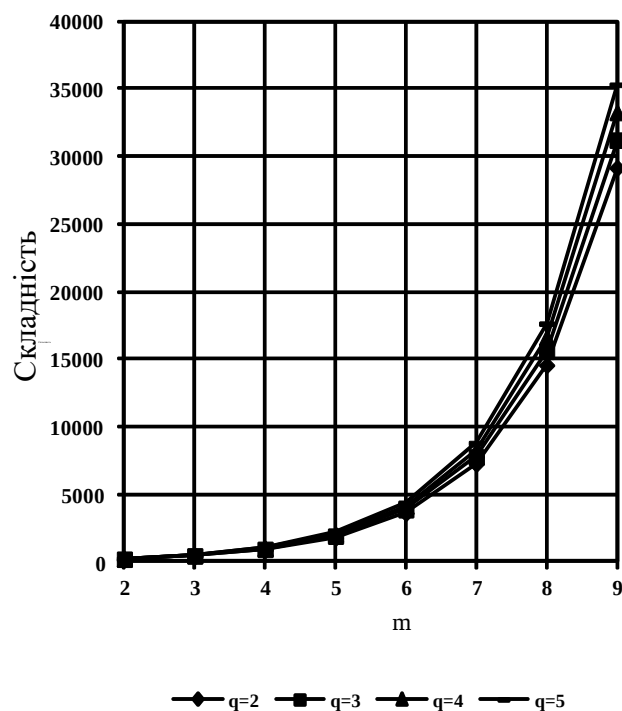


Рис. 2.8. Складність алгоритму Max Log Мар

Аналіз залежностей свідчить, що складність реалізації алгоритмів декодування турбо кодів збільшується експоненціально зі збільшенням m РСЗК, а зі збільшенням q – збільшується не суттєво. Також при однакових вихідних даних алгоритм Мар є самим складним, Max Log Мар – менш складним.

Для порівняння складності реалізації алгоритмів декодування турбо кодів використаємо параметри відносної складності n , n_1 и n_2 . Параметр n показує у скільки разів алгоритм Мар складніше алгоритму Max Log Мар, n_1 – у скільки разів алгоритм Мар складніше алгоритму Log Мар, n_2 – у скільки разів алгоритм Log Мар складніше алгоритму Max Log Мар [62]:

$$n \cdot (4 \times 2^m \times q + 21 \times 2^m) = 4 \times 2^m \times q + 305 \times 2^m + 84 \Rightarrow$$

$$n = \frac{4 \times 2^m \times q + 305 \times 2^m + 84}{4 \times 2^m \times q + 21 \times 2^m} \quad (2.26)$$

$$n_1 \cdot (4 \times 2^m \times q + 49 \times 2^m - 14) = 4 \times 2^m \times q + 305 \times 2^m + 84 \Rightarrow$$

$$n_1 = \frac{4 \times 2^m \times q + 305 \times 2^m + 84}{4 \times 2^m \times q + 49 \times 2^m - 14} \quad (2.27)$$

$$n_2 \cdot (4 \times 2^m \times q + 21 \times 2^m) = 4 \times 2^m \times q + 49 \times 2^m - 14 \Rightarrow$$

$$n_2 = \frac{4 \times 2^m \times q + 49 \times 2^m - 14}{4 \times 2^m \times q + 21 \times 2^m} \quad (2.28)$$

В табл. 2.9 – 2.11 наведені значення отримані за (2.26) – (2.28) для n , n_1 та n_2 [62].

Таблиця 2.9 – Відносна складність алгоритму Мар у порівнянні з Max Log Мар

m	q			
	2	3	4	5
2	11,5	10,2	9,2	8,4
3	11,2	9,9	9,0	8,2
4	11,0	9,8	8,8	8,1

5	10,9	9,7	8,7	8,0
6	10,8	9,6	8,7	8,0
7	10,8	9,6	8,7	7,9
8	10,8	9,6	8,7	7,9
9	10,8	9,6	8,7	7,9

Таблиця 2.10 – Відносна складність алгоритму Мар у порівнянні з Log Мар

	q			
m	2	3	4	5
2	6,2	5,9	5,6	5,3
3	5,9	5,5	5,2	5,0
4	5,7	5,4	5,1	4,8
5	5,6	5,3	5,0	4,8
6	5,5	5,2	5,0	4,7
7	5,5	5,2	5,0	4,7
8	5,5	5,2	5,0	4,7
9	5,5	5,2	5,0	4,7

Таблиця 2.11 – Відносна складність алгоритму Log Мар у порівнянні з Max Log Мар

	q			
m	2	3	4	5
2	1,8	1,7	1,7	1,6
3	1,9	1,8	1,7	1,6
4	1,9	1,8	1,7	1,7
5	1,9	1,8	1,7	1,7
6	1,9	1,8	1,7	1,7
7	1,9	1,8	1,8	1,7
8	1,9	1,8	1,8	1,7
9	1,9	1,8	1,8	1,7

Враховуючи отримані результати розрахунку складності реалізації алгоритмів декодування пропонується використовувати у подальшому при розробці відповідних методів алгоритм Max Log Мар.

Ефект від впровадження полягає в тому, що результати розрахунку складності реалізації методу забезпечення достовірності інформації в БЗПД на основі адаптивного кодування показали, що впровадження адаптивного вибору кодів Ріда-Соломона, БЧХ-кодів та багатокomпонентних турбо кодів для заданої ймовірності бітової помилки дозволили забезпечити задану достовірність інформації та зменшити кількість елементарних операцій цифрових сигнальних

процесорів при цифровій обробці кодованих даних на 39-46 % у випадку впливу нестационарних навмисних завад при зміні відношення сигнал-завада з 6 до 1 дБ.

Висновки за розділом 2

1. До нового наукового результату, одержаного у цьому розділі дисертаційної роботи, відноситься:

Вперше запропоновано метод забезпечення достовірності інформації в БЗПД на основі адаптації різних кодових конструкцій.

Сутність методу полягає у комбінованій адаптації різних завадостійких кодів на основі кодів Ріда-Соломона, БЧХ-кодів та багатокомпонентних турбо кодів з метою забезпечення достовірності інформації та зменшення при цьому складності реалізації пристроїв кодування/декодування.

2. Відмінність розробленого методу від існуючих, що визначає його новизну, полягає в застосуванні різних за структурою завадостійких кодів, від більш простих до більш складних, в залежності від відношення сигнал-шум в каналі, що призводить до забезпечення заданих характеристик достовірності інформації та спрощення варіантів синтезу моделей БЗПД, особливо за умов нестационарних навмисних завад.

3. Ефект від впровадження полягає в тому, що результати розрахунку складності реалізації методу забезпечення достовірності інформації в БЗПД на основі адаптивного кодування показали, що впровадження адаптивного вибору кодів Ріда-Соломона, БЧХ-кодів та багатокомпонентних турбо кодів для заданої ймовірності бітової помилки дозволили забезпечити задану достовірність інформації та зменшити кількість елементарних операцій цифрових сигнальних процесорів при цифровій обробці кодованих даних на 39-46 % у випадку впливу нестационарних навмисних завад при зміні відношення сигнал-завада з 6 до 1 дБ.

Основні наукові результати, отримані в цьому розділі, опубліковані у статтях [57,59,61,62], у тезах доповідей на науково-практичних конференціях [65].

РОЗДІЛ 3. ОБЧИСЛЮВАЛЬНИЙ МЕТОД НЕЧІТКОГО ДЕКОДУВАННЯ БАГАТОКОМПОНЕНТНИХ ТУРБО КОДІВ В БЕЗПРОВОДОВИХ ЗАСОБАХ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ

3.1. Аналіз основних алгоритмів декодування турбо кодів

Розглянемо структурну схему функціонування БЗПД у каналі із флуктуаційним шумом і завадами.

На рис. 3.1 джерело даних виробляє послідовність біт $\bar{U} = \{u_i\}$, $i \in \overline{1, N}$ (де N – розмір послідовності), що надходить на кодер ТК.

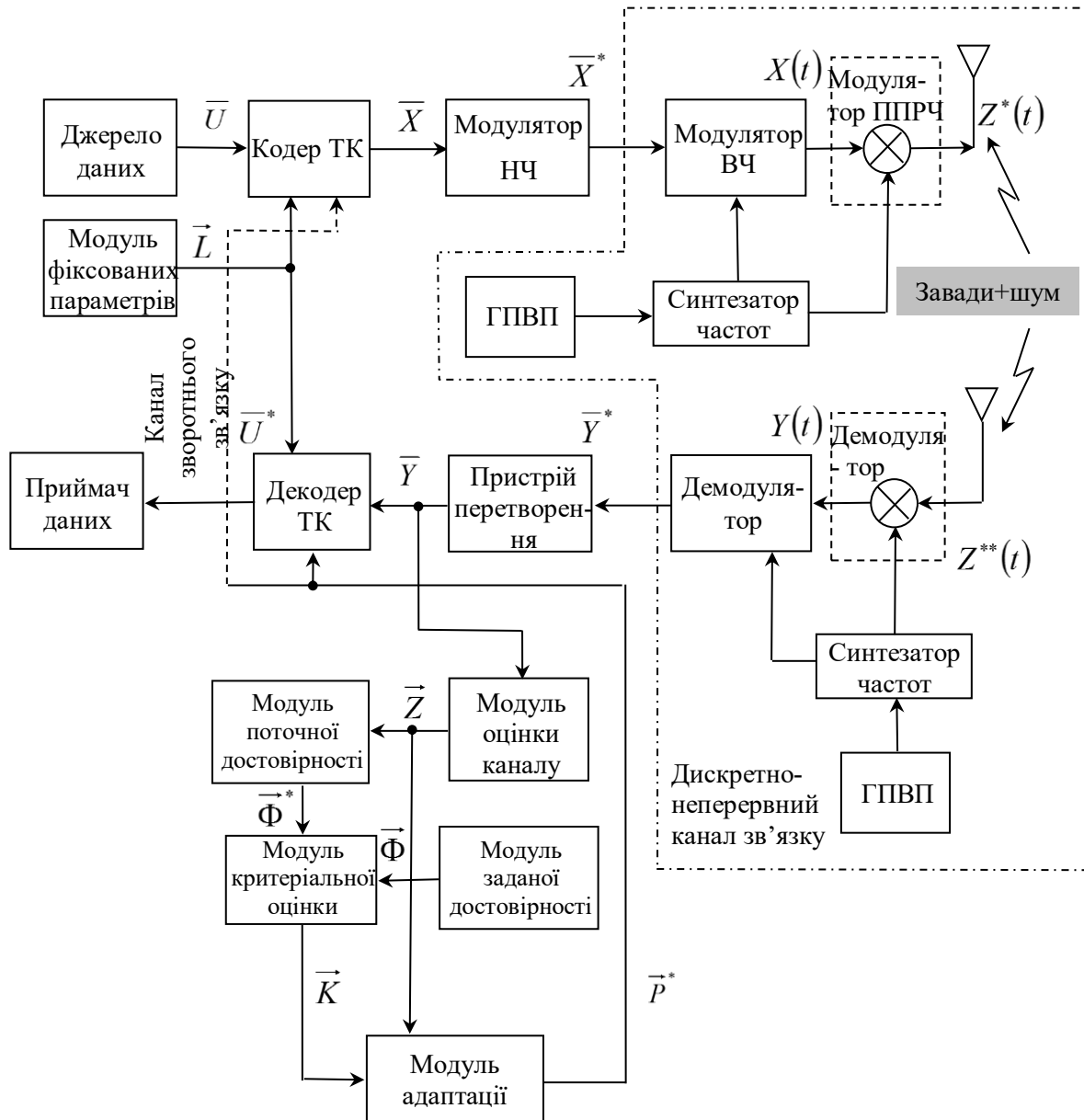


Рис. 3.1. Структурна схема функціонування БЗПД у каналі із флуктуаційним шумом і завадами

Кодер ТК генерує послідовність кодованих символів $\bar{X} = \{x_j\}$, $j \in \overline{1, W}$ (де W – розмір послідовності). У модуляторі низьких частот (НЧ) послідовність $\bar{X}$ перетворюється в послідовність каналних символів $\bar{X}^* = \{x_{mnt}\}$, $t \in \overline{1, K}$, $m \in \overline{1, M}$, $n \in \overline{1, 2}$ (де K – розмір послідовності, M – розмір сигнального сузір'я методу модуляції) (синфазні та квадратурні складові неперервного сигналу). У модуляторі високої частоти (ВЧ) послідовність $\bar{X}^*$ перетворюється в неперервний сигнал $X(t)$. Перебудова частоти здійснюється за допомогою синтезатора частот і генератора псевдовипадкової послідовності (ГПВП) у модуляторі ППРЧ. В результаті сигнал $X(t)$ перетворюється в $Z^*(t)$. У каналі зв'язку на сигнал $Z^*(t)$ впливають флуктуаційний шум і завади. Прийнятий сигнал $Z^{**}(t)$ з виходу приймача надходить на демодулятор ППРЧ, у якому за рахунок синтезатора частоти, керованого ГПВП, усуваються стрибки робочої частоти і сигнал $Z^{**}(t)$ перетворюється в $Y(t)$. Далі сигнал демодулюється і перетворюється в послідовність синфазних та квадратурних складових $\bar{Y}^* = \{y_k\}$, $k \in \overline{1, K}$. Ця послідовність після пристрою перетворення синфазної і квадратурної складової у вигляді послідовності $\bar{Y}$ надходить на модуль оцінки каналу зв'язку, що виробляє вектор $\bar{Z}$, і ітеративний декодер ТК. Модуль визначення поточної достовірності на основі аналізу даних вектора $\bar{Z}$ формує вектор $\bar{\Phi}^*$. Модуль заданої достовірності формує вектор $\bar{\Phi}$. Модуль критеріальної оцінки на підставі значень елементів вектора $\bar{\Phi}^*$ та $\bar{\Phi}$ формує критерій $\bar{K}$. У модулі адаптації аналізуються вектори $\bar{K}$ та $\bar{Z}$, у результаті чого формуються вектор оптимальних параметрів ТК $\bar{P}^*$. За значенням елементів цього вектора, якщо буде потреба, здійснюється перебудова декодера ТК, також значення цього вектора по каналу зворотнього зв'язку передається на протилежну БЗПД з метою відповідної зміни параметрів кодера.

Передбачається, що канал зв'язку гаусівський і має ідеальну імпульсну характеристику $h_c(t)=1$, внаслідок чого сигнал спотворюється тільки присутністю флуктуаційних шумів і навмисних завад. Вважається, що шум і

завади є випадковими гаусівськими процесами, а демодулятор – класичний квадратурний без схеми прийняття рішення, у результаті чого на вхід декодера надходить послідовність з нескінченим рівнем квантування. Також передбачається ідеальна синхронізація еталонних частот з несучою по частоті та фазі, символна синхронізація, кадрова та мережева синхронізації, а також відсутність межсимвольної інтерференції, та те, що інформація, передана по каналу зворотнього зв'язку завадами не спотворюється.

У роботі приймається, що M -арні сигнали, $\{x_m(t)\} \in X(t), m=1,2,\dots,M$, є обмеженими по спектру із тривалістю символу T .

Довільний набір кінцевих сигналів $\{x_m(t)\}, m=1,\dots,M$, виражається лінійною комбінацією N ортогональних сигналів $\psi_1(t), \psi_2(t), \dots, \psi_N(t)$ [12]:

$$x_m(t) = \sum_{n=1}^N x_{mn} \psi_n(t), \quad (3.1)$$

де $m=1,\dots,M$, x_{mn} – коефіцієнт при $\psi_n(t)$ розкладання сигналу по базисних функціях (коефіцієнт ортонормованого розкладання або проекція сигналу $x_m(t)$ на базис $\psi_n(t)$). Сигнал $x_m(t)$ називається реалізацією m -го сигналу в момент часу t , m – номер M -арного символу.

Для когерентних M -позиційних схем ФМ сигнал $x_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi m}{M}\right)$, $0 \leq t \leq T$, $m=1,\dots,M$, E_s – енергія сигналу, ω_0 – несуча частота, T – час передачі символу, M – розмірність сигнального простору [12].

Припускаючи простір ортонормованим і використовуючи (3.1), представимо сигнал $x_m(t)$ M -позиційної ФМ у вигляді:

$$x_m(t) = x_{m1} \psi_1(t) + x_{m2} \psi_2(t) = \sqrt{E_s} \cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right) \psi_1(t) + \sqrt{E_s} \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right) \psi_2(t), \quad (3.2)$$

$m=1,\dots,M$, $\psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos \omega_0 t$, $\psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin \omega_0 t$. $x_{m1} = \sqrt{E_s} \cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right)$, $x_{m2} = \sqrt{E_s} \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right)$ є коефіцієнтами ортонормованого розкладання сигналу $x_m(t)$ в 2-мірному Евклідовому просторі.

Відповідно $x_i(t)$:

$$x_i(t) = x_{i1}\psi_1(t) + x_{i2}\psi_2(t) = \sqrt{E_s} \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right)\psi_1(t) + \sqrt{E_s} \sin\left(\frac{2\pi i}{M}\right)\psi_2(t). \quad (3.3)$$

Після модулятора ППРЧ сигнал $x_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi m}{M}\right)$, $0 \leq t \leq T$, $m = 1, \dots, M$,

перетвориться в $z^*(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left((\omega_0 + \omega_k)t - \frac{2\pi m}{M}\right)$, $z^*(t) \in Z^*(t)$, де ω_k – частота,

вироблена синтезатором частот за допомогою ГПВП [12]. Після проходження каналу зв'язку сигнал на вході демодулятора ППРЧ буде мати вигляд:

$z^{**}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left((\omega_0 + \omega_k)t - \frac{2\pi m}{M}\right) + n(t) + j(t)$, $z^{**}(t) \in Z^{**}(t)$. Після усунення стрибків

частоти $z^{**}(t)$ перетвориться в $y(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi m}{M}\right) + n(t) + j(t)$, $y(t) \in Y(t)$, де $n(t)$

– процес флуктуаційного шуму, $j(t)$ – процес навмисної завади.

Відповідно до (3.3) $X_s(t) = x_{m1}\psi_1(t)$, $X_c(t) = x_{m2}\psi_2(t)$, $x_m(t) = X_s(t) + X_c(t)$.

На рис. 3.1 штрих-пунктирною лінією виділений дискретно-неперервний канал, який може бути замінений векторною моделлю [84-86].

Розглядається дискретно-неперервний канал з дискретним вхідним алфавітом і неперервним вихідним алфавітом з шумом та завадами типу АБГШ. У каналі відбувається посимвольне додавання синфазних та квадратурних складових сигналів з вибірками АБГШ (n_t, j_t) на інтервалі тривалості символу T .

Вибірки АБГШ – нормальні випадкові величини з нульовим математичним

очікуванням і дисперсією $\sigma_n^2 = \frac{G_0}{2}$ – для флуктуаційного шуму, $\sigma_j^2 = \frac{G_j}{2}$ – для

навмисної завади, де G_0 – спектральна щільність потужності шуму, G_j – спектральна щільність потужності завади.

Для ФМ-2 символ на виході дискретно-неперервного каналу зв'язку буде мати вигляд (рис. 3.2):

з ймовірністю $P = \gamma$

$$y_{jt} = x_t + n_t + j_t,$$

з ймовірністю $1 - P = 1 - \gamma$

$$y_t = x_t + n_t.$$

Аналогічно векторна модель дискретно-неперервного каналу зв'язку при впливі на передану послідовність ЗВ для модуляції ФМ-2 буде мати наступний вигляд:

$$y_{jt} = \gamma(x_t + n_t + j_t) + (1 - \gamma)(x_t + n_t).$$

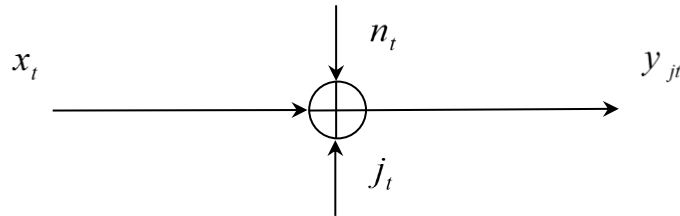


Рис. 3.2. Канал з флуктуаційним шумом та навмисними завадами

На рис. 3.3, 3.4 показана структурна схема кодера та ітеративного декодера турбо коду відповідно при паралельному з'єднанні двох РСЗК.

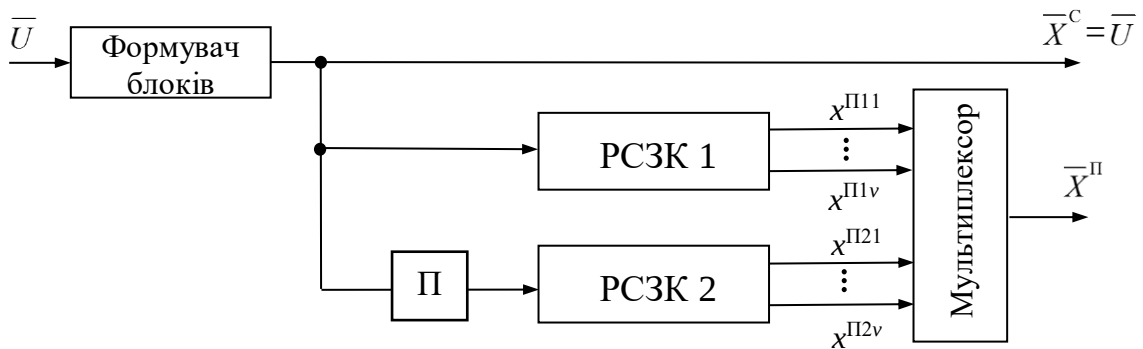
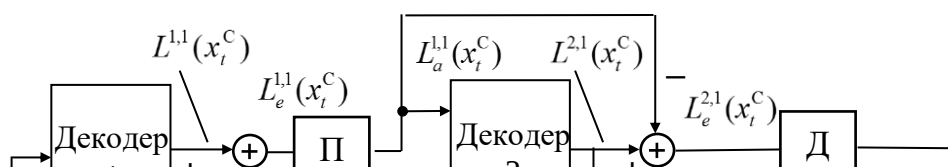


Рис. 3.3. Структурна схема двох компонентного кодера ТК

Схема кодера ТК використовує РСЗК зі швидкістю $1/n$ виду: $(1, g_1/g_0, \dots, g_{n-1}/g_0)$, де g_0 – поліноміальний генератор зворотнього зв'язку, а $g_1, \dots, g_{n-1}$ – поліноміальні генератори прямих зв'язків. Кожен РСЗК виконує кодування інформаційної послідовності по своїй ґратчастій діаграмі, структура якої залежить від поліноміальних генераторів РСЗК [138].

У моделі кодека ТК використовується псевдовипадковий, S-випадковий, блоковий і діагональний перемежувачі/деперемежувачі [71].

Ітерація 1



Послідовність на виході кодера ТК має вигляд: $\bar{X} = (\bar{X}^C, \bar{X}^П)$. Де $\bar{X}^C = \bar{U}$ – систематичний вихід кодера, а $\bar{X}^П = (\bar{X}^{П1}, \bar{X}^{П2})$ – перевірочний вихід кодера ТК. При цьому $\bar{X}^{П1} = (\bar{X}^{П11}, \dots, \bar{X}^{П1v})$ – перевірочний вихід РСЗК 1, $\bar{X}^{П2} = (\bar{X}^{П21}, \dots, \bar{X}^{П2v})$ – перевірочний вихід РСЗК 2, v – загальна кількість перевірочних символів кожного РСЗК кодера турбо коду.

Демодульована послідовність символів подається на декодери 1 і 2 (рис. 3.4): $\bar{Y}^1 = (L_c \bar{Y}^{C1}, L_c \bar{Y}^{П1})$ – для декодера 1, де $\bar{Y}^{П1} = (\bar{Y}^{П11}, \dots, \bar{Y}^{П1v})$, L_c – параметр каналної “надійності”. Відповідно $\bar{Y}^2 = (L_c \bar{Y}^{C2}, L_c \bar{Y}^{П2})$ – для декодера 2, де

$\bar{Y}^{-\Pi 2} = (\bar{Y}^{-\Pi 21}, \dots, \bar{Y}^{-\Pi 2v})$. $\bar{Y}^{-C1} = \bar{Y}^C, \bar{Y}^{-C2}$ – послідовності систематичних символів з урахуванням відповідної операції переміщення.

Розглядається такт роботи в момент часу t .

Дійсне представлення “м'якого” рішення або логарифмічне відношення функцій правдоподібності (ЛВФП) поза декодером визначається виразом [12]

$$L(x_t | y_t) = \ln \frac{P(y_t | x_t = +1)}{P(y_t | x_t = -1)} + \ln \frac{P(x_t = +1)}{P(x_t = -1)} = L_a(x_t) + L(y_t | x_t), \quad (3.4)$$

де $L(y_t | x_t)$ – ЛВФП y_t , яка одержується шляхом виміру y_t на виході каналу при чергуванні умов, що може бути переданий $x_t = +1$ або $x_t = -1$, а $L_a(x_t)$ – апіорне ЛВФП біта даних x_t . Для спрощення позначень рівняння (3.4) може бути переписане таким чином [12]:

$$L'(x_t) = L_c(y_t) + L_a(x_t). \quad (3.5)$$

Тут $L_c(y_t)$ означає, що член ЛВФП виходить у результаті каналних вимірів, зроблених у приймачі. Для систематичних кодів ЛВФП на виході декодера дорівнює наступному [12]:

$$L(x_t) = L'(x_t) + L_e(x_t). \quad (3.6)$$

У цьому виразі $L'(x_t)$ – ЛВФП поза демодулятором (на вході декодера), а $L_e(x_t)$ – “зовнішнє” ЛВФП, що представляє зовнішню інформацію, що впливає із процесу декодування. З рівнянь (3.5) і (3.6) вихідне ЛВФП декодера прийме вид:

$$L(x_t) = L_c(y_t) + L_a(x_t) + L_e(x_t). \quad (3.7)$$

Знак $L(x_t)$ є твердим рішенням про символ x_t , а модуль $|L(x_t)|$ – ступенем надійності (правдоподібності) цього рішення.

Декодер 1 у відповідності зі своїм алгоритмом виробляє “м'які” рішення про декодовані символи (вихідне ЛВФП), які складаються із трьох частин [139-144]:

$$L^1(x_t^C) = L_c \cdot y_t^{C1} + L_a^1(x_t^C) + L_e^1(x_t^C), \quad (3.8)$$

де x_t^C – систематичний символ кодера ТК.

При цьому “зовнішня” інформація декодера 1 про символ x_t^C , що є апіорною для декодера 2 (з урахуванням операції перемешіння), прийме вид [140]:

$$L_e^1(x_t^C) = L_a^2(x_t^C) = L^1(x_t^C) - L_a^1(x_t^C) - L_c \cdot y_t^{C1}. \quad (3.9)$$

Другий елементарний декодер, одержавши апіорні відомості про інформаційні символи, робить аналогічні обчислення, визначаючи свою “зовнішню” інформацію про символ x_t^C [140]:

$$L_e^2(x_t^C) = L_a^1(x_t^C) = L^2(x_t^C) - L_a^2(x_t^C) - L_c \cdot y_t^{C2}, \quad (3.10)$$

яка надходить на вхід декодера 1 наступної ітерації декодування.

Після виконання необхідної кількості ітерацій або у випадку примусової зупинки ітеративної процедури декодування, виносяться рішення про декодовані символи:

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

Як відомо [139], декодування символів ТК відбувається по ґратчастій діаграмі відповідного РСЗК, при цьому обчислюється перехідна рекурсія, пряма рекурсія, зворотна рекурсія, ЛВФП на виході декодера та параметр “зовнішньої” інформації. Розглянемо особливості обчислення вихідного ЛВФП для декодера 2, використовуючи алгоритм декодування Мар, з урахуванням впливу флуктуаційних шумів і навмисних завад на передані символи.

Позначимо попередній стан ґратчастої діаграми $S_{t-1} = s'$, а поточний $S_t = s$. На рис. 3.5 показаний приклад ґратчастої діаграми для РСЗК виду (1, 7/5).

Для кожного переходу ґратчастої діаграми обчислюється перехідна рекурсія $\gamma_t(s', s)$ зі стану s' в стан s по формулі [139]:

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

де $x_t^C, x_t^{\Pi 2i}, i \in (1, v)$ – відповідно систематичний символ кодера ТК і перевіірочні символи РСЗК 2 до проходження каналу із флуктуаційним шумом і навмисними завадами; $y_t^C, y_t^{\Pi 2i}, i \in (1, v)$ – систематичний символ кодера ТК і перевіірочні

символи РСЗК 2 після проходження каналу із флуктуаційним шумом і навмисними завадами; $L_a^2(x_t^c)$ – апріорна інформація другого декодера; L_c – параметр каналної “надійності”; v – кількість перевірочних символів РСЗК, $v = q - 1$, де q – загальна кількість символів РСЗК (систематичний і перевірочні).

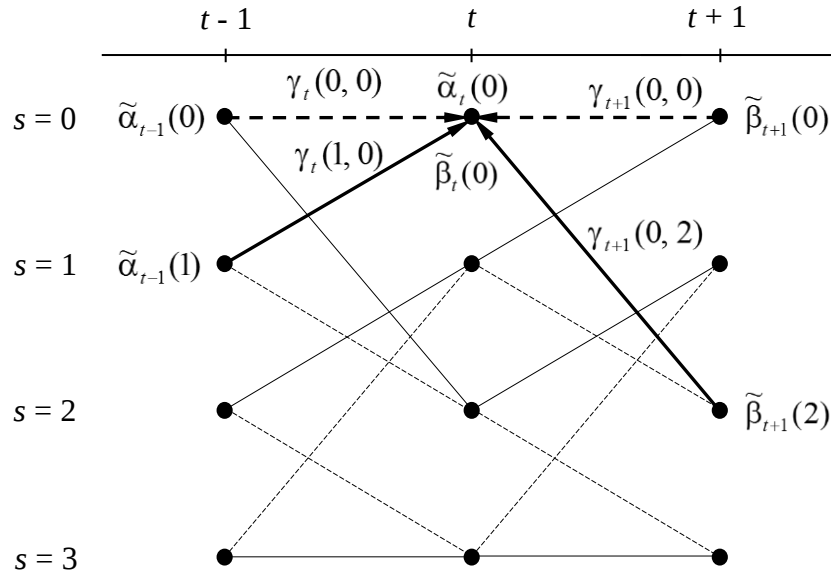


Рис. 3.5. Гратчаста діаграма РСЗК виду (1, 7/5)

Для кожного стану гратчастої діаграми визначається пряма рекурсія $\alpha_t(s)$ (починаючи з початку блоку – при прямому обчисленні) по формулі [139]: $\alpha_t(s) = \sum_{s'} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \gamma_t(s', s)$, де $\tilde{\alpha}_{t-1}(s')$ – нормована пряма рекурсія $t - 1$ такту. Підсумовування виконується по всіх попередніх станах s' , для яких існує перехід у поточний стан s .

Одержавши прямі рекурсії для всіх станів даного такту, обчислюється параметр нормалізації, що визначається сумою даних рекурсій [139]:

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

З урахуванням параметра нормалізації вираз прямої рекурсії прийме вид [139]:

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

Для кожного стану ґратчастої діаграми визначається зворотна рекурсія $\tilde{\beta}_{t-1}(s')$, починаючи з кінця блоку при зворотньому обчисленні, по формулі [139]:

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

де $\tilde{\beta}_t(s)$ – нормована зворотна рекурсія такту t . Підсумовування відбувається по всіх поточних станах s , у які існує перехід з попереднього стану s' .

З урахуванням параметра нормалізації, отриманого при обчисленні прямої рекурсії, вираз зворотньої рекурсії прийме вид [139]:

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

В [139] показано, що ЛВФП на виході декодера 2 може бути записане в наступному виді:

$$\begin{aligned} L^2(x_t^C) &= \log \frac{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=+1}} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \tilde{\beta}_t(s) \cdot \gamma_t(s', s)}{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=-1}} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \tilde{\beta}_t(s) \cdot \gamma_t(s', s)} = \\ &= \log \frac{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=+1}} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \tilde{\beta}_t(s) \cdot \exp\left[\frac{1}{2} \cdot x_t^C \cdot (L_a^2(x_t^C) + L_c \cdot y_t^{C2})\right] \cdot \exp\left[L_c \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i}\right]}{\sum_{\substack{(s',s) \\ u_t=-1}} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \cdot \tilde{\beta}_t(s) \cdot \exp\left[\frac{1}{2} \cdot x_t^C \cdot (L_a^2(x_t^C) + L_c \cdot y_t^{C2})\right] \cdot \exp\left[L_c \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i}\right]} \quad (3.11) \end{aligned}$$

Алгоритм Max Log Map заснований на деяких перетвореннях над алгоритмом Map і використанні апроксимації [139].

Для одержання перехідної, прямої і зворотньої рекурсії даного алгоритму необхідно прологарифмувати відповідні рекурсії алгоритму Map: $A_t(s) = \ln \tilde{\alpha}_t(s)$,

$B_t(s) = \ln \tilde{\beta}_t(s)$, $\Gamma_t(s', s) = \ln \gamma_t(s', s)$, а також використати апроксимацію:

$$\ln\left(\sum_{i=1}^n e^{a_i}\right) \approx \max_{i=1..n} a_i \quad [139].$$

З урахуванням цих перетворень основні рекурсії будуть мати вигляд [139]:

$$\Gamma_t(s', s) \sim \frac{1}{2} \cdot \left(x_t^C \cdot (L_a^2(x_t^C) + L_c \cdot y_t^C) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i} \right); \quad (3.12)$$

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

$$\tilde{A}_t(s) \approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s)] - A_t^{\max}(s); \quad (3.13)$$

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

$$\tilde{B}_{t-1}(s') \approx \max_{s'} [\tilde{B}_t(s) + \Gamma_t(s', s)] - A_t^{\max}(s), \quad (3.14)$$

де $A_t^{\max}(s) \approx \max_s (\max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s)])$ - параметр нормалізації. У виразі прямої рекурсії максимізація виконується по всіх попередніх станах s' , для яких існує перехід у поточний стан s , а для зворотної – по всіх поточних станах s , у які існує перехід з попереднього стану s' . Параметр нормалізації визначається максимальним значенням прямих рекурсій по всіх станах.

ЛВФП обчислюється по наступній формулі [139]:

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

Параметр “зовнішньої” інформації обчислюється аналогічно алгоритму Мар.

Апроксимація $\ln\left(\sum_{i=1}^n e^{a_i}\right) \approx \max_{i=1..n} a_i$ істотно погіршує завадостійкість декодера

Max Log Мар у порівнянні з декодером Мар. Робертсон і ін. для поліпшення алгоритму Max Log Мар, запропонували використати логарифм Якобіана [141]

$$\ln(e^{a_1} + e^{a_2}) = \max(a_1, a_2) + \ln(1 + e^{-|a_1 - a_2|}). \quad (3.15)$$

Алгоритм декодування, що використовує даний вираз, був названий Log Мар [141]. Другий доданок в (3.13) є коригувальним в апроксимації $\ln\left(\sum_{i=1}^n e^{a_i}\right) \approx \max_{i=1..n} a_i$. Він може бути використаний або за допомогою точного розрахунку (однак при цьому знову з'являються операції зведення в ступінь і логарифмування), або за допомогою апроксимації функції $f(\Delta) = \ln(1 + e^{-\Delta})$, де $\Delta = |a_1 - a_2|$.

У відомих роботах пропонується використати ступінчасту апроксимацію функції $f(\Delta)$ при кінцевому числі інтервалів табуляції. А саме розглядається ступінчаста апроксимація з 8-ми елементів.

При п'ятиступінчастій апроксимації запропоновано використовувати табл.

3.1.

Таблиця 3.1 – П'ятиступінчаста апроксимація функції $f(\Delta) = \ln(1 + e^{-\Delta})$

Δ	[0; 0,2)	[0,2; 0,8)	[0,8; 1,4)	[1,4; 2,0)	[2,0; $+\infty$)
$f(\Delta)$	0,67	0,52	0,32	0,18	0

У табл. 3.2 розглянута мінімальна кількість рівнів – 2 рівня.

Таблиця 3.2 – Двоступінчаста апроксимація функції $f(\Delta) = \ln(1 + e^{-\Delta})$

Δ	[0; 1,6)	[1,6; $+\infty$)
$f(\Delta)$	0,48	0

Вираз для перехідної рекурсії визначається аналогічно Max Log Мар алгоритму.

Вирази прямої та зворотної рекурсії обчислюються з обліком коригувальної складової, а саме [141]: $A_t(s) = \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s)] + f(\Delta)$;

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

де $A_t^{\max}(s) = \max_s (\max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s)])$ – параметр нормалізації, аналогічний попередньому алгоритму.

У даному алгоритмі декодування ТК функція правдоподібності визначається виразом виду [141]:

$$L^2(x_t^c) \approx (\max_{(s', s)} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s) + \tilde{B}_t(s)] + f(\Delta)) -$$

$$- (\max_{(s', s)} [\tilde{A}_{t-1}(s') + \Gamma_t(s', s) + \tilde{B}_t(s)] + f(\Delta))$$

$u_{t=+1}$ $u_{t=-1}$

Параметр “зовнішньої” інформації обчислюється аналогічно алгоритму Мар і Max Log Мар.

У розглянутих алгоритмах декодування ТК облік впливу флуктуаційного шуму та навмисних завад відбувається в параметрі L_c .

У виразі (3.12) параметр каналної “надійності” L_c дорівнює [139]:

$$L_c = \frac{2 \cdot E_s}{\sigma^2}. \quad (3.16)$$

де $\sigma^2 = \sigma_n^2$ – дисперсія флуктуаційного шуму, E_s – енергія символу. Енергія символу для модуляції ФМ-М дорівнює $E_s = E_b \cdot R \cdot \log_2 M$, де E_b – енергія біта, R – швидкість кодування, $M = 2^k$ – розмір множини символів, де k – кількість біт, що доводиться на символ. З обліком цього вираз (3.16) для ФМ-М буде мати вигляд:

$$L_c = \frac{2 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{\sigma_n^2}. \quad (3.17)$$

Підставляючи вираз дисперсії $\sigma_n^2 = \frac{G_0}{2}$, де G_0 – спектральна щільність потужності флуктуаційного шуму, в (3.17) одержимо рівняння для визначення параметра L_c при впливі флуктуаційного шуму:

$$L_c = \frac{4 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{G_0}, \quad (3.18)$$

де $E_b / G_0 = h_0^2$ – відношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності шуму (відношення сигнал-шум).

При впливі ШЗЗ на радіостанцію дисперсія σ^2 буде мати вигляд:

$$\sigma^2 = \sigma_n^2 + \sigma_j^2 = \frac{G_0 + G_j}{2}, \text{ де } G_j \text{ – спектральна щільність потужності навмисної завади.}$$

У цьому випадку параметр L_c визначається наступним виразом:

$$L_c = \frac{2 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{\sigma^2} = \frac{4 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{G_0 + G_j}. \quad (3.19)$$

Стан ШЗЧС – це випадкова величина z , обумовлена як $P(z=1)=\gamma$, якщо завада присутня, і $P(z=0)=1-\gamma$, якщо завада відсутня. Дисперсія σ^2 для ШЗЧС визначається як: $\sigma^2 = \sigma_n^2 + z \cdot \frac{\sigma_j^2}{\gamma} = \frac{G_0}{2} + z \cdot \frac{G_j}{2 \cdot \gamma}$. Підставивши цей вираз в (3.16), одержимо формулу для визначення параметра каналної “надійності” при впливі ШЗЧС:

$$L_c = \frac{2 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{\sigma^2} = \frac{4 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{G_0 + z \cdot \frac{G_j}{\gamma}}. \quad (3.20)$$

У випадку застосування постановником завад завади у відповідь дисперсія

σ^2 буде визначатися як: $\sigma^2 = \sigma_n^2 + \sigma_j^2 = \frac{G_0 + G_j}{2}$ – при впливі на символ

флуктуаційного шуму та ЗВ, $\sigma^2 = \sigma_n^2 = \frac{G_0}{2}$ – при впливі тільки флуктуаційного

шуму. Параметр L_c для цього випадку обчислюється таким чином:

$$\begin{aligned} L_c &= L_{c1} \cdot \gamma + L_{c2} \cdot (1 - \gamma) = \frac{2 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{\sigma^2} \cdot \gamma + \frac{2 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{\sigma_n^2} \cdot (1 - \gamma) = \\ &= \frac{4 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{G_0 + G_j} \cdot \gamma + \frac{4 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{G_0} \cdot (1 - \gamma). \end{aligned} \quad (3.21)$$

Однією з важливих характеристик БЗПД із розширенням спектра з погляду завадостійкості є коефіцієнт розширення спектра K_s . Цей коефіцієнт характеризує міру збільшення відношення сигнал-завада в результаті згортання (стиску) розширеної смуги частот радіосигналу й приведення її до смуги частот інформаційного сигналу. Коефіцієнт розширення спектра K_s визначається виразом [28]:

$$K_s = \frac{\Delta F_s}{F_s}, \quad (3.22)$$

де ΔF_s – смуга частот, займана сигналом, F_s – ширина смуги одного частотного каналу. При розширенні спектра методом ППРЧ загальна смуга частот $\Delta F_s = \frac{a \cdot M_f}{T_h}$, де M_f – число частотних каналів, T_h – тривалість стрибка частоти,

a – параметр, значення якого, як правило, вибирається в межах 1...2. З урахуванням цього вираз (3.22) буде мати такий вигляд:

$$K_s = \frac{a \cdot M_f}{T_h \cdot F_s}. \quad (3.23)$$

Якщо прийняти, що ведеться побітова передача зі швидкістю 1 біт/стрибок, $a = 1$, отже $T_h \cdot F_s = 1$, то коефіцієнт розширення спектра K_s буде дорівнювати числу використовуваних частотних каналів M_f у засобах радіозв'язку із ППРЧ.

З урахуванням коефіцієнта розширення спектра K_s вирази (3.19), (3.20) при впливі ШЗЗ і ШЗЧС відповідно будуть мати такий вигляд:

$$L_c = 4 \cdot R \cdot \log_2 M \cdot \left(\frac{G_0}{E_b} + \frac{P_j}{K_s \cdot P_b} \right)^{-1} = 4 \cdot R \cdot \log_2 M \cdot \left(\left(\frac{E_b}{G_0} \right)^{-1} + \left(\frac{K_s \cdot P_b}{P_j} \right)^{-1} \right)^{-1}, \quad (3.24)$$

$$L_c = 4 \cdot R \cdot \log_2 M \cdot \left(\frac{G_0}{E_b} + z \cdot \frac{P_j}{\gamma \cdot K_s \cdot P_b} \right)^{-1} = 4 \cdot R \cdot \log_2 M \cdot \left(\left(\frac{E_b}{G_0} \right)^{-1} + z \cdot \left(\frac{\gamma \cdot K_s \cdot P_b}{P_j} \right)^{-1} \right)^{-1} \quad (3.25)$$

де P_b – потужність сигналу, P_j – потужність завади.

Для ЗВ у виразі (3.21) коефіцієнт розширення спектра K_s не враховується.

Параметр каналної “надійності” для декодера 1, для декодерів 1, 2 інших ітерацій декодування, а також для інших алгоритмів декодування ТК, при обчисленні вихідного ЛВФП у випадку впливу флуктуаційного шуму та навмисних завад на програмовану радіостанцію із ППРЧ обчислюється аналогічно по отриманих формулах (3.16), (3.21), (3.24), (3.25).

3.2. Обчислювальний метод нечіткого декодування багатокomпонентних турбо кодів в безпроводових засобах передачі даних

Для забезпечення заданих показників достовірності інформації та підвищення енергетичної ефективності БЗПД передбачається розробка та застосування обчислювального методу нечіткого декодування багатокomпонентних ТК в БЗПД. В роботі буде розглянутий трьохкомпонентний ТК.

Структурні схеми моделей кодера та декодера трьохкомпонентного ТК показані на рис. 3.6 та 3.7 відповідно.

Розглянемо особливості, якими буде володіти модель декодера трьохкомпонентного ТК, структурна схема якого зображена на рис 3.7. Розглядається алгоритм Max Log Map.

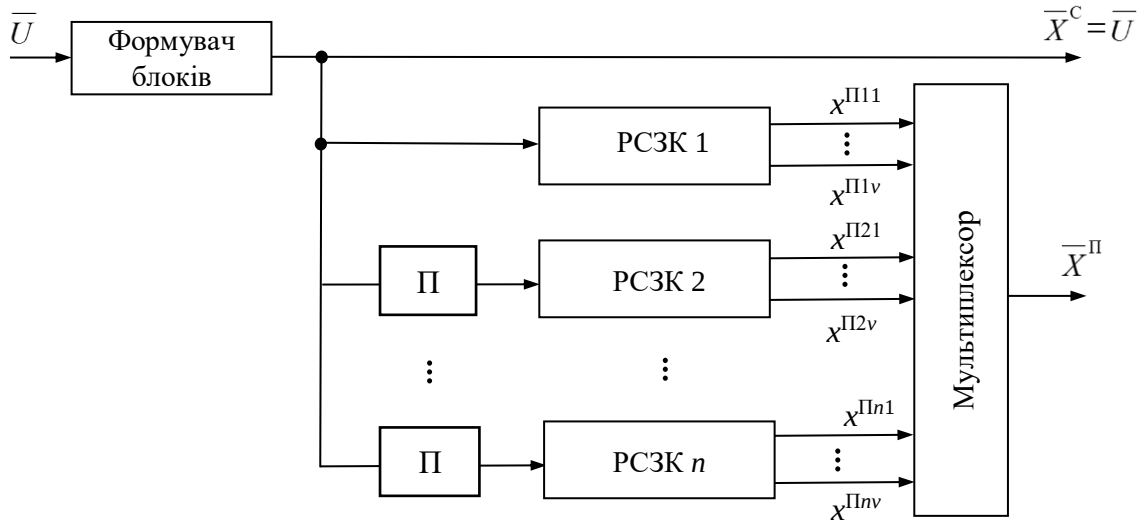


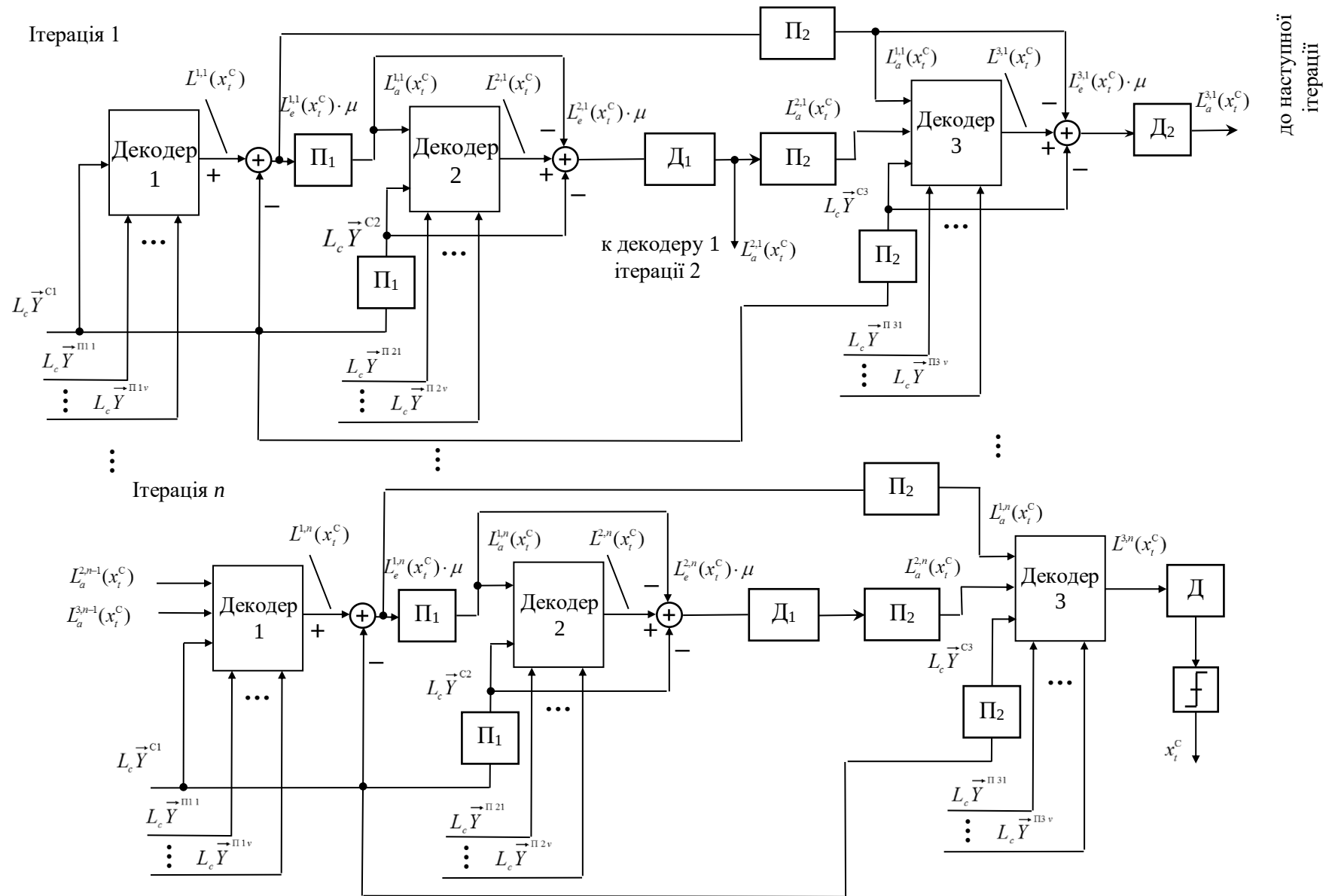
Рис. 3.6. Структурна схема багатоконпонентного кодера ТК

Як і у випадку двохкомпонентного ТК трьохкомпонентні декодери працюють послідовно. Особливістю декодування трьохкомпонентного ТК, на відміну від двохкомпонентного, є те, що апіорна інформація для компонентного кодера формується як сума не двох (рис. 3.7), а трьох складових: каналного відліку систематичного біта, а також значень ЛВФП, отриманих двома попередніми компонентними декодерами (якщо потрібно, то з попередньої ітерації).

Основні рекурсії для першого, другого та третього декодера n -ї ітерації декодування будуть мати наступний вигляд з урахуванням структурної завади в частині смуги:

$$\Gamma_t^{1,n}(s', s) \sim \frac{1}{2} \cdot \left(x_t^C \cdot (L_a^{1,n}(x_t^C) + L_c \cdot y_t^C) + \frac{4 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{G_0 + z \cdot \frac{G_j}{\gamma}} \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i} \right); \quad (3.26)$$

$$\Gamma_t^{2,n}(s', s) \sim \frac{1}{2} \cdot \left(x_t^C \cdot (L_a^{1,n}(x_t^C) + L_a^{2,n}(x_t^C) + L_c \cdot y_t^C) + \frac{4 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{G_0 + z \cdot \frac{G_j}{\gamma}} \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i} \right); \quad (3.27)$$



$$\Gamma_t^{3,n}(s', s) \sim \frac{1}{2} \cdot \left(x_t^C \cdot \left(L_a^{1,n}(x_t^C) + L_a^{2,n}(x_t^C) + L_a^{3,n}(x_t^C) + \frac{4 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{G_0 + z \cdot \frac{G_j}{\gamma}} \cdot y_t^C \right) + \frac{4 \cdot E_b \cdot R \cdot \log_2 M}{G_0 + z \cdot \frac{G_j}{\gamma}} \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i} \right); \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned} A_t^{1,n}(s) &\approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{1,n}(s') + \Gamma_t^{1,n}(s', s)]; \\ \tilde{A}_t^{1,n}(s) &\approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{1,n}(s') + \Gamma_t^{1,n}(s', s)] - A_t^{1,n \max}(s); \end{aligned} \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} A_t^{2,n}(s) &\approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{2,n}(s') + \Gamma_t^{2,n}(s', s)]; \\ \tilde{A}_t^{2,n}(s) &\approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{2,n}(s') + \Gamma_t^{2,n}(s', s)] - A_t^{2,n \max}(s); \end{aligned} \quad (3.30)$$

$$\begin{aligned} A_t^{3,n}(s) &\approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{3,n}(s') + \Gamma_t^{3,n}(s', s)]; \\ \tilde{A}_t^{3,n}(s) &\approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{3,n}(s') + \Gamma_t^{3,n}(s', s)] - A_t^{3,n \max}(s); \end{aligned} \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} B_{t-1}^{1,n}(s') &\approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{1,n}(s) + \Gamma_t^{1,n}(s', s)]; \\ \tilde{B}_{t-1}^{1,n}(s') &\approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{1,n}(s) + \Gamma_t^{1,n}(s', s)] - A_t^{1,n \max}(s); \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\begin{aligned} B_{t-1}^{2,n}(s') &\approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{2,n}(s) + \Gamma_t^{2,n}(s', s)]; \\ \tilde{B}_{t-1}^{2,n}(s') &\approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{2,n}(s) + \Gamma_t^{2,n}(s', s)] - A_t^{2,n \max}(s); \end{aligned} \quad (3.33)$$

$$\begin{aligned} B_{t-1}^{3,n}(s') &\approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{3,n}(s) + \Gamma_t^{3,n}(s', s)]; \\ \tilde{B}_{t-1}^{3,n}(s') &\approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{3,n}(s) + \Gamma_t^{3,n}(s', s)] - A_t^{3,n \max}(s). \end{aligned} \quad (3.34)$$

Схема прийняття рішення щодо значень інформаційних біт також змінюється. Рішення буде представляти суму рішень трьохкомпонентних декодерів.

Для першого, другого, третього декодера вихідне ЛВФП обчислюється по формулам відповідно:

$$L^{1,n}(x_t^C) \approx \max_{\substack{(s', s) \\ u_{t=+1}}} [\tilde{A}_{t-1}^{1,n}(s') + \Gamma_t^{1,n}(s', s) + \tilde{B}_t^{1,n}(s)] - \max_{\substack{(s', s) \\ u_{t=-1}}} [\tilde{A}_{t-1}^{1,n}(s') + \Gamma_t^{1,n}(s', s) + \tilde{B}_t^{1,n}(s)]; \quad (3.35)$$

$$L^{2,n}(x_t^C) \approx \max_{\substack{(s', s) \\ u_{t=+1}}} [\tilde{A}_{t-1}^{2,n}(s') + \Gamma_t^{2,n}(s', s) + \tilde{B}_t^{2,n}(s)] - \max_{\substack{(s', s) \\ u_{t=-1}}} [\tilde{A}_{t-1}^{2,n}(s') + \Gamma_t^{2,n}(s', s) + \tilde{B}_t^{2,n}(s)]; \quad (3.36)$$

$$L^{3,n}(x_t^C) \approx \max_{\substack{(s', s) \\ u_{t=+1}}} [\tilde{A}_{t-1}^{3,n}(s') + \Gamma_t^{3,n}(s', s) + \tilde{B}_t^{3,n}(s)] - \max_{\substack{(s', s) \\ u_{t=-1}}} [\tilde{A}_{t-1}^{3,n}(s') + \Gamma_t^{3,n}(s', s) + \tilde{B}_t^{3,n}(s)]. \quad (3.37)$$

Перший декодер, використовуючи “вихідне” ЛВФП, апріорні ЛВФП з другого та третього декодера попередньої ітерації, та інформацію з каналу, визначає “зовнішню” інформацію про символ x_t^C :

$$L_e^{1,n}(x_t^C) = L^{1,n}(x_t^C) - L_a^{2,n-1}(x_t^C) - L_a^{3,n-1}(x_t^C) - L_c \cdot y_t^{C2}. \quad (3.38)$$

Другий декодер для визначення “зовнішньої” інформації про символ x_t^C використовує “вихідне” ЛВФП, апріорне ЛВФП з третього декодера попередньої ітерації та апріорне ЛВФП з першого декодера поточної ітерації, а також інформацію з каналу зв'язку:

$$L_e^{2,n}(x_t^C) = L^{2,n}(x_t^C) - L_a^{3,n-1}(x_t^C) - L_a^{1,n}(x_t^C) - L_c \cdot y_t^{C2}. \quad (3.39)$$

Третій елементарний декодер, одержавши апріорні відомості про інформаційні символи з першого та другого декодера, а також використовуючи вихідне ЛВФП та інформацію, прийняту з каналу, визначає свою “зовнішню” інформацію про символ x_t^C :

$$L_e^{3,n}(x_t^C) = L^{3,n}(x_t^C) - L_a^{2,n}(x_t^C) - L_a^{1,n}(x_t^C) - L_c \cdot y_t^{C2}. \quad (3.40)$$

Позначимо кількість змін знака при перетворенні величини L_a в L_e на кожному послідовному багатокomпонентному декодері як cs (change of sign). Кількість змін знака на i -му послідовному декодері j -й ітерації декодування – cs_{ij} . Значення величини буде обчислюватись, як сумарна кількість змін знака при переходах $L_a \rightarrow L_e$ для всіх N інформаційних біт, що обробляються i -м декодером j -й ітерації ТК.

Якщо в процесі декодування кількість змін знаку $L_a^i(x_t^C) \rightarrow L_e^i(x_t^C)$ дорівнює нулю, то можна стверджувати, що прийнято жорстке рішення про декодований біт, і після кожного наступного декодера значення ЛВФП про переданий біт буде приймати все менше (якщо був переданий біт «0») або все більше (якщо був переданий біт «1») значення. Може виникнути ситуація, в наслідок великого значення дисперсії шуму в каналі, що в процесі декодування кількість змін знаку $L_a^i(x_t^C) \rightarrow L_e^i(x_t^C)$ після виконання процедур ітеративного декодування всіма D

декодерами не дорівнює нулю, внаслідок чого виникає невизначеність про значення переданого біту. Це призводить до виникнення помилки декодування з ймовірністю 0,5.

Таким чином, існують чотири події:

Подія 1 – A_1 . Кількість змін знаку $L_a^i(x_i^c) \rightarrow L_e^i(x_i^c)$, $i \in \overline{1, D}$ в процесі ітеративного декодування після i -го декодера дорівнює нулю. Прийняте жорстке рішення, що був передан біт $x_i^c = 1$.

Подія 2 – A_2 . Кількість змін знаку $L_a^i(x_i^c) \rightarrow L_e^i(x_i^c)$, $i \in \overline{1, D}$ в процесі ітеративного декодування після i -го декодера дорівнює нулю. Прийняте жорстке рішення, що був передан біт $x_i^c = 0$.

Подія 3 – A_3 . Кількість змін знаку $L_a^i(x_i^c) \rightarrow L_e^i(x_i^c)$, $i \in \overline{1, D}$ в процесі ітеративного декодування не дорівнює нулю. З ймовірністю 0,5 приймається рішення, що був передан біт $x_i^c = 1$.

Подія 4 – A_4 . Кількість змін знаку $L_a^i(x_i^c) \rightarrow L_e^i(x_i^c)$, $i \in \overline{1, D}$ в процесі ітеративного декодування не дорівнює нулю. З ймовірністю 0,5 приймається рішення, що був передан біт $x_i^c = 0$.

На наступному етапі розроблено обчислювальний метод нечіткого декодування багатокомпонентних ТК в БЗПД, що дозволить забезпечити задані показники достовірності інформації та підвищити енергетичну ефективність БЗПД.

Сутність методу полягає у використанні функцій приналежності та логарифмічних відношень функцій правдоподібності при декодуванні двох- та трьохкомпонентних турбо кодів за допомогою відомого алгоритму Max Log Map. При цьому за рахунок динамічної зміни функції приналежності при розрахунку перехідних метрік в алгоритмах декодування турбо кодів забезпечуються задані показники достовірності інформації та підвищується енергетична ефективність БЗПД.

При реалізації обчислювального методу визначимо такі обмеження: $T^{(1)} = const$, алгоритм декодування Max Log Map, кількість декодерів в ітерації

декодування два або три, фазова модуляція із розмірністю сигнального сузір'я 2 (ФМ-2).

Так як ТК застосовується в каналах з підвищеним рівнем шуму (близько 2-3 дБ для каналу з АБГШ), то на приймальній стороні рішення визначаються в умовах невизначеності.

Процес декодування розглядається як задача пошуку оптимального рішення в умовах невизначеності:

$$Q(x, z, L_a) \rightarrow \min, \quad (3.41)$$

де $Q(*)$ – показник оптимальності, x, z, L_a – відповідно послідовності переданих біт, вибірки білого гаусовського шуму, апіорна інформація про передані біти декодера ТК, представлена у вигляді функції правдоподібності.

Метод реалізується в наступній послідовності:

1. Визначення вихідних даних: масив даних завад z , масив даних фіксованих параметрів ТК T , масив даних змінних параметрів ТК T_v , множина прийнятих каналних відліків систематичних та перевірочних символів Y , кількість декодерів в одній ітерації декодування.

2. Отримання кількісної оцінки невизначеності декодування, використовуючи зміни знаку апіорної-апостеріорної інформації декодерів ТК $L_a^i(x_t^C) \rightarrow L_e^i(x_t^C)$, $i \in \overline{1, D}$, де D – кількість декодерів ТК по всіх ітераціях декодування. Виконання циклу: якщо $L_a^i(x_t^C)L_e^i(x_t^C) < 1$, то $F = F + 1$, $i \in \overline{1, D}$, $t \in \overline{1, N}$, по всіх декодерах та для всіх N біт блоку.

Нормалізуємо величину F :

$$F^* = \frac{F}{NI}, \quad (3.42)$$

де N – кількість біт в блоці, I – кількість ітерацій декодування. Принцип нечіткого ітеративного турбо декодування буде полягати в розрахунку математичного очікування показника оптимальності $M_{F^*} = \frac{1}{L} \sum_i F_i^*$ на протязі вікна спостереження розміром L та змінення нечітких параметрів алгоритму декодування для досягнення нечіткої мети.

В якості показника оптимальності будемо використовувати середньоквадратичну похибку RMSE (Root Mean Square Error):

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{h=1}^M (F_h^* - F_n^*)^2}, \quad (3.43)$$

де F_n^* – задане нормалізоване значення показника невизначеності.

Запишемо функції приналежності, які будемо використовувати в алгоритмі декодування Max Log Map:

$$\mu_{A,B}(RMSE) = \begin{cases} \varepsilon, & \text{у випадку } RMSE \leq \varepsilon, \\ p \pm \frac{p \cdot RMSE}{3}, & \text{у випадку } \varepsilon < RMSE \leq 0,5, \\ p \pm \frac{p \cdot RMSE}{5}, & \text{у випадку } 0,5 < RMSE \leq 0,7, \\ p \pm \frac{p \cdot RMSE}{10}, & \text{у випадку } 0,7 < RMSE \leq 1, \end{cases} \quad (3.44)$$

де ε – граничне значення середньоквадратичної помилки, p – заданий коефіцієнт (приймає значення від 0,5 до 1) (вибір усіх числових значень зумовлений емпіричним методом шляхом імітаційного моделювання).

3. Функцію приналежності будемо використовувати при розрахунку перехідної рекурсії в алгоритмах декодування ТК:

$$\Gamma_t^{1,n}(s', s) \sim \frac{1}{2} \cdot \left(x_t^C \cdot (L_a^{1,n}(x_t^C) \cdot \mu_M(RMSE) + L_c \cdot y_t^C) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i} \right), \quad (3.45)$$

$$\Gamma_t^{2,n}(s', s) \sim \frac{1}{2} \cdot \left(x_t^C \cdot (L_a^{1,n}(x_t^C) \cdot \mu_M(RMSE) + L_a^{2,n}(x_t^C) \cdot \mu_M(RMSE) + L_c \cdot y_t^C) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i} \right), \quad (3.46)$$

$$\Gamma_t^{3,n}(s', s) \sim \frac{1}{2} \cdot \left(x_t^C \cdot \left(L_a^{1,n}(x_t^C) \cdot \mu_M(RMSE) + L_a^{2,n}(x_t^C) \cdot \mu_M(RMSE) + L_a^{3,n}(x_t^C) \cdot \mu_M(RMSE) + L_c \cdot y_t^C \right) + L_c \cdot \sum_{i=1}^v y_t^{\Pi 2i} \cdot x_t^{\Pi 2i} \right), \quad (3.47)$$

де $x_t^C, x_t^{\Pi 2i}, i \in (1, v)$ – відповідно систематичний символ кодера ТК і перевірючі символи другого РСЗК до проходження каналу з флуктуаційним шумом і навмисними завадами; $y_t^C, y_t^{\Pi 2i}, i \in (1, v)$ – систематичний символ кодера ТК і

перевірочні символи другого РСЗК після проходження каналу з флуктуаційним шумом і навмисними завадами; $x_t^{\text{ПЗі}}, y_t^{\text{ПЗі}}, i \in (1, \nu)$ – перевірочні символи третього РСЗК відповідно до проходження та після проходження каналу з флуктуаційним шумом і навмисними завадами; $L_a^2(x_t^C)$ – апіорна інформація другого декодера; $L_a^3(x_t^C)$ – апіорна інформація третього декодера; $\mu_M(RMSE)$ – функція приналежності, L_c – параметр каналної «надійності», який враховує відношення сигнал-завада в каналі; ν – кількість перевірочних символів РСЗК, $\nu = q - 1$, де q – загальна кількість символів РСЗК (систематичний і перевірочні).

4. Обчислення прямих рекурсій для прийнятого блоку для поточного декодера та ітерації декодування:

$$\tilde{A}_t^{1,n}(s) \approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{1,n}(s') + \Gamma_t^{1,n}(s', s)] - A_t^{1,n \max}(s), \quad (3.48)$$

$$\tilde{A}_t^{2,n}(s) \approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{2,n}(s') + \Gamma_t^{2,n}(s', s)] - A_t^{2,n \max}(s), \quad (3.49)$$

$$\tilde{A}_t^{3,n}(s) \approx \max_{s'} [\tilde{A}_{t-1}^{3,n}(s') + \Gamma_t^{3,n}(s', s)] - A_t^{3,n \max}(s). \quad (3.50)$$

5. Розрахунок зворотних рекурсій відповідно до поточного декодера та ітерації декодування для прийнятого інформаційного блоку:

$$\tilde{B}_{t-1}^{1,n}(s') \approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{1,n}(s) + \Gamma_t(s', s)] - A_t^{1,n \max}(s), \quad (3.51)$$

$$\tilde{B}_{t-1}^{2,n}(s') \approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{2,n}(s) + \Gamma_t(s', s)] - A_t^{2,n \max}(s), \quad (3.52)$$

$$\tilde{B}_{t-1}^{3,n}(s') \approx \max_{s'} [\tilde{B}_t^{3,n}(s) + \Gamma_t(s', s)] - A_t^{3,n \max}(s). \quad (3.53)$$

6. Обчислення модифікованої «зовнішньої» інформації за виразами для поточного декодера, ітерації декодування та прийнятого інформаційного блоку:

$$L_e^{*1,n}(x_t^C) = L_e^{1,n}(x_t^C) \cdot \mu, \quad L_e^{*2,n}(x_t^C) = L_e^{2,n}(x_t^C) \cdot \mu, \quad L_e^{*3,n}(x_t^C) = L_e^{3,n}(x_t^C) \cdot \mu. \quad (3.54)$$

7. Перевірка умови. Чи останній декодер в ітерації? Якщо так, то перейти до п. 8. Якщо ні – до п. 3.

8. Перевірка умови. Чи остання ітерація декодування? Якщо так, то перейти до п. 9. Якщо ні – до п. 3.

9. Порівнюючи значення вихідного ЛВФП другого чи третього декодера з пороговим значенням, приймаються рішення про декодовані біти.

10. Перевірка умови (8). Якщо умова виконується, то значення елементів масиву даних T_v залишаються не змінними. Якщо умова (8) не виконується, то відбувається зміна масиву даних T_v .

Відмінність розробленого методу від існуючих, що визначає його новизну, полягає в використанні функції приналежності при розрахунку перехідних рекурсій та логарифмічних відношень функцій правдоподібності у алгоритмах декодування ТК, що призводить до забезпечення заданих показників достовірності інформації та підвищення енергетичної ефективності БЗПД.

3.3. Обґрунтування ефективності запропонованого обчислювального методу

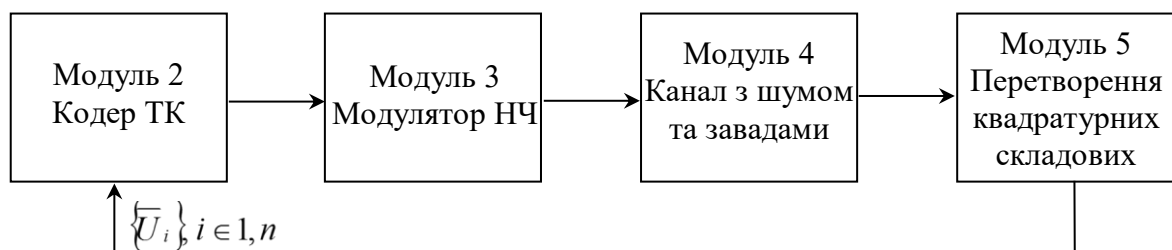
Для оцінки ефективності запропонованого обчислювального методу була розроблена статистична імітаційна модель БЗПД з багатокомпонентними турбо кодами у якій зазначений метод реалізовано програмно (рис. 3.8) [71].

Для спрощення розуміння процесів моделювання схема зображена у вигляді відокремлених модулів. Під модулем розуміється набір розрахунків, які виконуються за певним алгоритмом.

Модуль 1 представляє собою генератор псевдовипадкових чисел, який видає псевдовипадкову послідовність за допомогою функції `random()` мови C++.

Модуль 2 здійснює моделювання кодування переданої з джерела даних інформаційної послідовності у відповідності зі схемою рис. 3.3 або рис. 3.6.

Модуль 3 моделює модуляцію НЧ переданих кодованих символів з кодера ТК.



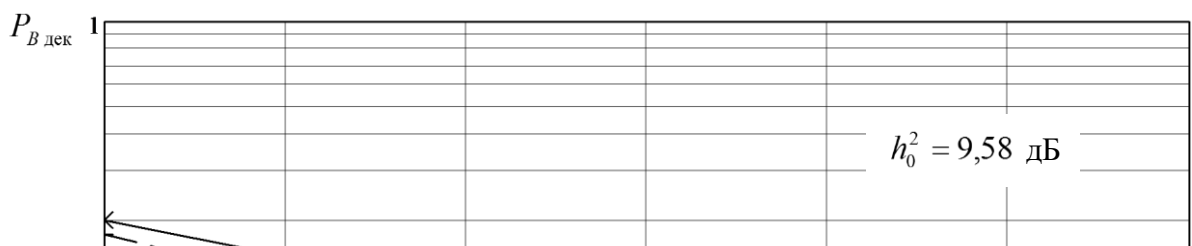
Моделювання дискретно-неперервного каналу зв'язку з розширенням спектру методом ППРЧ, M -позиційними сигналами, флуктуаційним шумом і навмисними завадами відбувається у модулі 4.

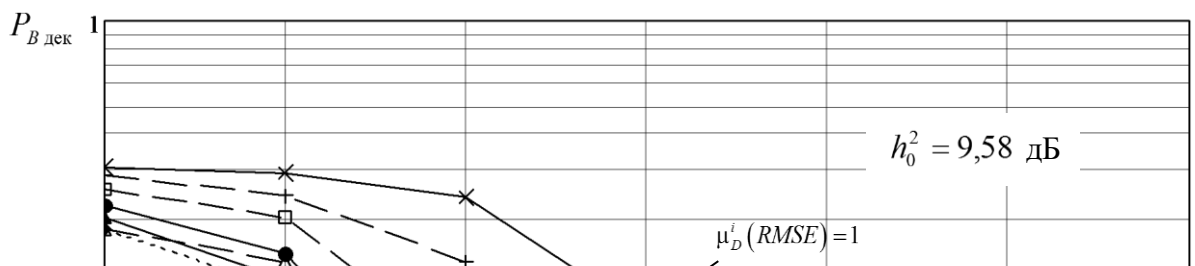
Модуль 5 здійснює моделювання перетворення квадратурних складових сигналів.

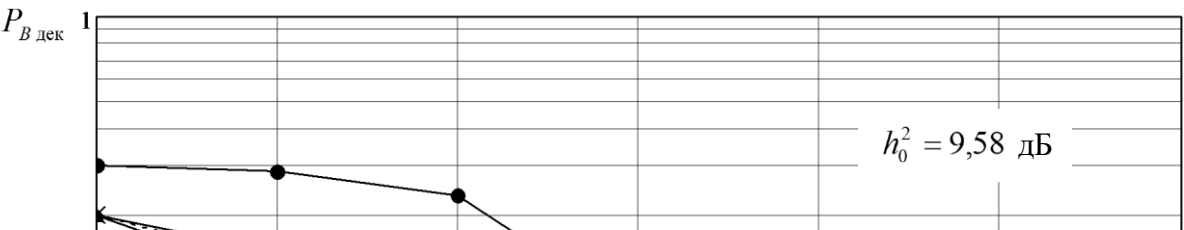
У модулі 6 відбувається моделювання ітеративного декодування прийнятої інформаційної послідовності (при цьому використовуються двох компонентні або трьох компонентні декодери ТК) з виходу модуля 5 у відповідності з обраним модифікованим алгоритмом декодування Max Log Map.

Модуль 7 розраховує середню ймовірність бітової помилки декодування $P_{B \text{ дек}}$ для заданої завадової обстановки безпосередню шляхом порівняння переданої і прийнятої послідовності.

Результати моделювання показані на рис. 3.9, 3.10, 3.11. На рис. 3.9 показано графік залежності середньої ймовірності бітової помилки декодування $P_{B \text{ дек}}$ від відношення сигнал-завада h_j^2 для різних значень параметрів $\mu_D^i(RMSE)$







при використанні модуляції ФМ-2, ТК з двома компонентними кодерами (декодерами), псевдовипадковим перемежувачем, $N = 1000$, алгоритмом декодування Мах Лог Мар, 8 ітерацій декодування, швидкістю кодування ТК R

$= 1/3$ при впливі ШЗЧС ($\gamma = 1$) і флуктуаційного шуму ($h_0^2 = 9,58$ дБ). Аналіз отриманих даних показує, що вплив параметра $\mu_D^{i+2}(RMSE) = 0,8$ в алгоритмі декодування Max Log Мар дозволяє одержати енергетичний виграш 0,2 дБ в порівнянні з використанням параметру $\mu_D^{i+2}(RMSE) = 1,0$ при забезпеченні заданого значення достовірності інформації в БЗПД.

Залежність середньої ймовірності бітової помилки декодування $P_{B \text{ дек}}$ від відношення сигнал-завада h_j^2 для різних значень параметрів $\mu_D^i(RMSE) = 0,8$ при використанні модуляції ФМ-2, ТК з трьома компонентними кодерами (декодерами), псевдовипадковим перемешувачем, $N = 1000$, алгоритмом декодування Max Log Мар, 8 ітерацій декодування, швидкістю кодування ТК $R = 1/3$ при впливі ШЗЧС ($\gamma = 1$) і флуктуаційного шуму ($h_0^2 = \text{const}$) показана на рис. 3.10. Використання параметру $\mu_D^{i+4}(RMSE) = 0,6$ в алгоритмі декодування дозволяє підвищити ефективність запропонованої математичної моделі в 1,25 разів (1 дБ) в порівнянні з використанням параметру $\mu_D^i(RMSE) = 1,0$.

Графік залежності середньої ймовірності бітової помилки декодування $P_{B \text{ дек}}$ від відношення сигнал-завада h_j^2 для параметрів $\mu_D^i(RMSE) = 1,0$ та $\mu_D^{i+2}(RMSE) = \mu_{D \text{ опт}}^i$ при використанні модуляції ФМ-2, ТК з двома та трьома компонентними кодерами (декодерами), псевдовипадковим перемешувачем, $N = 1000$, алгоритмом декодування Max Log Мар, Log Мар, 8 ітерацій декодування, швидкістю кодування ТК $R = 1/3$ при впливі ШЗЧС ($\gamma = 1$) і флуктуаційного шуму ($h_0^2 = \text{const}$) показаний на рис. 3.11. Аналіз отриманих даних показує, що використовуючи трьохкомпонентний кодек з алгоритмом декодування Max Log Мар та параметром $\mu_D^{i+4}(RMSE) = \mu_{D \text{ опт}}^i = 0,6$, підвищує енергетичну ефективність в 1,2 разів (0,8 дБ) в порівнянні з використанням стандартного двохкомпонентного кодека з алгоритмом декодування Max Log Мар та параметром $\mu_D^i(RMSE) = 1,0$ при забезпеченні заданого значення достовірності інформації в БЗПД.

1. До нового наукового результату, одержаного у цьому розділі дисертаційної роботи, відноситься:

Вперше запропоновано обчислювальний метод нечіткого декодування багатокомпонентних турбо кодів в БЗПД.

Сутність методу полягає у використанні функцій приналежності та логарифмічних відношень функцій правдоподібності при декодуванні двох- та трьохкомпонентних турбо кодів за допомогою відомого алгоритму Max Log Map.

2. Відмінність розробленого методу від існуючих, що визначає його новизну, полягає в використанні функції приналежності при розрахунку перехідних рекурсій та логарифмічних відношень функцій правдоподібності у алгоритмах декодування ТК.

3. Розроблений обчислювальний метод за рахунок динамічної зміни функції приналежності при розрахунку перехідних метрік в алгоритмах декодування турбо кодів дозволяє забезпечити задані показники достовірності інформації та підвищити енергетичну ефективність БЗПД на 0,2–0,8 дБ у порівнянні з відомими методами. Наприклад, використовуючи трьохкомпонентний кодек з алгоритмом декодування Max Log Map та параметром $\mu_D^{i+6}(RMSE)=0,6$, можна підвищити енергетичну ефективність в 1,2 разів (0,8 дБ) в порівнянні з використанням стандартного двохкомпонентного кодека з алгоритмом декодування Max Log Map та параметром $\mu_D^i(RMSE)=1,0$ при забезпеченні заданого значення достовірності інформації в БЗПД.

Основні наукові результати, отримані в цьому розділі, опубліковані у статтях [58,64], у тезах доповідей на науково-практичних конференціях [66,68], програмний продукт підтверджений авторським свідоцтвом [71]. Основний результат розділу захищений патентом на корисну модель [70,71].

РОЗДІЛ 4. МЕТОД ПІДГОТОВКИ ПЕРВИННОЇ ІНФОРМАЦІЇ ДЛЯ АДАПТИВНИХ БЕЗПРОВОДОВИХ ЗАСОБІВ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ

4.1. Математичний апарат аналізу оптимальної стратегії завад

В [145,146] доведена формула для розрахунку ймовірності помилки на біт при маніпуляційному коді Грея для модуляції ФМ- M , $M > 2$:

$$P_{b1} = P_{b2} = \frac{4}{M} \sum_{j=1}^{M/4} Q\left(\sqrt{2h_m^2} \sin\left[\frac{(2j-1)}{M}\pi\right]\right). \quad (4.1)$$

для перших двох біт та

$$P_{bi} = \frac{2^{i+1}}{M} \sum_{j=1}^{M/4} (-1)^{ent\left[\frac{j-1}{2^{K+1-i}}\right]} T\left(\sqrt{2h_m^2} \sin\left[\frac{(2j-1)}{M}\pi\right], \operatorname{ctg}\frac{(2j-1)}{M}\pi\right) \quad (4.2)$$

при $i \geq 3$, де $h_m^2 = E_m / G_0 = h_0^2 \log_2 M$ – відношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності шуму, $h_0^2 = \frac{E_b}{G_0}$, E_b – енергія біта, $M = 2^K$ –

розмірність сигнального сузір'я, функція $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$ – функція

інтеграла ймовірності, $T(h, a) = \frac{1}{2\pi} \int_0^a \exp\left[\left(-\frac{h^2}{2}(1+x^2)\right)\right] \frac{1}{1+x^2} dx$ – функція Д. Оуэна,

призначена для обчислення функції двовимірного нормального розподілу.

Для визначення середньої ймовірності помилки на біт існує формула [145]:

$$P_B = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K P_{bi}. \quad (4.3)$$

Для розрахунку ймовірності помилки на біт при модуляції ФМ-2 використовується наступна точна формула [21]:

$$P_B = Q\left(\sqrt{2h_0^2}\right) = Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{G_0}}\right). \quad (4.4)$$

Відповідно до (4.1), (4.3) середня ймовірність помилки на біт при модуляції ФМ-4 визначається:

$$P_B = Q\left(\sqrt{2h_m^2} \sin \frac{\pi}{M}\right) = Q\left(\sqrt{2h_0^2 \log_2 M} \sin \frac{\pi}{M}\right) = Q\left(\sqrt{2 \frac{E_b}{G_0}}\right). \quad (4.5)$$

Т.ч. середні ймовірності бітової помилки для модуляцій ФМ-2 і ФМ-4 рівні при точних формулах розрахунку.

Для визначення середньої ймовірності бітової помилки для модуляції ФМ-8 визначаються ймовірності P_{b1}, P_{b2}, P_{b3} :

$$P_{b1} = P_{b2} = \frac{1}{2} \left(Q\left(\sqrt{2h_m^2} \sin \frac{\pi}{8}\right) + Q\left(\sqrt{2h_m^2} \sin \frac{3\pi}{8}\right) \right) = \frac{1}{2} \left(Q\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{\pi}{8}\right) + Q\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{3\pi}{8}\right) \right), \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned} P_{b3} &= 2 \left(T\left(\sqrt{2h_m^2} \sin \frac{\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{8}\right) + T\left(\sqrt{2h_m^2} \sin \frac{3\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{3\pi}{8}\right) \right) = \\ &= 2 \left(T\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{8}\right) + T\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{3\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{3\pi}{8}\right) \right). \end{aligned} \quad (4.7)$$

Таким чином, середня ймовірність бітової помилки при модуляції ФМ-8 рівна:

$$P_B = \frac{1}{3} \left(Q\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{\pi}{8}\right) + Q\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{3\pi}{8}\right) + 2 \left(T\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{8}\right) + T\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{3\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{3\pi}{8}\right) \right) \right). \quad (4.8)$$

При впливі шумової загороджувальної завади на програмовану радіостанцію з ППРЧ параметр h_0^2 перетвориться в

$$h_{01j}^2 = \frac{E_b}{G_0 + G_j}, \quad (4.9)$$

де G_j – спектральна щільність потужності навмисної завади.

Для шумової завади в частині смуги параметр h_{02j}^2 буде визначений як

$$h_{02j}^2 = \frac{E_b}{G_0 + \frac{G_j}{\gamma}}, \quad (4.10)$$

де γ – частина смуги частот, де є присутня завада.

У випадку застосування постановником завад завади у відповідь h_{03j}^2 буде мати вигляд

$$h_{03j}^2 = \frac{E_b}{G_0 + G_j}. \quad (4.11)$$

Однією з важливих характеристик БЗПД із розширенням спектра з погляду завадостійкості є коефіцієнт розширення спектра K_s . Цей коефіцієнт характеризує міру збільшення відношення сигнал-завада в результаті згортання розширеної смуги частот радіосигналу й приведення її до смуги частот інформаційного сигналу. Коефіцієнт розширення спектра K_s визначається вираженням:

$$K_s = \frac{\Delta F_s}{F_s}, \quad (4.12)$$

де ΔF_s – смуга частот, займана сигналом, F_s – ширина смуги одного частотного каналу. При розширенні спектра методом ППРЧ загальна смуга частот $\Delta F_s \geq \frac{a \cdot M_f}{T_h}$, де M_f – число частотних каналів, T_h – тривалість стрибка частоти, $\frac{a}{T_h}$ – частотний інтервал, значення якого вибирається з умови більш повного виключення впливу суміжних каналів один на одного. Значення параметра a , як правило, вибирається в межах 1...2. З обліком цього, вираз (4.12) перепишеться таким чином:

$$K_s = \frac{a \cdot M_f}{T_h \cdot F_s}. \quad (4.13)$$

Якщо прийняти, що ведеться посимвольна передача зі швидкістю 1 символ/стрибок, $a = 1$, отже $T_h \cdot F_s = 1$, то коефіцієнт розширення спектра K_s буде дорівнювати числу використовуваних частотних каналів M_f у БЗПД із ППРЧ.

З урахуванням коефіцієнта розширення спектра K_s вираз (4.9), (4.10) при впливі шумової загороджувальної завади й шумової завади в частині смуги відповідно будуть мати такий вигляд:

$$h_{02j}^2 = \left(\frac{G_0}{E_b} + \frac{\log_2 M \cdot P_j}{K_s \cdot P_b} \right)^{-1} = \left(\left(\frac{E_b}{G_0} \right)^{-1} + \left(\frac{K_s \cdot P_b}{P_j \log_2 M} \right)^{-1} \right)^{-1} = \left((h_0^2)^{-1} + \left(\frac{q}{\log_2 M} \right)^{-1} \right)^{-1}, \quad (4.14)$$

$$h_{03j}^2 = \left(\frac{G_0}{E_b} + \frac{\log_2 M \cdot P_j}{\gamma \cdot K_s \cdot P_b} \right)^{-1} = \left(\left(\frac{E_b}{G_0} \right)^{-1} + \left(\frac{\gamma \cdot K_s \cdot P_b}{P_j \log_2 M} \right)^{-1} \right)^{-1} = \left((h_0^2)^{-1} + \left(\gamma \cdot \frac{q}{\log_2 M} \right)^{-1} \right)^{-1}, \quad (4.15)$$

де P_b – потужність сигналу, P_j – потужність завади, $q = \frac{K_s \cdot P_b}{P_j}$.

При заваді у відповідь K_s не враховується.

Підставивши (4.14) в (4.4), (4.5), (4.8) замість h_0^2 , одержимо точні формули ймовірності бітової помилки для сигналу ФМ-2, ФМ-4, ФМ-8 відповідно при впливі шумової загороджувальної завади на БЗПД із ППРЧ:

– ФМ-2:

$$P_B = Q \left(\sqrt{2 \left((h_0^2)^{-1} + (q)^{-1} \right)^{-1}} \right), \quad (4.16)$$

– ФМ-4:

$$P_B = Q \left(\sqrt{2 \left((h_0^2)^{-1} + \left(\frac{q}{2} \right)^{-1} \right)^{-1}} \right), \quad (4.17)$$

– ФМ-8:

$$P_B = \frac{1}{3} \left(Q \left(\sqrt{\Lambda} \sin \frac{\pi}{8} \right) + Q \left(\sqrt{\Lambda} \sin \frac{3\pi}{8} \right) + 2 \left(T \left(\sqrt{\Lambda} \sin \frac{\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{8} \right) + T \left(\sqrt{\Lambda} \sin \frac{3\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{3\pi}{8} \right) \right) \right), \quad (4.18)$$

де $\Lambda = 6 \left((h_0^2)^{-1} + \left(\frac{q}{3} \right)^{-1} \right)^{-1}$.

Ймовірність бітової помилки при впливі шумової завади в частині смуги буде мати такий вигляд [28]:

$$P_{B1} = (1 - \gamma) P_B + \gamma P_{Bj}. \quad (4.19)$$

У цій формулі P_B визначається по формулі (4.4) для ФМ-2, ФМ-4 і по формулі (4.8) для ФМ-8, а P_{Bj} шляхом підстановки (4.15) в (4.4) замість h_0^2 для ФМ-2, ФМ-4 і (4.15) в (4.8) замість h_0^2 для ФМ-8:

– ФМ-2:

$$P_{B1} = (1 - \gamma) Q \left(\sqrt{2 h_0^2} \right) + \gamma Q \left(\sqrt{2 \left((h_0^2)^{-1} + (\gamma \cdot q)^{-1} \right)^{-1}} \right), \quad (4.20)$$

– ФМ-4:

$$P_{B1} = (1-\gamma)Q(\sqrt{2h_0^2}) + \gamma Q\left(\sqrt{2\left((h_0^2)^{-1} + \left(\gamma \cdot \frac{q}{2}\right)^{-1}\right)}\right), \quad (4.21)$$

– ФМ 8:

$$P_{B1} = (1-\gamma)\frac{1}{3}\left(Q\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{\pi}{8}\right) + Q\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{3\pi}{8}\right) + 2\left(T\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{8}\right) + T\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{3\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{3\pi}{8}\right)\right)\right) + \\ + \gamma\frac{1}{3}\left(Q\left(\sqrt{O} \sin \frac{\pi}{8}\right) + Q\left(\sqrt{O} \sin \frac{3\pi}{8}\right) + 2\left(T\left(\sqrt{O} \sin \frac{\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{8}\right) + T\left(\sqrt{O} \sin \frac{3\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{3\pi}{8}\right)\right)\right), \quad (4.22)$$

$$\text{де } O = 6\left((h_0^2)^{-1} + \left(\gamma \cdot \frac{q}{3}\right)^{-1}\right)^{-1}.$$

При впливі завади у відповідь на БЗПД ймовірність бітової помилки визначається [28]:

$$P_{B2} = (1-\gamma)P_B + \gamma P_{Bj}. \quad (4.23)$$

У цій формулі P_B визначається по формулі (4.4) для ФМ-2, ФМ-4 і по формулі (4.8) для ФМ-8, а P_{Bj} шляхом підстановки (4.11) в (4.4) для ФМ-2, ФМ-4 і в (4.8) для ФМ-8:

– ФМ-2, ФМ-4:

$$P_{B2} = (1-\gamma)Q(\sqrt{2h_0^2}) + \gamma Q\left(\sqrt{2\left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1}\right)}\right), \quad (4.24)$$

– ФМ-8:

$$P_{B2} = (1-\gamma)\frac{1}{3}\left(Q\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{\pi}{8}\right) + Q\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{3\pi}{8}\right) + 2\left(T\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{8}\right) + T\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{3\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{3\pi}{8}\right)\right)\right) + \\ + \gamma\frac{1}{3}\left(Q\left(\sqrt{\Theta} \sin \frac{\pi}{8}\right) + Q\left(\sqrt{\Theta} \sin \frac{3\pi}{8}\right) + 2\left(T\left(\sqrt{\Theta} \sin \frac{\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{8}\right) + T\left(\sqrt{\Theta} \sin \frac{3\pi}{8}, \operatorname{ctg} \frac{3\pi}{8}\right)\right)\right), \quad (4.25)$$

де $\Theta = 6\left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1}\right)^{-1}$, $h_j^2 = \frac{E_b}{G_j}$ – відношення енергії біта до спектральної

щільності потужності завади.

Визначимо оптимальну з погляду постановника завад заваду, яка забезпечить максимальне значення ймовірності бітової помилки. У цьому

випадку розглядається тільки шумова в частині смуги та завада у відповідь. У випадку шумової загороджувальної завади, її ефективність визначається безпосередньо потужністю станції завад.

Для цього необхідно розв'язати рівняння $\frac{dP_{B1}}{d\gamma} = 0$ стосовно до (4.20) для ФМ-2, до (4.21) для ФМ-4 і до (4.22) для ФМ-8, а $\frac{dP_{B2}}{dh_j^2}$ відповідно до (4.24) для ФМ-2, ФМ-4 і до (4.25) для ФМ-8. Однак перед тим як брати похідну, необхідно знайти інтеграли у функціях $Q(x)$, і $T(h,a)$, що представляє певні труднощі, тому що вони не розкладаються в елементарну функцію, й знайти їх можна тільки чисельними методами. В [146] показана апроксимація інтеграла ймовірності виду: $Q(x) \approx 0,65 \cdot \exp(-0,44(x + 0,75)^2)$, а функції Оуэна [146]:

$$T(h,a) \approx \frac{\arctga}{2\pi} - \frac{1}{2\pi} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{1}{2n+1} \left[1 - \exp\left(-\frac{h^2}{2}\right) \sum_{m=0}^n \frac{h^{2m}}{2^m m!} \right] a^{2n+1}.$$

З урахуванням апроксимації інтеграла ймовірності формули (4.20), (4.21) при впливі шумової завади в частині смуги відповідно для модуляцій ФМ-2, ФМ-4 будуть мати такий вигляд:

– ФМ-2:

$$P_{B1} \approx (1-\gamma) \cdot 0,65 \cdot \exp\left(-0,44\left(\sqrt{2h_0^2} + 0,75\right)^2\right) + \gamma \cdot 0,65 \cdot \exp\left(-0,44\left(\sqrt{2\left((h_0^2)^{-1} + (\gamma \cdot q)^{-1}\right)^{-1}} + 0,75\right)^2\right). \quad (4.26)$$

– ФМ-4:

$$P_{B1} \approx (1-\gamma) \cdot 0,65 \cdot \exp\left(-0,44\left(\sqrt{2h_0^2} + 0,75\right)^2\right) + \gamma \cdot 0,65 \cdot \exp\left(-0,44\left(\sqrt{2\left((h_0^2)^{-1} + \left(\gamma \cdot \frac{q}{2}\right)^{-1}\right)^{-1}} + 0,75\right)^2\right). \quad (4.27)$$

Відповідно для завади у відповідь та модуляції ФМ-2, ФМ-4 формула (4.24) переписується:

$$P_{B2} \approx (1 - \gamma) \cdot 0,65 \cdot \exp\left(-0,44\left(\sqrt{2h_0^2} + 0,75\right)^2\right) + \\ + \gamma \cdot 0,65 \cdot \exp\left(-0,44\left(\sqrt{2\left(h_0^2\right)^{-1} + \left(h_j^2\right)^{-1}} + 0,75\right)^2\right). \quad (4.28)$$

Похідні $\frac{dP_{B1}}{d\gamma}$ від функцій (4.26), (4.27) з урахуванням припущення, що $G_j \gg G_0$, $E_b \gg G_0$ будуть мати такий вигляд:

– ФМ-2:

$$\frac{dP_{B1}}{d\gamma} = 0,65 \cdot \exp\left(-0,44\left(\sqrt{2\gamma q} + 0,75\right)^2\right) - 0,286 \cdot \gamma \frac{\sqrt{2\gamma q} + 0,75}{\sqrt{\gamma \cdot q}} \cdot q\sqrt{2} \times \\ \times \exp\left(-0,44\left(\sqrt{2\gamma q} + 0,75\right)^2\right), \quad (4.29)$$

– ФМ-4:

$$\frac{dP_{B1}}{d\gamma} = 0,65 \cdot \exp\left(-0,44\left(\sqrt{\gamma q} + 0,75\right)^2\right) - 0,286 \cdot \gamma \frac{\sqrt{\gamma q} + 0,75}{\sqrt{\gamma \cdot \frac{q}{2}}} \cdot \frac{q}{2} \sqrt{2} \times \\ \times \exp\left(-0,44\left(\sqrt{\gamma q} + 0,75\right)^2\right). \quad (4.30)$$

Дорівняємо відповідно (4.29), (4.30) до нуля й виразимо γ , у результаті одержимо:

– ФМ-2:

$$\gamma_{opt} \approx \frac{0,694}{q}, \quad q \geq 0,694 \quad (4.31)$$

– ФМ-4:

$$\gamma_{opt} \approx \frac{1,389}{q}, \quad q \geq 1,389 \quad (4.32)$$

Якщо припустити, що станція шумових завад у частині смуги у відповідь на перебудову БЗПД робочої частоти по всьому діапазону забезпечує оптимальне значення смуги, що подавлюється γ_{opt} , то максимальна середня ймовірність бітової помилки для модуляцій ФМ-2, ФМ-4 буде дорівнювати відповідно:

– ФМ-2:

$$P_{B1_{MAX}} \approx \frac{0,088}{q}, q \geq 0,694. \quad (4.33)$$

– ФМ-4:

$$P_{B1_{MAX}} \approx \frac{0,176}{q}, q \geq 1,389. \quad (4.34)$$

Перейдемо до оцінки впливу завад у відповідь на БЗПД із ППРЧ у найгірші для системи радіозв'язку умови, при яких завада попадає в канал приймача до того, як відбудеться перескок частоти. Така ситуація характеризує потенційні можливості станції завад у відповідь за часом впливу на БЗПД. У цьому граничному випадку $\gamma=1$ й відповідно до (4.28) середня ймовірність бітової помилки дорівнює:

$$P_{B2} \approx 0,65 \cdot \exp \left(-0,44 \left(\sqrt{2 \left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1}} + 0,75 \right)^2 \right). \quad (4.35)$$

Максимальне значення середньої ймовірності бітової помилки при впливі оптимальної завади у відповідь визначається шляхом рішення рівняння $\frac{dP_{B2}}{dh_j^2} = 0$.

Таким чином, похідна $\frac{dP_{B2}}{dh_j^2}$ від функції (4.35) визначається як:

$$\begin{aligned} \frac{dP_{B2}}{dh_j^2} = & -0,286 \cdot \frac{\sqrt{2 \left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1}} + 0,75}{\sqrt{\left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1}}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\left[(h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right]^2} \times \\ & \times \frac{1}{(h_j^2)^2} \cdot \exp \left(-0,44 \cdot \left(\sqrt{2 \left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1}} + 0,75 \right)^2 \right). \end{aligned} \quad (4.36)$$

Дорівняємо отримане вираження до нуля й виразимо h_j^2 , маємо:

$$h_{j_{opt}}^2 \approx 9 \cdot \frac{h_0^2}{32 \cdot h_0^2 - 9}. \quad (4.37)$$

Підставивши (4.37) в (4.35), визначимо максимальну середню ймовірність бітової помилки при впливі оптимальної завади у відповідь:

$$P_{B2_{MAX}} \approx 0,65 \cdot \exp \left(-0,44 \left(\sqrt{2 \left((h_0^2)^{-1} + \left(9 \cdot \frac{h_0^2}{32 \cdot h_0^2 - 9} \right)^{-1} \right)^{-1}} + 0,75 \right)^2 \right). \quad (4.38)$$

Визначимо ймовірність бітової помилки для БЗПД із модуляцією ФМ-8 і ППРЧ при впливі оптимальної шумової завади в частині смуги та завади у відповідь.

Підставивши вираз апроксимації інтеграла ймовірності та функції Оуэна в (4.22) і (4.25), одержимо наближені вирази для розрахунку P_b . Узяття похідної від цих виражень і рішення отриманих рівнянь становить певні труднощі, тому в якості формули для визначення ймовірності бітової помилки при модуляції ФМ-8 можна використовувати таку, яка дає наближене значення ймовірності символної помилки при модуляції ФМ- M з когерентним детектуванням [12]

$$P_e \approx 2Q\left(\sqrt{2h_0^2 \log_2 M} \sin \frac{\pi}{M}\right), \quad (4.39)$$

а потім застосувавши [12]

$$P_B \approx \frac{P_e}{\log_2 M}, \quad (4.40)$$

можна визначити ймовірність бітової помилки.

Ймовірність помилки в символі сигналу ФМ-8 при впливі шумової завади в частині смуги визначається аналогічно (4.19), тільки замість P_B використовується P_e вираження (4.39), а замість P_{Bj} – підстановка (4.15) в (4.39):

$$P_{E1} \approx (1-\gamma) \cdot 2Q\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{\pi}{8}\right) + \gamma \cdot 2Q\left(\sqrt{6\left(h_0^2\right)^{-1} + \left(\gamma \cdot \frac{q}{3}\right)^{-1}} \sin \frac{\pi}{8}\right). \quad (4.41)$$

При впливі завади у відповідь ймовірність помилки в символі сигналу ФМ-8 визначається аналогічно (4.23), таким чином, з обліком (4.39) і підстановкою (4.11) в (4.39), маємо:

$$P_{E2} \approx (1-\gamma) \cdot 2Q\left(\sqrt{6h_0^2} \sin \frac{\pi}{8}\right) + \gamma \cdot 2Q\left(\sqrt{6\left(h_0^2\right)^{-1} + (q)^{-1}} \sin \frac{\pi}{8}\right). \quad (4.42)$$

Аналогічно случаю ФМ-2, ФМ-4 застосуємо апроксимацію інтеграла ймовірності $Q(x)$, припускаючи, що $G_j \gg G_0$, $E_s \gg G_0$, і розв'яжемо рівняння

$$\frac{dP_E}{d\gamma} = 0 \text{ стосовно до (4.41):}$$

$$\begin{aligned} \frac{dP_{E1}}{d\gamma} = & 1,3 \cdot \exp\left(-0,44\left(\sqrt{2\gamma q} \sin \frac{\pi}{8} + 0,75\right)^2\right) - 0,572 \cdot \gamma \frac{\sqrt{2\gamma q} \sin \frac{\pi}{8} + 0,75}{\sqrt{\gamma \cdot q}} \times \\ & \times \sin \frac{\pi}{8} \cdot q \sqrt{2} \times \exp\left(-0,44\left(\sqrt{2\gamma q} \sin \frac{\pi}{8} + 0,75\right)^2\right). \end{aligned} \quad (4.43)$$

Дорівняємо отримане вираження до нуля й виразимо γ :

$$\gamma_{opt} \approx \frac{4,742}{q}, \quad q \geq 4,742. \quad (4.44)$$

Відповідно максимальне значення ймовірності символної помилки при шумовій заваді в частині смуги дорівнює:

$$P_{E1_{MAX}} \approx \frac{1,2}{q}, \quad q \geq 4,742. \quad (4.45)$$

Таким чином, підставивши (4.45) в (4.40), одержимо максимальну середню ймовірність бітової помилки при впливі шумової завади в частині смуги для модуляції ФМ-8:

$$P_{B1_{MAX}} \approx \frac{0,4}{q}, \quad q \geq 4,742. \quad (4.46)$$

Перейдемо до оцінки впливу завад у відповідь на БЗПД із ППРЧ у найгірші для системи радіозв'язку умови, при яких завада попадає в канал приймача до того, як відбудеться перескок частоти ($\gamma = 1$), і відповідно до (4.42) ймовірність символної помилки дорівнює:

$$P_{E2} \approx 2Q\left(\sqrt{6\left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1}\right)^{-1}} \sin \frac{\pi}{8}\right). \quad (4.47)$$

Максимальне значення P_E на символ при впливі оптимальної завади у відповідь визначається шляхом рішення рівняння $\frac{dP_{E2}}{dh_j^2} = 0$.

Таким чином, похідна $\frac{dP_{E2}}{dh_j^2}$ від функції (4.47) визначається як:

$$\frac{dP_{E2}}{dh_j^2} = -0,572 \cdot \frac{\sqrt{6\left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1}\right)^{-1}} \sin \frac{\pi}{8} + 0,75}{\sqrt{6\left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1}\right)^{-1}}} \cdot \frac{6}{\left[(h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1}\right]^2} \times$$

$$\times \frac{\sin \frac{\pi}{8}}{(h_j^2)^2} \cdot \exp \left(-0,44 \cdot \left(\sqrt{6 \left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1}} \sin \frac{\pi}{8} + 0,75 \right)^2 \right). \quad (4.48)$$

Дорівняємо отримане вираження до нуля й виразимо h_j^2 , маємо:

$$h_{j_{opt}}^2 \approx 9 \cdot \frac{h_0^2}{14,016 \cdot h_0^2 - 9}. \quad (4.49)$$

Підставивши (4.49) в (4.47), визначимо максимальну середню ймовірність символної помилки при впливі оптимальної завади у відповідь:

$$P_{E2_{MAX}} \approx 1,3 \cdot \exp \left(-0,44 \left(\sqrt{6 \left((h_0^2)^{-1} + \left(9 \cdot \frac{h_0^2}{14,016 \cdot h_0^2 - 9} \right)^{-1} \right)^{-1}} \sin \frac{\pi}{8} + 0,75 \right)^2 \right). \quad (4.50)$$

Підставивши (4.50) в (4.40), одержимо максимальну середню ймовірність бітової помилки при впливі завади у відповідь для модуляції ФМ-8:

$$P_{B2_{MAX}} \approx 0,433 \cdot \exp \left(-0,44 \left(\sqrt{6 \left((h_0^2)^{-1} + \left(9 \cdot \frac{h_0^2}{14,016 \cdot h_0^2 - 9} \right)^{-1} \right)^{-1}} \sin \frac{\pi}{8} + 0,75 \right)^2 \right). \quad (4.51)$$

У системах передачі інформації, що використовують двовимірний КАМ з $M = 2^K$, де K парне, при оптимальному когерентному прийманні таких сигналів у каналах з білим шумом середня ймовірність помилки в i -му біті ($i = \overline{1, K}$) при застосуванні критерію мінімуму ймовірності на M -й символ буде [145]:

$$P_{bi} = P_{b, \frac{K}{2}+i} = \frac{2^i}{\sqrt{M}} \sum_{j=1}^{\sqrt{M}/2^i} Q_{(2j-1)} + \frac{2}{\sqrt{M}} \sum_{v=1}^{2^{i-1}-1} (-1)^{v-1} (2^{i-1} - v) \times \\ \times \sum_{j=1}^{\sqrt{M}/2^{i-1}} \left[1 - 2 \operatorname{erf} \left(\frac{2^i(j-1)}{\sqrt{M}} \right) \right] Q_{\left[(2v-1) \frac{\sqrt{M}}{2^{i-1}} + 2j-1 \right]}. \quad (4.52)$$

У цьому вираженні $i = \overline{1, K/2}$, $Q_y = Q \left(y \sqrt{\frac{h_s^2}{(\sqrt{M}-1)^2}} \right)$, $h_s^2 = E_s / G_0 = h_0^2 \log_2 M$ —

відношення середньої енергії модульованого сигналу до спектральної щільності потужності шуму, $h_0^2 = \frac{E_b}{G_0}$, E_b — енергія біта, M — розмірність сигнального сузір'я,

функція $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$ – функція інтеграла ймовірності, u – параметр, значення якого залежить від розмірності сигнального сузір'я.

Визначимо середню ймовірність помилки в K -бітовому блоці при впливі навмисних завад для модуляції КАМ-16.

Відповідно до (4.52) для першого й третього бітів у послідовності з 4 бітів ймовірність помилки на біт при модуляції КАМ-16 дорівнює

$$P_{b1} = P_{b3} = \frac{1}{2}(Q_1 + Q_3) = \frac{1}{2} \left(Q\left(\sqrt{\frac{4}{9}h_0^2}\right) + Q\left(3\sqrt{\frac{4}{9}h_0^2}\right) \right). \quad (4.53)$$

Відповідно для другого й четвертого бітів ймовірність помилки визначається як

$$P_{b2} = P_{b4} = Q_1 + \frac{1}{2}(Q_3 - Q_5) = Q\left(\sqrt{\frac{4}{9}h_0^2}\right) + \frac{1}{2} \left(Q\left(3\sqrt{\frac{4}{9}h_0^2}\right) - Q\left(5\sqrt{\frac{4}{9}h_0^2}\right) \right). \quad (4.54)$$

Середня ймовірність помилки в 4-бітовому блоці для модуляції КАМ-16 визначається відповідно до (4.19):

$$P_b = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 P_{bi}. \quad (4.55)$$

Т.ч., з обліком (4.53) і (4.54), формула (4.55) перепишеться до наступного виду:

$$P_b = \frac{1}{2} \left(3Q\left(\sqrt{\frac{4}{9}h_0^2}\right) + 2Q\left(3\sqrt{\frac{4}{9}h_0^2}\right) - Q\left(5\sqrt{\frac{4}{9}h_0^2}\right) \right). \quad (4.56)$$

При впливі навмисних завад параметр h_0^2 у вираженні (4.56) визначається аналогічно модуляції ФМ-М по формулах (4.14), (4.15), (4.11) відповідно для шумової загороджувальної завади, шумової завади в частині смуги та завади у відповідь.

Підставивши вираження (4.14) в (4.56) замість h_0^2 , одержимо точну формулу ймовірності бітової помилки сигналу КАМ-16 при впливі шумової загороджувальної завади на систему радіозв'язку із ППРЧ:

$$P_B = \frac{1}{2} \left(3Q(\sqrt{T}) + 2Q(3\sqrt{T}) - Q(5\sqrt{T}) \right), \quad (4.57)$$

$$\text{де } T = \frac{4}{9} \left((h_0^2)^{-1} + \left(\frac{q}{4} \right)^{-1} \right)^{-1}.$$

Середня ймовірність бітової помилки для модуляції КАМ-16 при впливі шумової завади в частині смуги буде визначатися вираженням (4.19).

У цій формулі P_b визначається по формулі (4.56), а P_{bj} шляхом підстановки (4.15) в (4.56) замість h_0^2 :

$$\begin{aligned} P_{B1} = (1 - \gamma) & \left(\frac{1}{2} \left(3Q \left(\sqrt{\frac{4}{9} h_0^2} \right) + 2Q \left(3\sqrt{\frac{4}{9} h_0^2} \right) - Q \left(5\sqrt{\frac{4}{9} h_0^2} \right) \right) \right) + \\ & + \gamma \frac{1}{2} (3Q(\sqrt{\Omega}) + 2Q(3\sqrt{\Omega}) - Q(5\sqrt{\Omega})), \end{aligned} \quad (4.58)$$

$$\text{де } \Omega = \frac{4}{9} \left((h_0^2)^{-1} + \left(\gamma \frac{q}{4} \right)^{-1} \right)^{-1}.$$

При впливі завади у відповідь на БЗПД із модуляцією КАМ-16 середня ймовірність бітової помилки визначається по (4.23).

У формулі (4.23) P_b визначається по формулі (4.56), а P_{bj} шляхом підстановки (4.11) в (4.56):

$$\begin{aligned} P_{B2} = (1 - \gamma) & \left(\frac{1}{2} \left(3Q \left(\sqrt{\frac{4}{9} h_0^2} \right) + 2Q \left(3\sqrt{\frac{4}{9} h_0^2} \right) - Q \left(5\sqrt{\frac{4}{9} h_0^2} \right) \right) \right) + \\ & + \gamma \frac{1}{2} (3Q(\sqrt{\Psi}) + 2Q(3\sqrt{\Psi}) - Q(5\sqrt{\Psi})), \end{aligned} \quad (4.59)$$

де $\Psi = \frac{4}{9} \left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1}$, $h_j^2 = \frac{E_b}{G_j}$ – відношення енергії біта до спектральної щільності потужності завади.

Визначимо найбільш ефективну з погляду постановника завад заваду, яка забезпечить максимальне значення середньої ймовірності бітової помилки. У цьому випадку розглядається тільки шумова в частині смуги й завада у відповідь.

Для цього необхідно розв'язати рівняння $\frac{dP_{b1}}{d\gamma} = 0$ стосовно до (4.58), а $\frac{dP_{b2}}{dh_j^2}$

відповідно до (4.59).

Розглянемо випадок впливу завад на БЗПД із модуляцією КАМ-16.

З метою спрощення визначення найбільш ефективної з погляду постановника завад завади, другим і третім доданком у формулі (4.56) зневажаємо, тому що їхні значення на кілька порядків менше першого доданка. У результаті ця формула буде мати вигляд:

$$P_b \approx \frac{3}{2} Q\left(\sqrt{\frac{4}{9} h_0^2}\right). \quad (4.60)$$

Відповідно для шумової завади в частині смуги та завади у відповідь вираження (4.58), (4.59) переписуться:

$$P_{b1} \approx (1-\gamma) \frac{3}{2} Q\left(\sqrt{\frac{4}{9} h_0^2}\right) + \gamma \frac{3}{2} Q\left(\sqrt{\frac{4}{9} \left((h_0^2)^{-1} + \left(\gamma \frac{q}{4}\right)^{-1}\right)^{-1}}\right), \quad (4.61)$$

$$P_{b2} \approx (1-\gamma) \frac{3}{2} Q\left(\sqrt{\frac{4}{9} h_0^2}\right) + \gamma \frac{3}{2} Q\left(\sqrt{\frac{4}{9} \left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1}\right)^{-1}}\right). \quad (4.62)$$

Розв'яжемо рівняння $\frac{dP_{b1}}{d\gamma} = 0$, припускаючи, що $G_j \gg G_0, E_s \gg G_0$, стосовно до (4.61), а $\frac{dP_{b2}}{dh_j^2}$ стосовно до (4.62), використовуючи апроксимацію інтеграла ймовірності: $Q(x) = 0,65 \cdot \exp(-0,44(x + 0,75)^2)$. Також передбачається, що з метою спрощення визначення найбільш ефективної з погляду постановника завад завади, другим і третім доданком у формулах (4.58), (4.59) зневажаємо, тому що їхні значення на кілька порядків менше першого доданка.

З урахуванням цієї апроксимації формули (4.61), (4.62) будуть мати такий вигляд:

— для шумової завади в частині смуги

$$P_{b1} \approx (1-\gamma) \cdot 0,975 \cdot \exp\left[-0,44\left(\sqrt{0,44h_0^2} + 0,75\right)^2\right] + \\ + \gamma \cdot 0,975 \cdot \exp\left[-0,44\left(\sqrt{0,44 \cdot \left((h_0^2)^{-1} + \left(\gamma \frac{q}{4}\right)^{-1}\right)^{-1}} + 0,75\right)^2\right], \quad (4.63)$$

— для завади у відповідь

$$P_{b2} \approx (1 - \gamma) \cdot 0,975 \cdot \exp \left[-0,44 \left(\sqrt{0,44 h_0^2} + 0,75 \right)^2 \right] + \\ + \gamma \cdot 0,975 \cdot \exp \left[-0,44 \left(\sqrt{0,44 \cdot \left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1}} + 0,75 \right)^2 \right]. \quad (4.64)$$

Похідна $\frac{dP_{b1}}{d\gamma}$ від функції (4.63) буде мати такий вигляд:

$$\frac{dP_{b1}}{d\gamma} = 0,975 \cdot \exp \left[-0,44 \left(\sqrt{0,11\gamma q} + 0,75 \right)^2 \right] - 0,429 \cdot \gamma \cdot \frac{\sqrt{0,11\gamma q} + 0,75}{\sqrt{0,11\gamma q}} \times \\ \times q \cdot 0,11 \cdot \exp \left[-0,44 \left(\sqrt{0,11\gamma q} + 0,75 \right)^2 \right]. \quad (4.65)$$

Дорівнюємо отримане вираження до нуля й виразимо γ :

$$\gamma_{\text{opt}} \approx \frac{12,625}{q}, \quad q \geq 12,625. \quad (4.66)$$

Якщо припустити, що станція шумових завад у частині смуги у відповідь на перебудову БЗПД робочої частоти по всім діапазону забезпечує оптимальне значення смуги, що подавлюється γ_{opt} , то максимальна середня ймовірність бітової помилки:

$$P_{b1\text{max}} \approx \frac{2,397}{q}, \quad q \geq 12,625. \quad (4.67)$$

Перейдемо до оцінки впливу завад у відповідь на БЗПД із ППРЧ у найгірші для неї умовах, при яких завада попадає в канал приймача до того, як відбудеться перескок частоти. У цьому граничному випадку $\gamma=1$ й відповідно до (4.64) середня ймовірність бітової помилки дорівнює:

$$P_{b2} = 0,975 \cdot \exp \left[-0,44 \left(\sqrt{0,44 \cdot \left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1}} + 0,75 \right)^2 \right]. \quad (4.68)$$

Максимальне значення середньої ймовірності бітової помилки при впливі завади у відповідь визначається шляхом рішення рівняння $\frac{dP_{b2}}{dh_j^2} = 0$.

Таким чином, похідна $\frac{dP_{b2}}{dh_j^2}$ від функції (4.68) визначається як:

$$\begin{aligned} \frac{dP_{b2}}{dh_j^2} = & -0,429 \cdot \frac{\sqrt{0,44 \cdot \left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1} + 0,75}}{\sqrt{\left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1} \cdot 0,44}} \cdot \frac{1}{\left[(h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right]^2} \times \\ & \times \frac{0,44}{(h_j^2)^2} \cdot \exp \left(-0,44 \cdot \left(\sqrt{\left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1} \cdot 0,44 + 0,75} \right) \right). \end{aligned} \quad (4.69)$$

Дорівняємо отримане вираження до нуля й виразимо h_j^2 :

$$h_{j_{\text{орт}}}^2 = 9 \cdot \frac{h_0^2}{7,04 \cdot h_0^2 - 9}. \quad (4.70)$$

Підставивши (4.70) в (4.68), визначимо максимальну середню ймовірність бітової помилки при впливі завади у відповідь для модуляції КАМ-16:

$$P_{b_{\text{max}}} = 0,975 \cdot \exp \left[-0,44 \cdot \left(\sqrt{\left[(h_0^2)^{-1} + \left(9 \cdot \frac{h_0^2}{7,04 \cdot h_0^2 - 9} \right)^{-1} \right]^{-1} \cdot 0,44 + 0,75} \right)^2 \right]. \quad (4.71)$$

Розглянемо модуляцію КАМ-64. Згідно формули (4.52) для першого й четвертого бітів у послідовності з K бітів ймовірність помилки на біт дорівнює

$$P_{b1} = P_{b4} = \frac{1}{4} (Q_1 + Q_3 + Q_5 + Q_7). \quad (4.72)$$

Відповідно для другого й п'ятого бітів ймовірність помилки визначається як

$$P_{b2} = P_{b5} = \frac{1}{2} (Q_1 + Q_3) + \frac{1}{4} [(Q_5 - Q_9) + (Q_7 - Q_{11})]. \quad (4.73)$$

Аналогічно для третього та шостого бітів ймовірність помилки дорівнює:

$$P_{b2} = P_{b6} = Q_1 + \frac{1}{4} [3(Q_3 - Q_5) - 2(Q_7 - Q_9) + (Q_{11} - Q_{13})]. \quad (4.74)$$

Середня ймовірність помилки в 6-бітовому блоці для модуляції КАМ-64, використовуючи (4.72)-(4.74), дорівнює [121]:

$$P_b = \frac{1}{6} \sum_{i=1}^6 P_{bi} = \frac{7}{6} Q_1 + Q_3 - \frac{1}{6} Q_4 - \frac{1}{6} Q_5 + \frac{1}{6} Q_9 + \frac{1}{6} Q_{11} - \frac{1}{6} Q_{13}. \quad (4.75)$$

Дослідження показали, що значення функцій Q_9 , Q_{11} , Q_{13} дуже малі в порівнянні з Q_1 , Q_3 , Q_4 , Q_5 , тому при розрахунку ними можна зневажити. Т.ч. середня ймовірність помилки для модуляції КАМ-64 дорівнює:

$$P_b = \frac{7}{6}Q_1 + Q_3 - \frac{1}{6}Q_4 - \frac{1}{6}Q_5 = \frac{7}{6}Q\left(\sqrt{\frac{h_0^2 \log_2 M}{(\sqrt{M}-1)^2}}\right) + Q\left(3\sqrt{\frac{h_0^2 \log_2 M}{(\sqrt{M}-1)^2}}\right) - \frac{1}{6}Q\left(4\sqrt{\frac{h_0^2 \log_2 M}{(\sqrt{M}-1)^2}}\right) - \frac{1}{6}Q\left(5\sqrt{\frac{h_0^2 \log_2 M}{(\sqrt{M}-1)^2}}\right). \quad (4.76)$$

З урахуванням розмірності сигнального сузір'я $M = 64$ для модуляції КАМ-64 формула (4.76) прийме вид:

$$P_b = \frac{7}{6}Q(\sqrt{0,122 \cdot h_0^2}) + Q(3\sqrt{0,122 \cdot h_0^2}) - \frac{1}{6}Q(4\sqrt{0,122 \cdot h_0^2}) - \frac{1}{6}Q(5\sqrt{0,122 \cdot h_0^2}). \quad (4.77)$$

При впливі навмисних завад параметр h_0^2 у вираженні (4.77) визначається аналогічно модуляції ФМ-М по формулах (4.14), (4.15), (4.11) відповідно для шумової загороджувальної завади, шумової завади в частині смуги та завади у відповідь.

Підставивши (4.14) в (4.77) замість h_0^2 , одержимо точну формулу ймовірності бітової помилки сигналу КАМ-64 при впливі шумової загороджувальної завади на систему радіозв'язку із ППРЧ:

$$P_B = \frac{7}{6} \cdot Q(\sqrt{0,122 \cdot \Omega}) + Q(3\sqrt{0,122 \cdot \Omega}) - \frac{1}{6}Q(4\sqrt{0,122 \cdot \Omega}) - \frac{1}{6}Q(5\sqrt{0,122 \cdot \Omega}), \quad (4.78)$$

$$\text{де } \Omega = \left((h_0^2)^{-1} + \left(\frac{q}{6} \right)^{-1} \right)^{-1}.$$

Середня ймовірність бітової помилки для модуляції КАМ-16 при впливі шумової завади в частині смуги буде визначатися вираженням (4.19).

У цій формулі P_b визначається по формулі (4.56), а P_{bj} шляхом підстановки (4.15) в (4.77) замість h_0^2 :

$$P_{B1} = (1 - \gamma) \left(\frac{7}{6} \cdot Q(\sqrt{0,122 \cdot h_0^2}) + Q(3\sqrt{0,122 \cdot h_0^2}) - \frac{1}{6}Q(4\sqrt{0,122 \cdot h_0^2}) - \frac{1}{6}Q(5\sqrt{0,122 \cdot h_0^2}) \right) + \gamma \left(\frac{7}{6} \cdot Q(\sqrt{0,122 \cdot \Lambda}) + Q(3\sqrt{0,122 \cdot \Lambda}) - \frac{1}{6}Q(4\sqrt{0,122 \cdot \Lambda}) - \frac{1}{6}Q(5\sqrt{0,122 \cdot \Lambda}) \right), \quad (4.79)$$

$$\text{де } \Lambda = \left((h_0^2)^{-1} + \left(\gamma \frac{q}{6} \right)^{-1} \right)^{-1}.$$

При впливі завади у відповідь на БЗПД із модуляцією КАМ-64 середня ймовірність бітової помилки визначається по (4.23).

У формулі (4.23) P_b визначається по формулі (4.77), а P_{bj} шляхом підстановки (4.11) в (4.77):

$$P_{B2} = (1 - \gamma) \left(\frac{7}{6} \cdot Q(\sqrt{0,122 \cdot h_0^2}) + Q(3\sqrt{0,122 \cdot h_0^2}) - \frac{1}{6} Q(4\sqrt{0,122 \cdot h_0^2}) - \frac{1}{6} Q(5\sqrt{0,122 \cdot h_0^2}) \right) + \\ + \gamma \left(\frac{7}{6} \cdot Q(\sqrt{0,122 \cdot I}) + Q(3\sqrt{0,122 \cdot I}) - \frac{1}{6} Q(4\sqrt{0,122 \cdot I}) - \frac{1}{6} Q(5\sqrt{0,122 \cdot I}) \right), \quad (4.80)$$

де $I = \left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1}$; $h_j^2 = \frac{E_b}{G_j}$ – відношення енергії біта до спектральної щільності потужності завади.

Визначимо найбільш ефективну з погляду постановника завад заваду, яка забезпечить максимальне значення середньої ймовірності бітової помилки. У цьому випадку розглядається тільки шумова в частині смуги й завада у відповідь.

Для цього необхідно розв'язати рівняння $\frac{dP_{B1}}{d\gamma} = 0$ стосовно до (4.79), а $\frac{dP_{B2}}{dh_j^2}$ відповідно до (4.80).

Розглянемо випадок впливу завад на БЗПД із модуляцією КАМ-64.

З метою спрощення визначення найбільш ефективної з погляду постановника завад завади другим, третім і четвертим доданком у формулі (4.77) зневажаємо, тому що їхні значення на кілька порядків менше першого доданка. У результаті ця формула буде мати вигляд:

$$P_b \approx \frac{7}{6} Q(\sqrt{0,122 h_0^2}). \quad (4.81)$$

Відповідно для шумової завади в частині смуги та завади у відповідь вираження (4.79), (4.80) переписуться:

$$P_{b1} \approx (1 - \gamma) \frac{7}{6} Q(\sqrt{0,122 \cdot h_0^2}) + \gamma \frac{7}{6} Q \left(\sqrt{0,122 \left((h_0^2)^{-1} + \left(\gamma \frac{q}{6} \right)^{-1} \right)^{-1}} \right), \quad (4.82)$$

$$P_{b2} \approx (1 - \gamma) \frac{7}{6} Q(\sqrt{0,122 \cdot h_0^2}) + \gamma \frac{7}{6} Q \left(\sqrt{0,122 \left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1}} \right). \quad (4.83)$$

Розв'яжемо рівняння $\frac{dP_{b1}}{d\gamma} = 0$, припускаючи, що $G_j \gg G_0, E_s \gg G_0$, стосовно до (4.82), а $\frac{dP_{b2}}{dh_j^2}$ стосовно до (4.83), використовуючи апроксимацію інтеграла ймовірності: $Q(x) = 0,65 \cdot \exp(-0,44(x + 0,75)^2)$. Також передбачається, що з метою спрощення визначення найбільш ефективної з погляду постановника завдань завади, другим і третім доданком у формулах (4.79), (4.80) зневажаємо, тому що їхні значення на кілька порядків менше першого доданка.

З урахуванням цієї апроксимації формули (4.82), (4.83) будуть мати такий вигляд:

– для шумової завади в частині смуги

$$P_{b1} \approx (1 - \gamma) \cdot 0,758 \cdot \exp\left[-0,44\left(\sqrt{0,122 \cdot h_0^2} + 0,75\right)^2\right] + \\ + \gamma \cdot 0,758 \cdot \exp\left[-0,44\left(\sqrt{0,122 \cdot \left(h_0^2\right)^{-1} + \left(\gamma \frac{q}{6}\right)^{-1}} + 0,75\right)^2\right], \quad (4.84)$$

– для завади у відповідь

$$P_{b2} \approx (1 - \gamma) \cdot 0,758 \cdot \exp\left[-0,44\left(\sqrt{0,122 h_0^2} + 0,75\right)^2\right] + \\ + \gamma \cdot 0,758 \cdot \exp\left[-0,44\left(\sqrt{0,122 \cdot \left(h_0^2\right)^{-1} + \left(h_j^2\right)^{-1}} + 0,75\right)^2\right]. \quad (4.85)$$

Похідна $\frac{dP_{b1}}{d\gamma}$ від функції (4.84) буде мати такий вигляд:

$$\frac{dP_{b1}}{d\gamma} = 0,758 \cdot \exp\left[-0,44\left(\sqrt{0,02\gamma q} + 0,75\right)^2\right] - 0,333 \cdot \gamma \cdot \frac{\sqrt{0,02\gamma q} + 0,75}{\sqrt{0,02\gamma q}} \times \\ \times q \cdot 0,02 \cdot \exp\left[-0,44\left(\sqrt{0,02\gamma q} + 0,75\right)^2\right]. \quad (4.86)$$

Дорівняємо отримане вираження до нуля й виразимо γ :

$$\gamma_{\text{opt}} \approx \frac{8,28}{q}, \quad q \geq 8,28. \quad (4.87)$$

Якщо припустити, що станція шумових завад у частині смуги у відповідь на перебудову БЗПД робочої частоти по всім діапазону забезпечує оптимальне

значення смуги, що подавлюється γ_{opt} , то максимальна середня ймовірність бітової помилки:

$$P_{b1_{\text{max}}} \approx \frac{3,483}{q}, q \geq 8,28. \quad (4.88)$$

Перейдемо до оцінки впливу завад у відповідь на БЗПД із ППРЧ у найгірші для неї умовах, при яких завада попадає в канал приймача до того, як відбудеться перескок частоти. У цьому граничному випадку $\gamma=1$ й відповідно до (4.85) середня ймовірність бітової помилки дорівнює:

$$P_{b2} = 0,758 \cdot \exp \left[-0,44 \left(\sqrt{0,122 \cdot \left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1}} + 0,75 \right)^2 \right]. \quad (4.89)$$

Максимальне значення середньої ймовірності бітової помилки при впливі завади у відповідь визначається шляхом рішення рівняння $\frac{dP_{b2}}{dh_j^2} = 0$.

Таким чином, похідна $\frac{dP_{b2}}{dh_j^2}$ від функції (4.89) визначається як:

$$\begin{aligned} \frac{dP_{b2}}{dh_j^2} = & -0,33 \cdot \frac{\sqrt{0,122 \cdot \left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1}} + 0,75}{\sqrt{\left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1}} \cdot 0,122} \cdot \frac{1}{\left[(h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right]^2} \times \\ & \times \frac{0,122}{(h_j^2)^2} \cdot \exp \left(-0,44 \cdot \left(\sqrt{\left((h_0^2)^{-1} + (h_j^2)^{-1} \right)^{-1}} \cdot 0,122 + 0,75 \right) \right). \end{aligned} \quad (4.90)$$

Дорівняємо отримане вираження до нуля й виразимо h_j^2 :

$$h_{j_{\text{opt}}}^2 \approx 9 \cdot \frac{h_0^2}{1,952 \cdot h_0^2 - 9}. \quad (4.91)$$

Підставивши (4.91) в (4.89), визначимо максимальну середню ймовірність бітової помилки при впливі завади у відповідь для модуляції КАМ-64:

$$P_{E2_{\text{MAX}}} \approx 0,758 \cdot \exp \left(-0,44 \left(\sqrt{0,122 \left((h_0^2)^{-1} + \left(9 \cdot \frac{h_0^2}{1,952 \cdot h_0^2 - 9} \right)^{-1} \right)^{-1}} + 0,75 \right)^2 \right). \quad (4.92)$$

Розглянемо графічні залежності ймовірності бітової помилки від відношення сигнал-завада з урахуванням розширення спектра сигналу для модуляції ФМ-2 та КАМ-16 при впливі шумової загороджувальної завади,

шумової завади в частині смуги та завади у відповідь, а також вплив оптимальної шумової загороджувальної завади та оптимальної завади у відповідь з використанням отриманих формул (4.16), (4.20), (4.24), (4.33), (4.38), (4.57)-(4.59), (4.67), (4.71).

На рис. 4.1 представлений графік залежності ймовірності бітової помилки від параметра q для модуляції ФМ-2 при $h_0^2 = 16,34$ дБ (що відповідає ймовірності помилки $P_B = 10^{-5}$ для модуляції КАМ-16 при відсутності завад). Ця залежність показує, що ефективність завади збільшується зі збільшенням потужності завади, і навпаки, ефективність завади можна зменшити шляхом збільшення енергії сигналу на біт E_b або розширенням робочої смуги частот ΔF_S .

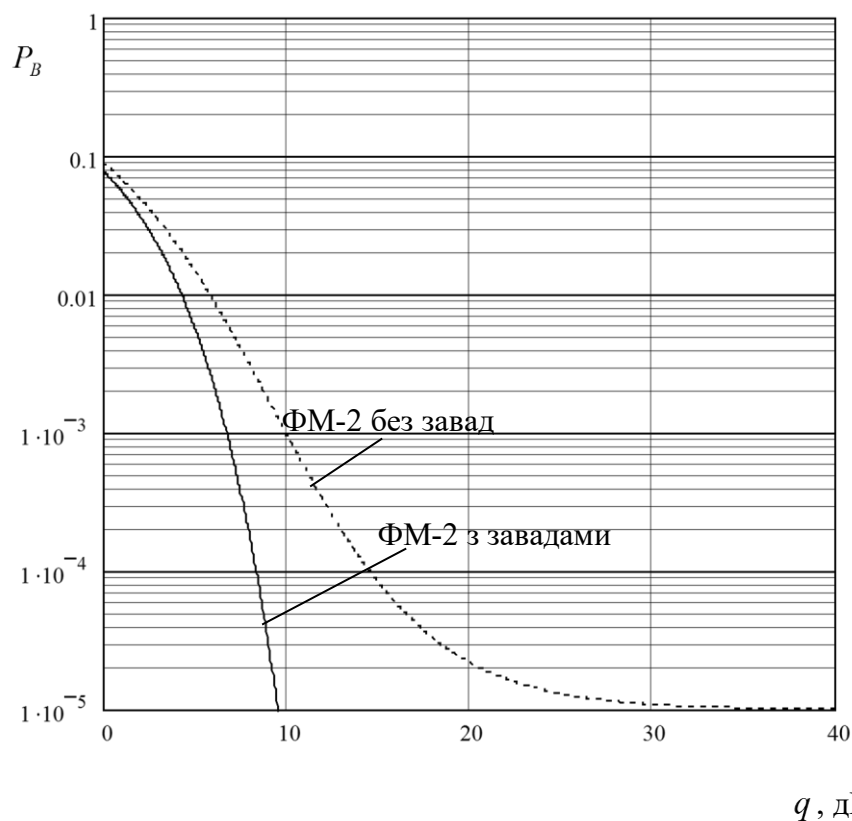
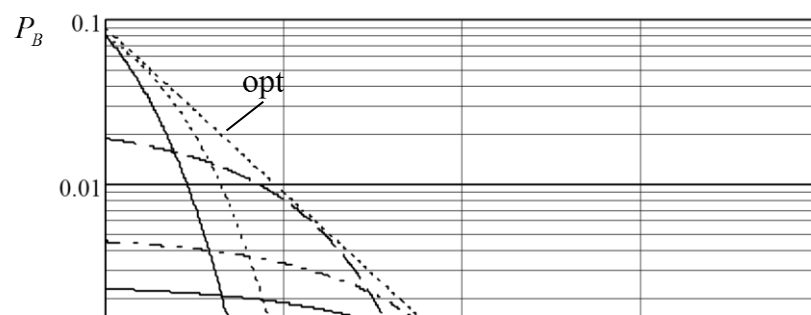


Рис. 4.1. Залежність ймовірності бітової помилки при модуляції ФМ-2, АБГШ та шумової загороджувальної завади

На рис. 4.2 зображені графіки залежності P_B від q при впливі на БЗПД шумової завади в частині смуги для різних значень γ за умови, що $h_0^2 = 16,34$ дБ.



На графіку також показана дотична до функцій, що показує максимальну ймовірність бітової помилки $P_{B\text{MAX}}$ при $\gamma = \gamma_{\text{opt}}$, визначена по формулі (4.33). Графіки показують, що в області малих значень параметра q найбільш ефективний вплив на БЗПД із погляду постановника завад робить завада зі значеннями $\gamma \rightarrow 1$, а в області високих значень – завада зі значеннями $\gamma \rightarrow 0$. При $\gamma = \gamma_{\text{opt}}$ експонентний характер залежності ймовірності бітової помилки змінюється на лінійний, що приводить до значного зменшення завадостійкості БЗПД із ППРЧ. Шумова завада, що має оптимальне значення подавленої полоси γ_{opt} , з погляду завадостійкості БЗПД є найгіршою.

Наприклад, при гаусівській заваді в усій смузі ($\gamma = 1$), необхідне значення параметра $q = 9,1$ дБ для ймовірності $P_B = 10^{-4}$. При найгіршій заваді, коли $\gamma = \gamma_{\text{opt}}$, ймовірність бітової помилки $P_{B\text{MAX}} = 10^{-4}$ досягається при відношенні $q = 29,5$ дБ. Т. ч., при найгіршій заваді для забезпечення $P_B = 10^{-4}$ необхідно збільшити відношення q на 20,4 дБ.

У випадку завад у відповідь (рис. 4.3) найбільш ефективною є завада, що повністю подавлює корисний сигнал ($\gamma = 1$), однак на практиці таку заваду

реалізувати практично неможливо. При зменшенні частини подавленої полоси ефективність завади у відповідь зменшується.

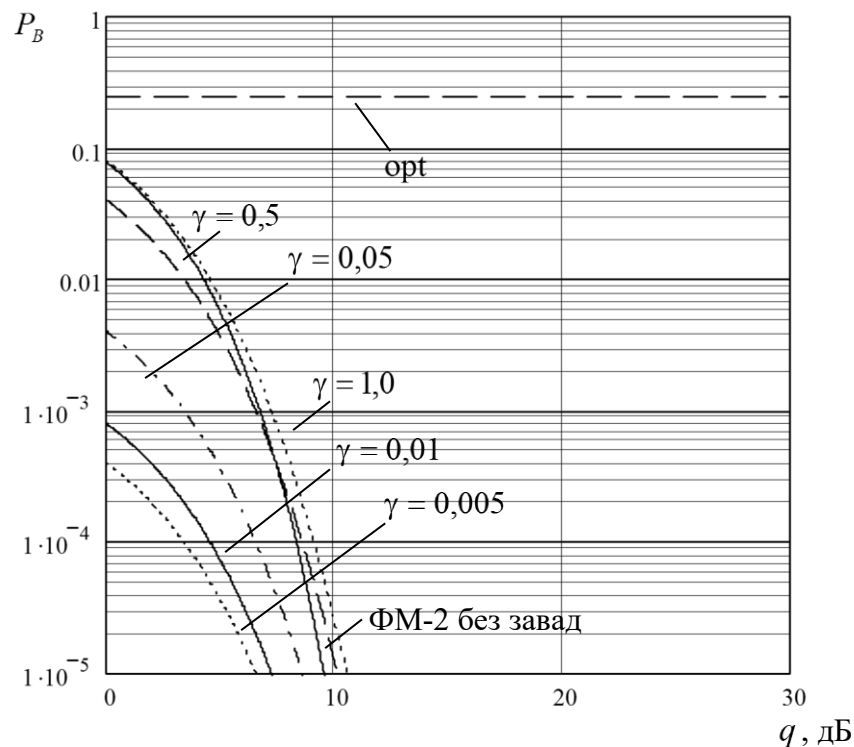
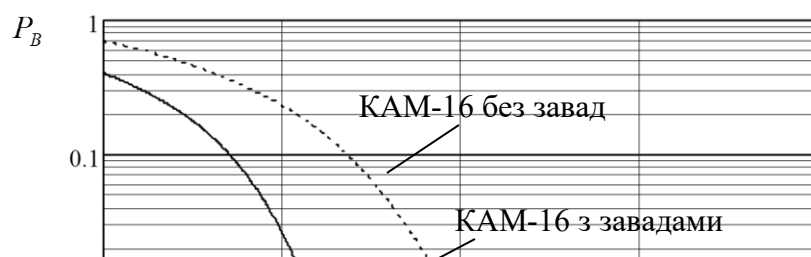


Рис. 4.3. Залежність ймовірності бітової помилки при модуляції ФМ-2, АБГШ та шумової завади у відповідь

На рис. 4.4-4.6 показані аналогічні залежності для модуляції КАМ-16.

Визначимо ймовірність бітової помилки декодування при використанні кодів БЧХ, Рида-Соломона та турбо кодів. При використанні кодів БЧХ і Рида-Соломона розглядається демодулятор з “твердим” рішенням, а при використанні турбо кодів – з “м'яким” рішенням.

Основними параметрами блокових кодів є [12]: число інформаційних біт k і довжина коду n ; відносна швидкість коду $R = k/n$; мінімальна кодова відстань d , рівна найменшому значенню відстані Хеммінга, яка являє собою число позицій, де кодові комбінації відрізняються друг від друга; максимальне число помилок, що виправляються, на довжині кодового слова S , пов'язане з d залежністю $S = ((d-1)/2)$, де $\lfloor * \rfloor$ – ціла частина числа; надмірність коду, під якою розуміється параметр $\alpha = R/n = 1 - R$, що визначає частку надлишково переданих символів.



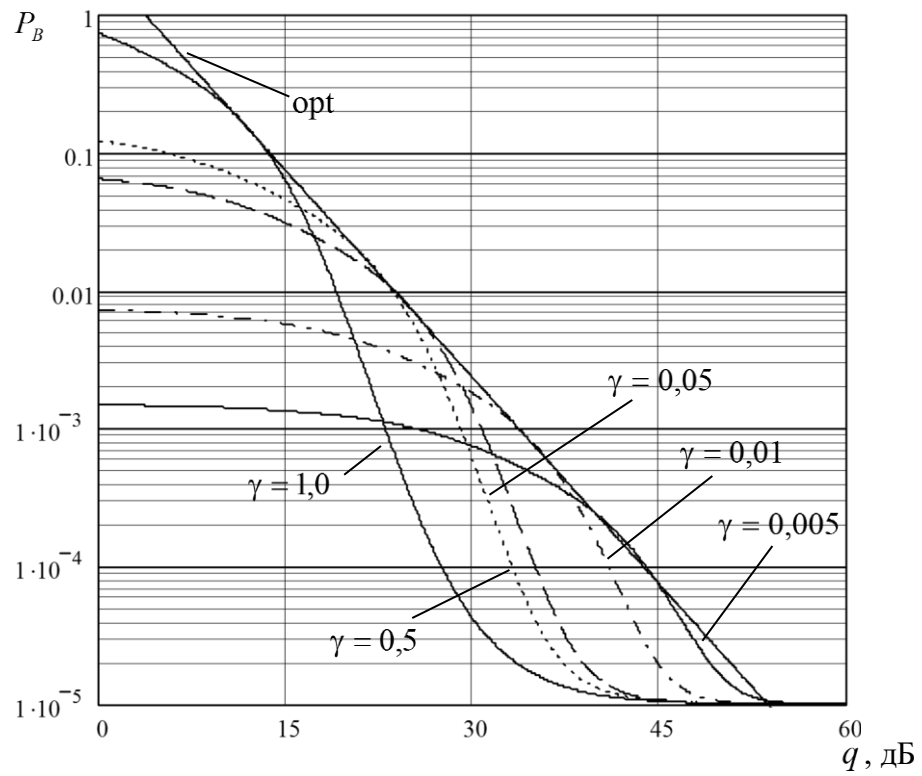
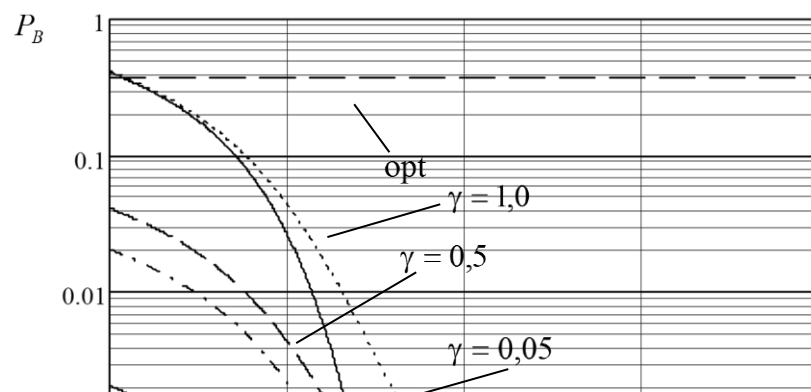


Рис. 4.5. Залежність ймовірності бітової помилки при модуляції КАМ-16, АБГШ та шумової завади в частині смуги



У випадку використання завадостійкого кодування в аналітичних залежностях для розрахунку середньої ймовірності бітової помилки для модуляцій ФМ-2, ФМ-4, ФМ-8, КАМ-16, КАМ-64 необхідно враховувати, що енергія канального символу [12]

$$E_c = \left(\frac{k}{n}\right) \cdot E_b = R \cdot E_b.$$

Середня ймовірність бітової помилки декодування при використанні блокових кодів Хеммінга визначається наступним вираженням:

$$P_{B \text{ дек}} = P_B - P_B \cdot (1 - P_B)^{n-1},$$

де n – довжина кода, P_B - середня ймовірність бітової помилки для різних видів модуляцій при різних стратегіях постановки навмисних завад, яка розраховується для конкретної завадової обстановки.

Таким чином, середня ймовірність бітової помилки декодування при впливі шумової загороджувальної завади визначається:

для ФМ-2

$$P_{B \text{ дек}} = P_B - P_B \cdot (1 - P_B)^{n-1}, \quad (4.93)$$

де P_B розраховується по (4.16);

для ФМ-4

$$P_{B \text{ дек}} = P_B - P_B \cdot (1 - P_B)^{n-1}, \quad (4.94)$$

де P_B розраховується по (4.17);

для ФМ-8

$$P_{B \text{ дек}} = P_B - P_B \cdot (1 - P_B)^{n-1}, \quad (4.95)$$

де P_B розраховується по (4.18);

для КАМ-16

$$P_{B \text{ дек}} = P_B - P_B \cdot (1 - P_B)^{n-1}, \quad (4.96)$$

де P_B розраховується по (4.57);

для КАМ-64

$$P_{B \text{ дек}} = P_B - P_B \cdot (1 - P_B)^{n-1}, \quad (4.97)$$

де P_B розраховується по (4.78).

Середня ймовірність бітової помилки декодування при впливі шумової завади в частині смуги визначається:

для ФМ-2

$$P_{B1 \text{ дек}} = P_{B1} - P_{B1} \cdot (1 - P_{B1})^{n-1}, \quad (4.98)$$

де P_{B1} розраховується по (4.20);

для ФМ-4

$$P_{B1 \text{ дек}} = P_{B1} - P_{B1} \cdot (1 - P_{B1})^{n-1}, \quad (4.99)$$

де P_{B1} розраховується по (4.21);

для ФМ-8

$$P_{B1 \text{ дек}} = P_{B1} - P_{B1} \cdot (1 - P_{B1})^{n-1}, \quad (4.100)$$

де P_{B1} розраховується по (4.22);

для КАМ-16

$$P_{B1 \text{ дек}} = P_{B1} - P_{B1} \cdot (1 - P_{B1})^{n-1}, \quad (4.101)$$

де P_{B1} розраховується по (4.58);

для КАМ-64

$$P_{B1 \text{ дек}} = P_{B1} - P_{B1} \cdot (1 - P_{B1})^{n-1}, \quad (4.102)$$

де P_{B1} розраховується по (4.79).

Середня ймовірність бітової помилки декодування при впливі завади у відповідь дорівнює:

для ФМ-2, 4

$$P_{B2 \text{ дек}} = P_{B2} - P_{B2} \cdot (1 - P_{B2})^{n-1}, \quad (4.103)$$

де P_{B2} розраховується по (4.24);

для ФМ-8

$$P_{B2 \text{ дек}} = P_{B2} - P_{B2} \cdot (1 - P_{B2})^{n-1}, \quad (4.104)$$

де P_{B2} розраховується по (4.25);

для КАМ-16

$$P_{B2 \text{ дек}} = P_{B2} - P_{B2} \cdot (1 - P_{B2})^{n-1}, \quad (4.105)$$

де P_{B2} розраховується по (4.59);

для КАМ-64

$$P_{B2 \text{ дек}} = P_{B2} - P_{B2} \cdot (1 - P_{B2})^{n-1}, \quad (4.106)$$

де P_{B2} розраховується по (4.80).

Максимальна середня ймовірність бітової помилки декодування при впливі оптимальної шумової завади в частині смуги:

для ФМ-2

$$P_{B1 \text{ дек}_{MAX}} = P_{B1_{MAX}} - P_{B1_{MAX}} \cdot (1 - P_{B1_{MAX}})^{n-1}, \quad (4.107)$$

де $P_{B1_{MAX}}$ розраховується по (4.33);

для ФМ-4

$$P_{B1 \text{ дек}_{MAX}} = P_{B1_{MAX}} - P_{B1_{MAX}} \cdot (1 - P_{B1_{MAX}})^{n-1}, \quad (4.108)$$

де $P_{B1_{MAX}}$ розраховується по (4.34);

для ФМ-8

$$P_{B1 \text{ дек}_{MAX}} = P_{B1_{MAX}} - P_{B1_{MAX}} \cdot (1 - P_{B1_{MAX}})^{n-1}, \quad (4.109)$$

де $P_{B1_{MAX}}$ розраховується по (4.46);

для КАМ-16

$$P_{B1 \text{ дек}_{MAX}} = P_{B1_{MAX}} - P_{B1_{MAX}} \cdot (1 - P_{B1_{MAX}})^{n-1}, \quad (4.110)$$

де $P_{B1_{MAX}}$ розраховується по (4.67);

для КАМ-64

$$P_{B1_{дек_{MAX}}} = P_{B1_{MAX}} - P_{B1_{MAX}} \cdot (1 - P_{B1_{MAX}})^{n-1}, \quad (4.111)$$

де $P_{B1_{MAX}}$ розраховується по (4.88).

Максимальна середня ймовірність бітової помилки декодування при впливі оптимальної завади у відповідь визначається як:

для ФМ-2, 4

$$P_{B2_{дек_{MAX}}} = P_{B2_{MAX}} - P_{B2_{MAX}} \cdot (1 - P_{B2_{MAX}})^{n-1}, \quad (4.112)$$

де $P_{B2_{MAX}}$ розраховується по (4.38);

для ФМ-8

$$P_{B2_{дек_{MAX}}} = P_{B2_{MAX}} - P_{B2_{MAX}} \cdot (1 - P_{B2_{MAX}})^{n-1}, \quad (4.113)$$

де $P_{B2_{MAX}}$ розраховується по (4.51);

для КАМ-16

$$P_{B1_{дек_{MAX}}} = P_{B1_{MAX}} - P_{B1_{MAX}} \cdot (1 - P_{B1_{MAX}})^{n-1}, \quad (4.114)$$

де $P_{B2_{MAX}}$ розраховується по (4.71);

для КАМ-64

$$P_{B2_{дек_{MAX}}} = P_{B2_{MAX}} - P_{B2_{MAX}} \cdot (1 - P_{B2_{MAX}})^{n-1}, \quad (4.115)$$

де $P_{B2_{MAX}}$ розраховується по (4.92).

При використанні кодів Рида-Соломона середня ймовірність бітової помилки декодування визначається наступним аналітичним виразом:

$$P_{B_{дек}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_B)^j \cdot (1 - P_B)^{2^m - 1 - j} \right]$$

де m – бітова послідовність кодового символу, d – кількість помилкових біт у символі, які може виправити код, P_B – середня ймовірність бітової помилки для різних видів модуляцій при різних стратегіях постановки навмисних завад, яка розраховується для конкретної завадової обстановки.

Таким чином, середня ймовірність бітової помилки декодування при впливі шумової загороджувальної завади визначається:

для ФМ-2

$$P_{B \text{ дек}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_B)^j \cdot (1 - P_B)^{2^m-1-j} \right], \quad (4.116)$$

де P_B розраховується по (4.16);

для ФМ-4

$$P_{B \text{ дек}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_B)^j \cdot (1 - P_B)^{2^m-1-j} \right], \quad (4.117)$$

де P_B розраховується по (4.17);

для ФМ-8

$$P_{B \text{ дек}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_B)^j \cdot (1 - P_B)^{2^m-1-j} \right], \quad (4.118)$$

де P_B розраховується по (4.18);

для КАМ-16

$$P_{B \text{ дек}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_B)^j \cdot (1 - P_B)^{2^m-1-j} \right], \quad (4.119)$$

де P_B розраховується по (4.57);

для КАМ-64

$$P_{B \text{ дек}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_B)^j \cdot (1 - P_B)^{2^m-1-j} \right], \quad (4.120)$$

де P_B розраховується по (4.78).

Середня ймовірність бітової помилки декодування при впливі шумової завади в частині смуги визначається:

для ФМ-2

$$P_{B1 \text{ дек}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B1})^j \cdot (1 - P_{B1})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.121)$$

де P_{B1} розраховується по (4.20);

для ФМ-4

$$P_{B1 \text{ дек}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B1})^j \cdot (1 - P_{B1})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.122)$$

де P_{B1} розраховується по (4.21);

для ФМ-8

$$P_{B1 \text{ дек}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B1})^j \cdot (1 - P_{B1})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.123)$$

де P_{B1} розраховується по (4.22);

для КАМ-16

$$P_{B1 \text{ дек}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B1})^j \cdot (1 - P_{B1})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.124)$$

де P_{B1} розраховується по (4.58);

для КАМ-64

$$P_{B1 \text{ дек}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B1})^j \cdot (1 - P_{B1})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.125)$$

де P_{B1} розраховується по (4.79).

Середня ймовірність бітової помилки декодування при впливі завади у відповідь дорівнює:

для ФМ-2, 4

$$P_{B2 \text{ дек}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B2})^j \cdot (1 - P_{B2})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.126)$$

де P_{B2} розраховується по (4.24);

для ФМ-8

$$P_{B2 \text{ дек}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B2})^j \cdot (1 - P_{B2})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.127)$$

де P_{B2} розраховується по (4.25);

для КАМ-16

$$P_{B2 \text{ дек}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B2})^j \cdot (1 - P_{B2})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.128)$$

де P_{B2} розраховується по (4.59);

для КАМ-64

$$P_{B2 \text{ дек}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B2})^j \cdot (1 - P_{B2})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.129)$$

де P_{B2} розраховується по (4.80).

Максимальна середня ймовірність бітової помилки декодування при впливі оптимальної шумової завади в частині смуги:

для ФМ-2

$$P_{B1 \text{ дек}_{MAX}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B1_{MAX}})^j \cdot (1 - P_{B1_{MAX}})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.130)$$

де $P_{B1_{MAX}}$ розраховується по (4.33);

для ФМ-4

$$P_{B1 \text{ дек}_{MAX}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B1_{MAX}})^j \cdot (1 - P_{B1_{MAX}})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.131)$$

де $P_{B1_{MAX}}$ розраховується по (4.34);

для ФМ-8

$$P_{B1 \text{ дек}_{MAX}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B1_{MAX}})^j \cdot (1 - P_{B1_{MAX}})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.132)$$

де $P_{B1_{MAX}}$ розраховується по (4.46);

для КАМ-16

$$P_{B1 \text{ дек}_{MAX}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B1_{MAX}})^j \cdot (1 - P_{B1_{MAX}})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.133)$$

де $P_{B1_{MAX}}$ розраховується по (4.67);

для КАМ-64

$$P_{B1 \text{ дек}_{MAX}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B1_{MAX}})^j \cdot (1 - P_{B1_{MAX}})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.134)$$

де $P_{B1_{MAX}}$ розраховується по (4.88).

Максимальна середня ймовірність бітової помилки декодування при впливі оптимальної завади у відповідь визначається як:

для ФМ-2, 4

$$P_{B2 \text{ дек}_{MAX}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B2_{MAX}})^j \cdot (1 - P_{B2_{MAX}})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.135)$$

де $P_{B2_{MAX}}$ розраховується по (4.38);

для ФМ-8

$$P_{B2 \text{ дек}_{MAX}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B2_{MAX}})^j \cdot (1 - P_{B2_{MAX}})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.136)$$

де $P_{B2_{MAX}}$ розраховується по (4.51);

для КАМ-16

$$P_{B2 \text{ дек}_{MAX}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B2_{MAX}})^j \cdot (1 - P_{B2_{MAX}})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.137)$$

де $P_{B2_{MAX}}$ розраховується по (4.71);

для КАМ-64

$$P_{B2 \text{ дек}_{MAX}} = \frac{1}{2^m - 1} \sum_{j=d+1}^{2^m-1} \left[\frac{(2^m - 1)!}{(2^m - 1 - j)! \cdot j!} \cdot j \cdot (P_{B2_{MAX}})^j \cdot (1 - P_{B2_{MAX}})^{2^m-1-j} \right], \quad (4.138)$$

де $P_{B2_{MAX}}$ розраховується по (4.92).

У випадку застосування ТК значення середньої ймовірності бітової помилки декодування для заданої заводої обстановки отримуються тільки шляхом проведення імітаційного моделювання, тому що точних аналітичних співвідношень для визначення характеристик заводо захищеності не існує. В цьому випадку необхідно використовувати статистичну імітаційну модель.

На наступному етапі розробимо метод підготовки первинної інформації для адаптивних безпроводових засобів передачі даних.

4.2. Метод підготовки первинної інформації для адаптивних безпроводових засобів передачі даних

Метод призначений для вибору структури та параметрів кодів в адаптивних БЗПД, що дозволить забезпечити задані показники достовірності інформації в БЗПД.

Сутність методу полягає у використанні нових аналітичних залежностей визначення середньої ймовірності бітової помилки декодування для блокових кодів та кодів Ріда-Соломона, визначенні середньої ймовірності бітової помилки декодування для ТК шляхом імітаційного моделювання для різних стратегій завод, порівнянні отриманих значень середньої ймовірності бітової помилки

декодування з пороговим значенням та визначенні за запропонованим алгоритмом кодових конструкцій.

При реалізації методу визначимо такі обмеження: $T^{(1)} = \text{const}$, алгоритм декодування Мах Лог Мар, швидкість кодування $R \geq 1/5$; кількість декодерів в ітерації декодування два або три, модуляція ФМ-2, ФМ-4, ФМ-8, КАМ-16.

Метод реалізується в наступній послідовності (рис. 4.7):

1. Визначення вихідних даних: масив даних завад z , масив даних фіксованих параметрів турбо коду T , масив даних змінних параметрів ТК T_v , масив даних параметрів кодів Хеммінга H , масив даних параметрів кодів Ріда-Соломона R , задана ймовірність бітової помилки декодування $P_{B \text{ дек зад}}$.

2. Розрахунок середньої ймовірності бітової помилки P_B для заданого виду модуляції сигналу та заданої стратегії постановки навмисних завад:

– для ШЗЗ за (4.16), (4.17), (4.18), (4.57), (4.78) відповідно з обраним видом модуляції;

– для ШЗЧС за (4.20), (4.21), (4.22), (4.58), (4.79) відповідно з заданим видом модуляції;

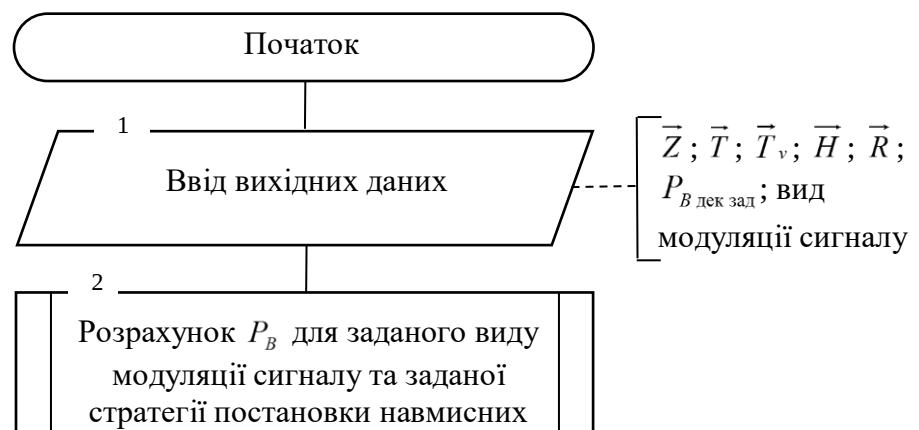
– для ЗВ за (4.24), (4.25), (4.59), (4.80) відповідно з заданою модуляцією сигналу;

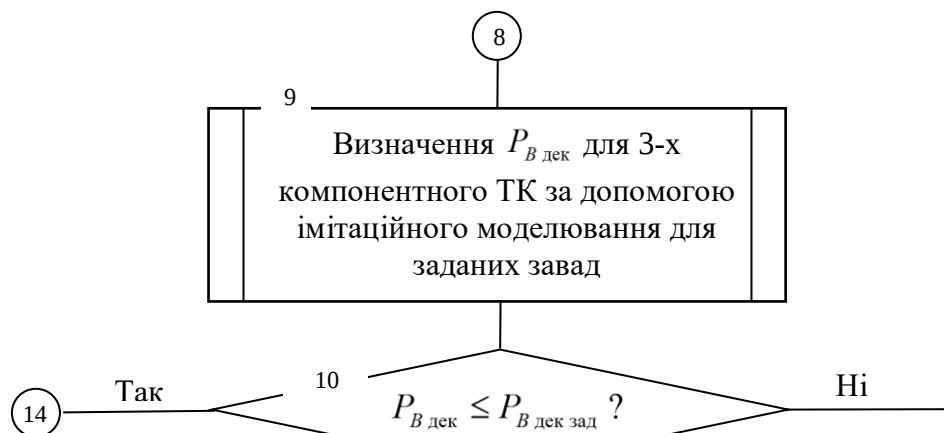
– для оптимальної ШЗЧС за (4.33), (4.34), (4.46), (4.67), (4.88) відповідно з обраною модуляцією;

– для оптимальної ЗВ за (4.38), (4.51), (4.71), (4.92) відповідно з заданим видом модуляції.

3. Розрахунок середньої ймовірності бітової помилки декодування $P_{B \text{ дек}}$ для блокових кодів Хеммінга та заданої стратегії постановки навмисних завад:

– для ШЗЗ за (4.93)-(4.97) відповідно з обраним видом модуляції;





- для ШЗЧС за (4.98)-(4.102) відповідно з заданим видом модуляції;
- для ЗВ за (4.103)-(4.106) відповідно з заданою модуляцією сигналу;
- для оптимальної ШЗЧС за (4.107)-(4.111) відповідно з обраною модуляцією;
- для оптимальної ЗВ за (4.112)-(4.115) відповідно з заданим видом модуляції.

4. Порівняння $P_{В\text{ дек}} \leq P_{В\text{ дек зад}}$. Якщо порівняння виконується, то виконується перехід до п. 14, якщо ні – до п. 5.

5. Розрахунок середньої ймовірності бітової помилки декодування $P_{В\text{ дек}}$ для кодів Ріда-Соломона та заданої стратегії постановки навмисних завад:

- для ШЗЗ за (4.116)-(4.120) відповідно з обраним видом модуляції;
- для ШЗЧС за (4.121)-(4.125) відповідно з заданим видом модуляції;
- для ЗВ за (4.126)-(4.129) відповідно з заданою модуляцією сигналу;
- для оптимальної ШЗЧС за (4.130)-(4.134) відповідно з обраною модуляцією;
- для оптимальної ЗВ за (4.135)-(4.138) відповідно з заданим видом модуляції.

6. Порівняння $P_{В\text{ дек}} \leq P_{В\text{ дек зад}}$. Якщо порівняння виконується, то виконується перехід до п. 14, якщо ні – до п. 7.

7. За допомогою імітаційного моделювання визначення середньої ймовірності бітової помилки декодування $P_{В\text{ дек}}$ для двохкомпонентних ТК та заданої стратегії постановки навмисних завад.

8. Порівняння $P_{В\text{ дек}} \leq P_{В\text{ дек зад}}$. Якщо порівняння виконується, то виконується перехід до п. 14, якщо ні – до п. 9.

9. За допомогою імітаційного моделювання визначення середньої ймовірності бітової помилки декодування $P_{В\text{ дек}}$ для трьохкомпонентних ТК та заданої стратегії постановки навмисних завад.

10. Порівняння $P_{В\text{ дек}} \leq P_{В\text{ дек зад}}$. Якщо порівняння виконується, то виконується перехід до п. 14, якщо ні – до п. 11.

11. Зміна параметрів трьохкомпонентного ТК відповідно до масиву даних змінних параметрів ТК t_v та визначення за допомогою імітаційного моделювання середньої ймовірності бітової помилки декодування $P_{В\text{ дек}}$.

12. Порівняння $P_{В\text{ дек}} \leq P_{В\text{ дек зад}}$. Якщо порівняння виконується, то виконується перехід до п. 14, якщо ні – до п. 13.

13. Кількість змін параметрів закінчено? Якщо так, то виконується перехід до п. 14, якщо ні – до п. 11.

14. Визначення обраної сигнально-кової конструкції для заданої стратегії постановки навмисних завад.

Відмінність розробленого методу від існуючих, що визначає його новизну, полягає в збільшенні мірності простору кодів та завад, а також використанні

нових аналітичних співвідношень для розрахунку середньої ймовірності бітової помилки з урахуванням параметрів завад та використанні трьохкомпонентного турбо коду, що дозволяє забезпечити задані показники достовірності інформації в БЗПД.

4.3. Обґрунтування ефективності запропонованого методу

На наступному етапі за отриманими аналітичними залежностями для розрахунку середньої ймовірності бітової помилки декодування для кодів Хеммінга та Ріда-Соломона, а також за результатами імітаційного моделювання ймовірнісних характеристик завадозахищеності двохкомпонентних та трьохкомпонентних ТК отримаємо графічні залежності середньої ймовірності бітової помилки декодування від відношення сигнал-завада в каналі для ШЗЧС (рис. 4.8-4.11). У випадку застосування кодів Хеммінга та Ріда-Соломона розглядається демодулятор з «жорстким» виходом, а у випадку застосування ТК – з «м'яким» виходом.

На рис. 4.8 показана залежність ймовірності бітової помилки при модуляції ФМ-2, АБГШ та ШЗЧС ($\gamma=1$) при використанні блокових кодів Хеммінга (15,11), кодів Ріда-Соломона (31,21,5), 2-х та 3-х компонентних ТК з псевдовипадковим перемежувачем, $N=1000$, алгоритмом декодування Max Log Мар, 8 ітерацій декодування, швидкістю кодування ТК $R = 1/3$. Аналіз залежностей свідчить, що для забезпечення $P_{B \text{ дек зад}} = 10^{-4}$ дБ відношення сигнал-завада складає: без кодування 9,2 дБ, при використанні кодів Хеммінга – 7,5 дБ, Ріда-Соломона – 4,3 дБ, двохкомпонентного ТК – 2,2 дБ, трьохкомпонентного ТК – 1,6 дБ.



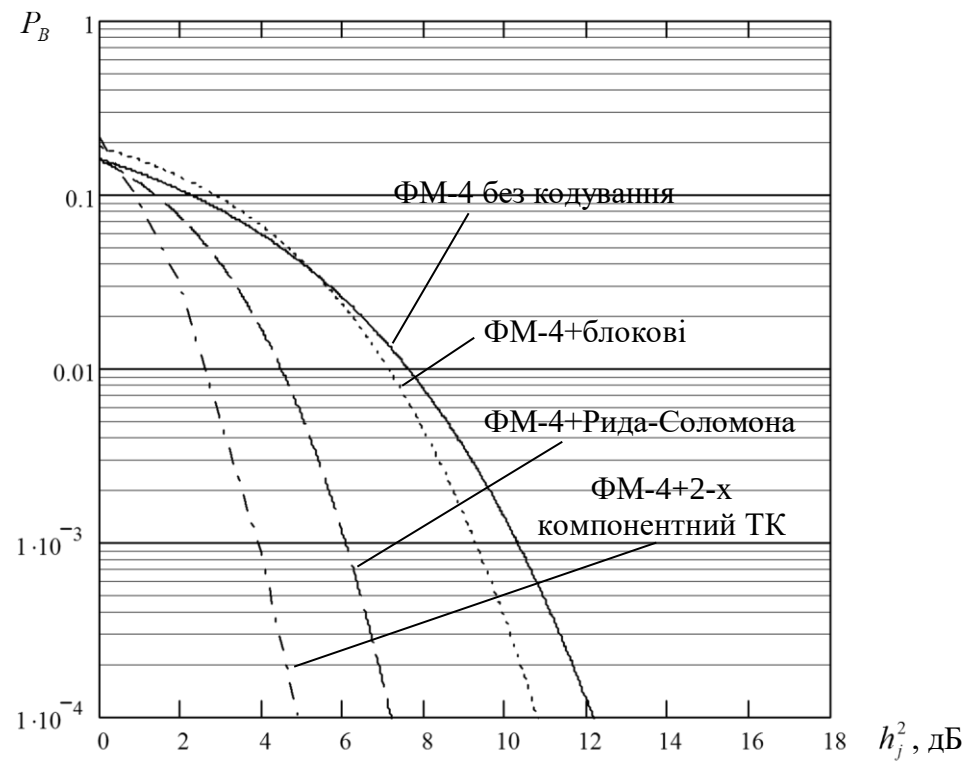
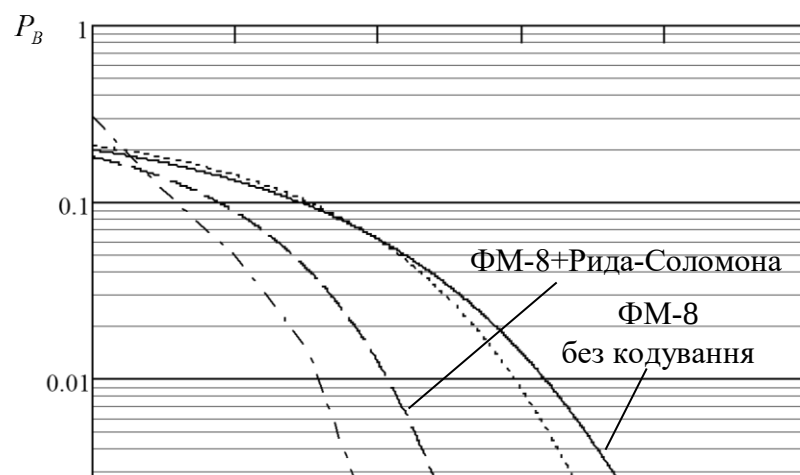


Рис. 4.9. Залежність ймовірності бітової помилки при модуляції ФМ-4, АБГШ та ШЗЧС ($\gamma = 1$) при використанні кодів Хеммінга (15,11), кодів Рида-Соломона (31,21,5), 2-х компонентних ТК з псевдовипадковим перемежувачем, $N = 1000$, алгоритмом декодування *Max Log Map*, 8 ітерацій декодування, швидкістю кодування ТК $R = 1/3$



Таким чином, використовуючи запропонований метод отримано кодові конструкції при впливі ШЗЧС ($\gamma = 1$) для різних значень відношення сигнал-завада в каналі (табл. 4.1), що дає можливість при забезпеченні заданих показників достовірності інформації в БЗПД здійснювати вибір структури та параметрів кодів в залежності від зміни завадової обстановки, підвищуючи при цьому енергетичну ефективність БЗПД.

Таблиця 4.1 – Значення відношення сигнал-завада h_f^2 (дБ) для забезпечення $P_{\text{Вдек}} = 10^{-4}$ при впливі ШЗЧС і флуктуаційного шуму на БЗПД, корегувальними кодами і модуляціями ФМ-2, 4, 8, КАМ-16

	Модуляція			
	ФМ-2	ФМ-4	ФМ-8	КАМ-16
Без кодування	9,2	12,2	18,5	27,7
Код Хеммінга	7,5	11,25	16,5	24,3
Код Ріда-Соломона	4,3	7,7	12,0	19,0
2-х компонентний турбо код	2,2	4,9	9,7	16,8
3-х компонентний турбо код	1,6			

Аналогічним образом можна отримати кодові конструкції при впливі інших завад з різними значеннями параметра γ для різних значень відношення сигнал-завада в каналі.

4.4. Аналіз основних етапів моделювання адаптивних безпроводових засобів передачі даних

До основних етапів моделювання адаптивних БЗПД відносяться: побудова концептуальної моделі та її формалізація, алгоритмізація моделі та її машинна реалізація, отримання та інтерпретація результатів моделювання [130].

На першому етапі машинного моделювання формулюється модель та будується її формальна схема, при цьому повинні виконуватися наступні підетапи:

- постановка задачі машинного моделювання;
- аналіз задачі моделювання;
- визначення параметрів та змінних моделі;
- встановлення основного змісту моделі;
- визначення процедур апроксимації;
- опис концептуальної моделі.

На другому етапі моделювання математична модель, яка сформульована на першому етапі, перетворюється в конкретну машинну модель. До основних підетапів другого етапу моделювання відносяться:

- побудова логічної схеми моделі;
- отримання математичних співвідношень;
- вибір обчислювальних засобів для моделювання;
- складання плану виконання робіт по програмуванню;
- проведення програмування моделі.

На третьому етапі моделювання використовується ЕОМ для проведення робочих розрахунків по складеній програмі. До основних підетапів цього етапу моделювання відносяться:

- планування машинного експерименту з моделлю;
- визначення вимог до обчислювальних ресурсів;
- проведення робочих розрахунків;
- аналіз результатів моделювання;
- представлення результатів моделювання;
- інтерпретація результатів моделювання;
- підведення підсумків моделювання та видача рекомендацій.

Розглянемо ці етапи моделювання.

Для оцінки ефективності отриманих результатів необхідно оцінити ефективність забезпечення достовірності інформації з використанням

запропонованих методів та без їх використання. Для цього необхідно провести статистичне імітаційне моделювання фізичного рівня БЗПД з багатокомпонентними ТК в умовах впливу завад.

Таким чином, задачею статистичного імітаційного моделювання є одержання значення середньої ймовірності бітової помилки декодування ТК, з використанням запропонованих результатів і без їх використання.

Одним із показників ефективності БЗПД є здатність забезпечувати задану достовірність прийому інформації в умовах впливу завад різного походження, у тому числі і навмисних (завадозахищеність). Аналіз завадозахищеності БЗПД з ТК в умовах впливу навмисних завад аналітичними методами здійснити неможливо. Вирішити таку задачу можна застосуванням статистичного імітаційного моделювання на ЕОМ.

В якості оцінки достовірності інформації в роботі прийнята середня ймовірність бітової помилки інформаційної послідовності $P_B = E_b / G_0$, де E_b – енергія сигналу, що припадає на один біт, G_0 – спектральна щільність потужності адитивного білого гаусівського шуму.

З метою ефективного аналізу процесу функціонування БЗПД з кодовими конструкціями необхідно виявити залежність факторів, які визначають хід процесу, та представити їх в кількісній формі – у вигляді математичної моделі. На цьому етапі при побудові математичної моделі системи обмежимося схематичним представленням досліджуваної системи у вигляді деякого об'єкта дослідження (ОД), на вхід якого поступають впливаючі фактори, а на виході отримують значення параметрів, що характеризують стан об'єкту (рис. 4.12).

На ОД впливають три групи факторів, які визначають його стан, і які представлені у вигляді масивів даних U, Z, L . В результаті вихідний стан ОД представлений у вигляді масиву даних Y .

Математичною моделлю ОД є співвідношення виду: $Y = f(U, Z, L)$.

Масив даних $U = (u_1, u_2, \dots, u_N)$ – фактор вхідного впливу на ОД, де N – розмір вектору, що визначає довжину кадру переданої послідовності.

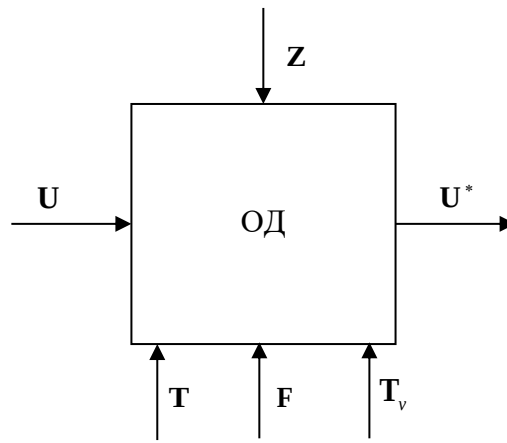


Рис. 4.12. Схематичне представлення об'єкта дослідження

Масив даних $Z = (z_1, z_2, z_3, z_4)$ – фактор зовнішнього впливу.

Масив даних $T = (t_1, t_2, t_3, t_4, t_5)$ – фактор обмежень.

Масив даних $T_v = (t_{v1}, t_{v2}, \dots, t_{vh})$ – вектор змінних параметрів ТК.

Масив даних $F = (f_1, f_2)$ – вектор обраної сигнальної структури.

Масив даних $U^* = (u_1^*, u_2^*, \dots, u_N^*)$ – вектор вихідного стану ОД, де N – розмір масиву даних, що визначає довжину кадру прийнятої послідовності.

Задачею статистичного імітаційного моделювання є одержання значення середньої ймовірності бітової помилки декодування ТК, з використанням та без використання запропонованого методу.

Для апроксимації реальних процесів, які відбуваються в досліджувальній системі, зазвичай використовуються три види процедур:

детермінована;

імовірнісна;

визначення середніх значень.

При статистичному імітаційному моделюванні для одержання значення середньої ймовірності бітової помилки декодування ТК з використанням та без використання запропонованого методу необхідно використовувати процедуру визначення середніх значень, тому що при моделюванні необхідно визначати середні значення вихідних змінних при наявності випадкових факторів.

Структурна схема статистичної імітаційної моделі, що дозволить провести такі дослідження (оцінити завадозахищеність систем з ТК в умовах впливу завад) без застосування та з застосуванням запропонованого методу, зображена на рис. 4.13.

Для спрощення розуміння процесів моделювання схема зображена у вигляді відокремлених модулів. Під модулем розуміється набір розрахунків, які виконуються за певним алгоритмом.

Модуль 1 представляє собою генератор псевдовипадкових чисел, який видає псевдовипадкову послідовність за допомогою функції `random()` мови C++.

Модуль 2 здійснює моделювання кодування переданої з джерела даних інформаційної послідовності двохранкомпонентним кодером турбо коду.

Модуль 3 моделює кодування переданої послідовності трьоххранкомпонентним кодером турбо коду.

Модуль 4 моделює модуляцію НЧ переданих кодованих символів з кодера ТК.

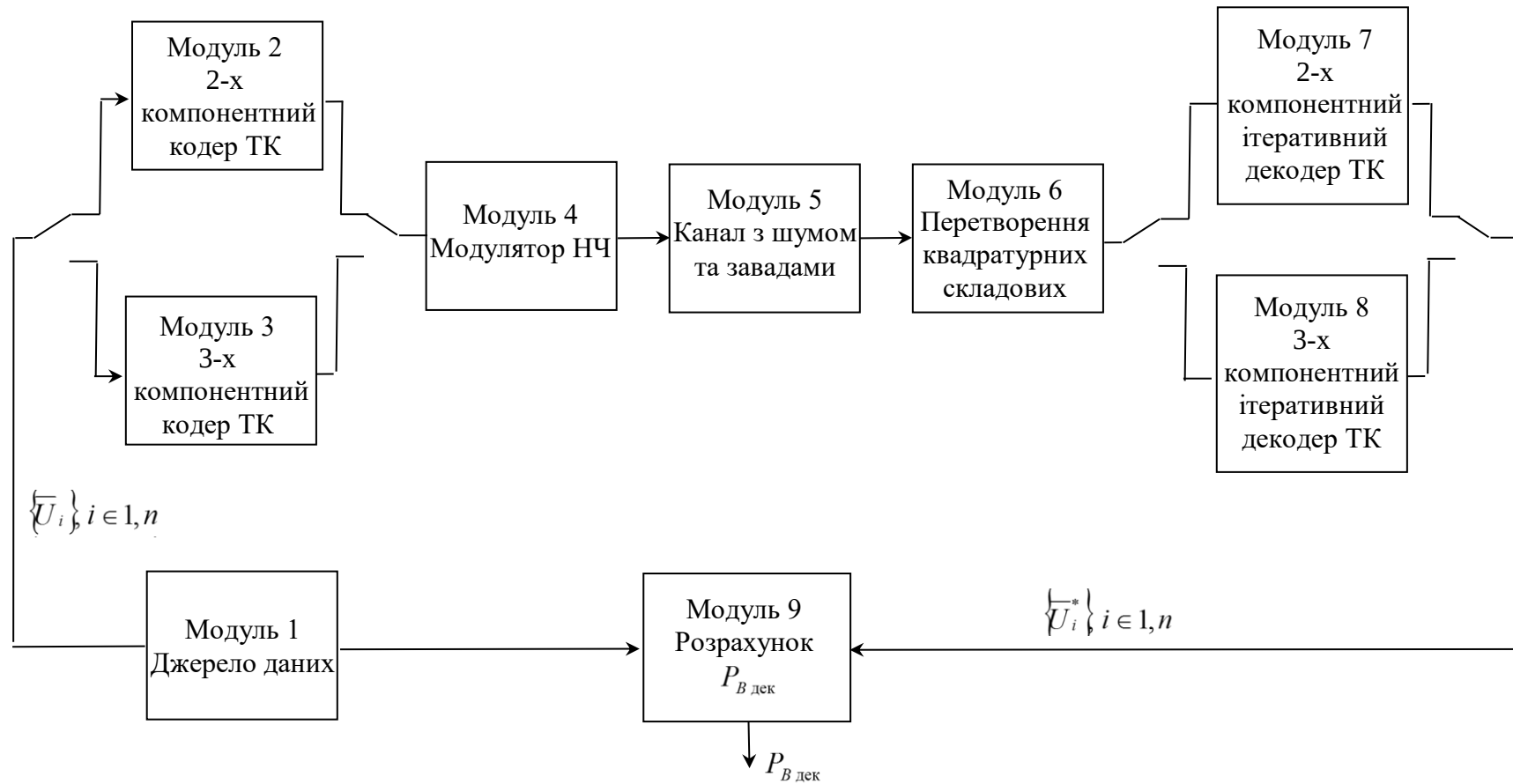


Рис. 4.13. Структурна схема статистичної імітаційної моделі, що дозволяє оцінити завадозахищеність БЗПД з двох компонентними та трьох компонентними турбо кодами в умовах впливу завад

Моделювання дискретно-неперервного каналу зв'язку з розширенням спектру методом ППРЧ, M -позиційними сигналами, флуктуаційним шумом і навмисними завадами відбувається у модулі 5.

Модуль 6 здійснює моделювання перетворення квадратурних складових сигналів.

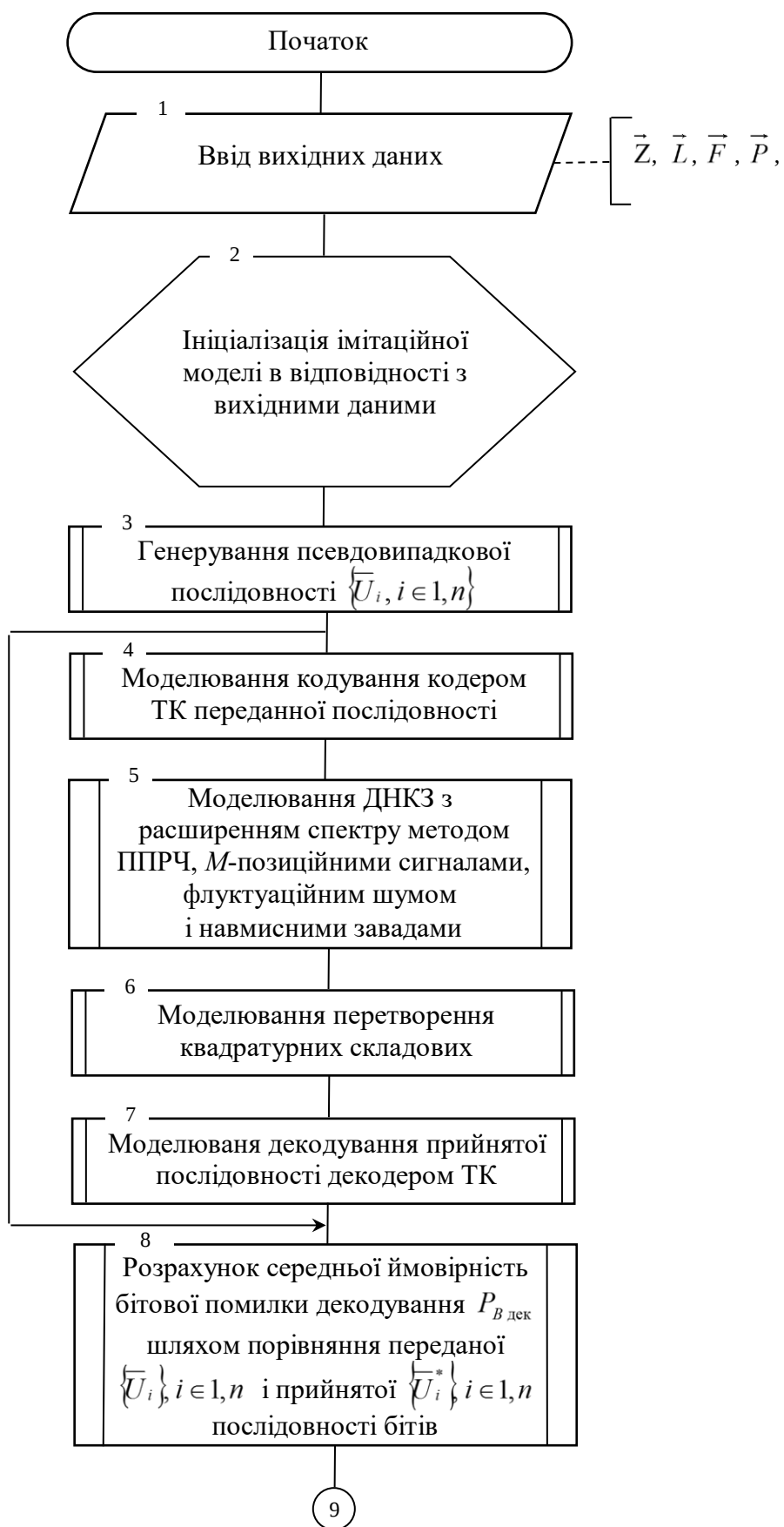
У модулях 7, 8 відбувається моделювання ітеративного декодування прийнятої інформаційної послідовності відповідно двохкомпонентним та трьохкомпонентним кодером турбо коду з виходу модуля 6 у відповідності з обраним алгоритмом декодування.

Модуль 9 розраховує середню ймовірність бітової помилки декодування $P_{\text{В дек}}$ шляхом порівняння переданої $\{\bar{U}_i\}, i \in 1, n$ і прийнятої $\{\bar{U}_i^*\}, i \in 1, n$ послідовності бітів та накопичення на протязі експерименту даних про кількість переданої і помилково прийнятої інформації. У разі, якщо переданий і прийнятий біти не співпадають, виноситься рішення про помилку. Кількість помилок підсумовується на протязі усього експерименту. По завершенню експерименту значення $P_{\text{В дек}}$ обчислюється як відношення кількості помилково прийнятих бітів до загальної кількості переданих бітів з урахуванням відсіяних блоків.

Схема алгоритму оцінки завадозахищеності БЗПД в умовах впливу завад показана на рис. 4.14.

Із розробленої схеми статистичної моделі видно, що імітаційне моделювання з використанням ЕОМ потребує значного машинно-часового ресурсу. Заощадити такий ресурс дозволить використання паралельного моделювання для багатьох значень відношення сигнал-завада h_j^2 , що зменшить кількість обчислень однакових параметрів моделювання.

В якості мови програмування вибрано об'єктно-орієнтовану мову високого рівня C++, що дозволить представити окремі модулі моделі у вигляді класів об'єктно-орієнтованого програмування.



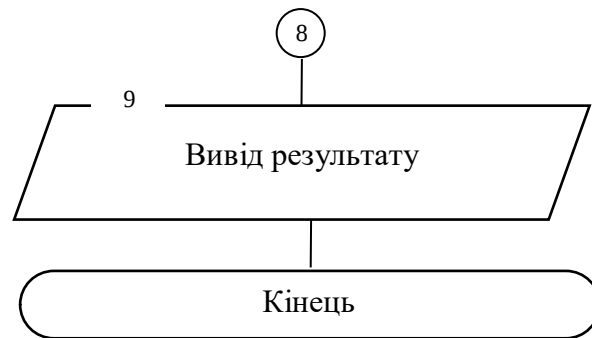


Рис. 4.14. Схема алгоритму оцінки завадозахищеності БЗПД (розрахунку $P_{B \text{ дек}}$) в умовах впливу завад

Так, використовуються наступні класи:

1. AMKM_Generator – клас, що генерує рівномірно розподілені випадкові величини.
2. Channel – клас, який моделює дискретно-неперервний канал зв'язку.
3. CoderUnit – клас, який моделює двохкомпонентний або трьохкомпонентний кодер турбо коду (генерує систематичні та перевірочні символи).
4. DataBuffer – клас, який створює буфери для зберігання бінарних чисел.
5. FloatDataBuffer – клас, який створює буфери для зберігання дійсних чисел.
6. DecoderUnit – клас, який моделює один двохкомпонентний або трьохкомпонентний декодер турбо коду (реалізує різні алгоритми декодування турбо коду).
7. DecoderIterationBlock – клас, який моделює б'єднання двох декодерів турбо коду та набори зв'язуючих буферів в рамках однієї ітерації декодування.
8. Generator – клас, який моделює нормально розподілені випадкові величини.
9. SourceReader – клас, що генерує псевдовипадкову послідовність.

Сутність планування експерименту полягає в тому, що при проведенні досліджень експеримент ведеться в декілька послідовних етапів, після кожного з котрих розглядається питання про зміну стратегії експерименту [130].

Розрізняють стратегічне та тактичне планування машинного експерименту [130].

При стратегічному плануванні експерименту ставиться завдання побудови оптимального плану експерименту для досягнення мети, що ставиться перед моделюванням.

Таким чином під стратегічним плануванням досліджувального експерименту ставиться мета одержання значення середньої ймовірності бітової помилки декодування ТК з використанням та без використання запропонованого методу.

Тактичне планування являє собою визначення способу проведення кожної серії випробувань машинної моделі, які передбачені планом експерименту. Тактичне планування машинного експерименту пов'язане з рішенням наступних проблем:

забезпеченням точності і достовірності результатів моделювання;

вибором правил автоматичної зупинки імітаційного експерименту з моделями системи.

Оцінимо точність і достовірність отриманих результатів.

Точністю оцінки називають величину ε у відношенні [147]

$$|\bar{\xi} - M[\xi]| < \varepsilon,$$

де $\bar{\xi}$ – оцінка математичного очікування, отримана в результаті експерименту з моделлю; $M[\xi]$ – математичне очікування шуканого параметра.

Достовірністю оцінки називається ймовірність α того, що наведене вище співвідношення виконується [147]

$$P(|\bar{\xi} - M[\xi]| < \varepsilon) = \alpha. \quad (4.139)$$

Як оцінка ймовірності P результату A обрана частість $\bar{P} = \frac{\bar{m}}{N_p} = \frac{\sum_{i=1}^{N_p} \xi_i}{N_p}$, де $\bar{m}$ – кількість здійснень результату A , N_p – кількість реалізацій моделі, ξ_i – результат одиничного i -го випробування, що представляє випадкову величину ξ , значення

якої $\xi_i = 1$ з появою результату A и $\xi_i = 0$ – у противному випадку. Підставивши $\bar{P}$ і P замість $\bar{\xi}$ та $M[\xi]$ відповідно в (4.139) одержимо [147]:

$$P(|\bar{P} - P| < \varepsilon) = \alpha.$$

Таким чином, завдання зводиться до знаходження такої кількості випробувань N_p , щоб оцінка $\bar{P}$ відрізнялася від P не більше ніж на ε із заданою достовірністю α . Якщо апіорні відомості про величини шуканої ймовірності відсутні, використання поняття абсолютної точності ε практично неможливо. Тому в таких випадках рекомендується використовувати відносну точність d , з якою визначаються результати моделювання.

Відоме співвідношення [147], що зв'язує абсолютну погрішність ε , відносну точність d , достовірність α і кількість реалізацій N для заданої ймовірності результату P :

$$N_p = \frac{P \cdot t_\alpha^2 \cdot (1 - P)}{\varepsilon^2} = \frac{t_\alpha^2 \cdot (1 - P)}{P \cdot d^2}, \quad (4.140)$$

де t_α – аргумент функції Лапласа, значення якого залежить від достовірності і визначається по таблиці значень функції Лапласа [147].

Всі результати імітаційного моделювання отримані виходячи з достовірності $\alpha = 0,95$ ($t_\alpha = 1,95$), відносної точності $d = 0,1$.

У табл. 4.2 представлена кількість реалізацій моделюємого процесу N_p для різних значень P . Під кількістю реалізацій N_p при моделюванні прийнята кількість символів, яких необхідно використати для одержання однієї імовірнісної характеристики для конкретного значення $q(h_j^2)$.

Таблиця 4.2 – Кількість реалізацій моделюємого процесу для різних значень ймовірності P

	P					
	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
N_p	$3,422 \times 10^3$	$3,764 \times 10^4$	$3,799 \times 10^5$	$3,802 \times 10^6$	$3,802 \times 10^7$	$3,802 \times 10^8$

Однак, обчислення N_p по формулі (4.140) вимагає знання величини P , значення якої невідомо. Тому при моделюванні довільно призначалося певне число реалізацій N'_p , обчислювалося орієнтовне значення $P_0 = m / N'_p$. Отримане значення P_0 підставлялося в (4.140) замість P і, якщо необхідна величина $N_p > N'_p$, то рішення тривало до виконання N_p реалізацій.

В якості оцінки ймовірності P результату A (бітової помилки декодування)

обрана частість $\bar{P} = \frac{\bar{m}}{N_p} = \frac{\sum_{i=1}^{N_p} \xi_i}{N_p} = \frac{P_1 + P_2 + \dots + P_n}{n}$, де $\bar{m}$ – кількість здійснень результату

A , N_p – кількість реалізацій моделі, ξ_i – результат одиничного i -го випробування, що представляє випадкову величину ξ , значення якої $\xi_i = 1$ з появою результату A і $\xi_i = 0$ – у протилежному випадку, P_i , $i \in \overline{1, n}$ – значення ймовірностей бітової помилки декодування блоку розміром N , n – загальна кількість переданих блоків розміром N .

Основні результати імітаційного моделювання представлені у вигляді графіків та таблиць в основних розділах дисертаційної роботи.

Адекватність імітаційної моделі фізичного рівня програмованої радіостанції з багатокомпонентними турбо кодами може бути підтверджена шляхом порівняння результатів, які отримані за допомогою розробленої моделі, і результатів, які отримані за допомогою відомих аналогічних імітаційних моделей. В якості подібної була обрана імітаційна модель, що представлена групою *Iterative Solutions*. Ця модель дозволяє проводити моделювання характеристик завадостійкості майже всіх відомих мобільних систем передачі інформації з використанням різних завадостійких кодів, у тому числі і ТК.

В якості об'єкта дослідження обраний ТК системи UMTS стандарта 25.212. При цьому використовується модуляція ФМ-2, ТК з швидкістю кодування $R=1/3$, двома РСЗК типу (1, 13/15), алгоритмом декодування Max Log Map, 8 ітераціями декодування. В якості каналу зв'язку розглядається канал з АБГШ.

Порівняння характеристик завадозахищеності досліджуваної системи з ТК та прототипа відбувалося при низьких значеннях відношення сигнал-шум, тому що саме ця область цікава при застосуванні. Результати моделювання показані на рис. 4.15.

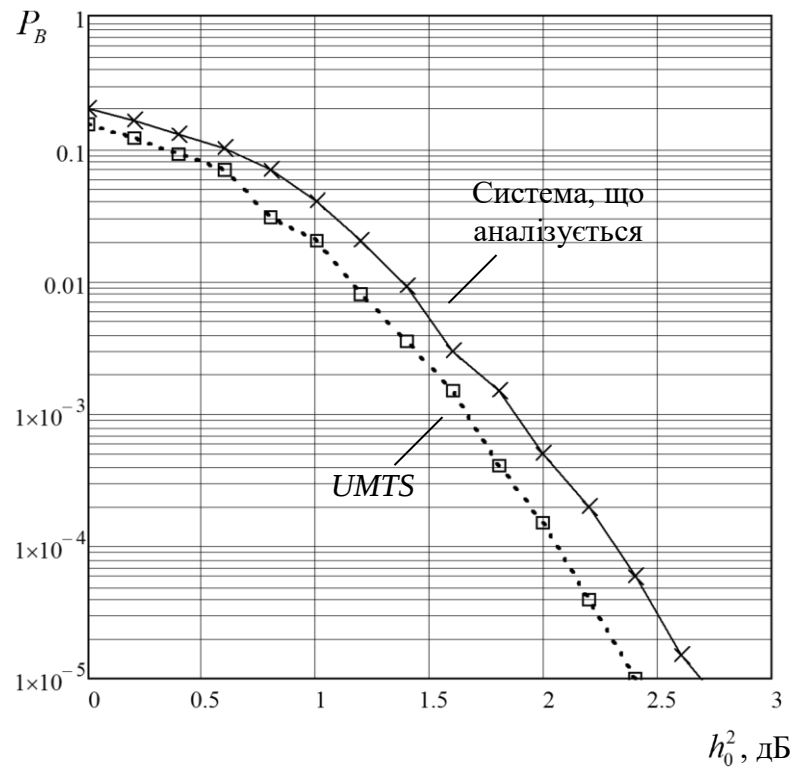


Рис. 4.15. Залежність ймовірності бітової помилки від ВСШ в каналі для кодексу *UMTS* та системи, що аналізується, при аналогічних параметрах для малої довжини блоку $N = 190$

Найбільше розходження в характеристиках завадостійкості досліджуваної моделі з прототипом отримано при використанні ТК з малою довжиною кодового блоку. При збільшенні довжини кодового блоку розходження в характеристиках незначні.

На практиці дослідник завжди має лише обмежену кількість значень випадкової величини, які являють собою деяку вибірку з генеральної сукупності. Математичне сподівання (середнє) та дисперсія генеральної сукупності оцінюються середнім арифметичним та дисперсією вибірки тим точніше, чим більший об'єм вибірки.

При цьому, середнє арифметичне характеризує результат вимірювань, а дисперсія – точність цього результату (дисперсія відтворення опитів). Якщо проведено m паралельних опитів та отримана вибірка $y_1, y_2, \dots, y_m$ значень вимірювальної величини, то дисперсія відтворення

$$S_{\text{відтвор.}}^2 = \frac{1}{m-1} \sum_{u=1}^m (y_u - \bar{y})^2,$$

де $\bar{y} = \frac{1}{m} \sum_{u=1}^m y_u$, $\bar{y}$ - середнє арифметичне значення шуканої величини.

Для оцінки точності застосовуваної методики необхідно ставити велику серію опитів, багаторазово повторюючи аналіз однієї і тієї ж проби. На проведення великої серії опитів необхідно багато часу, тому зручніше визначати $S_{\text{відтвор.}}^2$ по поточним вимірюванням.

Перевірку адекватності моделі виконують в декілька етапів [148]:

1. Знаходимо дисперсію адекватності $S_{\text{ад.}}^2$ по формулі

$$S_{\text{ад.}}^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2,$$

де $\bar{y}$ - середнє арифметичне значення шуканої величини, y_i , $i \in 1, n$ – вибірка значень шуканої випадкової величини, n – число паралельних опитів для отримання вибірки значень шуканої випадкової величини.

2. Знаходимо значення F -критерія Фішера (дисперсійне відношення):

$$F = \frac{S_{\text{ад.}}^2}{S_{\text{відтвор.}}^2}.$$

3. Визначаємо кількість ступенів вільності: $f_1 = m - 1$, $f_2 = n - 1$.
4. Вибираємо рівень значущості q (звичайно $q = 0,05$).
5. По таблиці [148] по заданим значенням f_1 , f_2 , q знаходимо критичне значення параметра $F_{\text{кр.}}$.

6. Якщо розраховане значення параметра F не перевищує критичного (табличного) $F_{\text{кр.}}$, тобто $F \leq F_{\text{кр.}}$, то модель-замісник вважається адекватній моделі-оригіналу.

При моделюванні характеристик завадозахищеності ТК в якості значень m , n , q обрані $m=10$, $n=7$, $q=0,05$, $F_{кр.}=3,4$. Проведені дослідження доказали адекватність використаної статистичної моделі (табл. 4.3).

Таблиця 4.3 – Перевірка адекватності досліджувальної імітаційної моделі для значень $m=10$, $n=7$, $q=0,05$, $F_{кр.}=3,4$

m		ВСП h_0^2 , дБ											
		0	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0	2,2
	$P_{В\text{анал.}}$	0,2	0,18	0,14	0,1	0,07	0,04	0,02	0,009	0,003	0,0016	0,000502	0,00021
	P_{BUMTS}	0,17	0,12	0,11	0,07	0,03	0,02	0,07	0,004	0,0016	0,00041	0,000171	0,000038
2	$P_{В\text{анал.}}$	0,22	0,18	0,11	0,11	0,06	0,02	0,022	0,0081	0,0031	0,00162	0,00051	0,00022
	P_{BUMTS}	0,15	0,1	0,09	0,05	0,01	0,03	0,0081	0,0041	0,00164	0,000405	0,000171	0,0000405
3	$P_{В\text{анал.}}$	0,18	0,17	0,16	0,13	0,05	0,03	0,021	0,009	0,0032	0,00161	0,000501	0,000205
	P_{BUMTS}	0,19	0,11	0,11	0,06	0,02	0,01	0,007	0,00405	0,00161	0,00041	0,000162	0,000042
4	$P_{В\text{анал.}}$	0,19	0,19	0,15	0,07	0,08	0,04	0,021	0,0089	0,00308	0,001605	0,000502	0,000202
	P_{BUMTS}	0,16	0,14	0,08	0,08	0,04	0,02	0,00711	0,0042	0,00165	0,00041	0,000163	0,000044
5	$P_{В\text{анал.}}$	0,21	0,16	0,16	0,11	0,07	0,05	0,02	0,009	0,00305	0,001602	0,00051	0,000201
	P_{BUMTS}	0,18	0,13	0,13	0,09	0,05	0,02	0,0072	0,00401	0,00162	0,0004	0,000164	0,000045
6	$P_{В\text{анал.}}$	0,17	0,2	0,16	0,09	0,09	0,05	0,019	0,0091	0,0031	0,00161	0,000525	0,00021
	P_{BUMTS}	0,17	0,12	0,12	0,06	0,02	0,02	0,0079	0,0042	0,00161	0,00042	0,000165	0,000047
7	$P_{В\text{анал.}}$	0,23	0,2	0,14	0,1	0,06	0,04	0,018	0,0092	0,003	0,001603	0,00051	0,000202
	P_{BUMTS}	0,16	0,1	0,1	0,08	0,04	0,02	0,0086	0,0043	0,00172	0,00045	0,000175	0,0000505
8	$P_{В\text{анал.}}$	0,2	0,19	0,15	0,13	0,07	0,03	0,02	0,009	0,00303	0,0017	0,000503	0,00022
	P_{BUMTS}												
9	$P_{В\text{анал.}}$	0,2	0,18	0,14	0,08	0,08	0,025	0,0202	0,0091	0,0031	0,00162	0,000504	0,00021
	P_{BUMTS}												
10	$P_{В\text{анал.}}$	0,18	0,18	0,13	0,01	0,067	0,05	0,02	0,009	0,0032	0,00161	0,00052	0,0002
	P_{BUMTS}												
11	$P_{В\text{анал.}}$	0,18	0,18	0,13	0,01	0,067	0,05	0,02	0,009	0,0032	0,00161	0,00052	0,0002
	P_{BUMTS}												
	$\overline{P_{В\text{анал.}}}$	0,2	0,018	0,014	0,1	0,07	0,038	0,02	0,009	0,003086	0,001618	0,00051	0,0002
	$\overline{P_{BUMTS}}$	0,17	0,012	0,011	0,07	0,03	0,02	0,0074	0,00419	0,00163	0,000415	0,000167	0,0000438
	$S_{ад.}^2$	$3,51 \cdot 10^{-6}$	$1,567 \cdot 10^{-6}$	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$3,797 \cdot 10^{-6}$	$1,34 \cdot 10^{-6}$	$1,18 \cdot 10^{-6}$	$1,21 \cdot 10^{-6}$	$4,55 \cdot 10^{-9}$	$5,09 \cdot 10^{-9}$	$8,76 \cdot 10^{-10}$	$6,56 \cdot 10^{-11}$	$5,5 \cdot 10^{-11}$
	$S_{відтвор.}^2$	$3,51 \cdot 10^{-6}$	$3,51 \cdot 10^{-6}$	$3,51 \cdot 10^{-6}$	$3,51 \cdot 10^{-6}$	$3,51 \cdot 10^{-6}$	$3,51 \cdot 10^{-6}$	$3,7 \cdot 10^{-6}$	$73,51 \cdot 10^{-6}$	$3,51 \cdot 10^{-6}$	$3,51 \cdot 10^{-6}$	$3,51 \cdot 10^{-6}$	$3,51 \cdot 10^{-6}$
	F	1,94	0,7	0,843	1,9	0,67	3,4	3,269	0,395	3,004	3,191	2,636	3,156

Висновки за розділом 4

1. До нового наукового результату, одержаного у цьому розділі дисертаційної роботи, відноситься:

Вперше запропоновано метод підготовки первинної інформації для адаптивних БЗПД.

Сутність методу полягає у використанні функцій приналежності та логарифмічних відношень функцій правдоподібності при декодуванні двох- та трьох компонентних турбо кодів за допомогою відомого алгоритму Max Log Map.

2. Відмінність розробленого методу від існуючих, що визначає його новизну, полягає в збільшенні мірності простору кодів та завад, а також використанні нових аналітичних співвідношень для розрахунку середньої ймовірності бітової помилки з урахуванням параметрів завад та використанні трьох компонентного турбо коду.

3. Розроблений метод здійснює адаптивний вибір структури та параметрів кодів в БЗПД, що дозволяє забезпечити задані показники достовірності інформації в БЗПД, при цьому енергетичний виграш кодування за рахунок використання трьох компонентного турбо коду складає 0,8 дБ.

4. Перевірена достовірність отриманих наукових результатів шляхом імітаційного моделювання проводилась виходячи з достовірності $\alpha = 0,95$ ($t_a = 1,95$), відносної точності $d = 0,1$. Збіжність та адекватність отриманих наукових результатів перевірена з використанням критерію Фішера.

Основні наукові результати, отримані в цьому розділі, опубліковані у статтях [60,63,64], у тезах доповідей на науково-практичних конференціях [67].

ВИСНОВКИ

У дисертації представлено нове рішення наукової задачі, що полягає в забезпеченні достовірності інформації в БЗПД за рахунок розробки методів на основі адаптивного кодування, які у своїй сукупності утворюють нову інформаційну технологію забезпечення достовірності інформації. Основні результати роботи такі:

1. Проведено аналіз існуючих методів забезпечення достовірності інформації в умовах апіорної невизначеності, аналіз сучасного стану БЗПД, який показав, що перспективним напрямком вирішення задачі забезпечення достовірності інформації в умовах апіорної невизначеності є застосування адаптації кодових конструкцій турбо кодів.

2. Розроблено метод забезпечення достовірності інформації в БЗПД на основі адаптації різних кодових конструкцій, що дозволяє забезпечити задані показники достовірності інформації та зменшити кількість елементарних операцій цифрових сигнальних процесорів при цифровій обробці кодованих даних.

Відмінність розробленого методу від існуючих, що визначає його новизну, полягає в застосуванні різних за структурою завадостійких кодів, від більш простих до більш складних, в залежності від відношення сигнал-шум в каналі, що призводить до забезпечення заданих характеристик достовірності інформації та зменшення кількості елементарних операцій цифрових сигнальних процесорів при цифровій обробці кодованих даних на 39-46 % у випадку впливу нестационарних навмисних завад при зміні відношення сигнал-завада з 6 до 1 дБ.

3. Запропоновано обчислювальний метод нечіткого декодування багато компонентних турбо кодів в БЗПД, який, на відміну від наявних, використовує функції приналежності при розрахунку перехідних рекурсій та логарифмічних відношень функцій правдоподібності у алгоритмах декодування турбо кодів.

Використання методу за рахунок впровадження функцій приналежності дозволяє забезпечити задані показники достовірності інформації та підвищити енергетичну ефективність БЗПД на 0,2–0,8 дБ у порівнянні з відомими методами.

4. Запропоновано метод підготовки первинної інформації для адаптивних БЗПД, який, на відміну від наявних, збільшує мірність простору кодів та завад, а також використовує нові аналітичні співвідношення для розрахунку середньої ймовірності бітової помилки з урахуванням параметрів завад та використанні трьох компонентного турбо коду.

Використання методу за рахунок впровадження отриманих нових аналітичних залежностей із врахуванням параметрів завад дозволяє забезпечити задані показники достовірності інформації в БЗПД, при цьому енергетичний виграш кодування за рахунок використання трьох компонентного турбо коду складає 0,8 дБ.

Результати досліджень можуть бути використані для забезпечення достовірності передачі інформації в БЗПД.

Результати впровадження підтверджені відповідними актами.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- [1] Концепція розвитку телекомунікацій в Україні, схвалена Розпорядженням Кабінету Міністрів України від 7 червня 2006 р. № 316-р.
- [2] Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития / [Гепко И. А., Олейник В. Ф., Чайка Ю. Д. и др.]; под ред. В. Ф. Олейник. – К. : ЕКМО, 2009. – 672 с.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] Золотарев В. В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: справочник / В. В. Золотарев, Г. В. Овечкин. – М. : Горячая линия – Телеком, 2004. – 126 с.
- [7] Габидулин Э.М. Кодирование в радиоэлектронике / Э.М. Габидулин, В. Б. Афанасьев. – М. : Радио и связь, 1986. – 176 с.
- [8] Кларк Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи / Дж. Кларк, Дж. Кейн. – М. : Радио и связь, 1987. – 392 с.
- [9] Morelos-Zaragoza R. The Art of Error Correcting Coding / Morelos-Zaragoza R. – New York: John Wiley & Sons, 2002. – 221 p.
- [10] Блох Э. Л. Обобщенные каскадные коды / Э. Л. Блох, В. В. Зяблов. – М. : Связь, 1976. – 240 с.
- [11] Галлагер Р. Теория информации и надежная связь / Галлагер Р. – М.: Советское радио, 1974. – 720 с.
- [12] Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Скляр. Б. – [2-е изд]. – М. : Вильямс, 2003. – 1104 с.

[13] Широкополосные беспроводные сети передачи информации / [В. М. Вишне夫斯基, А. И. Ляхов, С. Л. Портной и др.]. – М. : Техносфера, 2005. – 592 с.

[14] Hanzo L. L. Adaptive Wireless Transceivers: Turbo-Coded, Turbo Equalized and Space-Time Coded TDMA, CDMA and OFDM Systems / Hanzo L. L., Wong C.H., Yee M.S. – New York: John Wiley & Sons, 2002. – 738 p.

[15] Vishwanath S. Adaptive turbo-coded modulation for flat-fading channels / S. Vishwanath, A. Goldsmith // IEEE Transactions on Communications. – 2003. – Vol. 51. – P. 964–972.

[16] Мальцев А. А. Адаптивное распределение передаваемой мощности в системах радиосвязи с ортогональными поднесущими / А. А. Мальцев, А. В. Пудеев, А. Е. Рубцов // Вестник ННГУ. – (Серия «Радиофизика»). – 2004. – Вып. 1 (2). – С. 87–96.

[17] 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.

[18] Банкет В. Л. Теория групповых сигнально-кодовых конструкций и ее применение в системах передачи информации : дис. ... доктора техн. наук / Банкет Виктор Леонидович. – Одесса, 1989. – 433 с.

[19] 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.

[20] Квашенников В. В. Методы адаптивной коррекции параметров помехоустойчивого кода и их применение в перспективных системах радиосвязи : дис. ... доктора техн. наук / Квашенников Владислав Валентинович. – Владимир, 2010. – 308 с.

[21] Палагин А.В. Метод синтеза структур для преобразований циклического кода на базе FPGA / А.В. Палагин, В.Н. Опанасенко, С.Л. Крытый // Электронное моделирование. – 2014. – Т.36, № 2. – С. 27–48.

[22] Прокис Дж. Цифровая связь / Прокис Дж.; пер. с англ. под ред. Д. Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 2000. – 432 с.

[23] 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.

[24] 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.

[25] Ergen M. Mobile Broadband. Including WiMax and LTE / Ergen M. – New York: Springer, 2009. – 513 p.

[26] MIMO-OFDM Wireless Communications with Matlab / [Cho Y., Kim J., Yang W. et al.]. – Singapore : John Wiley & Sons, 2010. – 457 p.

[27] Alamouti S. Space-time block coding / S. Alamouti // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2008. – Vol. 16. – P. 1451–1458.

[28] Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / [Борисов В. И., Зинчук В. М., Лимарев А. Е. и др.]. – М. : Радио и связь, 2000. – 384 с.

[29] Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / [Борисов В. И., Зинчук В. М., Лимарев А. Е. и др.]. – М. : Радио и связь, 2003. – 640 с.

[30] Борисов В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход / В. И. Борисов, В. М. Зинчук. – [2-е изд.]. – М. : РадиоСофт, 2008. – 260 с.

[31] Пространственные и вероятностно-временные характеристики эффективности станций ответных помех при подавлении систем радиосвязи / [В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А.Е. Лимарев и др.]; под ред. В. И. Борисова. – М. : Радиософт, 2008. – 362 с.

[32] 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.

[33] Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / [Зюко А. Г., Фалько А. И., Панфилов И. П. и др.] ; под ред. А. Г. Зюко. – М. : Радио и связь, 1985. – 272 с.

[34] Банкет В. Л. Цифровые методы в спутниковой связи / В. Л. Банкет, В. М. Дорофеев. – М. : Радио и связь, 1988. – 240 с.

[35] Турбокоды и их применение в телекоммуникационных системах / В. Л. Банкет, С. Д. Прокопов, А. Г. Постовой, Ф. В. Топорков // Зв'язок. – 2004. – № 3. – С. 45 – 47.

[36] Алгоритм кодирования декодирования турбокодов / В. Л. Банкет, С. Д. Прокопов, А. Г. Постовой, Ф. В. Топорков // Зв'язок. – 2004. – № 4. – С. 45–46.

[37] Банкет В. Л. Эффективность применения турбокодов в телекоммуникационных системах / В. Л. Банкет, С. Д. Прокопов // Науч. тр. УГАС им. А. С. Попова. – 2000. – № 3. – С. 8 – 14.

[38] Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений / Финк. Л. М. – [2-е изд.]. – М. : Советское радио, 1970. – 728 с.

[39] Кловский Д. Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам / Кловский Д. Д. – М. : Связь, 1969. – 375 с.

[40] Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Варакин. Л. Е. – М. : Радио и связь, 1985. – 384 с.

[41] Варакин Л. Е. Теория систем сигналов / Варакин Л. Е. – М. : Советское радио, 1978. – 304 с.

[42] Теплов Н. Л. Теория передачи сигналов / Теплов Н. Л. – М. : Воениздат, 1976. – 424 с.

[43] Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / [Тузov Г. И., Сивов В. А., Прытков В. И. и др.]; под ред. Г. И. Тузова. – М. : Радио и связь, 1985. – 264 с.

[44] Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / [Пестряков В. Б., Афанасьев В. П., Гуревич В. Л. и др.] ; под ред. В. Б. Пестрякова. – М. : Советское радио, 1973. – 424 с.

[45] Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике / Шеннон К.; [пер. с англ. под ред. Н. А. Железнова]. – М. : ИЛ, 1963. – 829 с.

[46] Форни Д. Каскадные коды / Форни Д. – М. : Мир, 1970. – 207 с.

[47] Мак-Вильямс Ф. Дж. Теория кодов, исправляющих ошибки / Ф. Дж. Мак-Вильямс, Н. Дж. Слоэн. – М. : Связь, 1979. – 744 с.

[48] Возенкрафт Дж. Теоретические основы техники связи / Дж. Возенкрафт, И. Джекобс. – М. : Мир, 1969. – 640 с.

[49] Torrieri D. J. Principles of Military Communication Systems / Torrieri D. J. – Dedham: Artech House, 1981. – 306 p.

[50] Spread Spectrum Communications [Электронный ресурс] / Simon M. K., Omura J. K., Scholtz R. – New York : McGraw-Hill, 2002. – 1246 p. – Режим доступа: <http://bookre.org/reader?file=602879&pg=1>.

[51] 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.

[52] 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.

[53] 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.

[54] Зайцев С. В. Адаптивный выбор параметров S-случайного перемежителя в беспроводных системах передачи данных с турбокодированием / С. В. Зайцев, В. В. Казимир, В. М. Василенко, А. В. Яриловец // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника: международный ежемесячный научно-технический журнал – 2018. – Том. 61 – С. 22 – 31.

[55] 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.

[56] Зайцев С. Дослідження методів підвищення достовірності інформації сучасних безпілотних авіаційних комплексів / Зайцев С., Башинська О., Камак Ю., Горлинський Б. // Технічні науки та технології. – 2016. – № 4 (6). – С. 97–106.

[57] Горлинський Б.В. Інформаційна технологія синтезу моделей безпроводових засобів передачі даних на основі адаптивного кодування / Горлинський Б.В. // Математичні машини і системи. – 2017. – № 3. – С. 74–81.

[58] 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.

[59] Б.В. Горлинський. Формалізація процесу математичного моделювання адаптивної зміни структури кодів в безпроводових засобах передачі даних / Б.В. Горлинський, С.В. Зайцев, С.П. Казнадій, Л.І. Зайцева // Екологічна безпека та природокористування. – 2019. – Вип. 3 (31). – С. 64–78.

[60] Горлинський Б.В. Метод підготовки первинної інформації для адаптивних безпроводових засобів передачі даних / Горлинський Б.В., Зайцев С.В. // Математичне моделювання в економіці. – 2019. – № 4. – С. 5–15.

[61] С.П. Ливенцев. Анализ сложности Map, Max Log Map и Log Map алгоритмов декодирования турбокодов при декодировании бита информации / С. П. Ливенцев, С. В. Зайцев, Б. В. Горлинский // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення систем захисту інформації в Україні. – 2006. – Вип. 1(12). – С. 125–134.

[62] С.В. Зайцев. Оценка сложности реализации алгоритмов декодирования турбокодов, минимизирующих вероятность ошибочного бита, при декодировании бита информации на цифровых сигнальных процессорах / С. В. Зайцев, С. П. Ливенцев, Б. В. Горлинский // Правове, нормативне та метрологічне

забезпечення систем захисту інформації в Україні. – 2006. – Вип. 2(13). – С. 183–188.

[63] С.В. Зайцев. Имитационное моделирование характеристик помехоустойчивости системы передачи информации с турбокодами / С. В. Зайцев, С. П. Ливенцев, Б. В. Горлинский [и др.] // Зв'язок. – 2006. – № 7. – С. 38–42.

[64] С.П. Лівенцев. Дослідження впливу навмисних завад на відомчі системи радіозв'язку при когерентному прийомі сигналів для каналів зв'язку з білим шумом / С. П. Лівенцев, С. В. Зайцев, Б. В. Горлинський // Збірник наукових праць ВІТІ НТУУ “КПІ”. – 2006. – Вип. 3. – С. 37-44.

[65] Б.В. Горлинський. Комбінована адаптація блокових кодів та багатокомпонентних турбокодів в безпроводових системах передачі даних / Б.В. Горлинський // Безпека інформації у інформаційно-телекомунікаційних системах. Матеріали XIX Міжнародної науково-практичної конференції. – Київ, 25–26 травня 2017. – Вип. 19. – С. 215–216.

[66] С.В. Зайцев. Модифікований метод декодування багатокомпонентних турбо кодів / С.В. Зайцев, Б.В. Горлинський // Математичне та імітаційне моделювання систем. МОДС 2017. Тези доповідей Дванадцятої міжнародної науково-практичної конференції. – Чернігів, 26–29 червня 2017. – С. 324–327.

[67] Б.В. Горлинський. Математичне моделювання забезпечення достовірності безпроводових засобів передачі даних за рахунок адаптивного кодування / Б.В. Горлинський // Матеріали науково-практичної конференції «Інформаційно–телекомунікаційні системи і технології та кібербезпека: нові виклики, нові завдання». – Київ, 19–20 листопада 2019. – С. 142–143.

[68] Горлинський Б.В. Нечітке декодування багатокомпонентних турбо кодів в безпроводових засобах передачі даних / Горлинський Б.В. // Сучасні інформаційні технології управління екологічною безпекою, природокористуванням, заходами в надзвичайних ситуаціях: актуальні питання // Колективна монографія за матеріалами XVII Міжнародної науково-практичної конференції (Київ, 01-02

жовтня 2019 р.) / За заг. ред. С.О. Довгого. – К.: ТОВ «Видавництво «Юстон», – 2019. –С. 155–158.

[69] Пат. на корисну модель № 33338, МПК H03M 13/37. Пристрій оптимізації процесу турбодекодування при низьких значеннях відношення сигнал-шум в каналі / Артюх О. І., Лівенцев С. П., Зайцев С. В., Кувшинов О. В., Горлинський Б. В.; заявл. 21.02.08; опубл. 25.06.08, Бюл. № 12.

[70] Пат. на корисну модель № 52574, МПК H03M 13/00. Пристрій перетворення логарифмічних відношень функцій правдоподібності в декодерах для прийняття рішення про прийнятий біт інформації / Зайцев С. В., Горлинський Б. В., Лівенцев С. П.; заявл. 12.04.10; опубл. 25.08.10, Бюл. № 16.

[71] Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір № 33677. Комп'ютерна програма «Имитационная модель физического уровня программируемой радиостанции с многокомпонентными турбо кодами» / Горлинський Б.В., Зайцев С.В., Лівенцев С.П.; зареєстроване 10.06.2010.

[72] Lopa J. Vora. Evolution of mobile generation technology: 1G to 5G and review of upcoming wireless technology 5G / Lopa J. Vora // International Journal of Modern Trends in Engineering and Research – 2015. – Vol. 2 (10). – P. 281 – 285.

[73] Pankaj S. Evolution of Mobile Wireless Communication Networks-1G to 5G as well as Future Prospective of Next Generation Communication Network / Pankaj S. // International Journal of Computer Science and Mobile Computing – 2013. – Vol. 2 (8). – P. 48 – 50.

[74] Amey S. Laddad. Evolution of Mobile Technology / Amey S. Laddad, Gayatri M. Phade, Sagar P. Thombare, Manjul V. Nikumbh, Sagar A. Zalte // International Journal of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering – 2015. – Vol. 4 (3). – P. 642 – 646.

[75] Meraj M. Evolution of Mobile Wireless Technology from 0G to 5G / M. Meraj, S. Kumar // International Journal of Computer Science and Information Technologies – 2015. – Vol. 6 (3). – P. 2545 – 2548.

[76] Mousa A. Prospective of Fifth Generation Mobile communications / A. Mousa // International Journal of Next – Generation Networks (IJNGN) – 2012. – Vol. 4 (3). – P. 1 – 30.

[77] Shukla S. Mobile Technology in 4G / Shukla, S., Shukla, S., Pandey, M .C. // Mobile Technology in 4G. International Conference on Recent Trends in Engineering & Technology – 2012. – P. 107 – 110.

[78] About mobile technology and IMT - 2000 [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://www.itu.int/osg/spu/imt-2000/technology.html>.

[79] 3GPP TS 36.201. “LTE. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE physical layer; General description”. – 2011. – April. – 15 p.

[80] Sesia S. LTE – The UMTS Long Term Evoluton. From Theory to Practice / Sesia S., Toufik I., Baker M. – West Sussex : John Wiley & Sons, 2009. – 626 p.

[81] Ergen M. Mobile Broadband. Including WiMax and LTE / Ergen M. – New York: Springer, 2009. – 513 p.

[82] Сайко В. Г. Сети мобильного WiMax и LTE: состояние и перспективы / В. Г. Сайко // Зв’язок. – 2010. – № 3. – С. 16 – 21.

[83] Гордиенко С. Б. Технология LTE – возможность создания широкополосных высокоскоростных сетей мобильной связи / С. Б. Гордиенко, С. С. Гордиенко, В. В. Олейник // Зв’язок. – 2010. – № 3. – С. 22 – 24.

[84] Зайцев С. В. Математична модель каналу зв’язку з сигналами OFDM та навмисними завадами / С. В. Зайцев // Математичні машини і системи. – 2011. – № 4. – С. 166 – 175.

[85] Зайцев С. В. Дослідження впливу навмисних завад на пропускну спроможність засобів радіозв’язку з технологією MIMO-OFDM / С. В. Зайцев // Математичні машини і системи. – 2012. – № 1. – С. 139 – 153.

[86] Зайцев С. В. Аналіз пропускнуої спроможності каналу зв’язку з навмисними завадами та сигналами OFDM / С. В. Зайцев // Вісник Чернігівського державного технологічного університету. – Чернігів : ЧДТУ, 2012. – № 1 (55). – С. 172 – 183.

[87] Hanzo L. L. Adaptive Wireless Transceivers: Turbo-Coded, Turbo Equalized and Space-Time Coded TDMA, CDMA and OFDM Systems / Hanzo L. L., Wong C.H., Yee M.S. – New York: John Wiley & Sons, 2002. – 738 p.

[88] MIMO-OFDM Wireless Communications with Matlab / [Cho Y., Kim J., Yang W. et al.]. – Singapore : John Wiley & Sons, 2010. – 457 p.

[89] Prasad R. OFDM Wireless multimedia communications / R. Prasad, R. Van Nee. – Norwood: Artech House, 2000. – 275 p.

[90] Chen H. A Low-Overhead Interference Canceller for High-Mobility STBC-OFDM Systems / H. Chen, A. Chang, S. Jou // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 2013. – Vol. 1. – P. 1 – 11.

[91] Chang E. A Weighted OFDM Signal Scheme for Peak-to-Average Power Ratio Reduction of OFDM Signals / E. Chang, S. Kyung, K. Youngok // Transactions on Vehicular Technology. – 2013. – Vol. 62. – P. 1406–1409.

[92] Chand J. Performance Analysis of Turbo Coded OFDM System / J. Chand, D. Pandey // International Journal of Engineering Research and Applications. – 2014. – Vol. 4. – P. 121 – 126.

[93] Berrou, C. Near Shannon Turbo Codes / C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima // Proc. Of the Intern. Conf. on Commun, Geneva, Switzerland, May, 1993. – P. 1064 – 1070.

[94] 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. DOI: 10.1109/26.539767.

[95] Лівенцев С. П. Метод кодової адаптації для забезпечення завадозахищеності систем абонентського радіодоступу з псевдовипадковим перестроюванням робочих частот / С. П. Лівенцев С. П. // Безпека інформації в інформаційно-телекомунікаційних системах : VI Міжнар. наук.-практ. конф. ДСТСЗІСБ України. – К. : Інтерлінк, НДЦ «Тезіс» НТУУ «КПІ», 2003. – 51 с.

[96] Кувшинов О. В. Напрямки вдосконалення технології OFDM при впливі навмисних завад / О. В. Кувшинов, Л. Л. Бортнік, О. Г. Жук // Сучасний захист інформації. – 2011. – Вип. 4. – С. 36 – 46.

[97] Standard IEEE 802.16e. Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. – 2004.

[98] Standard IEEE 802.11n, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput. – 2009. – 565 p.

[99] 3GPP TS 36.201. “LTE. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE physical layer; General description”. – 2011. – April. – 15 p.

[100] Lin Z. New Rate-Compatible Repetition Convolutional Codes / Z. Lin, A. Svensson // IEEE Transactions on Information Theory. – 2000. – Vol. 46 (7). – P. 2651 – 2659.

[101] Cain J. Punctured Convolutional Codes of Rate $(n-1)/n$ and Simplified Maximum Likelihood Decoding / J. Cain, G. Clark, J. Geist // IEEE Transactions on Information Theory. – 1979. – Vol. 25 (1). – P. 97 – 100.

[102] Hagenauer J. Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes (RCPC Codes) and Their Applications / J. Hagenauer // IEEE Transactions on Communications. – 1988. – Vol. 36 (4). – P. 389 – 400.

[103] Xu W. A Class of Multirate Convolutional Codes by Dummy Bit Insertion / W. Xu, J. Romme // IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM). – San Francisco, CA, USA, 2000. – November. – P. 830 – 834.

[104] Gallager R. Low-Density Parity-Check Codes / Gallager R. // IEEE Transactions on Information Theory. – 1962. – Vol. 8, N 1. – P. 21 – 28.

[105] Gallager R. Low-Density Parity-Check Codes / Gallager R. – M.I.T. Press, Cambridge, MA, 1963. – 90 p.

[106] MacKay D. Comparison of Constructions of Irregular Gallager Codes / MacKay D., Wilson S., Davey M. // IEEE Transactions on Communications. – 1999. – Vol. 47, N 10. – P. 1449 – 1454.

[107] MacKay D. Good Error-Correcting Codes Based on Very Sparse Matrices / D. MacKay // IEEE Transactions on Information Theory. – 1999. – Vol. 45, N 2. – P. 399 – 431.

[108] T. Breddermann. Rate-Compatible Insertion Convolutional Turbo Codes: Analysis and Application to LTE / T. Breddermann, P. Vary // IEEE Transactions on Wireless Communications. – March 2014. – Vol. 13, no. 3. – P. 1356–1366.

[109] H. Mukhtar. Turbo Product Codes: Applications, Challenges, and Future Directions / H. Mukhtar, A. Al-Dweik, A. Shami // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – Fourth Quarter 2016. – Vol. 18, no. 4. – P. 3052–3069.

[110] S. Iqbal. An Experimental Demonstration of Rate-Adaptation Using Shaped Polar Codes for Flexible Optical Networks / S. Iqbal, E. P. da Silva, M. P. Yankov, L. K. Oxenløwe, S. Forchhammer // Journal of Lightwave Technology. – 1 July 2019. – Vol. 37, no. 13. – P. 3357–3364.

[111] V. Vladyslav. Adaptive turbo codes for safety in wireless Internet of Things / V. Vladyslav, K. Volodymyr, Z. Sergei, U. Anna // IEEE 9th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT). – Kiev, 2018. – P. 188–193.

[112] T. H. Liew. Turbo-Coded Adaptive Modulation Versus Space–Time Trellis Codes for Transmission Over Dispersive Channels / T. H. Liew, Bee Leong Yeap, Choong Hin Wong, Lajos Hanzo // Transactions on Wireless Communications. – November 2004. – Vol. 3, no. 6. – P. 2019–2029.

[113] Khanh N. An Adaptive and High Coding Rate Soft Error Correction Method in Network-on-Chips / Khanh N. Dang, Xuan-Tu Tran // VNU Journal of Science: Computer Science and Communication Engineering. – June 2019. – Vol. 35, no. 1. – P. 32–45.

[114] Mehmet Cagri Ilter. SNR-Adaptive Constellation Design for Convolutional Codes / Mehmet Cagri Ilter // Ottawa-Carleton Institute for Electrical and Computer Engineering, Dissertations. – December 2017. –149 P.

[115] Sami Ahmed Haider. Adaptive Turbo Coded OFDM / Sami Ahmed Haider, Khalida Noori // Journal of Digital Information Management. – December 2007. – Vol. 5, no. 6. – P. 364–367.

[116] A. J. Goldsmith. Variable-rate variable-power M-QAM for fading channels / A. J. Goldsmith and S.-G. Chua // IEEE Transactions on Communications. – Oct. 1997. – Vol. 45, no. 10. – P. 1218–1230.

[117] K. J. Hole. Adaptive multidimensional coded modulation over flat fading channels / K. J. Hole, H. Holm, G. E. Øien // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – July 2000. – Vol. 18, no. 7. – P. 1153–1158.

[118] S. Xue. Fast Adaptation of Deep Neural Network Based on Discriminant Codes for Speech Recognition / S. Xue, O. Abdel-Hamid, H. Jiang, L. Dai and Q. Liu // IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing. – Dec. 2014. – Vol. 22, no. 12. – P. 1713–1725.

[119] Munigala Ganesh. Designing of LTE Communication by using Adaptive Modulation Methods / Munigala Ganesh, Sridevi Reddy // Advances in Computational Sciences and Technology. – 2017. – Vol. 10, no. 11. – P. 3151–3160.

[120] R. Daniels. Adaptation in Convolutionally Coded MIMO-OFDM Wireless Systems Through Supervised Learning and SNR Ordering / R. Daniels, C. Caramanis, R. Heath // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – Jan 2010. – Vol. 59, no. 1. – P. 114–126.

[121] T. O'Shea. An Introduction to Deep Learning for the Physical Layer / T. O'Shea and J. Hoydis // IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking. – Dec 2017. – Vol. 3, no. 4. – P. 563–575.

[122] X. Wei. The Design and Implementation of Neural Network Encoding and Decoding / X. Wei, A. Yong // International Journal of Simulation – Systems, Science & Technology. – 2016. – Vol. 17, no. 38. – P. 17.1–17.5.

[123] Василенко В.М. Метод параметрической адаптации в условиях неопределенности / В.М. Василенко // ISSN 1028-9763. Математичні машини і системи, 2018. № 3. С. 76 – 88.

[124] Vasylenko V. M. Adaptive turbo codes for safety in wireless Internet of Things / V. M. Vasylenko, V.V. Kazymyr, S.V. Zaitsev, A. M. Usik // The 9th IEEE International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies, DESSERT'2018, 2018. С. 195 – 200.

[125] 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.

[126] Technology for improve cyber security using turbo codes / [V. Kazymyr, S. Zaitsev, Y. Ryndych, R. Zarovskyi] // Information Technologies in Innovation Business. – 2015. – № 4. – P. 85–88.

[127] Zaitsev S. V. Structural adaptation of the turbo code coder and decoder for generating the transmission repeat request under conditions of uncertainty / S. V. Zaitsev, V. V. Kazymyr // Radioelectronics and Communications Systems. – Springer, 2017. – Vol. 60. – P. 18–27.

[128] 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.

[129] Zaitsev S. Retransmission Request Method for Modern Mobile Networks / Zaitsev S., Vasylenko V., Trofymchuk O., Tkach Y. // Mathematical Modeling and Simulation of Systems. – Springer (Part of the Advances in Intelligent Systems and Computing book series (AISC, volume 1019)). – Selected Papers of 14th International Scientific-Practical Conference, MODS, 2019 June 24-26, Chernihiv, Ukraine. – 2019. – P. 113 – 121.

[130] Советов Б. Я. Моделирование систем / Б. Я. Советов, С. А. Стах. – М. : Высшая школа, 1985. – 271 с.

[131] Советов Б. Я. Моделирование сложных систем по экспериментальным данным / Б. Я. Советов, С. А. Яковлев. – М. : Радио и связь, 1987. – 120 с.

[132] Репин В. Г. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем / В. Г. Репин, Г. П. Тартаковский. – М. : Советское радио, 1977. – 432 с.

[133] Советов Б. Я. Построение адаптивных систем передачи информации для автоматизированного управления / Б. Я. Советов, В. М. Стах. – Л. : Энергоиздат, 1982. – 120 с.

[134] Шаров А. Н. Автоматизированные сети радиосвязи / Шаров А. Н. – Л. : ВАС, 1988. – 178 с.

[135] Новиков Д. А. Управление большими системами : сб. трудов молодых ученых / Общ. ред. Д. А. Новиков. – М. : ИПУ РАН, 2003. – Вып. 3. – 112 с.

[136] Фрадков А. Л. Адаптивное управление в сложных системах : беспоисковые методы / Фрадков А. Л. – М. : Наука, 1990. – 296 с.

[137] Стеклов В. К. Оптимізація та моделювання пристроїв і систем зв'язку / Стеклов В. К., Беркман Л. Н., Кільчицький Є. В.; під ред. В. К. Стеклова. – К. : Техніка, 2004. – 576 с.

[138] Barbulescu A. Turbocodes: a tutorial on a new class of powerful error correcting coding schemes. Part I: Code Structures and Interleaver Design / A. Barbulescu, S. Pietrobon // University of South Australia. – 1998. – October. – P. 15 – 20.

[139] Berrou C. Codes and Turbo Codes / Berrou C. – Springer, 2010. – 415 p.

[140] 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.

[141] 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.

[142] 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.

[143] 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.

[144] 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.

[145] Бураченко Д. Л. Сигнальные конструкции. Приложения. Часть 3 : учебн. пособ. / Д. Л. Бураченко, Н. В. Савищенко. – СПб. : СПбГУТ, 2005. – 56 с.

[146] Бураченко Д. Л. Сигнальные конструкции. Приложения. Часть 2 : учебн. пособ. / Д. Л. Бураченко, Н. В. Савищенко. – СПб. : СПбГУТ, 2005. – 88 с.

[147] Вентцель Е. С. Теория вероятностей / Е. С. Вентцель. – М. : Наука, Физматгиз, 1969. – 576 с.

[148] Барабашук В. И. Планирование эксперимента в технике / Барабашук В.И., Креденцер Б. П., Мирошниченко В. И.; под ред. Б. П. Креденцера. – К. : Техника, 1984. – 200 с.

ДОДАТКИ

Додаток А

Список опублікованих праць за темою дисертації

Праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1. Зайцев С. Дослідження методів підвищення достовірності інформації сучасних безпілотних авіаційних комплексів / Зайцев С., Башинська О., Камак Ю., Горлинський Б. // Технічні науки та технології. – 2016. – № 4 (6). – С. 97–106.
2. Горлинський Б.В. Інформаційна технологія синтезу моделей безпроводових засобів передачі даних на основі адаптивного кодування / Горлинський Б.В. // Математичні машини і системи / – 2017. – № 3. – С. 74–81.
3. 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.
4. Б.В. Горлинський. Формалізація процесу математичного моделювання адаптивної зміни структури кодів в безпроводових засобах передачі даних / Б.В. Горлинський, С.В. Зайцев, С.П. Казнадій, Л.І. Зайцева // Екологічна безпека та природокористування. – 2019. – Вип. 3 (31). – С. 64–78.
5. Горлинський Б.В. Метод підготовки первинної інформації для адаптивних безпроводових засобів передачі даних / Горлинський Б.В., Зайцев С.В. // Математичне моделювання в економіці. – 2019. – № 4. – С. 5–15.
6. С. П. Ливенцев. Анализ сложности Мар, Мах Log Мар и Log Мар алгоритмов декодирования турбокодов при декодировании бита информации / С. П. Ливенцев, С. В. Зайцев, Б. В. Горлинский // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення систем захисту інформації в Україні. – 2006. – Вип. 1(12). – С. 125–134.
7. С. В. Зайцев. Оценка сложности реализации алгоритмов декодирования турбокодов, минимизирующих вероятность ошибочного бита, при декодировании бита информации на цифровых сигнальных процессорах / С. В. Зайцев, С. П. Ливенцев, Б. В. Горлинский // Правове, нормативне та

метрологічне забезпечення систем захисту інформації в Україні. – 2006. – Вип. 2(13). – С. 183–188.

8. С. В. Зайцев. Имитационное моделирование характеристик помехоустойчивости системы передачи информации с турбокодами / С. В. Зайцев, С. П. Ливенцев, Б. В. Горлинский [и др.] // Зв'язок. – 2006. – № 7. – С. 38–42.

9. С. П. Лівенцев. Дослідження впливу навмисних завад на відомчі системи радіозв'язку при когерентному прийомі сигналів для каналів зв'язку з білим шумом / С. П. Лівенцев, С. В. Зайцев, Б. В. Горлинський // Збірник наукових праць ВІПІ НТУУ “КПІ”. – 2006. – Вип. 3. – С. 37-44.

Праці, що засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

10. Б.В. Горлинський. Комбінована адаптація блокових кодів та багатокомпонентних турбокодів в безпроводових системах передачі даних / Б.В. Горлинський // Безпека інформації у інформаційно-телекомунікаційних системах. Матеріали ХІХ Міжнародної науково-практичної конференції. – Київ, 25–26 травня 2017. – Вип. 19. – С. 215–216.

11. С.В. Зайцев. Модифікований метод декодування багатокомпонентних турбо кодів / С.В. Зайцев, Б.В. Горлинський // Математичне та імітаційне моделювання систем. МОДС 2017. Тези доповідей Дванадцятої міжнародної науково-практичної конференції. – Чернігів, 26–29 червня 2017. – С. 324–327.

12. Б.В. Горлинський. Математичне моделювання забезпечення достовірності безпроводових засобів передачі даних за рахунок адаптивного кодування / Б.В. Горлинський // Матеріали науково-практичної конференції «Інформаційно–телекомунікаційні системи і технології та кібербезпека: нові виклики, нові завдання». – Київ, 19–20 листопада 2019. – С. 142–143.

13. Горлинський Б.В. Нечітке декодування багатокомпонентних турбо кодів в безпроводових засобах передачі даних / Горлинський Б.В. // Сучасні інформаційні технології управління екологічною безпекою, природокористуванням, заходами в надзвичайних ситуаціях: актуальні питання // Колективна монографія за матеріалами ХVІІ Міжнародної науково-практичної

конференції (Київ, 01-02 жовтня 2019 р.) / За заг. ред. С.О. Довгого. – К.: ТОВ «Видавництво «Юстон», – 2019. –С. 155–158.

14. Пат. на корисну модель № 33338, МПК Н03М 13/37. Пристрій оптимізації процесу турбодекодування при низьких значеннях відношення сигнал-шум в каналі / Артюх О. І., Лівенцев С. П., Зайцев С. В., Кувшинов О. В., Горлинський Б. В.; заявл. 21.02.08; опубл. 25.06.08, Бюл. № 12.

15. Пат. на корисну модель № 52574, МПК Н03М 13/00. Пристрій перетворення логарифмічних відношень функцій правдоподібності в декодерах для прийняття рішення про прийнятий біт інформації / Зайцев С. В., Горлинський Б. В., Лівенцев С. П.; заявл. 12.04.10; опубл. 25.08.10, Бюл. № 16.

16. Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір № 33677. Комп'ютерна програма «Имитационная модель физического уровня программируемой радиостанции с многокомпонентными турбо кодами» / Горлинський Б.В., Зайцев С.В., Лівенцев С.П.; зареєстроване 10.06.2010.

Додаток Б

Відомості про апробацію результатів дисертації

№ п/п	Назва заходу (конференції, симпозіуму, семінару, круглого стола)	Місце проведення	Дата проведення	Форма участі
1.	XIX Міжнародна науково-практична конференція «Безпека інформації у інформаційно-телекомунікаційних системах».	м. Київ	25–26.05.2017	Заочна
2.	Дванадцята міжнародна науково-практична конференція «Математичне та імітаційне моделювання систем. МОДС 2017».	м. Чернігів	26–29.06.2017	Заочна
3.	Науково-практична конференція «Інформаційно–телекомунікаційні системи і технології та кібербезпека: нові виклики, нові завдання».	м. Київ	19–20.11.2019	Заочна
4.	XVII Міжнародна науково-практична конференція «Сучасні інформаційні технології управління екологічною безпекою, природокористуванням, заходами в надзвичайних ситуаціях: актуальні питання».	м. Київ	01-02.10.2019	Заочна

Додаток В
Акти впровадження



Прим. № _____

ДЕРЖСПЕЦЗВ'ЯЗКУ

**ДЕРЖАВНИЙ НАУКОВО-ДОСЛІДНИЙ ІНСТИТУТ
ТЕХНОЛОГІЙ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ
(ДержНДІ технологій кібербезпеки)**

вул. Залізняка, 6, м. Київ, 03142, Україна, тел. (044) 281-85-20, факс: (044) 281-85-20,
e-mail: dndi@dsszzi.gov.ua, код згідно з ЄДРПОУ 34732331

№ _____

На № _____ від _____

ЗАТВЕРДЖУЮ

Начальник Інституту

Д.Ю.Н.  Сергій ПОНОМАРЬОВ

«12» листопада 2019 р.

АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

наукових результатів дисертаційного дослідження
Горлинського Бориса Вікторовича на тему: «Методи забезпечення достовірності
інформації в безпроводових засобах передачі даних за рахунок адаптивного
кодування» на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук
за спеціальністю 05.13.06 – Інформаційні технології

Комісія у складі:

голови комісії – начальника науково-дослідного центру ДержНДІ технологій
кібербезпеки Юдіна О.Ю.

членів комісії – головного наукового співробітника науково-організаційного
відділу ДержНДІ технологій кібербезпеки Вергелеса Д.Д., головного наукового
співробітника науково-дослідного центру ДержНДІ технологій кібербезпеки
Паламарчука А.А. з'ясувала, що результати дисертаційного дослідження
Горлинського Б.В. на тему: «Методи забезпечення достовірності інформації в
безпроводових засобах передачі даних за рахунок адаптивного кодування»
використовуються у Державному науково-дослідному інституті технологій
кібербезпеки та захисту інформації.

Горлинським Б.В. отримані такі наукові результати:

розроблено метод забезпечення достовірності інформації в безпроводових
засобів передачі даних (БЗПД) на основі адаптації кодових конструкцій;

розроблено обчислювальний метод нечіткого декодування
багатокомпонентних турбо кодів в БЗПД;

розроблено метод підготовки первинної інформації для адаптивних БЗПД.

Форма впровадження в ДержНДІ технологій кібербезпеки зазначених наукових результатів викладена в нижченаведеній таблиці.

Найменування впровадженого результату	Форма впровадження і досягнутий фактичний ефект
Метод забезпечення достовірності інформації в БЗПД на основі адаптації кодових конструкцій	Використано для моделювання, дослідження, проектування БЗПД. Зменшено кількість елементарних операцій цифрових сигнальних процесорів при цифровій обробці кодованих даних на 39-46 % при впливі нестационарних навмисних завад при зміні відношення сигнал-завада з 6 до 1 дБ.
Обчислювальний метод нечіткого декодування багатокomпонентних турбо кодів в БЗПД	Використано для моделювання, дослідження, проектування БЗПД. Одержано енергетичний виграш 0,2-0,8 дБ у порівнянні з відомими методами.
Метод підготовки первинної інформації для адаптивних БЗПД	Використано для моделювання, дослідження, проектування БЗПД. Забезпечено задану достовірність передачі інформації, при цьому одержано енергетичний виграш 0,8 дБ у порівнянні з відомими методами.

Вказані результати було використано в ході виконання науково-дослідної роботи, шифр «Рута», № держреєстрації 0117U000086Т. Впровадження даних результатів дозволило забезпечити підвищення ефективності функціонування БЗПД.

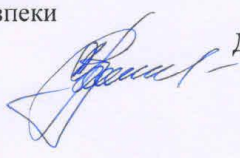
Голова комісії:
начальник науково-дослідного центру
ДержНДІ технологій кібербезпеки

 Олексій ЮДІН

Члени комісії:
головний науковий співробітник
науково-дослідного центру
ДержНДІ технологій кібербезпеки
к.т.н.

 Андрій ПАЛАМАРЧУК

головний науковий співробітник науково-організаційного
відділу ДержНДІ технологій кібербезпеки
к.т.н.

 Дмитро ВЕРГЕЛЕС

« 12 » листопада 2019 р.



ЗАТВЕРДЖУЮ
Директор ТОВ "Трител"

А.В. Казанцев
2019 р.

АКТ

про впровадження результатів дисертаційного дослідження Горлинського Бориса Вікторовича на тему: "Методи забезпечення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних за рахунок адаптивного кодування" на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.13.06 – Інформаційні технології

Комісія у складі:

голова – Сенчило І.А.,

члени комісії – Кархов В.В.,

Живаго С.І.,

цим Актом засвідчує, що результати дисертаційного дослідження Горлинського Б.В. на тему: "Методи забезпечення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних за рахунок адаптивного кодування", а саме:

- метод забезпечення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних (БЗПД) на основі адаптації кодових конструкцій;
- обчислювальний метод нечіткого декодування багатокомпонентних турбо кодів в БЗПД;
- метод підготовки первинної інформації для адаптивних БЗПД,

мають практичну цінність в тому, що вони дозволяють моделювати та визначати параметри системи забезпечення достовірності інформації, кількісно оцінювати достовірність інформації в умовах різних стратегій постановки навмисних завдань, підвищувати достовірність інформації в несприятливих завадових умовах, спрощувати та знижувати вартість досліджень і проектних робіт.

Вказані результати використовуються в ході виконання дослідно-конструкторської роботи, шифр "Турія", номер державної реєстрації 0119U00000ЦТ.

Голова комісії:

І.А. Сенчило

Члени комісії:

В.В. Кархов

С.І. Живаго

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І
НАУКИ УКРАЇНИ



MINISTRY OF EDUCATION AND
SCIENCE OF UKRAINE

ЧЕРНІГІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ
ТЕХНОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

тел. +38(0462) 665-103;
факс +38(0462) 665-105
E-mail: cstn@stu.cn.ua
www.stu.cn.ua
Код ЄДРПОУ 05460798

CHernihiv National
University of Technology

вул. Шевченка, 95, Чернігів, 14035,
Україна

95, Shevchenko str., Chernihiv, 14035,
Ukraine

Прим. № _____



ЗАТВЕРДЖУЮ

Ректор Чернігівського національного
технологічного університету
доктор економічних наук, професор

С.М. Шкарлет

« 21 » грудня 2019 р.

АКТ

про реалізацію результатів дисертаційної роботи
здобувача наукового ступеня кандидата технічних наук Інституту
телекомунікацій та глобального інформаційного простору НАН України
Горлинського Бориса Вікторовича

У науково-дослідній роботі «Інформаційна технологія забезпечення сталої достовірності інформації в мережах Інтернету речей», яка виконується в даний час на кафедрі інформаційних та комп'ютерних систем Чернігівського національного технологічного університету (№ держреєстрації 0118U006996) реалізовано наступні наукові результати дисертаційної роботи Горлинського Б.В.:

1. Метод забезпечення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних на основі адаптації кодових конструкцій.

Відмінність розробленого методу від існуючих, що визначає його новизну, полягає в застосуванні різних за структурою завадостійких кодів, від більш простих до більш складних, в залежності від відношення сигнал-шум в каналі, що призводить до забезпечення заданих характеристик достовірності інформації та зменшення кількості елементарних операцій цифрових сигнальних процесорів при цифровій обробці кодованих даних на 39-46 % у випадку впливу нестационарних навмисних завад при зміні відношення сигнал-завада з 6 до 1 дБ.

Ефект від впровадження полягає в тому, що впровадження адаптивного вибору кодів Хеммінга, БЧХ-кодів та багато компонентних турбо кодів для заданої ймовірності бітової помилки дозволили зменшити кількість

елементарних операцій цифрових сигнальних процесорів при цифровій обробці кодованих даних на 39-46 % у випадку впливу нестаціонарних завад при зміні відношення сигнал-завада з 6 до 1 дБ.

2. Обчислювальний метод нечіткого декодування багато компонентних турбо кодів в безпроводових засобах передачі даних.

Обчислювальний метод, на відміну від наявних, використовує функції приналежності при розрахунку перехідних рекурсій та логарифмічних відношень функцій правдоподібності у алгоритмах декодування турбо кодів.

Використання методу за рахунок впровадження функцій приналежності дозволяє одержати енергетичний виграш 0,2–0,8 дБ у порівнянні з відомими методами.

Проректор з наукової роботи Чернігівського
національного технологічного університету
доктор економічних наук, професор

Маргасова В.Г.

« 21 » грудня 2019 року

Україна
ТОВАРИСТВО З ОБМЕЖЕНОЮ ВІДПОВІДАЛЬНІСТЮ
«ІНФОРМАЦІЙНА БЕЗПЕКА»

14030, м. Чернігів, вул. Захисників України, 25, тел. (095) 285-01-44

№ 183 від 24.09.2019 р.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Заступник директора товариства з
 обмеженою відповідальністю «Інформаційна
 безпека», кандидат технічних наук, доцент

Є.В. Риндич

« 24 » вересня 2019 р.

АКТ

про впровадження результатів дисертаційного дослідження
 Горлинського Бориса Вікторовича на тему: «Методи забезпечення
 достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних за рахунок
 адаптивного кодування» на здобуття наукового ступеня кандидата технічних
 наук за спеціальністю 05.13.06 – Інформаційні технології

Цим Актом засвідчує, що результати дисертаційного дослідження
 Горлинського Бориса Вікторовича на тему: «Методи забезпечення
 достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних за рахунок
 адаптивного кодування» використані при розробці архітектури
 завадозахищених засобів передачі даних.

Впровадження результатів дисертаційного дослідження дозволило
 зменшити кількість елементарних операцій цифрових сигнальних процесорів
 при цифровій обробці кодованих даних на 39-46 % та забезпечило задану
 достовірність передачі інформації, при цьому одержано енергетичний виграш
 0,2–0,8 дБ

Головний фахівець із захисту інформації
 товариства з обмеженою відповідальністю
 «Інформаційна безпека»
 кандидат технічних наук



В.М. Василенко

« 24 » вересня 2019 р.

НікС**ТОВАРИСТВО З ОБМЕЖЕНОЮ ВІДПОВІДАЛЬНІСТЮ****NicS**

Ліцензія Адміністрації Держспецзв'язку
(наказ Адміністрації Держспецзв'язку № 67 від 27.01.2017 р.).
Код ЄДРПОУ 25196435, р/р 26008148951 в АТ «Райффайзен Банк Аваль»,
МФО 380805, ІПН № 251964326106



02002, Київ, вул. Є. Сверстюка 19, офіс 409
тел./факс: 541-15-49

<http://www.nics.com.ua>
E-mail: office@nics.com.ua

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор товариства з обмеженою
відповідальністю «НікС»

Д.М. Шатарський

«20» листопада 2019 р.

АКТ

про впровадження результатів дисертаційного дослідження Горлинського Бориса Вікторовича на тему: «Методи забезпечення достовірності інформації в безпроводових засобах передачі даних за рахунок адаптивного кодування» на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.13.06 – Інформаційні технології

Комісія у складі:

Голова комісії – заступник директора ТОВ «НікС» Макаров С.В.;

Члени комісії – начальник відділу ТЗІ Алексєєв Д.А.;

провідний фахівець відділу ПКЗІ Пучков В.М.

цим Актом засвідчує, що результати дисертаційного дослідження:

метод підготовки первинної інформації для адаптивних безпроводових засобів передачі даних;

обчислювальний метод нечіткого декодування багатокomпонентних турбо кодів в безпроводових засобах передачі даних;

використані співробітниками товариства для моделювання та створення захищеної мережі передачі даних.

Практична цінність результатів дисертаційного дослідження полягає в тому, що розроблені у дисертаційній роботі положення та науково-технічні рішення дозволяють:

модельовати та визначати параметри системи забезпечення достовірності інформації, кількісно оцінювати достовірність інформації моделей захищених мереж передачі даних в умовах різних стратегій постановки навмисних завад;

підвищувати достовірність інформації захищених мереж передачі даних;

спростити та знизити вартість робіт при дослідженні, проектуванні і виготовленні захищених мереж передачі даних.

Голова комісії:



С.В. Макаров

Члени комісії:



Д.А. Алексеев



В.М. Пучков

Додаток Г
Патенти та свідоцтва



УКРАЇНА

UKRAINE



ПАТЕНТ

НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

№ 52574

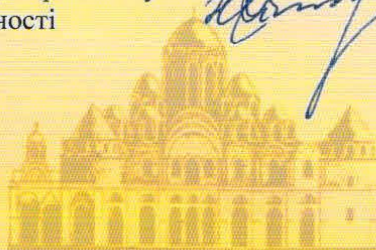
ПРИСТРІЙ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЛОГАРИФМІЧНИХ
ВІДНОШЕНЬ ФУНКЦІЙ ПРАВДОПОДІБНОСТІ В ДЕКОДЕРАХ
ДЛЯ ПРИЙНЯТТЯ РІШЕННЯ ПРО ПРИЙНЯТИЙ БІТ
ІНФОРМАЦІЇ

Видано відповідно до Закону України "Про охорону прав на винаходи
і корисні моделі".

Зареєстровано в Державному реєстрі патентів України на корисні
моделі **25.08.2010.**

Голова Державного департаменту
інтелектуальної власності

М.В. Паладій





УКРАЇНА
Міністерство освіти і науки України
Державний департамент інтелектуальної власності

СВІДОЦТВО

про реєстрацію авторського права на твір

№ 33677

Комп'ютерна програма "Имитационная модель физического уровня
программируемой радиостанции с многокомпонентными турбо кодами"
(вид, назва твору)

Автор(и) Горлиньський Борис Вікторович, Зайцев Сергій Васильович,
Лівенцев Сергій Петрович
(повне ім'я, псевдонім (за наявності))

Дата реєстрації

10.06.2010

Голова Державного департаменту
інтелектуальної власності

М.В.Паладій

