

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ОДЕСЬКА НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ ЗВ'ЯЗКУ ім. О.С. ПОПОВА

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕХНОЛОГІЙ І ЗВ'ЯЗКУ

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**РОЗЕНВАССЕР ДЕНИС МИХАЙЛОВИЧ**


УДК 621.391.1

**ДИСЕРТАЦІЯ  
КОДОВІ МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ  
ЕФЕКТИВНОСТІ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ СИСТЕМ  
ПЕРЕДАВАННЯ**

Спеціальність: 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі  
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

  
\_\_\_\_\_ Д. М. Розенвассер

Науковий керівник: Брескін Валентин Олександрович

Педяш Володимир Віталійович, кандидат технічних наук, доцент

Одеса – 2021

## АНОТАЦІЯ

*Розенвассер Д.М.* Кодові методи підвищення інформаційної ефективності волоконно-оптичних систем передавання. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – Телекомунікаційні системи та мережі. – Державний університет інтелектуальних технологій і зв'язку МОН України, Одеса, 2021.

Волоконно-оптичні системи передавання (ВОСП) є основою сучасної телекомунікаційної мережі. Вони використовуються для передавання трафіку як на мережах доступу, так і на транспортній мережі. Для підвищення ефективності використання смуги пропускання оптичного волокна застосовується спектральне розділення каналів (СРК). В свою чергу, технологія СРК включає системи передавання з грубим (ГСРК) та щільним (ЩСРК) спектральним мультиплексуванням. Системи ГСРК переважно використовуються для побудови мереж доступу, а ЩСРК – для побудови транспортних мереж.

Впровадження на транспортній мережі систем передавання оптичної транспортної ієрархії (ОТН) є сучасним етапом еволюції волоконно-оптичних систем передавання (ВОСП), що використовуються для транспортування трафіку в сучасних мережах NGN та IMS. В них зменшення собівартості послуг зв'язку досягається використанням технології спектрального розподілу оптичних каналів. Відомо, що в сигнал при розповсюдженні по оптичному волокну вносяться лінійні (загасання та дисперсія) та нелінійні (ефект Керра та розсіювання оптичного випромінювання) спотворення. Збільшення довжини ділянки регенерації та/або швидкості передавання (інформаційної ефективності) по каналах ВОСП-СРК в умовах спотворення сигналу та дії адитивних шумів волоконно-оптичного лінійного тракту досягається сумісним використанням методів кодування каналу зв'язку, ефективних методів модуляції та лінійних кодів.

Підвищення сумарної швидкості передачі ВОСП-СРК досягається

збільшенням кількості оптичних каналів, що вимагає збільшення потужності групового сигналу системи, збільшення рівня нелінійних спотворень та ймовірності помилки. Зменшення ймовірності помилки досягається застосуванням кодових методів, що передбачають використання коректувальних кодів (КК). Введення додаткових перевірних символів знижує спектральну ефективність. З іншого боку, використання коректувальних кодів призводить до підвищення енергетичної ефективності за рахунок виправлення помилок. В системах передавання ОТН згідно Рекомендації МСЕ-Т G.709 використовується коректувальний код Ріда-Соломона. Залишається відкритим питання порівняння інформаційної ефективності ВОСП при застосуванні рекомендованого коду та інших кодів в сполученні з ефективними методами модуляції сигналу.

Кодові методи - це сукупність методів формування та обробки сигналів у кінцевому обладнанні ВОСП, які використовують коректувальні, модуляційні та лінійні коди, а також ефективні коди повідомлень. Для підвищення інформаційної ефективності (швидкості передавання) ВОСП доцільно сумісно застосовувати вказані кодові методи, що вимагає дослідження впливу їх параметрів на показники системи передавання.

В умовах обмеженої смуги частот каналу ВОСП-СРК актуальним завданням є також дослідження енергетичних параметрів оптичного сигналу (втрати відношення сигнал/шум) внаслідок появи міжсимвольної інтерференції, що породжується дисперсійними спотвореннями сигналів середовищем розповсюдження. Зменшити втрату відношення сигнал/шум та відповідно підвищити інформаційну ефективність можливо шляхом використання ефективних методів формування лінійних сигналів ВОСП та сигналів з контрольованою міжсимвольною інтерференцією (парціальним кодуванням).

Внаслідок сказаного вище, виникає актуальна науково-прикладна задача – удосконалення кодових методів формування та обробки сигналів для

підвищення інформаційної ефективності волоконно-оптичних систем передавання.

Метою роботи є підвищення інформаційної ефективності ВОСП-СРК кодovими методами. Досягнення мети дослідження зумовило постановку і вирішення наступних завдань, таких як виконання аналізу коефіцієнтів інформаційної, енергетичної та спектральної ефективності ВОСП з завадостійким кодуванням, збільшення швидкості передавання ВОСП-СРК вибором параметрів коректувального коду, дослідження можливості підвищення інформаційної ефективності ВОСП використанням багаторівневих методів модуляції у сполученні з завадостійким кодуванням, порівняння лінійних кодів за коефіцієнтами енергетичної ефективності при обмеженні смуги частот сигналу у каналі ВОСП-СРК, дослідження ефективності застосування парціально кодованих сигналів у ВОСП з використанням пристрою виправлення помилок.

Основними результатами роботи є наступні:

1. Виконано аналіз коректувальних кодів основних класів, методів модуляції та лінійних кодів волоконно-оптичних систем передавання за коефіцієнтами інформаційної, енергетичної та спектральної ефективності, що дозволило дати рекомендації для подальших досліджень.

2. Досліджено методи підвищення інформаційної ефективності ВОСП-СРК за рахунок заміни дворівневих методів модуляції на багаторівневі у сполученні із завадостійким кодуванням. Показано, що використання КАМ-4 або КАМ-16 у сполученні із завадостійким кодуванням дозволяє підвищити інформаційну ефективність системи передавання порівняно з модуляцією АМ-2. Доведено, що подальше збільшення кількості рівнів сигналу призводить до зниження інформаційної ефективності ВОСП.

3. Оцінено сумарну швидкість ВОСП-СРК в залежності від параметрів коректувального коду з врахуванням нелінійних спотворень сигналу в оптичному волокні. Дослідження довело, що використання КАМ-4 без завадостійкого кодування забезпечує вииграш в збільшенні сумарної

швидкості СП удвічі. За ймовірності помилки в каналі  $10^{-12}$  сполучення КАМ-4 з широко розповсюдженим КК Ріда-Соломона (255, 239) та його удосконаленим варіантом (2720, 2550) дозволяє збільшити виґраш сумарної швидкості передавання ВОСП-СРК більш ніж утричі. Сполучення КАМ-16 з коректувальним кодом Ріда-Соломона (2720, 2550) забезпечує підвищення інформаційної ефективності системи передавання. Доведено, що максимум швидкості передавання ВОСП-СРК відповідає швидкості коректувального коду Ріда-Соломона  $m_{\text{КК}} = 0,84$ .

4. Виконано порівняння лінійних кодів за коефіцієнтом енергетичної ефективності при обмеженні смуги частот сигналу у каналі ВОСП-СРК. Отримані результати доводять, що при заміні лінійного коду NRZ на RZ немає необхідності в розширенні смуги частот оптичного каналу удвічі. Показано, що при переході від лінійного коду NRZ до RZ для підвищення енергетичної ефективності доцільно збільшити ширину смуги каналу зв'язку на 20%, що зменшує інформаційну ефективність на 3%.

5. Досліджено ефективність застосування реєстратора помилок та пристрою виправлення помилок для приймання парціально кодованих сигналів у ВОСП. Для підвищення коефіцієнтів ефективності доцільно доповнити запропоновану СП каскадно включеними перемежувачем та коректувальним кодом (наприклад, кодом з подвійною перевіркою на парність (ППП), який дозволяє виправити однократні помилки). Запропонована удосконалена схема приймача парціально кодованих сигналів з КАМ-4, що дозволяє збільшити інформаційну ефективність системи передавання у порівнянні з модуляцією АМ-2.

Новими в дисертації є наступні результати:

- вперше визначено параметри блокових коректувальних кодів, за яких досягається найбільше значення швидкості волоконно-оптичної системи передавання зі спектральним розділенням каналів та параметри сигналів квадратурної амплітудної модуляції, за яких у сполученні з коректувальним кодом забезпечується найбільше значення інформаційної ефективності

ВОСП зі спектральним розділенням каналів при фіксованій піковій потужності сигналу передавача;

- удосконалено методи порівняння характеристик ВОСП з завадостійким кодуванням, оцінки енергетичної ефективності лінійних кодів у ВОСП при обмеженій смузі частот оптичного каналу, систему передавання з парціально кодованими сигналами шляхом її доповнення реєстратором помилок та пристроєм виправлення помилок, що дозволило збільшити інформаційну ефективність ВОСП.

**Ключові слова:** коректувальні коди, модуляція, лінійні коди, парціально кодовані сигнали, ВОСП, ефективність, енергетичний вигравш кодування, спектральне розділення каналів.

## SUMMARY

*Rozenvasser D.M.*. Code methods for increasing the informational efficiency of fiber-optic transmission systems. – On rights for a manuscript.

Thesis for the degree of candidate of technical sciences in specialty 05.12.02 - Telecommunication systems and networks. - State University of Intelligent Technologies and Telecommunications MES of Ukraine, Odessa, 2021.

Fiber-optic transmission systems (FOTS) are the basis of a modern telecommunications network. They are used to transmit traffic on both access networks and the transport network. Wavelength division multiplexing (WDM) is used to increase the efficiency of the use of optical fiber bandwidth. In turn, WDM technology includes transmission systems with coarse (CWDM) and dense (DWDM) wavelength division multiplexing. CWDM systems are mainly used to build access networks, and DWDM - to build transport networks.

The introduction of optical transport hierarchy (OTH) transmission systems on the transport network is a modern stage in the evolution of fiber-optic transmission systems (FOTS) used to transport traffic in modern NGN and IMS networks. In them, the reduction of the cost of communication services is achieved

by using the technology of spectral distribution of optical channels. It is known that linear (attenuation and dispersion) and nonlinear (Kerr effect and scattering of optical radiation) distortions are introduced into the signal during propagation along the optical fiber. Increasing the regeneration length and / or transmission rate (information efficiency) on FOTS-WDM channels in terms of signal distortion and additive noise of the fiber-optic linear path is achieved by combining the methods of coding the communication channel, effective modulation and line codes.

Increasing the total transmission rate of FOTS-WDM is achieved by increasing the number of optical channels, which requires increasing the power of the group signal of the system, increasing the level of nonlinear distortion and the probability of error. Reducing the probability of error is achieved by using code methods that involve the use of error-control codes (ECC). The introduction of additional test symbols reduces the spectral efficiency. On the other hand, the use of error-control codes leads to increased energy efficiency by correcting errors. Reed-Solomon error-control codes used in OTH transmission systems according to ITU-T Recommendation G.709. The question of comparing the information efficiency of FOTS when using the recommended code and other codes in combination with effective methods of signal modulation remains open.

Code methods are a set of methods of signal generation and processing in the final equipment of FOTS, which use correction, modulation and linear codes, as well as effective message codes. To increase the information efficiency (transmission rate) of FOTS, it is advisable to jointly apply these code methods, which requires a study of the impact of their parameters on the performance of the transmission system.

In the conditions of the limited frequency band of the FOTS-WDM channel, the study of the energy parameters of the optical signal (loss of signal / noise ratio) due to the appearance of intersymbol interference caused by dispersion distortions of the signals by the propagation medium is also an urgent task. It is possible to reduce the loss of signal-to-noise ratio and increase the information efficiency accordingly by using efficient methods of generating linear FOTS signals and

signals with controlled intersymbol interference (partial coding).

As a result of the above, there is an urgent scientific and applied problem - the improvement of code methods of signal generation and processing to improve the information efficiency of fiber-optic transmission systems.

The aim of the work is to increase the information efficiency of FOTS-WDM by code methods. Achieving the goal of the study led to the formulation and solution of the following tasks, such as analysis of the coefficients of information, energy and spectral efficiency of FOTS with noise immunity coding, increasing the transmission rate of FOTS-WDM by choosing the parameters of the noise immunity coding, comparison of linear codes according to energy efficiency coefficients when limiting the frequency band of the signal in the FOTS-WDM channel, study of the effectiveness of partially encoded signals in FOTS using an error correction device.

The main results of the work are the following:

1. The analysis of error-control codes of basic classes, modulation methods and linear codes of fiber-optic transmission systems according to the coefficients of information, energy and spectral efficiency is performed, which allowed to give recommendations for further research.

2. Methods of increasing the information efficiency of FOTS-WDM by replacing two-level modulation methods with multi-level in combination with noise immunity coding are studied. It is shown that the use of 4QAM or 16QAM in combination with noise immunity coding allows to increase the information efficiency of the transmission system compared to the modulation of BASK. It is proved that a further increase in the number of signal levels leads to a decrease in the information efficiency of FOTS.

3. The total rate of FOTS-WDM is estimated depending on the parameters of the error-control code, taking into account nonlinear distortions of the signal in the optical fiber. The study proved that the use of 4QAM without noise immunity coding provides a gain in doubling the total rate of the joint venture. With the probability of error in channel  $10^{-12}$ , the combination of 4QAM



with the widespread Reed-Solomon ECC (255, 239) and its improved version (2720, 2550) allows to increase the gain of the total transmission rate of FOTS-WDM more than three times. The combination of 16QAM with the Reed-Solomon error-control code (2720, 2550) provides increased information efficiency of the transmission system. It is proved that the maximum transmission rate of FOTS-WDM corresponds to the rate of the Reed-Solomon error-control code  $m_{\text{ECC}} = 0.84$ .

4. The comparison of linear codes according to the energy efficiency coefficient when limiting the signal frequency band in the FOTS-WDM channel is performed. The obtained results prove that when replacing the linear code NRZ with RZ there is no need to expand the frequency band of the optical channel twice. It is shown that when switching from the linear code NRZ to RZ to increase energy efficiency, it is advisable to increase the bandwidth of the communication channel by 20%, which reduces the information efficiency by 3%.

5. The efficiency of application of the error logger and the error correction device for reception of partially coded signals in FOTS is investigated. To increase the efficiency ratios, it is advisable to supplement the proposed transmission system with a cascading interleaver and an error-control code (for example, a code with double parity check, which allows you to correct single errors). An improved scheme of the receiver of partially encoded signals with 4QAM is proposed, which allows to increase the information efficiency of the transmission system in comparison with the modulation of BASK.

New in the dissertation are the following results:

- for the first time the parameters of block error-control codes were determined, at which the highest value of fiber-optic transmission system with spectral channel separation is achieved and parameters of quadrature amplitude modulation signals, at which in combination with error-control code the highest value of information efficiency of FOTS with spectral channel separation transmitter signal power;

- improved methods for comparing the characteristics of FOTS with noise immunity coding, evaluation of energy efficiency of linear codes in FOTS with limited frequency band of the optical channel, transmission system with partially coded signals by supplementing it with error logger and error correction device, which increased information efficiency FOTS.

**Keywords:** forward error correction, modulation, linear codes, partial signals, FOTS, efficiency, coding energy gain, wavelength division multiplexing.

### **ОСНОВНІ РОБОТИ, ОПУБЛІКОВАНІ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ**

1. Розенвассер Д.М. Спектральная эффективность корректирующего кодирования [Электронный ресурс] / Д.М. Розенвассер // Проблемы телекоммуникаций. – 2012. – № 4 (9). – С. 86 - 95. – Режим доступа до журн.: [http://pt.journal.kh.ua/2012/4/1/124\\_rozenvasser\\_code.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2012/4/1/124_rozenvasser_code.pdf).

2. Розенвассер Д.М. Сравнение помехоустойчивых кодов ВОСП / Д.М. Розенвассер // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова. – Одеса, 2010. – №1.

3. Брескін В.О., Розенвассер Д.М. Система прийому дискретних парціально кодovаних сигналів з амплітудною модуляцією (Патент на корисну модель № 89073 від 10.04.2014).

4. Брескін В.О., Розенвассер Д.М. Система прийому дискретних парціально кодovаних сигналів з квадратурною амплітудною модуляцією (Патент на корисну модель № 90004 від 12.05.2014).

5. Брескин В.А. Увеличение пропускной способности оптического канала волоконно–оптической системы передачи / В.А. Брескин, А.Д. Мазур, Д.М. Розенвассер // Электроника и связь. – Киев, 2012. – №6.

6. Брескин В.А. Особенности использования корректирующих кодов в ВОСП-СРК / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // Цифрові технології, №8 – Одеса, 2010. – с. 30-37.

7. Брескин В.А. Спектральная эффективность линейного кода RZ / В.А. Брескин, А.Д. Мазур, Д.М. Розенвассер // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова. – Одеса, 2011. – №2.

8. Розенвассер Д. М. Эффективность методов уменьшения влияния межсимвольной интерференции / Д. М. Розенвассер, С. В. Коновалов // Східно-європейський журнал передових технологій. – Харків, 2013. – 2/10 (62). – С. 42-46.
9. Брескін В. О. Система передавання дискретних парціально кодованих сигналів з виправленням помилок / В. О. Брескін, Д. М. Розенвассер // Цифрові технології. - 2015. - Вип. 17. - С. 80-86.
10. Константинов М.В. Сжатие бинарных данных методом множественного укрупнения алфавита / М.В. Константинов, Д.М. Розенвассер // Информационные телекоммуникационные сети. – Алматы, Казахстан, 2016 – №9-10 (121-122) – С. 39-42.
11. Брескин В.А. Увеличение эффективности волоконно-оптической системы передачи со спектральным разделением каналов / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова. – Одеса, 2017. – №1.
12. Rozenvasser D.M., Pedyash V.V. Comparison of messages effective coding methods // Sciences of Europe. – Praha, Czech Republic, 2020. – № 58, vol. 1 – p. 28-35.
13. Розенвассер Д.М. Увеличение пропускной способности WDM корректирующим кодом BCH / Д.М. Розенвассер // 63-я науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів – Одеса, 2009.
14. Брескин В.А. Оптимизация величины объема ВОСП / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // 65-а науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів - Одеса, 2010.
15. Брескин В.А. Оценка ухудшения защищенности ВОСП при переходе от кода NRZ к коду RZ / В.А. Брескин, А.Д. Мазур, Д.М. Розенвассер // 66-а науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів - Одеса, 2011. – С. 14-15.

16. Польна Ю.М. Применение кодов с низкой плотностью проверок на четность / Ю.М. Польна, К.О. Шестаков, Д.М. Розенвассер // Матеріали 69-ї НПК професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів - м. Одеса, 3-5 грудня 2014 р. – Одеса, ОНАЗ, 2014.

17. Брескин В.А. Повышение помехоустойчивости без ухудшения спектральной эффективности систем передачи / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // 71-а науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів - Одеса, 2016. – с. 11-13

18. Брескин В.А. Error Control Coding in WDM / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // 4-а Міжнародна конференція "Сучасні комп'ютерні системи та мережі: розробка та використання" (ACSN'2009) – Львів, 2009. – с. 107-109.

19. Розенвассер Д.М. Увеличение пропускной способности WDM корректирующим кодом RS / Д.М. Розенвассер // 10-я международная научно-практическая конференция «Современные информационные и электронные технологии СИЭТ-2009» – Одесса, 2009. – 272 с.

20. Розенвассер Д.М. Увеличение пропускной способности WDM корректирующим кодом БЧХ / Д.М. Розенвассер // Матеріали науково-методичного семінару “Інформаційні технології в навчальному процесі”. – Одеса: Вид. ВМВ. – 2009. – с. 42-43.

21. Брескин В.А. Особенности помехоустойчивого кодирования для WDM систем / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // III МНТС «Нові технології в телекомунікація» – Киев, 2010. с.87-88.

22. Розенвассер Д.М. Эффективность применения блоковых корректирующих кодов для увеличения объема ВОСП-СРК / Д.М. Розенвассер // 7-я международная молодежная научно-техническая конференция «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2011» – Севастополь – 2011.

23. Брескин В.А. Влияние кодов NRZ и RZ на амплитуду импульса принимаемого сигнала / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // Інформаційні

технології в навчальному процесі: праці науково-методичного семінару, 16-23 травня 2011 р., ПНПУ імені К.Д. Ушинського, Одеса / наук. ред. М.І. Жалдак. - Одеса: Вид. "БМВ"., 2011.– с. 111-115.

24. Breskin V.A. Effect of optical channel bandwidth on the immunity of NRZ and RZ linear codes / V.A. Breskin, A.D. Mazur, D.M. Rozenvasser // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science, Proceedings of the XIth International Conference “TCSET– 2012” – Lviv-Slavske, Ukraine, 2012. – p.365 (Scopus).

25. Брескин В.А. Увеличение пропускной способности оптического канала многопозиционным кодированием / В.А. Брескин, А.Д. Мазур, Д.М. Розенвассер // Тези доповідей VI Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки – 2012, с. 103-104.

26. Брескин В.А. Увеличение эффективности использования оптических каналов ВОСП / В.А. Брескин, А.Д. Мазур, Д.М. Розенвассер // Матеріали 2-ої Міжнародної науково-практичної конференції «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє». – Одеса, 2012.–с.50-54.

27. Брескин В.А. Прием парциально кодированных сигналов / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // Матеріали 3-ої Міжнародної науково-практичної конференції «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє» , частина 3. – Одеса, 2013. – с.110-112.

28. Розенвассер Д.М. Альтернативний метод підвищення завадостійкості / Д.М. Розенвассер // Інформатика, інформаційні системи та технології: дванадцята всеукраїнська конференція студентів і молодих науковців. - м. Одеса, 3 квітня 2015р. - Одеса, 2015. – с. 99-100.

29. Брескин В.А. Увеличение пропускной способности ОК WDM / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // Материалы научно-технической конференции «Современные информационно-телекоммуникационные технологии». Том II. Актуальные вопросы построения современных

телекоммуникационных систем и сетей. - г. Киев, 17–20 ноября 2015 г. – Киев, 2015. - с. 49-51.

30. Breskin V.A. Optical transport network capacity optimization / V.A. Breskin, D.M. Rozenvasser // 2017 IEEE International Conference on Information-Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo'2017) – Materials of scientific and technical conference. – Kyiv: Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, 2017. – p. 386-389 – DOI: 10.1109/UkrMiCo.2017.8095407 (Scopus).

## ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ .....	2
ОСНОВНІ РОБОТИ, ОПУБЛІКОВАНІ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ .....	10
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ.....	17
ВСТУП .....	19
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ КОДОВИХ МЕТОДІВ У ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАВАННЯ.....	25
1.1 Загальна характеристика волоконно-оптичних систем передавання .....	25
1.2 Принципи кодування та класифікація кодів .....	28
1.3 Підвищення достовірності передавання коректувальними кодами .....	33
1.4 Ефективне стиснення інформації .....	43
1.5 Висновки та завдання, поставлені при подальшій роботі .....	46
РОЗДІЛ 2 ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ ІЗ ЗАВАДОСТІЙКИМ КОДУВАННЯМ.....	49
2.1 Порівняння завадостійких кодів ВОСП .....	49
2.2 Особливості використання коректувальних кодів в ВОСП-СРК .....	59
2.3 Підвищення сумарної швидкості передавання в оптичному каналі .....	69
2.4 Висновки .....	81
РОЗДІЛ 3 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ВОСП.....	83
3.1 Обмін спектральної та енергетичної ефективності систем передавання.....	83
3.2 Ефективність застосування коректувального коду .....	85
3.3 Підвищення ефективності волоконно-оптичної системи передавання зі спектральним розділенням каналів .....	95
3.4 Інформаційна ефективність лінійних кодів.....	104
3.5 Висновки .....	114
РОЗДІЛ 4 ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ З ПАРЦІАЛЬНО КОДОВАНИМИ СИГНАЛАМИ .....	116
4.1 Парціальне кодування .....	116
4.2 Система передавання парціально кодованих сигналів з амплітудною модуляцією .....	119

4.3 Система передавання парціально кодованих сигналів з квадратурною амплітудною модуляцією.....	126
4.4 Ефективність використання системи передавання парціально кодованих сигналів .....	129
4.5 Висновки .....	136
ВИСНОВОК.....	137
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	139
Додаток А. ЛІСТИНГ ПРОГРАМИ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ КОРЕКТУВАЛЬНИХ БЛОКОВИХ КОДІВ .....	153
Додаток Б. СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ .....	186
Додаток В. АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ .....	191



## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ

АБГШ	Адитивний білий гаусів шум
АМ-М	Амплітудна модуляція
БЧХ	Боуз–Чоудхурі–Хоквінгем
ВМ	Високошвидкісні модеми
ВН	Відновлення несівної
ВОСП	Волоконно-оптичні системи передавання
ВОЛТ	Волоконно-оптичний лінійний тракт
ВП	Вирішуючий пристрій
ВСШ	Відношення сигнал/шум
ВЩСРК	Високощільне спектральне розділення каналів
ЕВК	Енергетичний виграш кодування
ЕЕ	Енергетична ефективність
ЕП	Енергетичний потенціал
ЗЗ	Зворотній зв'язок
КАМ-М	Квадратурна амплітудна модуляція
КВЗЗ	Коректор з вирішуючим зворотним зв'язком
КК	Коректувальний код
МСЕ	Міжнанодинний союз електрозв'язку
МСІ	Міжсимвольна інтерференція
ОВ	Оптичне волокно
ОК	Оптичні канали
ОП	Оптичний підсилювач
ПВП	Пристрій виправлення помилок
ПЗП	Пристрій захисту від помилок
ПКС	Парціально кодовані сигнали
ПОМ	Передавальний оптичний модуль
ПрОМ	Приймальний оптичний модуль
ПЦІ	Плезіохронна цифрова ієрархія

РП	Реєстратор помилок
РС	Рід–Соломон
СЕ	Спектральна ефективність
СРК	Спектральне розділення каналів
СЦІ	Синхронна цифрова ієрархія
ТКС	Телекомунікаційні системи
ФМ-М	Фазова модуляція
ФНЧ	Фільтр нижніх частот
ФП	Формуючий пристрій
ЦСП	Цифрова система передавання
ЧМ-М	Частотна модуляція
ЩСРК	Щільне спектральне розділення каналів
ARQ	Automatic Repeat reQuest
BER	Bit Error Rate
CMI	Coded mark inversion
DSF	Dispersion-shifted fiber
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
FEC	Forward error correction
LDPC	Low density parity cheking
NM	Noise margin
NRZ	Non return to zero
OTN	Optical Transport Network
OTH	Optical Transport Hierarchy
RZ	Return to zero
SF	Single-mode fiber
OTUk	Optical Transport Unit-k
WDM	Wavelength Division Multiplexing

## ВСТУП

**Актуальність теми.** Впровадження на транспортній мережі систем передавання оптичної транспортної ієрархії (OTH) є сучасним етапом еволюції волоконно-оптичних систем передавання (ВОСП), що використовуються для транспортування трафіку в сучасних мережах NGN та IMS. В них зменшення собівартості послуг зв'язку досягається використанням технології спектрального розподілу оптичних каналів (СРК). Відомо, що в сигнал при розповсюдженні по оптичному волокну вносяться лінійні (загасання та дисперсія) та нелінійні (ефект Керра та розсіювання) спотворення. Збільшення довжини ділянки регенерації та/або швидкості передавання (інформаційної ефективності) по каналах ВОСП СРК в умовах спотворення сигналу та дії адитивних шумів волоконно-оптичного лінійного тракту досягається сумісним використанням методів кодування каналу зв'язку, ефективних методів модуляції та лінійних кодів.

Підвищення сумарної швидкості передачі ВОСП СРК досягається збільшенням кількості оптичних каналів, що вимагає збільшення потужності групового сигналу системи, збільшення рівня нелінійних спотворень та ймовірності помилки. Зменшення ймовірності помилки досягається застосуванням кодових методів, що передбачають використання коректувальних кодів (КК). Введення додаткових перевірних символів знижує спектральну ефективність. З іншого боку, використання коректувальних кодів призводить до підвищення енергетичної ефективності за рахунок виправлення помилок. В системах передавання OTH згідно Рекомендації МСЕ-Т G.709 використовується коректувальний код Ріда-Соломона. Залишається відкритим питання порівняння інформаційної ефективності ВОСП при застосуванні рекомендованого коду та інших кодів в сполученні з ефективними методами модуляції сигналу.

Кодові методи - це сукупність методів формування та обробки сигналів у кінцевому обладнанні ВОСП, які використовують коректувальні, модуляційні та лінійні коди, а також ефективні коди повідомлень. Для

підвищення інформаційної ефективності (швидкості передавання) ВОСП доцільно сумісно застосовувати вказані кодові методи, що вимагає дослідження впливу їх параметрів на показники системи передавання.

Питання побудови та застосування коректувальних кодів розглядаються в багатьох роботах, як закордонних (Шеннон К., Кларк Дж., Кейн Дж., Морелос-Сарагоса Р., Вернер М., Мак-Вільямс Ф.Дж.А., Золотарьов В.В., Сідельников В.М.), так і вітчизняних (Захарченко М.В., Банкет В.Л., Уривський Л.О.) авторів. Дослідження сигналів з парціальним кодуванням виконано в роботах Лендера А., Кретцмера Е., Сукачова Е.О, Банкета В.Л.

В умовах обмеженої смуги частот каналу ВОСП СРК актуальним завданням є також дослідження енергетичних параметрів оптичного сигналу (втрати відношення сигнал/шум) внаслідок появи міжсимвольної інтерференції, що породжується дисперсійними спотвореннями сигналів середовищем розповсюдження. Зменшити втрату відношення сигнал/шум та відповідно підвищити інформаційну ефективність можливо шляхом використання ефективних методів формування лінійних сигналів ВОСП та сигналів з контрольованою міжсимвольною інтерференцією (парціальним кодуванням).

Внаслідок сказаного вище, виникає актуальна науково-прикладна задача – удосконалення кодових методів формування та обробки сигналів для підвищення інформаційної ефективності волоконно-оптичних систем передавання.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Тема дослідження відповідає держбюджетним науково-дослідницьким роботам «Дослідження та розроблення перспективних телекомунікаційних технологій передавання мереж наступного покоління» (0115U000854), «Підвищення пропускної здатності волоконно-оптичних систем передавання» (0113U005354) та «Підвищення ефективності волоконно-оптичних систем передавання» (0114U004799, 0115U005948), що були проведені на кафедрі «Телекомунікаційні системи» Одеської національної академії зв'язку ім. О. С.

Попова, науковим планам кафедри. Проведені в дисертаційній роботі дослідження впроваджені у навчальний процес кафедр «Телекомунікаційні системи» та «Теорія електрозв'язку» ім. А.Г. Зюко Одеської національної академії зв'язку ім. О. С. Попова.

**Мета і завдання дослідження.** Метою роботи є підвищення інформаційної ефективності ВОСП-СРК кодовими методами. Досягнення мети дослідження зумовило постановку і вирішення наступних завдань:

1. Виконати аналіз коефіцієнтів інформаційної, енергетичної та спектральної ефективності ВОСП з завадостійким кодуванням.

2. Навести і обґрунтувати параметри коректувального коду, за яких забезпечується підвищення швидкості передавання ВОСП-СРК.

3. Дослідити підвищення інформаційної ефективності ВОСП використанням методів багаторівневої модуляції у сполученні з завадостійким кодуванням.

4. Виконати порівняння лінійних кодів за коефіцієнтами енергетичної ефективності за обмеженої смуги частот сигналу у каналі ВОСП-СРК.

5. Дослідити ефективність застосування парціально кодованих сигналів у ВОСП з використанням пристрою виправлення помилок.

*Об'єктом дослідження* у дисертаційній роботі є процеси передачі сигналів у волоконно-оптичних системах передавання.

*Предмет дослідження* — кодові методи підвищення інформаційної ефективності у волоконно-оптичних системах передавання.

*Методи дослідження.* Порівняння коректувальних кодів, методів модуляції сигналів, оцінка ефективності систем передавання, лінійних кодів та парціально кодованих сигналів виконано методами теорії електричного зв'язку, теорії електричних кіл, теорії інформації та кодування. У дослідженні коректувальних кодів ВОСП застосовувались методи імітаційного комп'ютерного моделювання.

**Наукова новизна одержаних результатів.** До основних наукових результатів, які були отримані у даній дисертаційній роботі, слід віднести наступні:

*Вперше:*

- визначено параметри блокових коректувальних кодів, за яких досягається найбільше значення швидкості волоконно-оптичної системи передавання зі спектральним розділенням каналів;
- визначено параметри сигналів квадратурної амплітудної модуляції, за яких у сполученні з коректувальним кодом забезпечується найбільше значення інформаційної ефективності ВОСП зі спектральним розділенням каналів при фіксованій піковій потужності сигналу передавача.

*Удосконалено:*

- метод порівняння характеристик ВОСП з завадостійким кодуванням;
- метод оцінки енергетичної ефективності лінійних кодів у ВОСП при обмеженій смузі частот оптичного каналу;
- систему передавання з парціально кодованими сигналами шляхом її доповнення реєстратором помилок та пристроєм виправлення помилок, що дозволило збільшити інформаційну ефективність ВОСП.

**Практичне значення одержаних результатів.** Результати, які отримані у дисертаційній роботі, можуть бути використані у транспортних мережах з СРК. Результати дисертаційної роботи використані у навчальному процесі в Одеській національній академії зв'язку ім. О.С. Попова при вивченні дисципліни «Теорія зв'язку» та «Телекомунікаційні системи передавання», також можуть бути використані для вибору метода підвищення сумарної швидкості існуючих волоконно-оптичних систем передавання на базі СРК при проектуванні нових систем, що підтверджується актами впровадження. Запропонована система передавання парціально кодованих сигналів з квадратурною амплітудною модуляцією дозволяє збільшити відносну швидкість передавання.

**Особистий внесок здобувача.** Роботи [1; 2] виконані автором самостійно.

У працях, опублікованих у співавторстві, дисертанту належать: у патентах на корисні моделі [3; 4] - розрахунок ефективності запропонованих систем передавання парціально кодованих сигналів з АМ-М та КАМ-М; у статтях [5] - розрахунок підвищення пропускної здатності оптичного каналу існуючих ВОСП шляхом заміни передавальних і приймальних оптичних модулів, які використовують АМ-2 на КАМ-М; [6] - обчислення виграшу від застосування блокових коректувальних кодів БЧХ та Ріда-Соломона для збільшення кількості оптичних каналів та сумарної швидкості передавання ВОСП–СРК; [7] - розрахунок спектральної ефективності ВОСП при переході від лінійного коду NRZ до коду RZ; [8] - постановка задачі, аналіз отриманих результатів; [9] - розрахунок ефективності системи передавання парціально кодованих сигналів; [10] – запропоновано спосіб стиснення бінарних даних методом множинного укрупнення алфавіту; [11] - розрахунок кількості рівнів сигналу КАМ-М, а також відповідної кількості оптичних каналів; [12] - запропоновано спосіб обрання архіватора до конкретних типів повідомлень.

**Апробація результатів дисертації.** Основні матеріали дисертації докладалися й обговорювалися на державних та міжнародних науково-технічних конференціях, а саме: 63-а [13], 64-а [14], 65-а [15] 66-а [16] та 69-та [17] науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів (Одеса, 2008, 2009, 2010, 2011, 2014); 4-а Міжнародна конференція "Сучасні комп'ютерні системи та мережі: розробка та використання" ACSN'2009 (Львів, 2009) [18]; 10-я международная научно-практическая конференция «Современные информационные и электронные технологии СИЭТ-2009» (Одесса, 2009) [19]; Матеріали науково-методичного семінару “Інформаційні технології в навчальному процесі” (Одеса, 2009) [20]; III Міжнародна науково-технічна конференція «Нові технології в телекомунікація» (Київ, 2010) [21]; 7-я международная молодежная научно-техническая конференция «Современные проблемы

радиотехники и телекоммуникаций РТ-2011» (Севастополь, 2011) [22]; Інформаційні технології в навчальному процесі: праці науково-методичного семінару (Одеса, 2011) [23]; Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science, Proceedings of the XI<sup>th</sup> International Conference “TCSET-2012” (Lviv-Slavske, 2012) [24]; VI Міжнародна науково-практична конференція «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій» (Запоріжжя, 2012) [25]; 2-а [26] та 3-а [27] Міжнародні науково-практичні конференції «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє» (Одеса, 2012, 2013), Інформатика, інформаційні системи та технології: дванадцята всеукраїнська конференція студентів і молодих науковців (Одеса, 2015) [28], Матеріали науково-технічної конференції «Современные информационно-телекоммуникационные технологии» (Київ, 2015) [29], 2017 IEEE International Conference on Information - Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo'2017) [30].

**Публікації.** За темою дисертаційної роботи опубліковано 30 наукових робіт, зокрема: 2 патенти на корисні моделі [3; 4], 2 одноосібних статті [1; 2], 2 статті у закордонних виданнях [10; 12], 6 статей згідно Переліку наукових фахових видань України [5] - [9], [11], 2 публікації індексовані у Scopus [24; 30], 16 публікацій у матеріалах державних та міжнародних науково-технічних конференціях [13] - [23], [25] - [29].



## РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ КОДОВИХ МЕТОДІВ У ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАВАННЯ

### 1.1 Загальна характеристика волоконно-оптичних систем передавання

Волоконно-оптичні системи передавання (ВОСП) є основою сучасної телекомунікаційної мережі. Вони використовуються для передавання трафіку як на мережах доступу, так і на транспортній мережі. Для підвищення ефективності використання смуги пропускання оптичного волокна застосовується мультиплексування по довжині хвилі (WDM). В свою чергу, технологія WDM включає системи передавання з грубим (CWDM) та щільним (DWDM) спектральним мультиплексуванням. Системи CWDM переважно використовуються для побудови мереж доступу, а DWDM – для побудови транспортних мереж. Зважаючи на компактність спектру, системи DWDM передбачають використання оптичних підсилювачів для збільшення довжини ділянки 3R регенерації.

Структурна схема ВОСП WDM включає три стандартних елементи системи: передавач, канал (волоконно-оптичний лінійний тракт, ВОЛТ) та приймач (рис. 1.1). Для зменшення коефіцієнту помилок (BER) в каналі ВОСП використовується коректувальний код, реалізований за допомогою пристроїв кодера та декодера. В системах оптичної транспортної ієрархії (OTH), які включають технологію DWDM, трафік користувача додатково упаковується в цикли передавання (OTUk), які містять заголовок, область корисного навантаження та область FEC (кодування з попередженням помилки).

Передавальний оптичний модуль (ПОМ) в складі транспондера ВОСП використовується для формування оптичного сигналу з несучою частотою  $f_i$ . Для передавання цифрового сигналу можна використовувати модуляцію несучого коливання лазерного випромінювача по інтенсивності (амплітуді), фазі або частоті. Також можна застосувати їх комбінацію, наприклад, амплітудно-фазову (квадратурну) модуляцію та ряд інших. Для виключення можливості взаємного впливу передавачів сусідніх каналів, їхні виходи

об'єднуються за допомогою оптичного смугового фільтра (ОСФ), що входить до блоку пасивного оптичного мультиплексування. Фільтр з аналогічними параметрами використовується у приймачі для виділення з групового сигналу окремого індивідуального сигналу каналу. Перетворення оптичного сигналу в електричний у приймачі виконує приймальний оптичний модуль (ПрОМ).

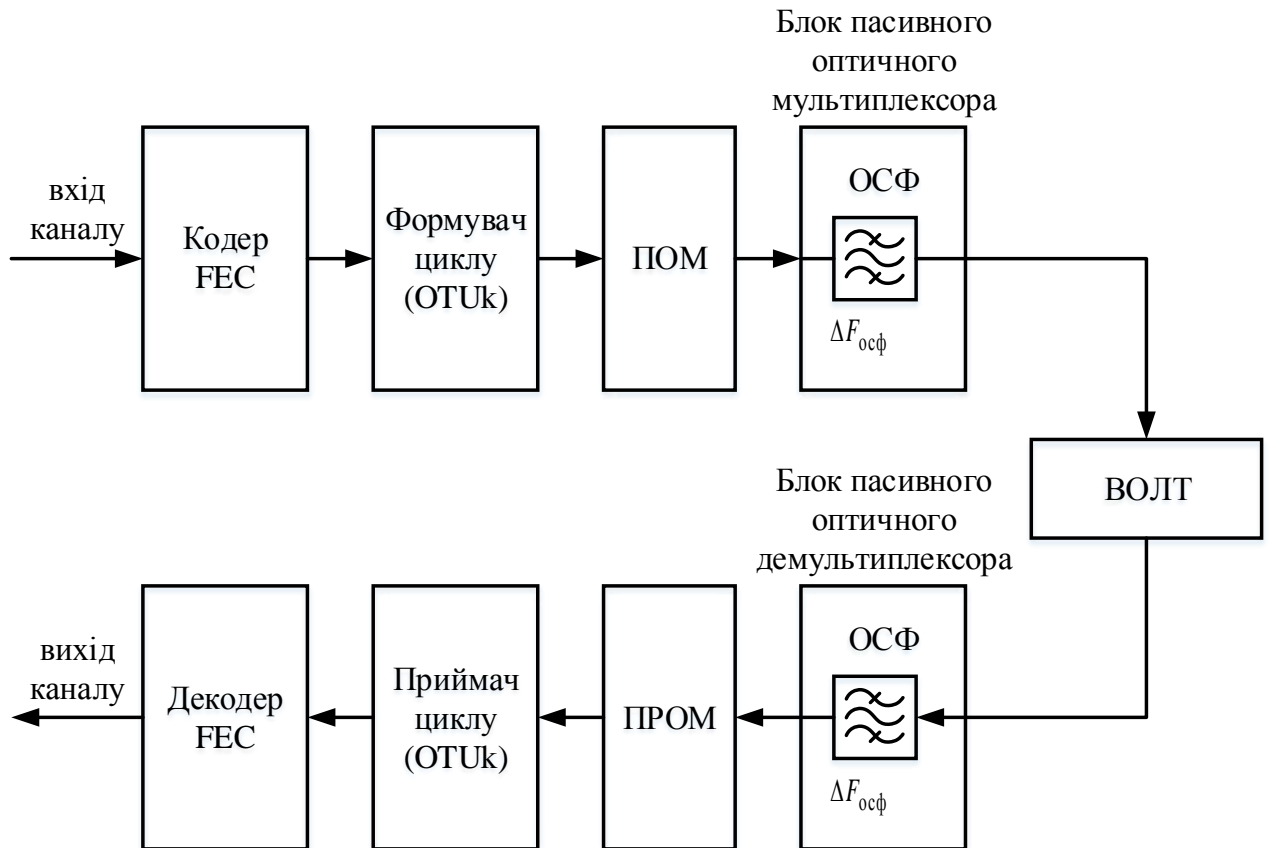


Рисунок 1.1 – Структурна схема оптичного каналу ВОСП ОТН з DWDM

В загальному випадку, ВОЛТ системи DWDM складається з  $N_c$  однакових оптичних секцій (рис. 1.2). Кожна з них містить відрізок оптичного волокна довжиною  $L_{ов}$  та оптичний підсилювач (ОП). Процес розповсюдження сигналу в оптичному волокні описується рівнянням Шредінгера, яке враховує лінійні (загасання та дисперсію) та нелінійні спотворення [31; 32; 33].

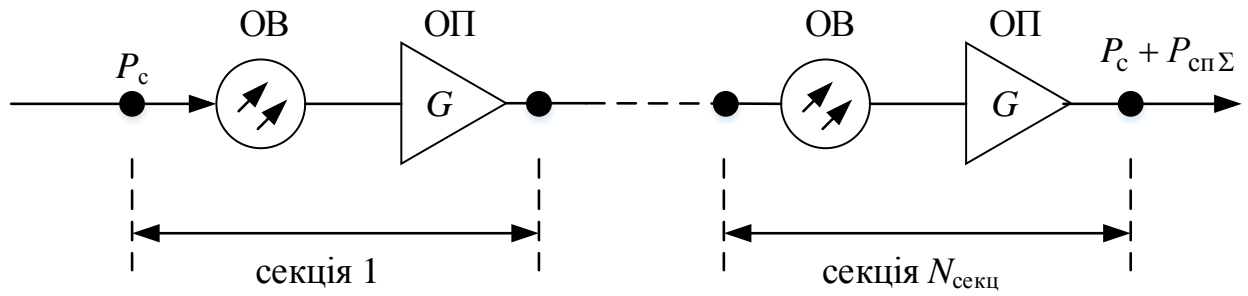


Рисунок 1.2 – Структурна схема ВОЛТ з оптичними підсилювачами

На виході ОП окрім корисного сигналу  $P_c$ , присутній також шум спонтанного випромінювання. Він характеризується рівномірною спектральною щільністю потужності і формується в двох площинах поляризації. Середня потужність шуму одного ОП в смузі пропускання ОСФ та одній площині поляризації визначається виразом

$$P_{сп1} = PSD_{сп1} \Delta F_{осф} = n_{сп} (G - 1) h \nu \Delta F_{осф}, \quad (1.1)$$

де  $PSD_{сп1}$  - спектральна щільність потужності завади ПСВ;

$n_{сп}$  - коефіцієнт спонтанного випромінювання ОП;

$G$  - коефіцієнт посилення ОП;

$h$  - постійна Планка ( $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$  Дж\*с);

$\nu$  - частота монохромного оптичного сигналу;

$\Delta F_{осф}$  - ширина смуги пропускання оптичного смугового фільтра (ОСФ) приймача ВОСП.

У випадку наявності у ВОЛТ кількох однакових секцій  $N_c$  з ОП, сумарна потужність шуму спонтанного випромінювання пропорційно збільшується:

$$P_{сп\Sigma} = PSD_{сп1} \Delta F_{осф} N_c = n_{сп} (G - 1) h \nu \Delta F_{осф} N_c, \quad (1.2)$$

де  $PSD_{сп}$  - сумарна спектральна щільність шуму всіх підсилювачів ( $PSD_{сп} = PSD_{сп1} N_c$ ).

## 1.2 Принципи кодування та класифікація кодів

Кодування (рос. *кодирование*, англ. *encoding*, нім. *Kodieren*) – ототожнювання символів чи груп символів одного коду з символами чи групами символів іншого коду або обробка певної інформації через знакову систему певного коду [34; 35; 36; 37; 38].

У теорії зв'язку існує безліч кодів, які виконують ті чи інші завдання [39]. У даній роботі виконано аналіз кодів згідно з наступною класифікацією кодів (Рис. 1.3).

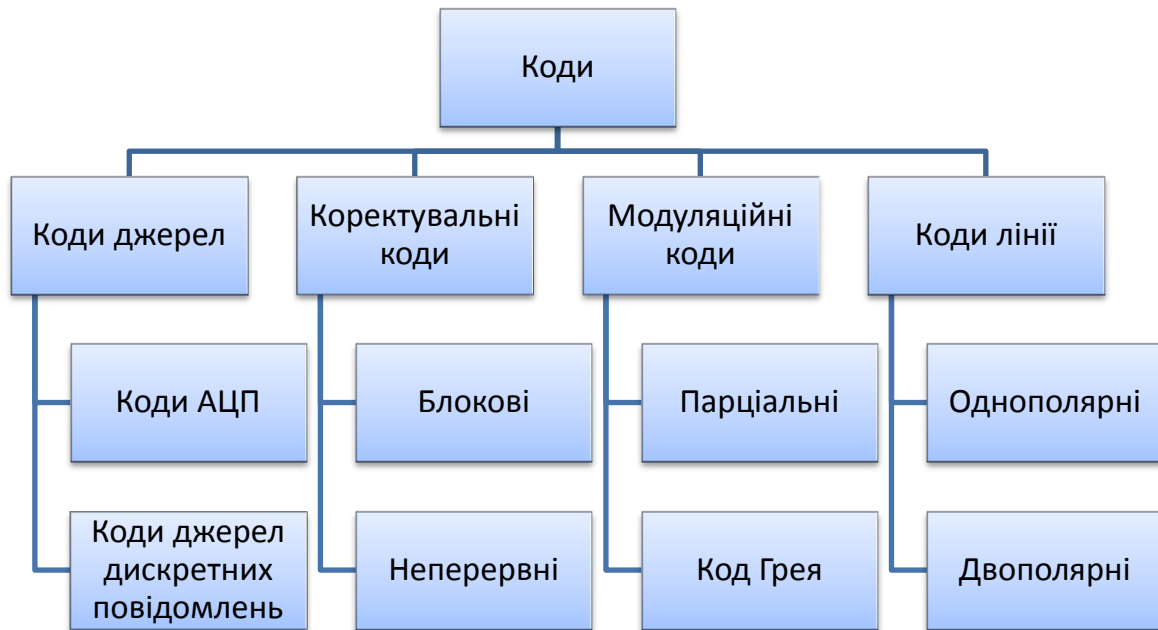


Рисунок 1.3 – Класифікація кодів

В залежності від місця застосування коди можна поділити на коди джерел, коректувальні коди, модуляційні коди та коди лінії.

Коди джерел поділяються на коди у аналого-цифровому перетворювачі (АЦП) та коди джерел цифрових або дискретних повідомлень.

АЦП складається з дискретизатора, квантувача та кодера. У кодері можуть бути використані різні принципи кодування, але жоден з них не впливає на спектральну ефективність системи передавання.

Коди джерел дискретних повідомлень поділяються на рівномірні та нерівномірні (Рис. 1.4).

Коди, у яких всі комбінації мають однакову довжину, називають рівномірними.

Прикладами примітивного коду є наступні основні коди: МТК-2, ASCII, EBCDIC. Особливістю примітивного кодування є те, що, якщо повідомлення джерела має надмірність, то кодер надмірність не зменшує, надмірність може навіть зрости.

Код МТК-2 (Міжнародний телеграфний код № 2) має довжину  $n = 5$ , тобто  $M = 32$ . По суті, маємо три кодові таблиці, а до початку кодування вказується знак (регістр), який визначає, який таблицею повинен користуватися кодер і, відповідно, декодер. Перед переходом на нову таблицю необхідно замінити регістр.

Коди ASCII (American standard code for information interchange) і EBCDIC (Extended Binary Coded Decimal Interchange Code) мають довжину  $n = 8$ , тобто кожен знак кодується байтом.

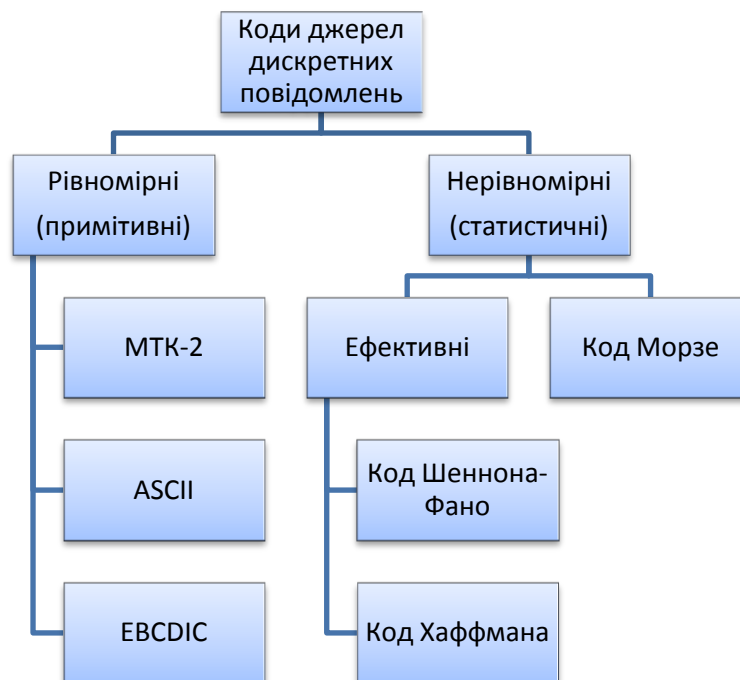


Рисунок 1.4 – Класифікація кодів джерел дискретних повідомлень

Нерівномірні коди характерні тим, що у них кодові комбінації відрізняються одна від одної не тільки взаємним розташуванням символів, але і їх кількістю.

До нерівномірних кодів відносяться код Морзе, який був розроблений Самуелем Морзе у 1838 році [35] інтуїтивно, та ефективні коди, які засновані на чітких та однозначних алгоритмах.

Ефективне кодування служить для найбільш ефективного використання пропускної здатності каналів, тобто кожен символ при оптимальному кодуванні несе в собі максимальну кількість інформації.

Ефективне кодування - це різновид алгоритмів перетворення даних, що зменшує займаний ними обсяг. Застосовуються для раціонального зберігання та передачі даних.

До ефективних кодів належать коди Шеннона-Фано та Хаффмана. Вони дозволяють стиснути інформацію або зменшити надлишковість.

Модуляційні коди використовуються у процесі модуляції. Бінарний код – це звичайний код, який складається з двох символів. Кодом Грея називається така система нумерування невід'ємних чисел, коли коди двох сусідніх чисел відрізняються рівно в одному біті.

При реалізації кодів необхідно представляти їхні символи у вигляді елементів дискретного сигналу тієї чи іншої форми, зручної для виконання подальших операцій і передавання по лініях зв'язку. Форми цифрових сигналів, призначених для передавання по лінії зв'язку, отримали найменування лінійних кодів або кодів лінії (Рис. 1.5).

Коди ліній діляться за полярністю на однополярні і біполярні. Однополярні використовуються в основному в волоконно-оптичних лініях зв'язку (ВОЛЗ), біполярні - в кабельних системах, радіорелейних лініях (РРЛ).

За коефіцієнтом заповнення коди можуть бути поділені на коди без повернення до нуля (NRZ) та коди з поверненням до нуля (RZ та RZ-подібні). NRZ являє собою звичайну двійкову послідовність. У коді з поверненням до нуля одиниця передається імпульсом меншою тривалості ніж період сигналу. Серед RZ-подібних кодів широке поширення отримав Манчестерських код. Спектри найпростіших типів кодів мають наступні недоліки: наявність

постійної складової; мала потужність тактової частоти (частоти синхронізації); можливу наявність довгих послідовностей нулів. Код RZ вимагає більш широку смугу пропускання, ніж NRZ, але має менше значення постійної складової.

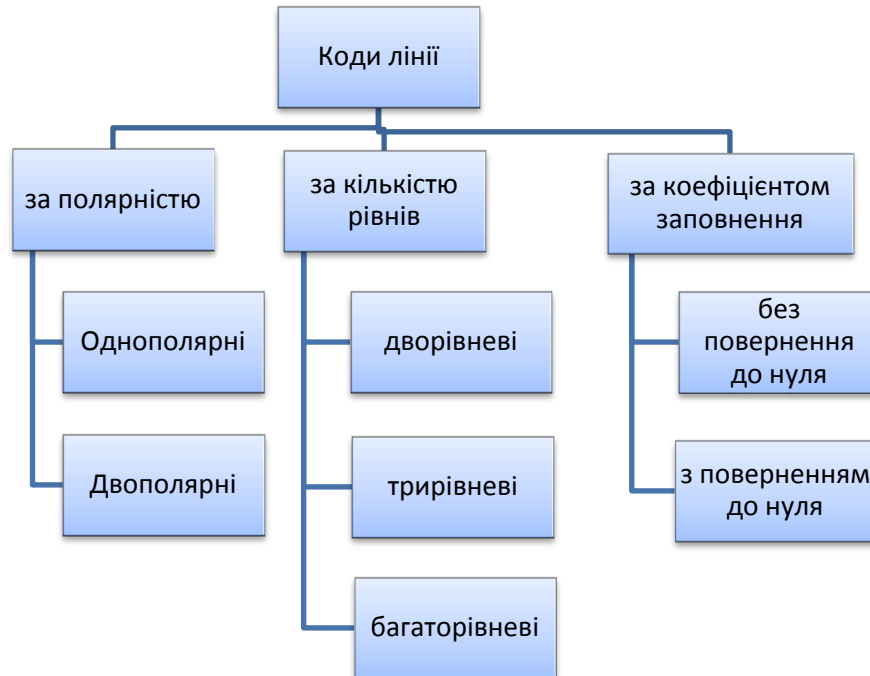


Рисунок 1.5 – Класифікація кодів ліній

Основною вимогою до лінійних кодами волоконно-оптичних систем передавання (ВОСП) є використання тільки двох значущих рівнів сигналу в зв'язку з тим, що джерело випромінювання (лазер або світлодіод) працює в двох потужних режимах - наявність або відсутність випромінювання.

До двополярних кодів відносяться коди з чергуванням полярності імпульсів (ЧПІ), тобто кожен парний імпульс змінює полярність.

Міжнародними стандартами для ВОСП визначені наступні коди: NRZ, CMI, MCMI та ін. [40].

Застосування безпосередньо кодів NRZ і RZ в ВОСП обмежена [31; 41; 42]. Більшого поширення набули коди з кореляційними зв'язками і, зокрема, код CMI або код з почергової інверсією одиниць.

Коди CMI - це поєднання ЧПІ і біімпульсних кодів. Також як в NRZ ЧПІ відбувається зміна полярності кожного парного одиничного імпульсу,

але при цьому ще відбувається заміна нуля одним двополярним імпульсом, як в біполярних кодах.

До лінійних сигналів оптичних цифрових систем передавання ставляться такі вимоги: лінійний сигнал повинен мати інформацію про тактовій частоті, безперервна частина спектра повинна бути мінімальною поблизу тактової частоти, основна частка енергії повинна знаходитися в обмеженій області частот, процес лінійного кодування не повинен залежати від статистики інформаційного сигналу, алгоритм формування лінійного сигналу повинен забезпечити контроль помилок регенерації і лінійний код не повинен призводити до розмноження помилок.

Передавання оптичних сигналів двома рівнями потужності спрощує схему приймача, зменшує ймовірність помилки при регенерації сигналу і спрощує систему модуляції променя.

До лінійних кодів 1В2В відносяться коди в яких один біт вихідного сигналу перетворюється в комбінацію з двох бітів. При цьому тривалість цих бітів в 2 рази менше перетворюваного.

Лінійні тракти багатохвильових оптичних систем передавання повинні відповідати таким вимогам: характеристики ОК повинні відповідати стандартам рекомендованим МСЕ-Т, оптичні елементи і складові лінійного тракту, а також його побудова повинні відповідати стандартам рекомендованим МСЕ-Т, лінійні тракти повинні бути резервовані частково або повністю, лінійний тракт повинен дозволяти можливість нарощування числа оптичних каналів без зміни структури і компонентів, а також погіршення якості, повинна бути можливість виділення/ введення окремих оптичних каналів в проміжних станціях, також необхідно мати системи контролю, вимірювань і авторезервування і т.д.

При проектуванні однохвильовому систем передавання необхідно враховувати: коефіцієнт помилок передавання двійкового сигналу, коефіцієнт помилок регенератора, який визначається співвідношенням сигнал/шум на вході регенератора для заданого імпульсного сигналу.



### 1.3 Підвищення достовірності передавання коректувальними кодами

Завадостійке кодування є ефективним засобом підвищення вірності переданих повідомлень. Можливість виявляти і виправляти помилки в прийнятих символах з'являється за рахунок введення на передаванні надмірності. В даний час запропоновано багато кодів з різними властивостями, які застосовуються в тих чи інших системах.

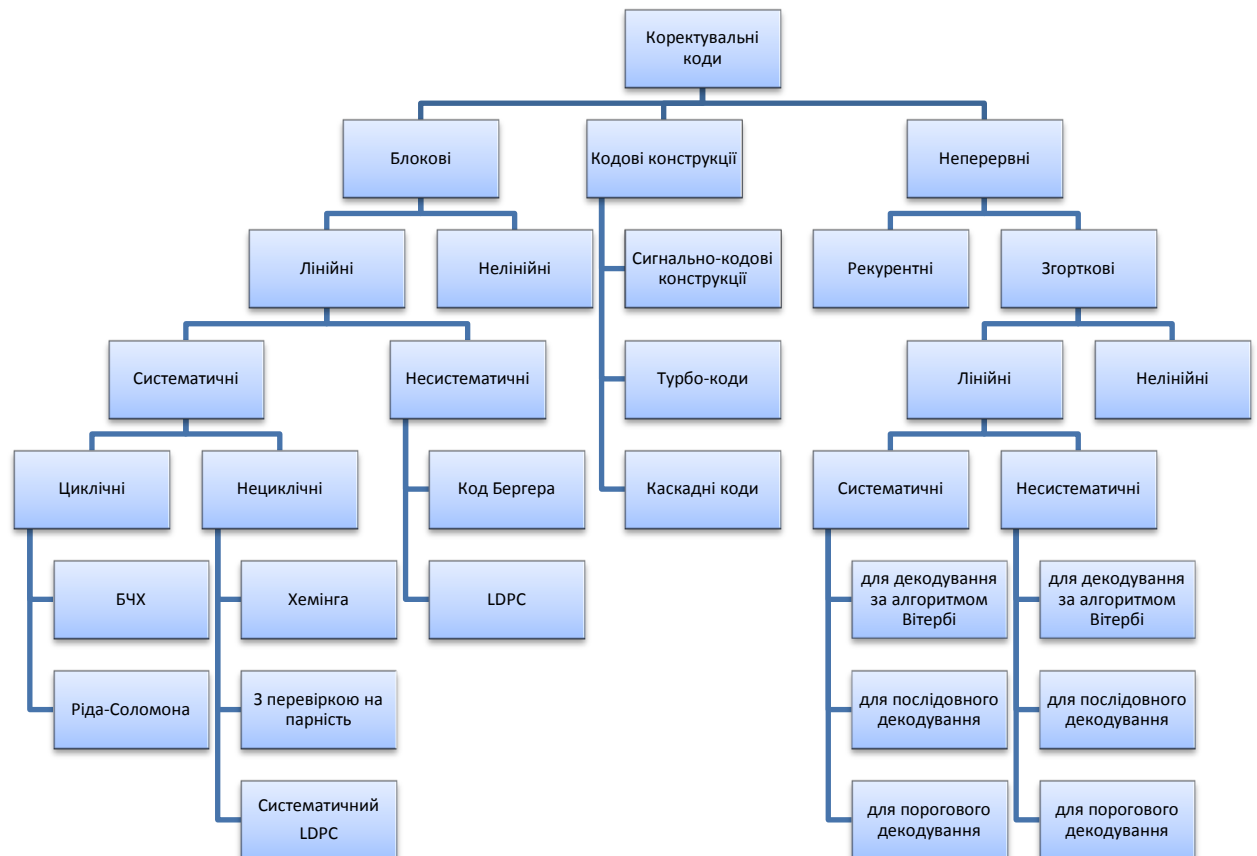


Рисунок 1.6 – Класифікація коректувальних кодів

Коректувальними називаються коди, що дозволяють виявляти і виправляти помилки [43; 44; 45; 46; 47]. Коректувальні коди можуть бути поділені на два великих класи: блокові коди та неперервні коди.

Блокові коди потребують затримки. Блокові коди діляться на лінійні та нелінійні [48; 49].

Лінійні блокові коди можуть бути класифіковані на систематичні та несистематичні. Систематичні блокові коди можуть бути циклічними або нециклічними. До циклічних відносяться коди Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема (БЧХ) та коди Ріда-Соломона (РС). До нециклічних відносяться коди Хемінга, коди з перевіркою на парність та систематичні коди з малою щільністю перевірок на парність (LDPC).

Серед несистематичних блокових кодів можуть бути виділені коди Бергера та LDPC.

До неперервних кодів можна віднести рекурентні та згорткові коди. Згорткові коди, як і блокові, можуть бути лінійними та нелінійними. А лінійні, у свою чергу також можуть бути поділені на систематичні та несистематичні. І ті і інші можуть бути декодовані трьома методами: за алгоритмом Вітербі, послідовним декодуванням або пороговим декодуванням.

Також у сучасних системах передавання використовуються такі кодові конструкції як турбо-коди, каскадні коди або сигнально-кодові конструкції. Турбо-коди – це паралельно з'єднані систематичні згорткові коди у педнані з перемежувачем. Каскадні коди – це послідовно з'єднані блокові чи згорткові коди. Сигнально-кодові конструкції – це послідовно з'єднані кодек та модем у яких приймається м'яке рішення.

Всі відомі коди можна розділити на дві групи: блокові коди, в яких кодування і декодування здійснюється в межах блоку (кодової комбінації) довжиною  $n$  символів, і неперервні коди, в яких кодування і декодування виконується неперервно, без поділу на блоки. Серед безперервних кодів найбільший інтерес представляють згорткові коди. У класі блокових кодів найбільш широко використовуються циклічні коди.

Існує два способи побудови кодових комбінацій циклічного коду.

1. Кодові комбінації систематичного циклічного коду довжини  $n$  отримують, множачи вихідні комбінації значности  $k$  на одночлен  $x^r$  і додаючи потім залишок від ділення добутку  $A(x) \cdot x^r$  на породжуючий поліном

$g(x)$ . Систематичні коди позначають як  $(n, k)$  або  $(n, k, q_{\text{вип}})$ , де  $q_{\text{вип}}$  - кратність помилок, що виправляються.

2. Кодові комбінації несистематичного циклічного коду довжини  $n$  отримують, множачи вихідні комбінації  $A(x)$  довжини  $k$  на породжуючий поліном  $G(x)$ .

Кодова комбінація систематичного коду значності  $n$  складається з інформаційної частини, яка містить  $k$  символів і  $r$  додаткових символів. У несистематичному коді поділ комбінації коду на інформаційну та додаткову частини неможливий.

Розглянемо основні поняття завадостійкого кодування. Двійковий  $(n, k)$ -код припускає правило переходу від комбінації з  $k$  інформаційних символів, загальне число яких  $2^k$ , до такого ж числа кодівих комбінацій довжиною  $n$  (причому  $n > k$ ), загальне число яких  $2^n$ , тобто до введення надмірності (для систематичних кодів надлишкових символів). Для коду існує  $2^k$  дозволених кодівих комбінацій довжиною  $n$ , кожна з яких відповідає одній з інформаційних комбінацій. Якщо порівняти пару кодівих комбінацій довжиною  $n$  символів, то число двійкових символів, в яких вони не збігаються, називають відстанню. Якщо попарно порівняти всі кодові комбінації, мінімальну з отриманих відстаней називають кодовою відстанню  $d_{\min}$ , яка описує здатність коду виправляти або виявляти помилки, що виникають у кодівих комбінаціях через спотворення в каналі.

Декодування коду може проводитися або в режимі виявлення помилок, або в режимі виправлення помилок. Якщо отримана з каналу кодова комбінація є однією з дозволених, то вона вважається прийнятою правильно, хоча насправді могла передаватися інша дозволена комбінація. Якщо прийнята комбінація не є однією з дозволених комбінацій, то в режимі виявлення помилки фіксується факт виявлення помилки, і кодова комбінація, в загальному випадку, стирається, тобто видаляється з подальшої обробки, або передається повторно (метод перезапиту Automatic Repeat reQuest), а в

режимі виправлення помилки робиться спроба виправити спотворення (виправити помилки).

Виправлення помилки виконується за якимось правилом або критерієм вибору дозволеної комбінації, в яку перетворюється прийнята комбінація (не збігається з переданою в канал зв'язку). Це може бути метод повного перебору, синдромне декодування, мажоритарне декодування, або інше. При декодуванні двійкових алгебраїчних кодів використовується принцип максимуму правдоподібності, в основу якого покладено припущення, що в каналі зв'язку ймовірність помилки більшої кратності менш вірогідна ніж помилка меншої кратності. Тобто, якщо в каналі може бути спотворений один із символів кодової комбінації (кратність помилки  $q = 1$ ), два символи ( $q = 2$ ), три символи ( $q = 3$ ) і т.д., то справедливо для ймовірностей спотворення  $P(q=1) > P(q=2) > P(q=3) \dots$  Якщо таке припущення справедливе для використовуваного дискретного каналу, то в декодері, який не знає, що було спотворено в прийнятій кодової комбінації, виправдано ототожнити з переданою комбінацією ту з дозволених комбінацій, яка ближче по відстані від комбінації, що підлягає виправленню. Найближча дозволена комбінація вважається переданою і оголошується результатом виправлення помилки.

При декодуванні за принципом максимуму правдоподібності справедливе твердження, що код з кодовою відстанню  $d_{min}$ , дозволяє правильно виправити помилки, число яких  $q_{вип}$  менше або дорівнює  $[(d_{min}-1)/2]$ , де  $[a]$  - ціле від  $a$ . У той же час ясно, що якщо реальне число спотворених символів в кодовому слові перевищує величину  $q_{вип}$ , то відбудеться невірне виправлення помилки. Таким чином, код правильно виправляє помилки кратності не вище  $q_{вип}$ , при цьому число помилкових символів прийнятої інформаційної послідовності зменшується, і вносить помилки декодування у результаті виправлення помилок кратності, що перевищує величину  $q_{вип}$ , коли число спотворень в інформаційній послідовності збільшується (залишаються спотворення, отримані в каналі зв'язку, і додається невірне виправлення в декодері). Зрозуміло, що якщо в

каналі зв'язку число помилок у кодовій послідовності може перевищувати величину  $q_{\text{вип}}$  з досить великою ймовірністю, то реалізація режиму виправлення помилок може бути марною або навіть шкідливою.

У реальному каналі зв'язку часто спостерігається групування помилок, коли спотворюється не один двійковий символ, а цілий пакет, довжина якого може перевищувати величину  $[(d_{\text{min}}-1)/2]$ . Ця обставина є однією з причин, що обмежувала широке застосування кодів з виправленням помилок. Для широкого застосування кодів з виправленням помилок такий код в якості однієї зі своїх властивостей повинен забезпечувати гарантовану границю для ймовірності помилки декодування в каналі зв'язку з довільним розподілом потоку помилок.

Переваги недвійковий кодів, подібних до кодів Ріда-Соломона, при порівнянні з двійковими кодами (наприклад, БЧХ) показано в [35]. Розглянемо двійковий код  $(n, k) = (7, 3)$ . Повний простір  $n$ -комбінацій містить  $2^n = 2^7 = 128$   $n$ -комбінацій, з яких  $2^k = 2^3 = 8$  (або 1/16 частина всіх  $n$ -комбінацій) є кодовими словами. Потім розглянемо недвійковий код  $(n, k) = (7, 3)$ , де кожен символ складається з  $m = 3$  біт. Простір  $n$ -комбінацій містить  $2^{nk} = 2^{21} = 2097152$   $n$ -комбінацій, з яких  $2^{km} = 2^9 = 512$  (або 1/4096 частина всіх  $n$ -комбінацій) є кодовими словами. Якщо операції проводяться над недвійковий символами, кожен з яких утворений  $m$  бітами, то тільки незначна частина (тобто  $2^{km}$  з великого числа  $2^{nm}$ ) можливих  $n$ -комбінацій є кодовими словами. Ця частина зменшується з ростом  $m$ . Тут важливим є те, що якщо в якості кодових слів використовується незначна частина простору  $n$ -комбінацій, то можна досягти більшого  $d_{\text{min}}$ .

Можна сконструювати коди з будь-якою надмірністю. Втім, із збільшенням надмірності зростає складність її високошвидкісної реалізації. Тому найбільш привабливі коди мають високу швидкість коду (низьку надмірність).

Відзначимо основні переваги кодів Ріда-Соломона:

- забезпечується значна коректувальна здатність - алгоритм РС  $(n,k)$  здатний коректувати до  $(n-k)/2$  помилково переданих символів (байт-символів для коду з основою 256) в одному кодовому слові довжиною  $n$ ;
- конструктивна простота як кодера, так і декодера КК;
- структура кодування сумісна з бінарним передаванням;
- значна коректувальна здатність при появі пакетів помилок.

LDPC коди [50] увібрали в себе переваги інших блокових кодів, не маючи їхніх недоліків, що забезпечує даними кодами завадостійкість, близьку до границі Шеннона [51; 52]. Так, коди з перевіркою на парність [43] не дозволяли виправляти помилки, а тільки виявляли їх. У кодах Хеммінга [43; 53] використовувалися матричні методи кодування і декодування, що дозволяло виконувати ці процеси однією математичною операцією, але не давало можливості застосовувати на практиці довгі коди через великий обсяг інформації, необхідний для зберігання породжуючої і перевірної матриць. Для циклічних кодів БЧХ та Ріда-Соломона [54] в процесі кодування та декодування застосовуються поліноми, що збільшує складність декодування, і, відповідно, призводить до затримки.

У сучасних системах зв'язку однією з основних особливостей є передавання каналами з пакетуванням помилок. У таких системах для підвищення завадостійкості застосовуються недвійкові коди (такі як Ріда-Соломона), а також кодові конструкції із застосуванням перемежувачів (турбо-коди, каскадні коди). Причинами кризи в застосуванні кодів, що виправляють помилки в ХХ столітті, можна назвати:

1. Застосування алгоритму максимуму правдоподібності, ймовірність помилки декодування при якому принципово сильно залежить від розподілу потоку помилок у реальному каналі зв'язку. Цю залежність можна пояснити тим, що помилка декодування коду з відстанню  $d_{\min}$ , для якого існує кратність виправлення помилок  $q_{\text{вип}} = [(d_{\min}-1)/2]$  зводиться до співвідношення двох величин для ймовірності появи в каналі числа спотворених символів в кодовому блоці довжини  $n$  до величини  $q_{\text{вип}}$  і при

числі спотворених символів  $q_{\text{вип}}+1$  і більше. У першому випадку відбувається вірне виправлення помилки, у другому швидше за все буде помилкове виправлення помилки в результаті чого до існуючих  $q_{\text{вип}}+1$  додається ще  $q_{\text{вип}}$  спотворених символів.

2. Для застосування кодів Ріда-Соломона існувало дві проблеми:

а. Коди Ріда-Соломона мають складність реалізації, сильно залежну від величини основи  $q$ .

б. Для кодів Ріда-Соломона ймовірність помилки декодування при кратності помилки, рівної  $q_{\text{вип}}+1$  і більше, також може стати більше допустимої ймовірності помилки декодування.

Для порівняння та оцінки ефективності коректувальних кодів застосовуються декілька параметрів. Найпоширенішими з них є розширення необхідної смуги частот та енергетичний виграш кодування.

Необхідна смуга частот може бути розрахована за виразом (1.3).

$$\Delta F = \frac{R \cdot (1 + \alpha)}{m_{\text{кк}} \cdot \log_2 M}, \quad (1.3)$$

де  $R$  – швидкість передавання,  $\alpha$  – коефіцієнт скату спектра,  $m_{\text{кк}}$  – швидкість коду,  $M$  – кількість каналних символів (рівнів модульованого сигналу).

Швидкість блокового коду – це відношення кількості символів на вході кодера коректувального коду до кількості символів на його виході.

Швидкість згорткового коду – це відношення кількості входів кодера коректувального коду до кількості його виходів.

Зрозуміло, що для існування коду швидкість може змінюватись у межах від 0 до 1.

$$m_{\text{кк}} = \frac{k}{n} \quad (1.4)$$

На рисунку 1.7 [35] представлено граничні значення ЕВК, тобто виграшу за рахунок використання коректувального коду у системі передавання.

Ймовірність помилки зменшується при збільшенні відношення сигнал/шум. Найменше значення ВСШ це -1,6 дБ. Це можливо при швидкості коду, яка прямує до нуля.

Для найкращої з точки зору завадостійкості двійкової модуляції ФМ-2 для забезпечення ймовірності помилки  $10^{-5}$  необхідно 9,6 дБ.

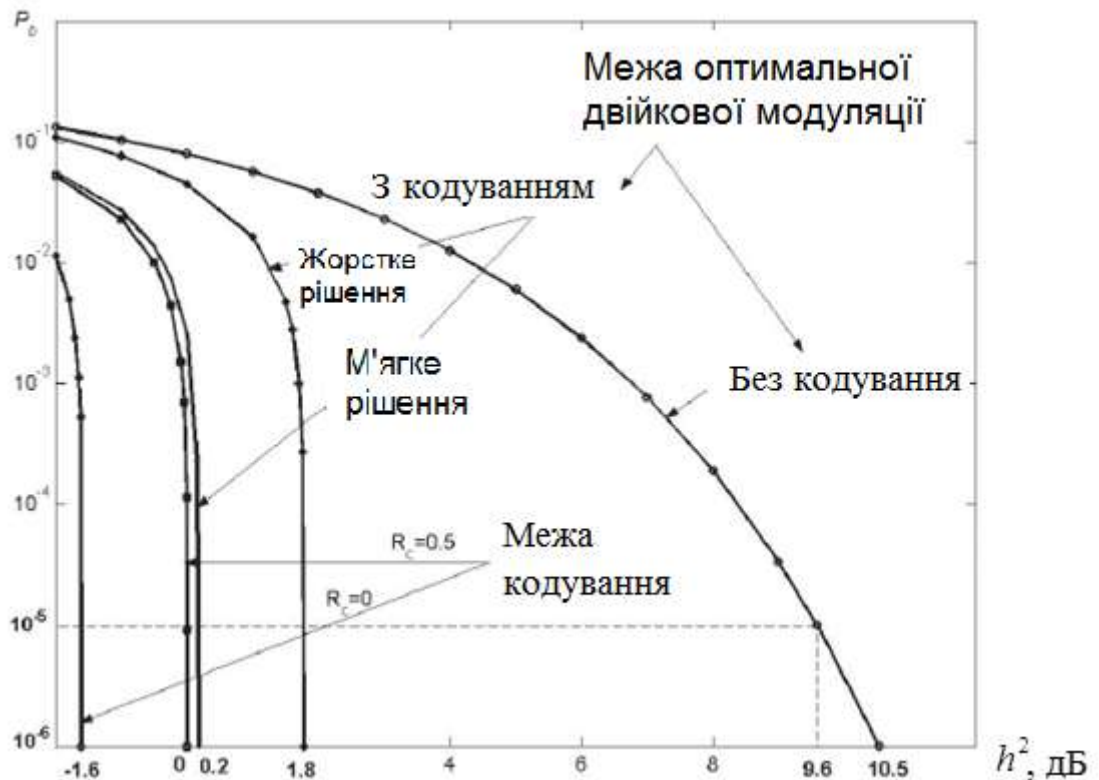


Рисунок 1.7 – Граничні значення енергетичного виграшу кодування

В [35] показано, що для каналу Гауса оптимальне значення ступеня кодування (швидкості коду) знаходиться десь між 0,6 і 0,7. Дані значення актуальні для низьких довжин блоку  $n$ . При збільшенні довжин оптимальне значення ступеня кодування знаходиться в межах 0,8 - 0,9.

Для коректувальних кодів з дуже високою швидкістю коду (мала надлишковість) та з дуже низькою швидкістю коду (велика надлишковість) спостерігається погіршення ймовірності помилки та зменшення енергетичного виграшу кодування. У випадку високої швидкості коду кількості додаткових біт достатньо тільки для виправлення невеликої кількості помилок, що суттєво не впливає на ймовірність помилки на виході декодера. У випадку низької



швидкості кодування на ймовірність помилкового декодування, а значить і на ЕВК впливають два фактори. Один з них «грає» на зниження ймовірності помилок, в той час як інший – на збільшення. З одного боку ймовірність помилки знижується через велику кількість додаткових біт, а значить і кількості помилок, що виправляються. З іншого боку, чим більше надмірність, тим менша потужність на один інформаційний біт. Зниження потужності символів в демодуляторі, зниження відношення сигнал/шум призводить до збільшення кількості помилок. Зрештою, другий фактор стає більш впливовим, та призводить до погіршення загальної завадостійкості. Збільшення надлишковості коду (і зменшення швидкості коду), збільшує складність коду та необхідну смугу каналу зв'язку.

На практиці застосовується відносно невелика група алгебраїчних завадостійких кодів: коди Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема (БЧХ), коди Ріда-Соломона (РС) і згорткові коди, а також кодові конструкції. Найбільш широко застосовуються циклічні коди з виявленням помилок в стандартних протоколах HDLC, X.25 / 2 (LAP-B, LAP-M), протоколах SLIP, PPP. Коди РС з виправленням помилок знаходять застосування в каналах радіозв'язку. У каналах супутникового зв'язку, що характеризуються незалежним характером помилок, широко застосовуються згорткові коди.

У ВОСП [55] до швидкості 2,5 Гбіт/с включно коректувальні коди в системах СЦІ/СРК не застосовувалися. Однак починаючи з 10 Гбіт/с вони стали використовуватися, оскільки сам факт переходу на більш високу швидкість (більшу в 4-16 разів) вимагав пропорційного підвищення відношення сигнал/шум в каналі (тобто на 6-12 дБ), що було проблематично [56].

Використання КК ускладнює устаткування ВОЛЗ, при чому пропорційно числу несучих для систем СРК. Крім того, виникає додаткова кодова надмірність (по відношенню до надмірності СЦІ), яка збільшується з ростом виграшу у відношенні сигнал/шум і може досягати 20-25%. Незважаючи на ці проблеми, вже на етапі впровадження систем ОТН був зроблений вибір на користь

застосування коректувальних кодів. Таких кодів досить багато, проте в системах ОТН було віддано перевагу систематичним блоковим кодами [57; 58], що дозволяє зберегти структуру інформаційного блоку в процесі кодування.

Раніше коректувальні коди використовувались в ВОСП тільки для збільшення довжини ділянки регенерації. Стандартний виграш за рахунок використання КК дає можливість збільшити довжину на десятки кілометрів. Останнім часом цей виграш застосовують для підвищення максимальної швидкості передавання та кількості каналів у разі багатоканальної системи.

Проблема підвищення ефективності функціонування транспортних ділянок телекомунікаційної мережі старих операторів, що використовують волоконно-оптичні системи передавання синхронної ієрархії (ВОСП-СЦ), вирішується сьогодні шляхом переобладнання цих ліній передавання заміною ВОСП-СЦ на ВОСП-СРК [59; 60; 61].

Збільшення кількості оптичних каналів (ОК) ВОСП-СРК вимагає підвищення рівня передавання групового сигналу СРК, щоб зберегти необхідну захищеність сигналу від завад, що призводить до появи нелінійних спотворень в оптичному волокні (ОВ) [62; 63], а значить до погіршення захищеності каналних сигналів СРК. Ця обставина обмежує допустиму кількість оптичних каналів  $N_{ок}$ , яке може бути збільшено за допомогою коректувального коду.

Найбільш популярні в системах ОТН коди Ріда-Соломона [64; 65; 61; 66]. Вони є недвійковими блоковими кодами і відносяться до поліноміальних кодів, компоненти кодових слів яких дорівнюють значенням певних поліномів порядку  $k-1$ . Вони мають кодове слово виду  $(2^m-1, k, d_{min})$ , де  $d_{min} = n - k + 1$ , і є кодами з максимально досяжним  $d_{min}$ . Ці коди здатні виправляти до  $(n-k)/2$  випадкових одиничних помилок і будь-який пакет помилок довжиною до  $(n-k)$  помилок. Саме ці властивості, а також наявність ефективних алгоритмів декодування відносно довгих кодів, пояснюють причину їхньої популярності в системах СЦ / СРК.

Звичайно, використання КК призводить до підвищення загальної вартості оптичної лінії зв'язку. Економічно виправдане використання

корекції помилок в системах далекого зв'язку, тому що дозволяє зменшити кількість підсилювачів і регенераторів.

Використання КК у міських ЦСРК системах (з малими відстанями між регенераторами), а також при передаванні низькошвидкісних потоків STM-1/4/16, Fast Ethernet, Gigabit Ethernet дозволяє отримати вигоду, який можна використовувати для інших цілей, наприклад для збільшення кількості оптичних каналів або для застосування більш спектрально-ефективних методів модуляції.

У останніх роботах вітчизняних та закордонних авторів пропонуються й інші кодові конструкції [67; 68], наприклад LDPC [69; 70; 71], каскадні коди [72; 73], турбо-коди [74; 75; 76] та сигнально-кодові конструкції [77; 78; 79; 80].

#### **1.4 Ефективне стиснення інформації**

Завжди існувала і існує на сьогоднішній день проблема з розміром повідомлень при передаванні та зберіганні інформації. Розвиток комп'ютерного обладнання призвів до підвищення швидкості передавання та об'ємів зберігання даних. Може виникнути думка, що використання ефективних методів стиснення даних не потрібно на фоні цього технологічного розвитку. З іншого боку збільшується обсяг самих повідомлень. Збільшення обсягу повідомлень частіше відбувається швидше за підвищення швидкості передавання. Окрім цього люди повинні оплатити передавання інформації, навіть у фізичних носіїв є обмеження на кількість перезаписів. Саме ефективне стиснення може значно збільшити швидкість передавання інформації каналами зв'язку, збільшити ресурс твердих накопичувачів при відносно низьких затратах на придбання обладнання та програмного забезпечення. Також стиснення є також додатковою мірою захисту конфіденційної інформації під час її передавання. Так як зменшується кількість інформації, що передається, то зменшується вартість її передавання. Тому ефективне стиснення даних допомагає отримати перевагу у найрізноманітніших сферах, які пов'язані з даними [81; 82; 83; 84].

Стиснення застосовується для зменшення кількості біт у порівнянні з джерелом, необхідних для зберігання або передавання заданої інформації. Це надає передавання інформації більшу швидкість та можливість її зберігати більш оперативно та економно. Оперативність означає, що операція отримання даної інформації з пристрою її зберігання проходить швидше, а це можливо, якщо швидкість розпакування даних вище за швидкість зчитування даних з носія інформації. Для стиснення інформації часто використовують програми-архіватори даних такі як ZIP, RAR , PA, 7ZIP та інші [85].

Для різних форматів даних використовують різні типи стиснення. Найчастіше для музики, відео та аудіо використовують стиснення з втратами, або незворотнього кодування, але для текстової інформації, фрагментів баз даних або файлів, які повинні виконуватися таке кодування призведе до втрати частини інформації, або навіть до неможливості коректної роботи цих файлів. Тому для цих видів даних використовують методи зворотнього стиснення, при яких гарантоване повне відновлення початкового повідомлення.

Стиснення даних засноване на усуненні надмірності, що міститься у вихідних даних:

- часове - в одновимірних даних, одновимірних сигналах, аудіо та т. д.;
- просторове - кореляція між сусідніми пікселями або елементами даних;
- спектральне - кореляція між компонентами кольору або світла (при цьому використовується частотна область для використання взаємозв'язків між частотою зміни даних);
- психовізуальне - використовують перцептивні властивості зорової системи людини.

Стиснення без втрат даних, які не володіють властивістю надмірності (наприклад, випадковий сигнал або білий шум, зашифровані повідомлення), принципово неможливо.

Основною характеристикою алгоритму стиснення даних є коефіцієнт стиснення, тобто величина, яка визначає різницю між обсягом вихідних даних і стиснутих даних і може бути розрахована за наступною формулою:

$$k = \frac{S_0}{S_c} \quad (1.5)$$

де  $k$  – ступінь стиснення,  $S_0$  – об'єм вихідних даних,  $S_c$  - об'єм даних, що стиснули.

Стиснення можливо поділити на дві категорії:

- 1) стиснення з втратами;
- 2) стиснення без втрат.

Алгоритми стиснення з втратами включають зменшення розміру файлу, зазвичай шляхом видалення дрібних деталей, які вимагають великого обсягу даних для зберігання з повною точністю. При стисненні з втратами неможливо відновити вихідний файл через вилучення важливих даних. Стиснення з втратами найчастіше використовується для зберігання та передавання зображень і звукової інформації.

Найпростіші алгоритми стиснення, так звані оптимальні алгоритми кодування, є статистичними і засновані на розподілі ймовірностей елементів вхідного повідомлення (текст, зображення, файл). На практиці частота появи елементів у вхідному повідомленні використовується як наближення до ймовірності. Якщо згадані ймовірності різні, то можна зіставити коротші кодові слова для найбільш ймовірних елементів (загальні) і, навпаки, замінити елементи, які навряд чи зустрічаються, довгими кодовими словами.

Оптимальний алгоритм кодування робить це так, щоб середня довжина кодового слова була мінімальною. Це робиться за допомогою префіксних алгоритмів Шеннона-Фано і Хаффмана.

Недолік обох методів полягає в тому, що вони не здатні кодувати повідомлення більш економно, ніж один біт на елемент повідомлення (букву).

Арифметичне кодування є одним з алгоритмів ентропійного стиснення. На відміну від алгоритму Хаффмана, він не має жорсткої постійної відповідності між вхідними символами і групами бітів вихідного потоку. Це дає алгоритму велику гнучкість в поданні дрібних частот зустрічальності символів. Як правило, він перевершує алгоритм Хаффмана по ефективності стиснення і дозволяє стискати дані з ентропією менше 1 біта на кодований символ [12].

Існує інший фундаментальний підхід - словникове кодування, де на кожному кроці стиснення послідовність символів, яка вже зустрічалась у повідомленні замінюють деяким вказівником на її попередню появу в повідомленні або на її номер у словнику. Розпакування стиснутих файлів здійснюється дуже швидко, тому ці алгоритми використовуються для створення програм, які саморозпаковуються. Словникові алгоритми менш математично обґрунтовані, але більш практичні.

Серед словників першим був алгоритм LZ77, розроблений ізраїльськими математиками Джейкобом Зивом і Абрахамом Лемпелем, опублікований в 1977 році. Багато програм стиснення використовують ту чи іншу модифікацію LZ77.

Стиснення інформації призводить до зменшення кількості інформації, що передається каналом, тобто до зменшення необхідної смуги частот та підвищення коефіцієнтів спектральної та інформаційної ефективностей.

## **1.5 Висновки та завдання, поставлені при подальшій роботі**

Основні результати даного підрозділу, що носить оглядовий характер, використовуються далі протягом всієї роботи.

Проаналізовано теоретичні та прикладні роботи в області підвищення достовірності передавання коректувальними кодами та використання коректувальних кодів у волоконно-оптичних системах передавання.

При проектуванні, будівництві та експлуатації сучасних волоконно-оптичних систем передавання найважливішими завданнями є «якість» і «кількість» переданої інформації.

Для забезпечення найкращої «якості» зазвичай застосовуються коректувальні коди, теорія яких безперервно розвивається на протязі вже більше ніж півстоліття. Використання завадостійких кодів є невід'ємною ознакою сучасних волоконно-оптичних систем передавання. Застосування коректувальних кодів дозволяє отримати енергетичний вигравш кодування (ЕВК), який можна використовувати не тільки для зменшення кількості помилок на виході декодера коректувального коду, а й для зменшення необхідної потужності передавача, підвищення дальності зв'язку, а також підвищення швидкості передавання даних і економії смуги частот. Останні дві характеристики відносяться вже до «кількості», оскільки дають можливість підвищити спектральну ефективність.

Існуючі системи OTN/DWDM на базі ВОСП [86] побудовані на основі стандартних одномодових волокон - SF (Standard Single Mode Fiber), так як дане волокно історично було першим комерційним одномодовим волокном.

У зв'язку з необхідністю формування компактного спектра, в ВОСП починають активно застосовуватися методи багатопозиційної модуляції, такі як багатопозиційні амплітудна та квадратурна амплітудна модуляції. Дослідження ефективності застосування КК спільно з багатопозиційними сигналами може дозволити поліпшити характеристики волоконно-оптичної системи передавання при переобладнанні. При переобладнанні існуючих ліній продовжують використовуватися вже прокладені раніше кабелі, а застаріле станційне обладнання замінюється на нове.

Підвищення «кількості» та «якості» інформації, що передається, можливо також за рахунок інших, альтернативних методів кодування.

Завдання, поставлені при подальшій роботі, є наступними:

- порівняння основних класів завадостійких кодів за різними критеріями, в тому числі за інформаційною, енергетичною та спектральною ефективністю;
- порівняльна оцінка ефективності заміни використовуваного в ВОСП методу дворівневої амплітудної модуляції на багатопозиційні у поєднанні з коректувальним кодуванням, для підвищення сумарної швидкості оптичних каналів ВОСП;
- чисельна оцінка досяжної кількості оптичних каналів та сумарної швидкості ВОСП-СРК при застосуванні коректувального коду з урахуванням запасу по загасанню після переобладнання з ВОСП-СЦІ;
- моделювання ВОСП з різними методами модуляції та коректувальними кодами;
- підвищення інформаційної ефективності в системах з парціально кодованими сигналами;
- чисельна оцінка допустимого погіршення інформаційної, спектральної та енергетичної ефективності при переході від лінійного коду NRZ до RZ-подібних кодів.



## РОЗДІЛ 2 ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ ІЗ ЗАВАДОСТІЙКИМ КОДУВАННЯМ

### 2.1 Порівняння завадостійких кодів ВОСП

Проблема підвищення ефективності функціонування волоконно-оптичних систем передавання (ВОСП) з використанням коректувальних кодів привертає увагу дослідників останнім часом. Питання побудови та застосування кодів (блокових кодів Хеммінга [53], Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема (БЧХ), Ріда-Соломона (РС); згорткових кодів; багатопорогового декодування самоортогональних кодів (БПД-СОК); комбінацій кодів - каскадного коду і турбокоди) розглядаються в багатьох роботах закордонних [87; 43; 88; 54; 89] авторів. У цих роботах основна увага приділяється зменшенню ймовірності помилки при впровадженні коректувального коду.

Метою цього підрозділу є порівняння основних класів завадостійких кодів за різними критеріями, в тому числі і за коефіцієнтами ефективності.

Найбільш популярні в системах СРК коди Ріда-Соломона [43]. Вони є недвійковими блоковими кодами і відносяться до поліноміальних кодів, компоненти кодових слів яких дорівнюють значенням певних поліномів порядку  $k - 1$ . Вони мають кодове слово виду  $(2^m - 1, k, d_{\min})$ , де  $d_{\min} = n - k + 1$ , і є кодами з максимально досяжним  $d_{\min}$ . Ці коди здатні виправляти до  $(n-k)/2$  випадкових поодинкових помилок і будь-який пакет помилок довжиною до  $(n - k)$  помилок. Саме ці властивості, а також існування ефективних алгоритмів декодування відносно довгих кодів пояснюють причину їхньої популярності в системах СРК.

На прикладі коду Ріда-Соломона порядок розрахунків такий [54]:

- для заданого коду (255, 239, 17) розраховуємо ймовірність помилки на вході декодера при ФМ-2 і каналі з адитивним білим гаусовим шумом (АБГШ):

$$p(h^2) = Q(\sqrt{2R_{\text{PC}} h^2}), \quad (2.1)$$

де  $Q(x)$  – гаусова Q-функція;  $R_{PC}$  – швидкість коду Ріда-Соломона;  $h^2$  – відношення сигнал / шум;

– далі знаходимо ймовірність помилки кодового символу РС на вході декодера

$$P_s(h^2) = 1 - (1 - p(h^2))^m$$

– і переходимо до ймовірності помилки на біт на виході декодера РС

$$P_{bPC}(h^2) = \sum_{q=q_{\text{вип}}+1}^n [P_s(h^2)^q (1 - P_s(h^2))^{n-q} C_n^q \frac{q_{\text{вип}} + q}{n}] \frac{2^{m-1}}{2^m - 1}, \quad (2.2)$$

де  $q_{\text{вип}}$  – кратність помилок, що виправляються;

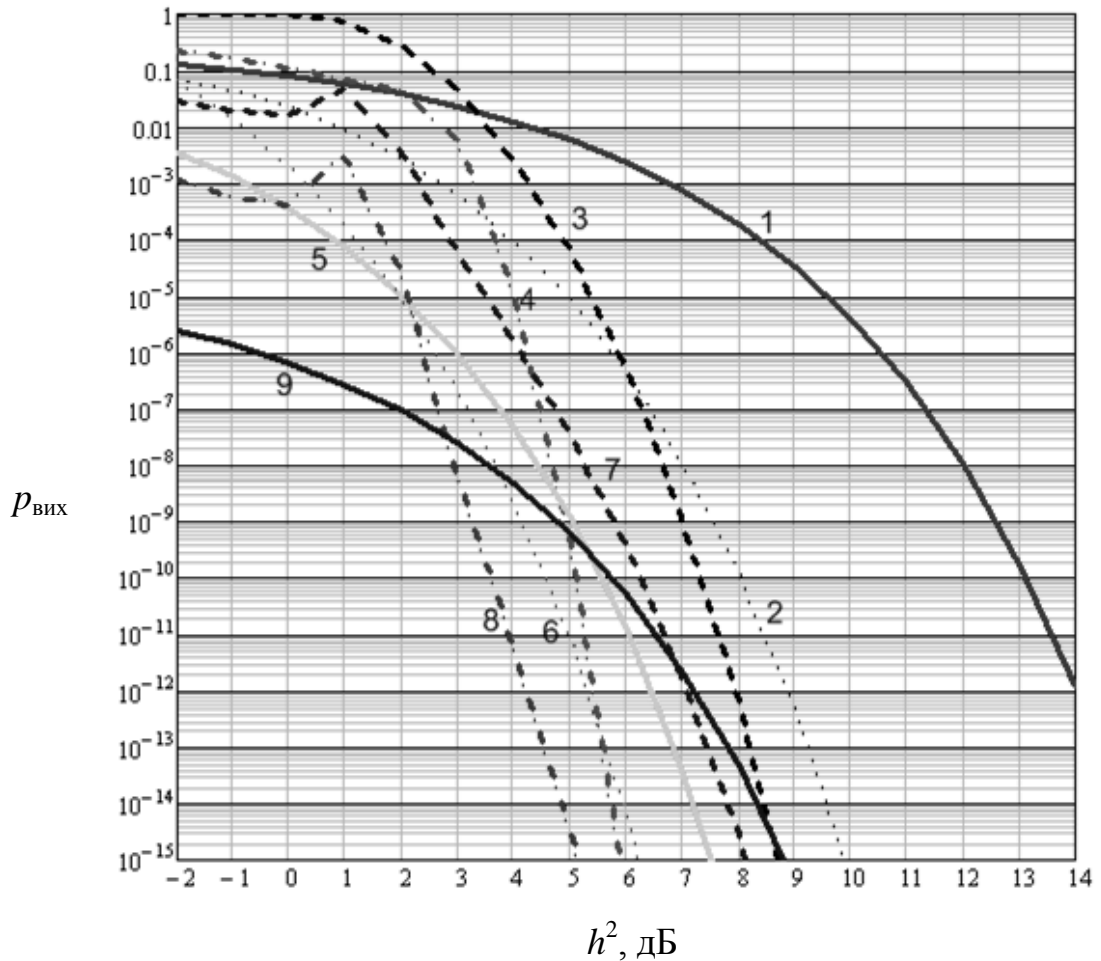
$C_n^q$  – кількість сполучень з  $n$  по  $q$ .

Розрахунки по іншим класам кодів проводились аналогічно. Залежності ймовірності помилки на біт від відношення сигнал/шум, дБ, для перерахованих кодів представлені на рис. 2.1.

Код Ріда-Соломона показує середні результати.

З графіків видно, що при високих ймовірностях помилки (тобто при малих відношеннях сигнал/шум до 2,5 дБ) кращим з розглянутих є турбо-код, а при низьких ймовірностях помилки (тобто при великих відношеннях сигнал/шум починаючи з 2,5 дБ) оптимальним буде каскадний код.

Однак зовсім інші результати (у порівнянні з іншими кодами) показує код Ріда-Соломона при розрахунку ЕВК (рис. 2.2). Це можна пояснити тим, що при визначенні ЕВК крім відношення сигнал/шум, в системі передавання з кодом і без нього враховується також швидкість коду, яка у коду РС дорівнює  $R_{PC} = 0,937$ . Для порівняння швидкість турбокоду дорівнює  $R_{\text{турбо}} = 0,5$ , а каскадного коду  $R_{\text{каскад}} = 0,469$ .



Цифрами позначені криві, відповідні системам передавання: 1 – з модуляцією ФМ-2 без коректувального коду, 2 – з кодом Хемінга, 3 – з кодом БЧХ, 4 – з кодом РС, 5 – з БПД–СОК, 6 – зі згортковим кодом із вільною віддаллю  $d_f = 18$ , 7 – зі згортковим кодом із вільною віддаллю  $d_f = 5$ , 8 – з каскадним кодом, 9 – з турбокодом

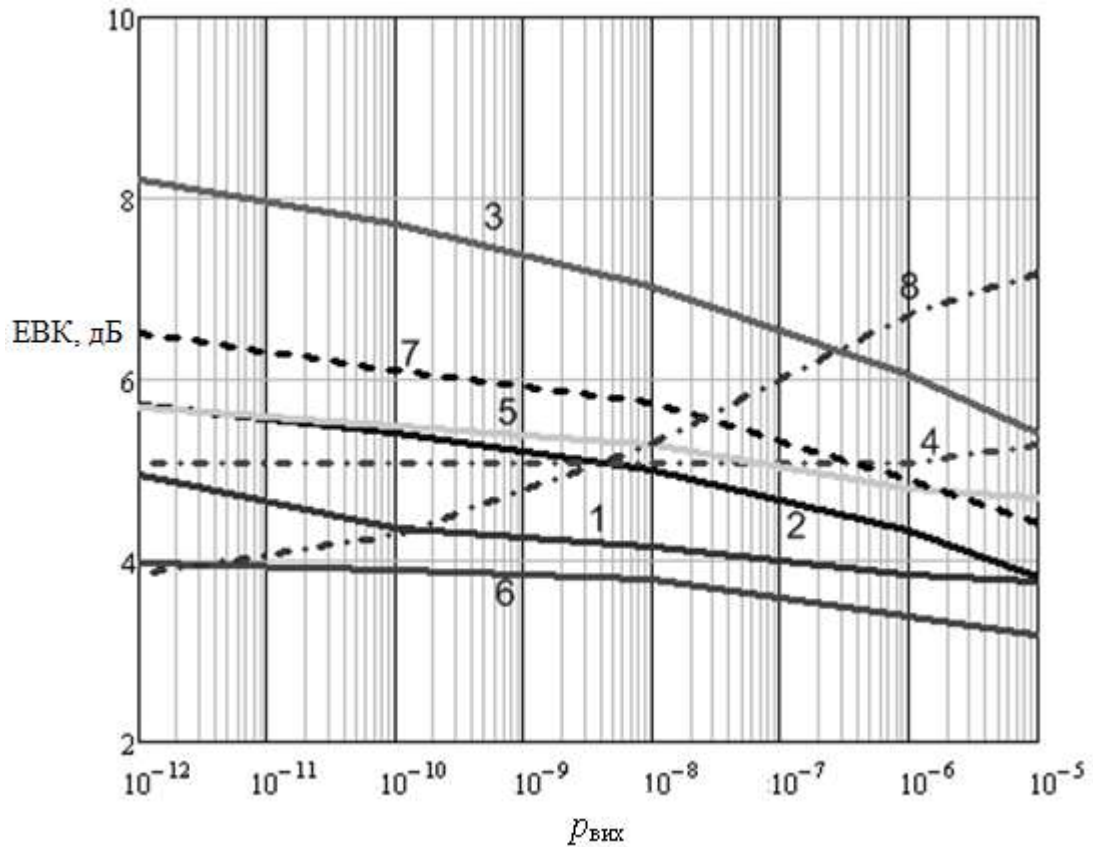
Рисунок 2.1 – Графік залежності ймовірності помилки на біт від відношення сигнал/шум, дБ

Розрахуємо ЕВК коду Ріда-Соломона:

$$EBK_{PC} = \Delta PC + 10 \log(R_{PC}) = h_1^2 - h_2^2 + 10 \log(R_{PC}),$$

де  $h_1^2$  та  $h_2^2$  – відношення сигнал/шум в системі передавання без кодування і з кодуванням відповідно;

$\Delta PC$  – різниця відношень сигнал/шум  $h_1^2$  та  $h_2^2$  для коду Ріда–Соломона.



Цифрами позначені криві, відповідні системам передавання: 1 – з кодом Хемінга, 2 – з кодом БЧХ, 3 – з кодом РС, 4 – з БПД–СОК, 5 – зі згортковим кодом із вільною віддаллю  $d_f = 18$ , 6 – зі згортковим кодом із вільною віддаллю  $d_f = 5$ , 7 – з каскадним кодом, 8 – з турбокодом

Рисунок 2.2 – Графік залежності енергетичного виграшу кодування від ймовірності помилки

Для всіх значень ймовірностей помилки менше  $10^{-7}$  код Ріда–Соломона дає виграш 6,5...8,5 дБ, що значно більше ЕВК решти кодів. А при великих ймовірностях турбокоди забезпечують такі ж хороші результати, а код РС забезпечує дещо гірші результати.

Результати розрахунків для всіх розглянутих кодів наведено в табл. 2.1.

Таблиця 2.1– ЕВК основних класів коректувальних кодів, дБ

Коректувальний код	Ймовірність помилки на виході декодера коректувального коду				
	$10^{-5}$	$10^{-6}$	$10^{-8}$	$10^{-10}$	$10^{-12}$
Хемінга (31, 26)	1,55	1,74	2,16	2,36	2,94
БЧХ (255, 239)	3,82	4,33	5,01	5,42	5,72
Ріда–Соломона (РС) (255, 239, 17)	5,42	6,04	7,03	7,72	8,20
БПД–СОК (7, 4)	5,27	5,07	5,07	5,07	5,07
Згортковий код $d_f = 18$ (ЗК-18)	4,68	4,79	5,30	5,51	5,67
Згортковий код $d_f = 5$ (ЗК-5)	3,19	3,39	3,8	3,89	3,97
Каскадний код (БЧХ(255,239) та ЗК-5)	4,41	4,9	5,74	6,1	6,51
Турбокод (37, 21, 65536)	7,19	6,73	5,29	4,28	3,85

Методика оцінки ефективності систем передавання інформації, запропонована А.Г. Зюко [90] широко використовується і сьогодні з деякими змінами та доповненнями [91; 92; 93]. Ця методика складається з трьох коефіцієнтів ефективності: інформаційної, енергетичної та спектральної.

Інформаційна ефективність системи визначає ступінь використання пропускної здатності каналу

$$\eta = R/C_k . \quad (2.3)$$

У реальних умовах показник  $\eta$  завжди менший одиниці. Чим ближче  $\eta$  до одиниці, тим досконаліша система передавання інформації.

Досягнення необхідних швидкості й вірності передавання супроводжується певними витратами інших найважливіших ресурсів:

потужності сигналу  $P_c$  і смуги пропускання каналу  $F_k$ . Коефіцієнт енергетичної

$$\beta = R / (P_c / N_0) \quad (2.4)$$

та спектральної (частотної) ефективності

$$\gamma = R / F_k \quad (2.5)$$

характеризують ступінь використання згаданих ресурсів. Тут  $P_c/N_0$  – відношення потужності сигналу до спектральної густини потужності шуму на вході демодулятора. Ці показники ефективності зв'язані співвідношенням (2.6):

$$\eta = \frac{\gamma}{\log_2(1 + \gamma/\beta)} \quad (2.6)$$

Для ідеальної системи ( $\eta = 1$ ) може бути визначена гранична залежність. Відповідно до теореми Шеннона, при відповідних способах передавання (кодування й модуляції) і приймання (демодуляції й декодування), величина  $\eta$  може бути як завгодно близькою до одиниці. При цьому можна забезпечити як завгодно малу ймовірність помилки. У цьому випадку з умови  $\eta = 1$  існує гранична залежність між  $\beta$  і  $\gamma$ :

$$\beta = \frac{\gamma}{2^\gamma - 1} \quad (2.7)$$

У координатах ( $\beta$ ,  $\gamma$ ) кожному варіанту системи передавання інформації буде відповідати точка на площині. Всі ці точки повинні розташовуватися нижче граничної кривої Шеннона. Хід цих кривих залежить від виду сигналів (модуляції), коду (методу кодування) і способу оброблення сигналів (демодуляції/декодування).

На рис. 2.3 показана межа Шеннона для каналу з АБГШ і точки, відповідні системам передавання без кодування і з перерахованими методами завадостійкого кодування.

Координати точок на прикладі РС були розраховані наступним чином:

- енергетична ефективність (ЕЕ) обернено пропорційна відношенню сигнал/шум

$$\beta = -h^2 \text{ у дБ}$$

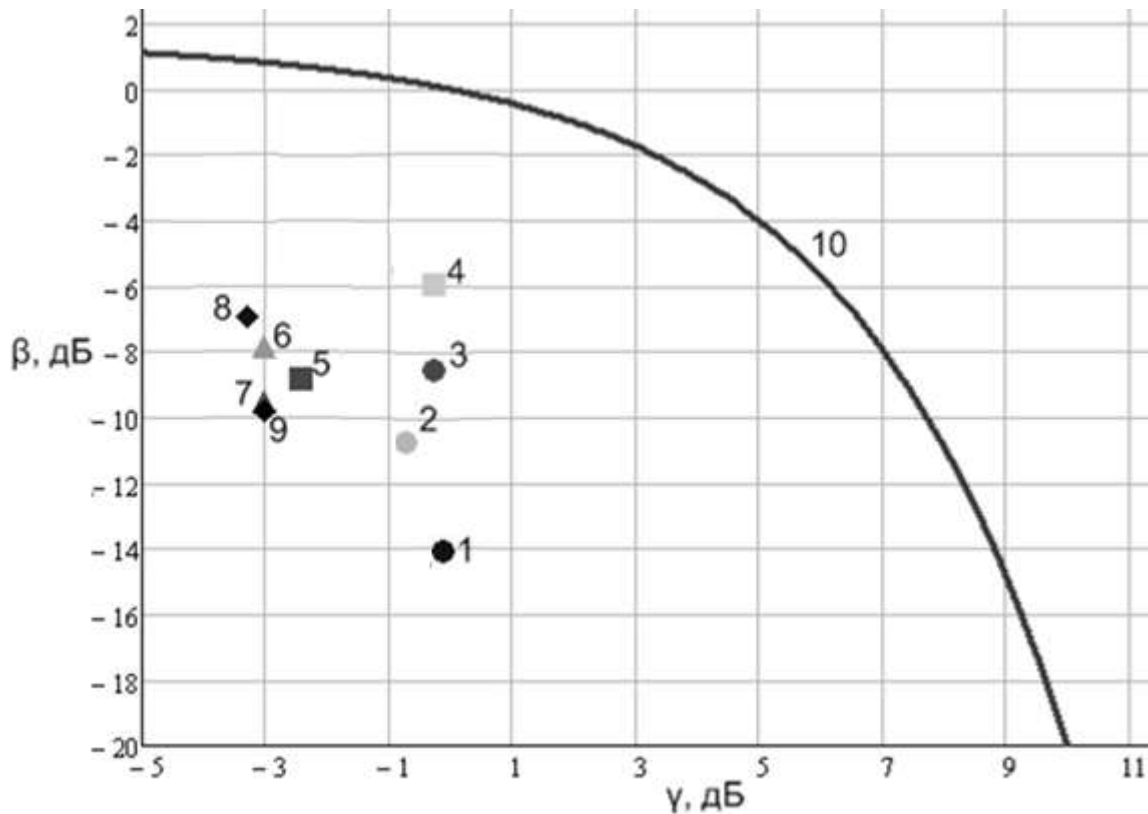
$$\beta = 1/h^2 \text{ у разях} \quad (2.8)$$

$$\beta_{PC} = -5,83 \text{ дБ};$$

- спектральна ефективність

$$\gamma_c = 10 \log\left(\frac{R}{F_{PC}}\right);$$

$$\gamma_c = -0,281 \text{ дБ.}$$



Умовні позначення: 1 – з модуляцією ФМ-2 без коректувального коду, 2 – з кодом Хемінга, 3 – з кодом БЧХ, 4 – з кодом РС, 5 – з БПД-СОК, 6 – зі згортковим кодом із вільною віддаллю  $d_f = 18$ , 7 – зі згортковим кодом із вільною віддаллю  $d_f = 5$ , 8 – з каскадним кодом, 9 – з турбокодом, 10 – межа Шеннона.

Рисунок 2.3 – Показники енергетичної та спектральної ефективності систем передавання з ФМ-2 та коректувальними кодами при ймовірності помилки  $10^{-12}$

З графіка на рисунку 2.3 видно, що приблизно на однаковій відстані від межі Шеннона розташовані системи передавання з каскадним кодом і кодом Ріда-Соломона. При ймовірності помилки  $10^{-12}$  ці точки знаходяться на відстані 5 дБ від межі Шеннона, інші системи передавання за цими показниками гірше.

Виходячи з виразу (2.6) та рис. 2.3 та табл. 2.1 розрахуємо інформаційну ефективність систем передавання з відповідними кодовими конструкціями для допустимої ймовірності помилки  $10^{-12}$ . Результати розрахунків представлені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 Інформаційна ефективність кодових конструкцій з модуляцією ФМ-2

Кодові конструкції	Спектральна ефективність, дБ	Енергетична ефективність, дБ	Інформаційна ефективність
ФМ-2 без КК	0,00	-14,03	0,21
Код Хемінга (31, 26)	-0,76	-11,09	0,24
Код БЧХ (255, 239)	-0,28	-8,31	0,33
Код РС (255, 239)	-0,28	-5,83	0,43
ЗК із вільною віддаллю $d_f = 18$	-3,01	-8,36	0,23
Каскадний код (БЧХ(255,239) та ЗК-5)	-3,29	-7,52	0,25
Турбокод (37, 21, 65536)	-4,77	-10,18	0,15

Вибір коректувального коду, який буде використаний, може ґрунтуватися і на інших критеріях, таких як складність реалізації, швидкодія та інші. Обґрунтуванню та рекомендаціям щодо вибору того чи іншого коду для конкретних систем передавання будуть присвячені подальші дослідження.



За результатами розрахунків можна сказати наступне: при порівнянні кодів та кодових конструкцій за енергетичним виграшем кодування та за інформаційною ефективністю кращим з розглянутих є код Ріда-Соломона. Коди Ріда-Соломона та LDPC рекомендовані МСЕ, як такі що дають найбільший ЕВК [94].

З метою підтвердження отриманих результатів проводилося моделювання системи передавання з коректувальними кодами та різними методами модуляції у середовищі MatLab [95; 96; 97; 98; 99].

При імітаційному моделюванні алгоритм відтворює процес функціонування системи в часі, причому імітуються явища, що становлять процес, зі збереженням їх логічної структури і послідовності протікання в часі, що дозволяє за вихідними даними отримати відомості про стани процесу в певні моменти часу, що дають можливість оцінити характеристики системи.

Для цього був розроблений макет, який дозволяє змінювати параметри усіх блоків системи передавання. Довжина повідомлення  $L$  є необмеженою. Кодек можна не використовувати або обирати з декількох варіантів: блокові коди Хеммінга, БЧХ, Ріда-Соломона або згортковий код з жорстким та м'яким рішенням. Перемежувач також можна не використовувати або обрати матричний блоковий перемежувач  $(X, Y)$ . У макеті можливо змінювати метод модуляції та число каналних символів у модемі. Канал зв'язку з адитивним білим гаусовим шумом або АБГШ з завмиранням. Відношення сигнал/шум змінюється з 2 дБ до 9 дБ.

Макет дозволяє побудувати графіки залежності ймовірності помилки символів на виході декодера  $p_{\text{вих}}$  від ймовірності помилки на його вході  $p_{\text{вх}}$ , тобто  $p_{\text{вих}} = f(p_{\text{вх}})$ , та залежності ймовірності помилки символів на виході декодера від відношення сигнал/шум  $p_{\text{вих}} = f(h^2)$ . За допомогою маркерів можна розрахувати енергетичний виграш кодування.

Структурна схема дослідження коректувальної здатності коду представлена на рисунку 2.4.

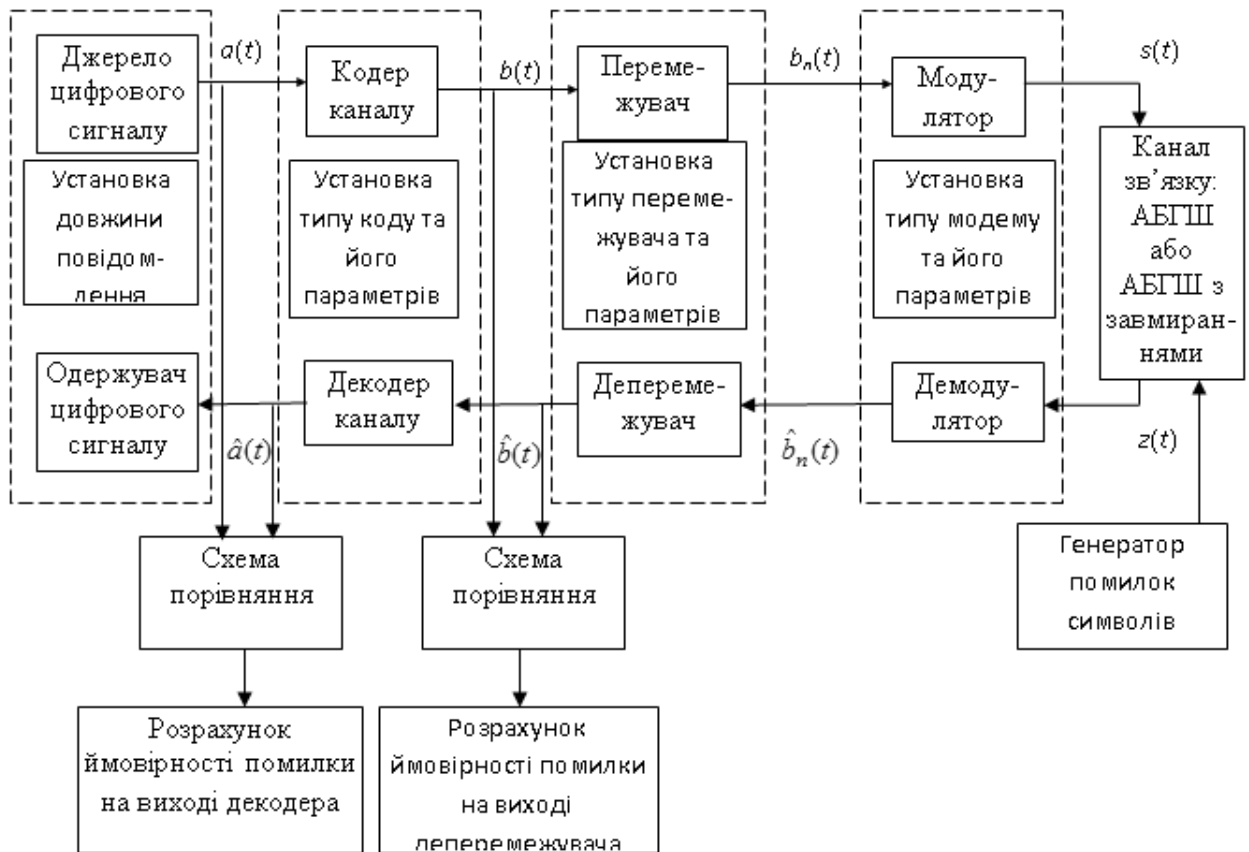


Рисунок 2.4 – Структурна схема дослідження коректувальної здатності коду

Результати моделювання системи передавання з коректувальними кодами у середовищі MatLab представлені на рис. 2.5 та 2.6.

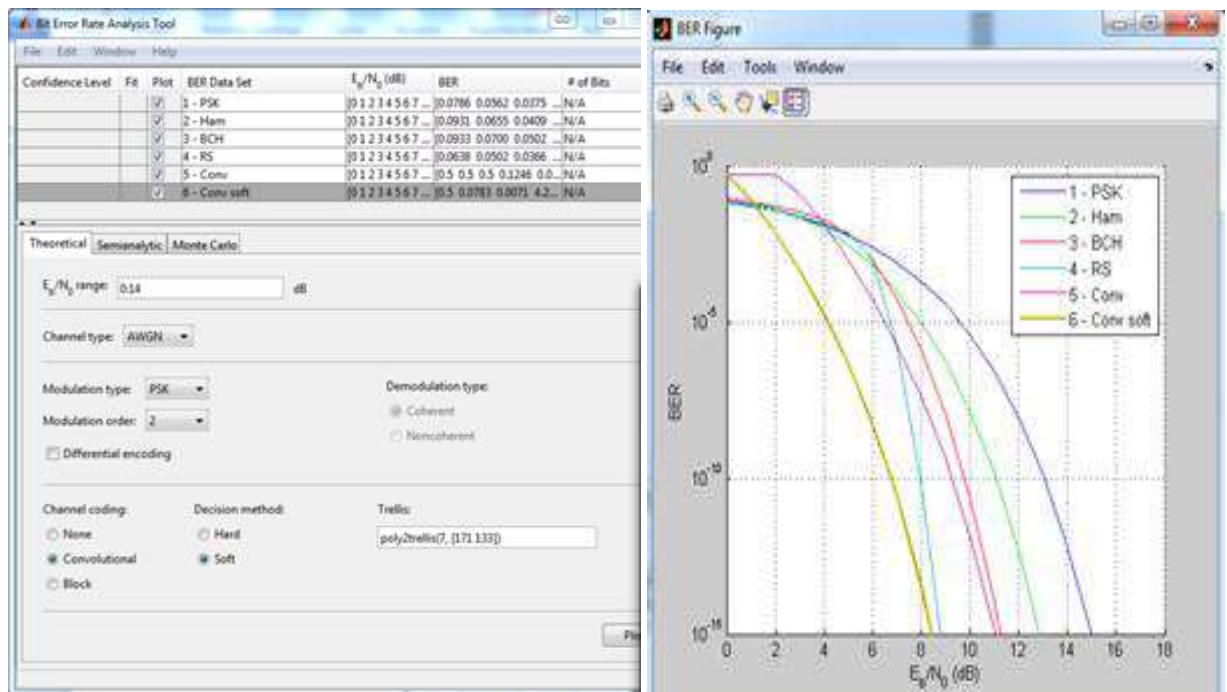


Рисунок 2.5 – Моделювання системи передавання з коректувальними кодами у середовищі MatLab

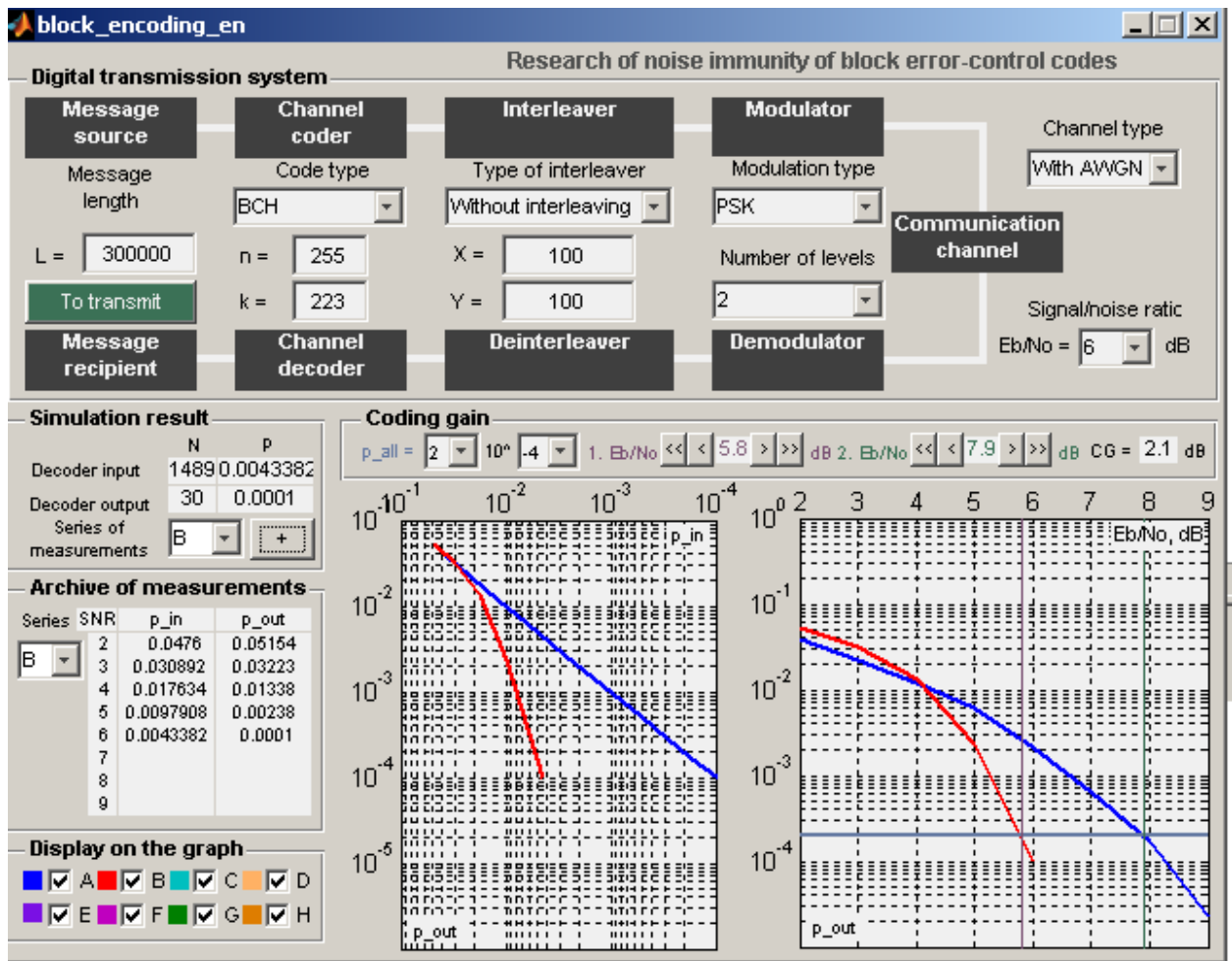


Рисунок 2.6 – Експериментальне дослідження коректувальної здатності декодера

Результати моделювання підтверджують попередні розрахунки.

Текст програми "Дослідження завадостійкості коректувальних блокових кодів" приведений у Додатку А.

## 2.2 Особливості використання коректувальних кодів в ВОСП-СРК

Проблема підвищення ефективності функціонування транспортних ділянок телекомунікаційної мережі старих операторів, що використовують волоконно-оптичні системи передавання синхронної ієрархії (ВОСП-СЦІ), вирішується сьогодні шляхом переобладнання цих ліній передавання заміною ВОСП-СЦІ на ВОСП-СРК [59; 60].

Збільшення кількості оптичних каналів (ОК) ВОСП-СРК вимагає підвищення рівня передавання групового сигналу СРК, щоб зберегти необхідну захищеність сигналу від завад.

Однак підвищення рівня передавання призводить до появи нелінійних спотворень в оптичному волокні (ОВ) [62] та виникнення нелінійних завад чотирьоххвильового змішання, фазової самомодуляції, крос-модуляції, перехресної модуляції [41], а значить до погіршення захищеності каналних сигналів СРК. Ця обставина обмежує допустиму кількість оптичних каналів  $N_{ок}$ , яке може бути збільшено за допомогою коректувального коду.

Метою підрозділу є чисельна оцінка досяжної кількості оптичних каналів та сумарної швидкості ВОСП-СРК від застосування коректувального коду (КК) з урахуванням запасу по загасанню в переобладнаних ВОСП-СЦ; а також оптимізація параметрів найбільш підходящих для цієї мети блокових КК.

Зміна кількості оптичних каналів  $N_{ок}$  впливає на захищеність сигналу від завад, тому необхідно контролювати запас по захищеності ( $NМ$ ) так, щоб він був заданої величини і  $NМ \geq 0$ .

Запас по захищеності визначається як:

$$NM = A_{оч-о} - A_{доп-о}, \quad (2.9)$$

де  $A_{доп-о}$  - допустима оптична захищеність, яка залежить від допустимої ймовірності помилки і способу приймання сигналу;

$A_{оч-о}$  - очікувана оптична захищеність, яка визначається фактичними шумами лінійного тракту ЦСП.

У [100] показано, що допустима кількість оптичних каналів  $N_{ок}$  ВОСП - СРК визначається рішенням рівняння (2.9) і дорівнює:

$$N_{ок} = \frac{-b \pm [b^2 - 4ac]^{0.5}}{2a} \quad (2.10)$$

де  $a$  - коефіцієнт, що залежить від рівня передавання групового сигналу СРК і нелінійних властивостей ОВ

$b$  - коефіцієнт, що залежить від:

- запасу по загасанню  $\Delta A_{\text{діл}}$ ;
- прирощення рівня передавання в ВОСП - СРК в порівнянні з переобладнаних ВОСП - СЦІ та
- допустимої ймовірності помилки,
- виправляючої здатності використовуваного коректувального коду.

$C$  - коефіцієнт, що залежить від:

- вибраної величини запасу по захищеності  $NM$ ,
- допустимої ймовірності помилки,
- виправляючої здатності використовуваного коректувального коду.

Тут запас по загасанню дорівнює

$$\Delta A_L = \alpha_n l_n - \alpha_{\text{діл}} l_{\text{діл}}, \quad (2.11)$$

де  $l_n$  та  $l_{\text{діл}}$  - номінальна і фактична довжини ділянки регенерації переобладнаних ВОСП - СЦІ;

$\alpha$  - коефіцієнти загасання ОВ, відповідні  $l_n$  та  $l_{\text{діл}}$ ;

Наведені співвідношення визначають ресурси, використання яких дає змогу збільшити кількість оптичних каналів  $N_{\text{ок}}$  впровадженням СРК.

Такими ресурсами є:

- оптимізація рівня передавання,
- використання запасу по загасанню  $\Delta A_L$  [100],
- підвищення запасу по загасанню  $\Delta A_L$ , яке можна реалізувати за допомогою оптичних підсилювачів (ОП),
- використання коректувальних кодів.

У даному підрозділі будемо оцінювати можливості ресурсу КК.

Ефективність застосування коректувального коду КК оцінюється енергетичним виграшем кодування – ЕВК [43].

$$\text{ЕВК} = A_3 - A_{3, \text{КК}}, \quad (2.12)$$

де  $A_3 = 10 \lg(h_1^2)$  та  $A_{3.кк} = 10 \lg(h_2^2)$  - захищеності (у дБ), а  $h_1^2$  та  $h_2^2$  - відношення потужностей сигналу і шуму (в разях) в системі передавання без кодування і з кодуванням відповідно.

Відмінною особливістю ВОСП є робота з низькими значеннями ймовірності помилки порядку  $10^{-12}$  -  $10^{-15}$ . З роботи [1] випливає, що для таких ймовірностей помилки найкращими характеристиками володіють блокові коди.

Величина ЕВК залежить від необхідного відношення сигнал/шум (ВСШ) і параметрів використовуваного коду. Параметри коду БЧХ пов'язані між собою співвідношенням

$$n - k \leq m \cdot q_{\text{вип}}, \quad (2.13)$$

де  $n$  - довжина кодового слова,  $k$  - кількість інформаційних біт в кодовому слові,  $m$  - найменше ціле, за якого виконується,  $m \geq \log_2(n+1)$ ,  $q_{\text{вип}}$  - кількість помилок, що виправляється,  $m_{\text{кк}}$  - швидкість коду, показує яку частину в кодовому слові складають інформаційні біти,  $m_{\text{кк}} = k/n$ .

Ймовірність помилки  $p$  в системі передавання без коду обчислюється за допомогою  $Q$ -функції. Для модуляції АМ-2

$$p = Q(h), \quad (2.14)$$

де

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt. \quad (2.15)$$

Для розрахунків зручно скористатися функцією з MatLab або MathCad

$$Q(z) = 0,5[1 - \text{erf}(z/\sqrt{2})]. \quad (2.16)$$

При використанні коректувального коду

$$p_{\text{дек}} \approx \frac{d_{\text{мін}}}{n} \sum_{q=q_{\text{вип}}+1}^n C_n^q p^q (1-p)^{n-q}, \quad (2.17)$$

де  $p_{\text{дек}}$  - ймовірність помилки біта на виході декодера,  $d_{\text{мін}}$  - кодова віддаль,  $d_{\text{мін}} = 2q_{\text{вип}} + 1$ .

За графіком ймовірності помилки як функції захищеності  $A_3$ , дБ знаходяться значення  $A_3$  і  $A_{3.кк}$  та ЕВК (2.12)

На рис. 2.7 представлені результати розрахунків ЕВК коду БЧХ від швидкості коду  $m_{\text{кк}}$  для довжини кодового слова 15 біт (криві 1,2), 255 біт (криві 3,5) і 1023 біта (криві 4,6) при ймовірності помилки в каналі  $10^{-6}$  (криві 1,3,4) та  $10^{-12}$  (криві 2,5,6).

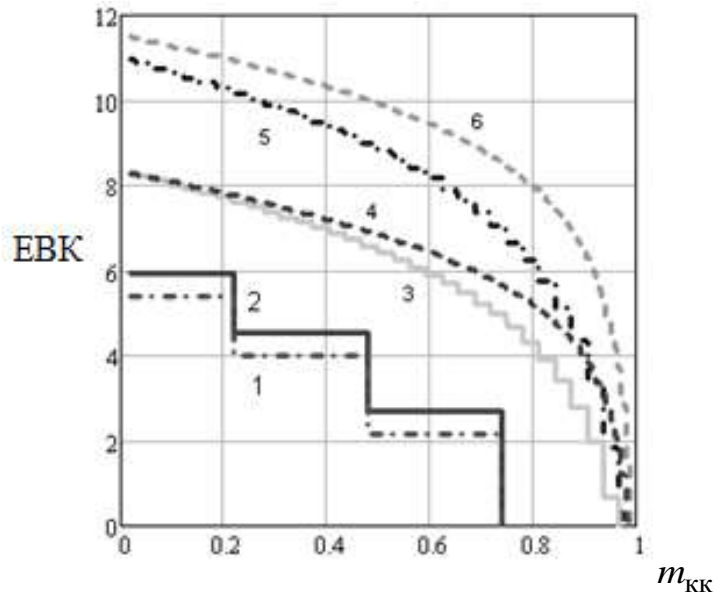


Рисунок 2.7 – Залежність ЕВК коректувального коду БЧХ від швидкості коду  $R_{\text{к}}$  для різної довжини блоку та ймовірності помилки

Видно, що зменшення швидкості коду  $m_{\text{кк}}$ , збільшення довжини блоку і зменшення величини допустимої ймовірності помилки дозволяє збільшити ЕВК коректувального коду.

Так при довжині блоку (1023 біти), швидкості коду ( $m_{\text{кк}} = 0,1$ ) та ймовірності помилки  $10^{-12}$ , ЕВК коду БЧХ може досягати 11дБ.

На рис. 2.8 наведені значення  $N_{\text{ок}}$  в залежності від величини  $\Delta A_L$ , розраховані за (2.10).

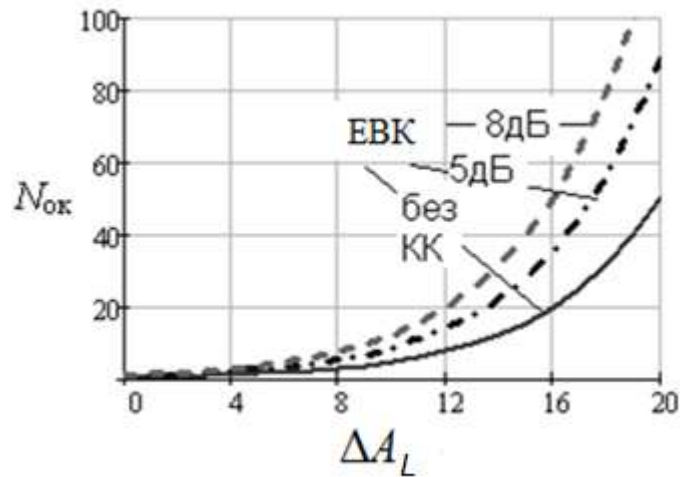


Рисунок 2.8 – Залежність кількості ОК від запасу по загасанню для різних значень ЕВК

Отримані залежності (рис. 2.8) показують, що застосування коректувального коду дозволяє збільшити кількість оптичних каналів  $N_{ок}$ .

Так при запасі по загасанню 16 дБ, використання простого коду БЧХ (255,239), який забезпечує ЕВК порядку 5 дБ, дозволяє збільшити кількість ОК СРК з 20 до 35, тобто на 75%.

Практично оптичні канали СРК використовуються з різною інформаційною ефективністю.

Розглянемо, як приклад, ЩСРК, для якого смуга частот на один оптичний канал дорівнює 100 ГГц.

При передаванні STM-64 зі швидкістю 10 Гбіт/с, фактична смуга частот  $\Delta F_{фс} = 82$  ГГц. Отже, допустима швидкість коректувального коду може

дорівнювати  $m_{кк} = \frac{\Delta F_{фс}}{F} = \frac{82}{100} = 0,82$ , що дозволяє використовувати цей запас

для збільшення ЕВК і, відповідно, кількості ОК.

На рис. 2.9 приведена залежність досяжної кількості  $N_{ок}$  від використовуваної КК швидкості коду  $m_{кк}$  при різних запасах по загасанню і фіксованій довжині коду 255 біт.

Там же наведені значення швидкості вихідного сигналу  $B$  в одному каналі розглянутого прикладу. Криві 1,2,3 відповідають запасу по загасанню



5, 10 і 12 дБ відповідно, оптимального рівня передавання та ймовірності помилки в каналі  $10^{-12}$ .

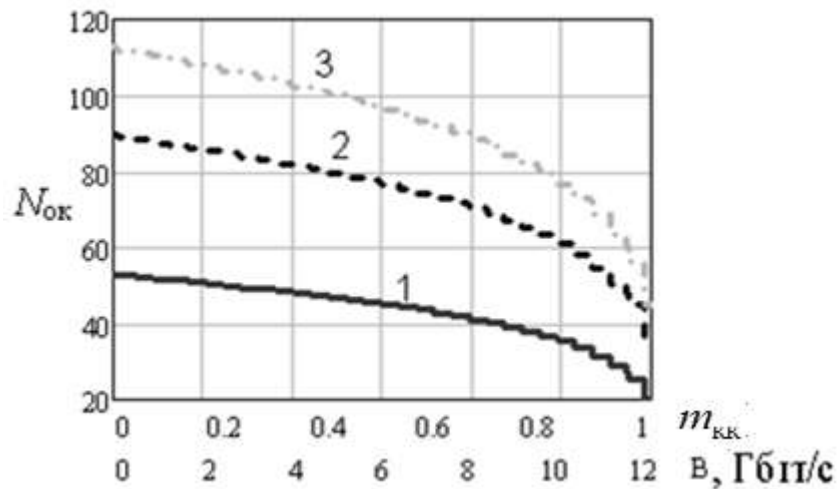


Рисунок 2.9 – Залежність кількості оптичних каналів від швидкості коду БЧХ і вихідного сигналу в одному каналі при довжині коду 255 біт

Видно, що при швидкості коду  $m_{кк} = 0,82$ , використання КК дозволяє збільшити кількість ОК з 20 до 32 при запасі по загасання 5 дБ і з 55 до 80 при запасі по загасання 12 дБ, тобто на 60%.

Таким чином, якщо оператору вигідно мати більшу кількість ОК з меншою швидкістю передавання сигналу в кожному каналі, то використання КК дозволяє здійснити таке збільшення. Наприклад, зменшення  $m_{кк}$  удвічі, дозволяє за допомогою КК збільшити кількість  $N_{ок}$  більш ніж удвічі навіть при малому запасі по загасання 5 дБ.

Ефективним способом збільшення  $N_{ок}$  ВОСП-СРК є збільшення довжини коду. Нижче наведено розрахунки  $N_{ок}$  для двох блокових кодів - БЧХ і Ріда-Соломона, який є різновидом коду БЧХ. В РС збільшення довжини коду, а значить і ЕВК здійснюється фактично за рахунок символного передавання біт. Цей код використовується в рекомендації МСЕ G-975 для ВОСП [101].

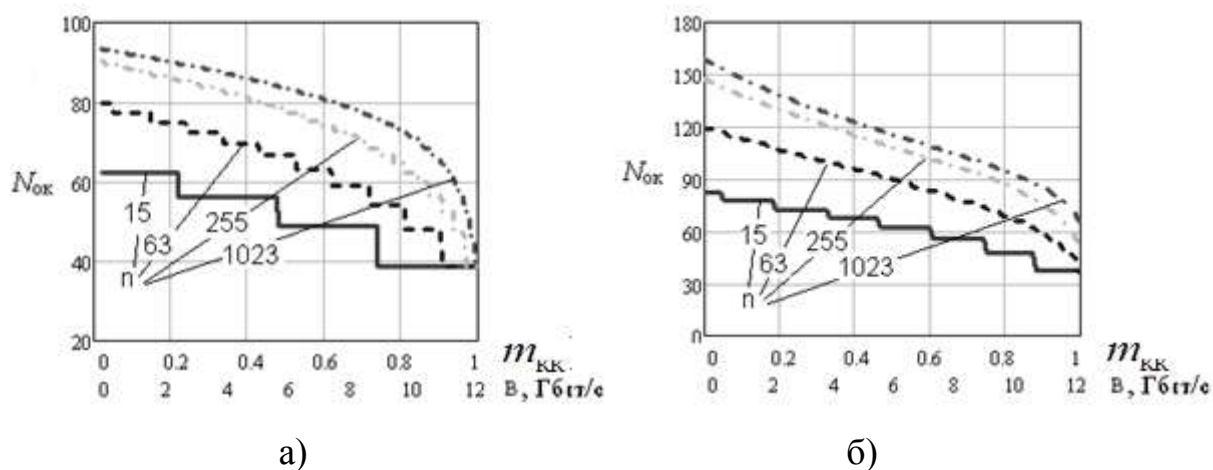


Рисунок 2.10 – Залежність кількості оптичних каналів від швидкості вихідного сигналу в одному каналі при різній довжині блоку КК БЧХ (а) і РС (б) при ймовірності помилки в каналі  $10^{-12}$

З рис. 2.10 видно, що із збільшенням довжини блоку можлива кількість оптичних каналів в СРК зростає.

Так, при довжині блоку коду БЧХ (рис. 2.13,а)  $n = 63$  біта, швидкості  $V = 2,5$  Гбіт/с ( $m_{кк} = 0,2$ ) отримуємо 75 оптичних каналів, а при  $n = 1023$  – 90 ОК.

Розрахунки для коду РС показують, що, при більшій складності реалізації кодека можна отримати суттєвий вигравш у кількості оптичних каналів в переобладнаній СРК. Так для РС з використанням тих же довжин блоків, що і для БЧХ отримуємо 105 і 135 оптичних каналів відповідно (рис. 2.10,б).

Коректувальне кодування КК дозволяє збільшити сумарну швидкість передавання використовуваного СРК частотного діапазону оптичного волокна.

Сумарна швидкість передавання цифрового сигналу  $V_{\Sigma}$  по всіх ОК ВОСП – СРК

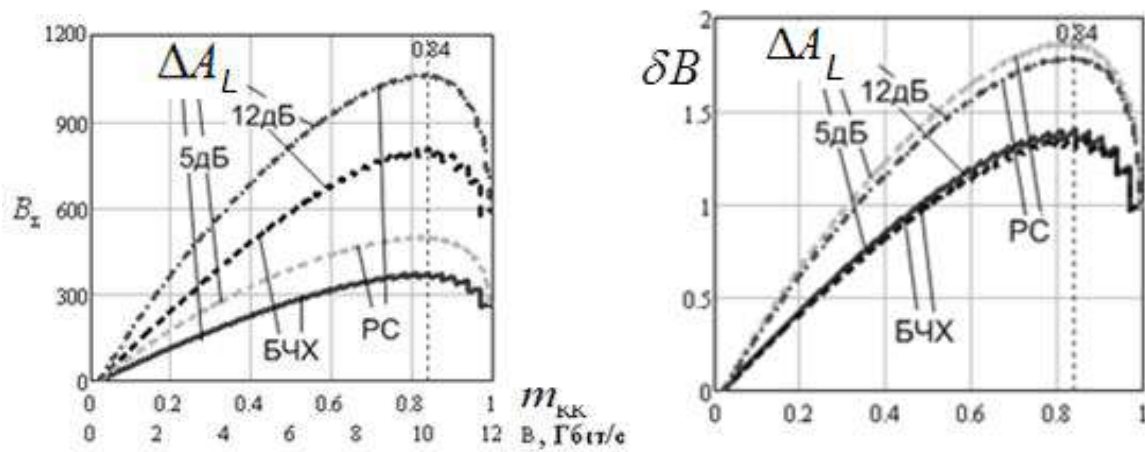
$$V_{\Sigma} = V \cdot N_{ок}, \quad (2.18)$$

де  $V$  - швидкість передавання по одному ОК ВОСП СРК.

Складові  $B$  та  $N_{\text{ок}}$  сумарної швидкості  $B_{\Sigma}$  суперечливо впливають на величину  $B_{\Sigma}$ : з одного боку, підвищення  $B$  збільшує  $B_{\Sigma}$ ; з іншого боку підвищення  $B$  і відповідне підвищення  $m_{\text{КК}}$  зменшує  $N_{\text{ок}}$  і, тим самим, зменшує  $B_{\Sigma}$ . Як наслідок, залежність  $B_{\Sigma}$  від  $m_{\text{КК}}$  має екстремум.

Нижче наведені результати розрахунку, як для абсолютних, так і для відносних величин сумарної швидкості передавання.

Відносна швидкість передавання розрахована як відношення сумарної швидкості передавання оптичного волокна (ОВ) з коректувальним кодом до сумарної швидкості передавання без використання КК.



$m_{\text{КК}}$

а)

б)

Рисунок 2.11 – Залежність швидкості передавання (а) і відносної швидкості (б) ОВ від швидкості кодів БЧХ та РС і швидкості вихідного сигналу в одному каналі при довжині блоку 255 біт і ймовірності помилки в каналі  $10^{-12}$

Результати розрахунків проілюстровані на рис. 2.11,а і рис. 2.11,б при різному запасі по загасання і оптимальному рівні передавання:

- максимум досягається при  $m_{\text{КК}} = 0,84$  незалежно від коду,
- максимальне значення відносної швидкості одно 140% для БЧХ і 180% для РС незалежно від величини запасу по загасанню,
- абсолютне значення сумарної швидкості передавання ОВ залежить від величини запасу і становить при запасі на загасання

12дБ, оптимальному рівні передавання 10дБ і довжині коду 255 біт, 800Гбіт/с для коду БЧХ і 1,05Тбіт / с для РС.

Нижче наведені розрахунки впливу ймовірності помилки в каналі і довжини коду (рис. 2.12) для різних КК на сумарну швидкість і відносту швидкість передавання ОВ.

З рис. 2.12,а видно, що зменшення допустимої ймовірності помилки в каналі з  $10^{-6}$  до  $10^{-15}$  дозволяє збільшити відносну швидкість для БЧХ на 10% і для РС на 30% при максимальному значенні відносної швидкості 130% і 180% відповідно.

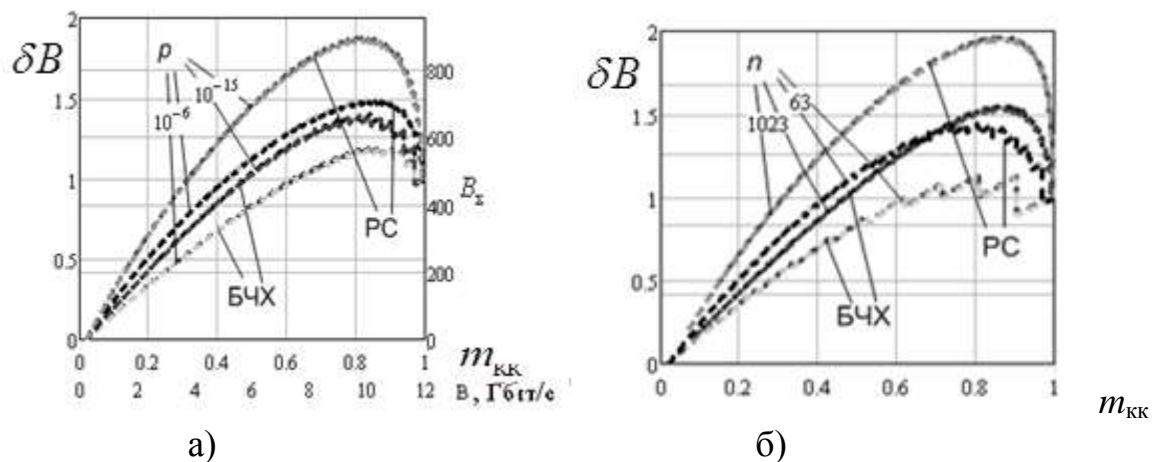


Рисунок 2.12 – Залежність сумарної швидкості передавання і відносної швидкості ОВ від швидкості коду БЧХ і РС і швидкості вихідного сигналу в одному каналі при різній ймовірності помилки в каналі і при довжині блоку 255 біт (а) і при різній довжині коду та ймовірності помилки в каналі  $10^{-12}$  (б)

З рис. 2.12,б видно, що збільшення довжини блоку з 63 до 1023 символів дозволяє збільшити відносну швидкість для БЧХ на 35% і для РС на 60% при максимальному значенні відносної швидкості 155% і 200% відповідно.

В цьому підрозділі наведені чисельні оцінки досяжною величини  $N_{ок}$  і сумарної швидкості ВОСП-СРК за рахунок використання коректувальних кодів БЧХ та РС.

Показано, що:

- існує оптимальне значення швидкості коду  $m_{\text{кк}} = 0,84$ , при якому досягається екстремум сумарної швидкості ВОСП-СРК,
- збільшення величини екстремуму відносної швидкості та кількості ОК можна отримати за рахунок збільшення довжини блоку та зменшення допустимої ймовірності помилки,
- кращі результати в порівнянні з БЧХ забезпечує код Ріда-Соломона.

Наведені розрахунки можуть бути використані при проектуванні транспортних мереж з СРК.

### 2.3 Підвищення сумарної швидкості передавання в оптичному каналі

Безперервне, експоненціальне зростання трафіку вимагає підвищення пропускної здатності існуючих ліній передавання [102; 103; 104]. У ВОСП ця задача вирішувалася спочатку шляхом переходу від цифрових систем передавання плезиохронної ієрархії ЦСП - ПЦІ до цифрових систем синхронної ієрархії ЦСП - СЦІ, а в подальшому шляхом переходу від одноканальних систем передавання (ЦСП - СЦІ) до багатоканальним систем зі спектральним розділенням ВОСП - СРК (СРК).

Підвищення пропускної здатності ліній передавання можна вирішувати шляхом реконструкції існуючих ліній передавання, тобто будівництвом нових ліній, що використовують нові оптичні кабелі, або шляхом переобладнання існуючих ліній [105], при якому продовжують використовуватися вже прокладені раніше кабелі, а застаріле станційне обладнання замінюється на нове.

Ясно, що для операторів, які мають і вже експлуатують оптичні мережі зв'язку, другий напрямок (переобладнання) є економічно більш вигідним, тому що використовує раніше вкладені інвестиції.

Підвищення пропускної здатності існуючих ліній передавання, що обладнані ВОСП - СРК можна здійснити шляхом розширення частотного діапазону, що використовується і/або підвищенням швидкості передавання цифрових потоків в оптичних каналах існуючої ВОСП - СРК.

Завданням є порівняльна оцінка ефективності заміни використовуваного в ВОСП методу дворівневої амплітудної модуляції на ефективні методи модуляції, в поєднанні з багатопозиційним передаванням і коректувальним кодуванням, для підвищення пропускної здатності оптичних каналів ВОСП.

Безпосереднє підвищення швидкості передавання у волоконно-оптичному каналі обмежується дисперсійними спотвореннями [106; 107].

Відомо, що довжина ділянки регенерації ВОСП [108] визначається втратами в оптичному волокні (ОВ)  $l_{p,\alpha}$  і дисперсійними спотвореннями  $l_{p,\sigma}$ .

$$l_{p,\alpha} = \frac{EP - 2A_{pc} - A_{E3}}{\alpha + \frac{A_{nc}}{l_{стр}}}. \quad (2.19)$$

Тут  $\alpha$  – коефіцієнт загасання оптичного волокна (ОВ),  $l_{стр}$  – будівельна довжина кабелю;  $A_{pc}$  та  $A_{nc}$  – загасання, що вносяться роз'ємних та нероз'ємних з'єднань, відповідно;  $A_{E3}$  – експлуатаційний запас на зміни загасань внесених середовищем ОВ, передавальним (ПОМ) і примальним (ПрОМ) модулями ( $A_{E3} \approx 3-6$  дБ); EP – енергетичний потенціал, який визначається різницею оптичних рівнів передавання та чутливості ПрОМ.

Довжина регенераційної ділянки, обмежена дисперсією ОВ визначається величиною відносної дисперсії  $z$

$$z = \frac{\sigma}{T_T} = \sigma \cdot B. \quad (2.20)$$

Тут  $T_T$  – тривалість тактового інтервалу,  $\sigma$  – дисперсія,

$$\frac{1}{T_T} = f_T = B, \quad (2.21)$$

а  $f_T$  і  $B$  – відповідно тактова частота і швидкість передавання цифрового потоку.

Абсолютна величина дисперсії  $\sigma$  дорівнює

$$\sigma = \sigma_{01} \Delta \lambda l_{p,\sigma}, \quad (2.22)$$

де  $\sigma_{01}$  – питома дисперсія волокна, с/нм·км;  $\Delta \lambda$  – ширина лінії випромінювання, нм.

Підставляючи (2.21) і (2.22) в (2.20) отримуємо

$$l_{p,\sigma} = \frac{z}{\sigma_{01} \cdot \Delta \lambda \cdot B}. \quad (2.23)$$

У процесі проектування фактична довжина ділянки регенерації визначається, як менша з цих двох довжин:

$$l_p = \min(l_{p,\alpha}, l_{p,\sigma}). \quad (2.24)$$

Зазвичай, для низькошвидкісних ВОСП,

$$l_{p,\alpha} < l_{p,\sigma}. \quad (2.25)$$

Тому, для таких ВОСП, фактична довжина ділянки регенерації  $l_p$  визначається  $l_{p,\alpha}$ .

Підвищення швидкості передавання  $B$  зменшує  $l_{p,\sigma}$  (2.23), змінюючи співвідношення між  $l_{p,\alpha}$  і  $l_{p,\sigma}$  так, що може наступити нерівність

$$l_{p,\sigma} < l_{p,\alpha}. \quad (2.26)$$

Для переобладнання, що використовує вже сформовану мережу, із закріпленими довжинами  $l_p$ , реалізувати (2.26) неможливо.

Розрахунки показують, що для ОБ типу SF при використанні СРК, а значить для 3-ого вікна прозорості, довжина ділянки регенерації визначається дисперсією. Для ОБ типу DSF дисперсія, як фактор визначає довжину ділянки регенерації, починає позначатися на швидкостях 2,5 Гбіт/с.

При проектуванні ВОСП [109], значення відносної дисперсії вважають  $z = 0,25$ .

Відомо, що величина відносної дисперсії  $z$  визначає величину міжсимвольної інтерференції МСІ, яка розмиваючи око-діаграму погіршує захищеність сигналу від завад. В [110] наведено розрахунки по визначенню

зв'язку між  $z$ , МСІ і втратою захищеності, використовуючи Е-критерій оцінки розмитості око-діаграми. В [111] проведені аналогічні розрахунки, що використовують D-критерій, який є більш песимістичною оцінкою впливу величини  $z$  на МСІ і відповідну втрату захищеності. Показано, що збільшення  $z$  вдвічі з 0,25 до 0,5 погіршує (збільшує) допустиму захищеність всього лише на 1 дБ, що цілком припустимо. Таке збільшення  $z$  вдвічі, дозволяє вдвічі збільшити швидкість передавання  $B$ , не зменшуючи довжини  $l_p$ . Деяке додаткове збільшення  $z$  також можливо, якщо є запас по захищеності  $\Delta A_{зз}$ .

Як правило, в запас по захищеності  $\Delta A_{зз}$  входять експлуатаційний запас ( $\Delta A_{ЕЗ}$ ) та запас по захищеності за рахунок різниці номінальної (розрахункової) і фактичної довжини ділянки регенерації ( $\Delta A_L$ ), тобто:

$$\Delta A_{зз} = \Delta A_{ЕЗ} + \Delta A_L - \Delta A_{\sigma}. \quad (2.27)$$

Важливим напрямом підвищення інформаційної швидкості передавання в оптичному каналі ОК без підвищення впливу дисперсійних спотворень, а значить і інформаційної ефективності, є перехід до символного передавання за рахунок використання багаторівневого або багатопозиційного кодування.

В даний час в ВОЛЗ [61] в основному використовується дворівневі коди в поєднанні з амплітудною модуляцією (АМ-2, ООК). Однак при будівництві ВОСП вже використовуються модеми з більш ефективними методами модуляції [112; 113; 114], добре відомі в техніці електрозв'язку. Це багаторівнева АМ (АМ- $M$ ), багатофазові та багаточастотні методи модуляції (ФМ- $M$  і ЧМ- $M$ ), та найефективніший метод модуляції - квадратурна амплітудна модуляція (КАМ- $M$ ) [115; 116].

За аналогією з (2.14)-(2.16) на базі [35] проведемо розрахунки завадостійкості оптимальних демодуляторів сигналів цифрової модуляції для ФМ- $M$  (2.28) та КАМ- $M$  (2.29).



$$p = \frac{2}{n} Q\left(\sqrt{2n} \sin \frac{\pi}{M} \cdot h\right), \quad (2.28)$$

$$p = \frac{4(\sqrt{M}-1)}{n\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{\frac{3n}{M-1}} \cdot h\right), \quad (2.29)$$

де  $M$  – кількість різних канальних символів,  $n = \log_2 M$  – кількість біт на один канальний символ,  $h^2$  – відношення сигнал/шум,  $Q(x)$  – інтеграл ймовірності помилки, який можна розрахувати за формулою (2.16) в прикладних програмах для числового аналізу MatLab або MathCAD.

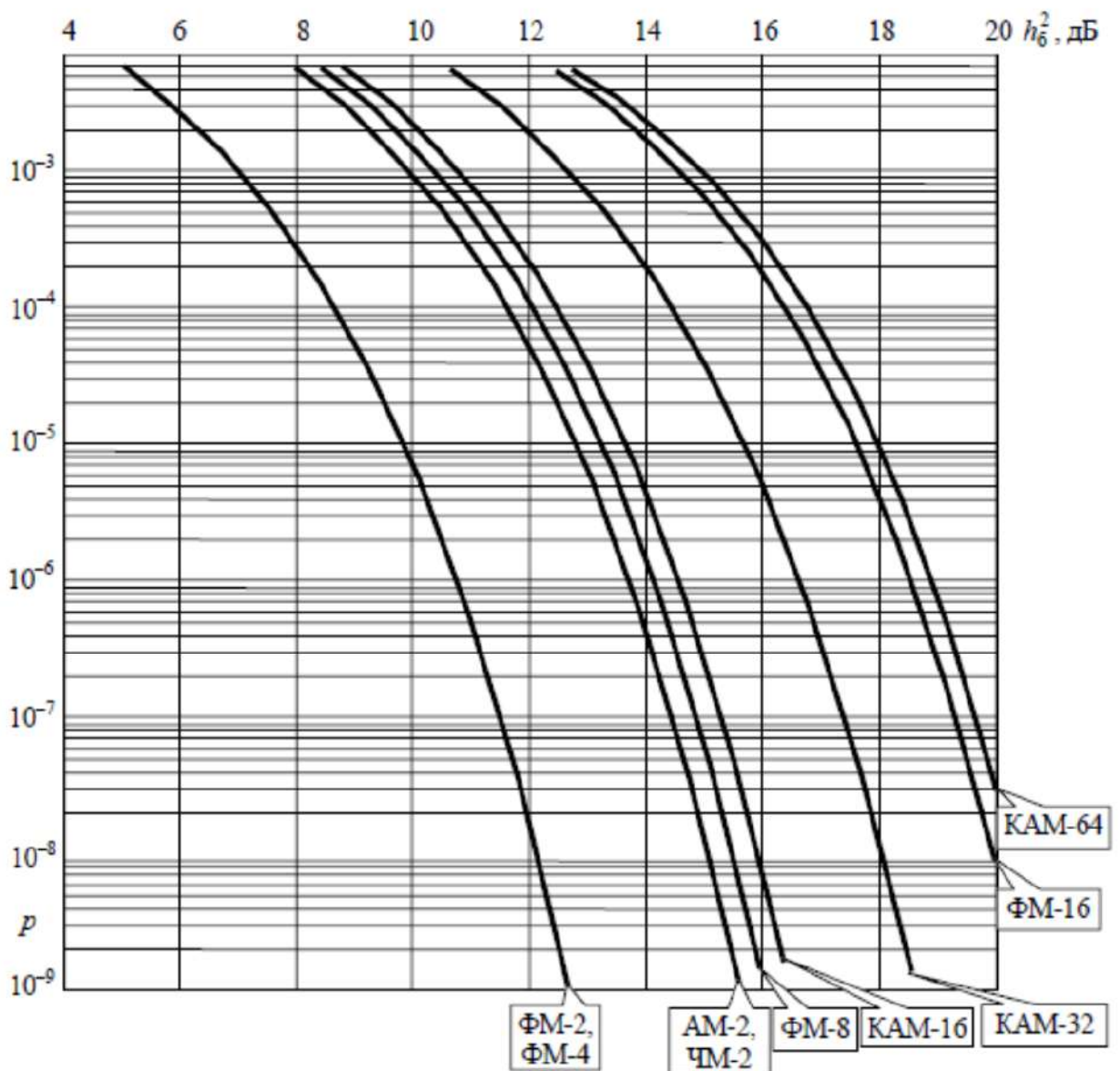


Рисунок 2.13 – Завадостійкість оптимальних демодуляторів сигналів цифрових методів модуляції

Пристрої, що реалізують ці ефективні методи передавання та приймання цифрового сигналу, називають високошвидкісними модемами (ВМ) [117; 118].

На рис. 2.14 представлена спрощена, узагальнена структурна схема передавача ВМ. На ній також показані точки, куди подається сигнал з інформаційної швидкістю  $B_i$ , а також формуються канална швидкість  $B_k$  та символна швидкість  $B_c$ .

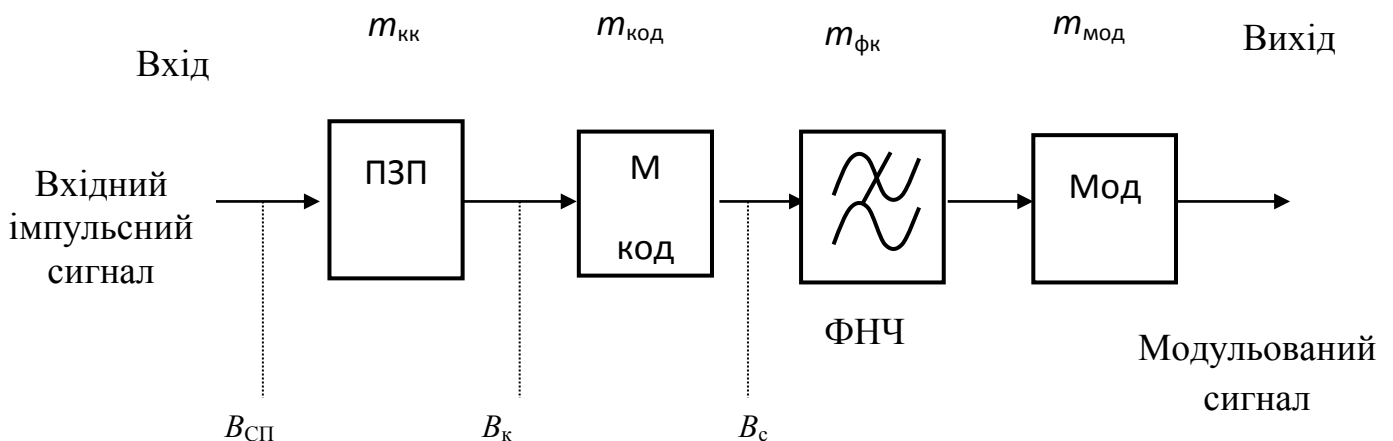


Рисунок 2.14 – Спрощена структурна схема тракту передавання ВМ

Основними блоками цієї схеми є:

- ПЗП - пристрій захисту від помилок, що здійснює коректувальне кодування (КК) додаванням до вихідного імпульсного сигналу з інформаційної швидкістю  $B_{сп}$  службові перевіірні біти, тому канална швидкість  $B_k$  на виході ПЗП збільшується ( $B_k > B_{сп}$ );
- М-кодер – пристрій багатопозиційного кодування, що заміняє двійковий сигнал зі швидкістю  $B_k$  багатопозиційним сигналом з символної швидкістю  $B_c < B_k$ ;
- ФНЧ – фільтр нижніх частот, що визначає основну смугу частот вихідного імпульсного сигналу;
- Мод – модулятор, який перетворює вихідну смугу частот в необхідну.

На схемі над блоками надписані коефіцієнти, що характеризують ефективність роботи цих блоків. З урахуванням цих коефіцієнтів, спектральна ефективність системи передавання (відносна швидкість передавання ВМ) дорівнює [117]:

$$\gamma = B_{\text{СП}} / \Delta F = m_{\text{КК}} \cdot m_{\text{ФК}} \cdot m_{\text{КОД}} \cdot m_{\text{МОД}} \cdot \quad (2.30)$$

Тут  $\Delta F$  – використовувана смуга частот каналу;  $m_{\text{КК}}$  – коефіцієнт, що враховує зменшення інформаційної швидкості передавання цифрового потоку в порівнянні з каналною швидкістю, за рахунок введення перевірних символів пристроєм ПЗП,  $m_{\text{КК}} < 1$ ;  $m_{\text{ФК}}$  – коефіцієнт, що показує відносну швидкість передавання символного сигналу в обмеженому смугі частот,  $m_{\text{ФК}} < 2$ ;  $m_{\text{МОД}}$  – коефіцієнт, що враховує співвідношення смуг вхідного (основна смуга частот) і модульованого сигналу,

$$m_{\text{МОД}} = \Delta f_0 / \Delta f_M,$$

$\Delta f_0$  – основна смуга частот символного сигналу,  $\Delta f_M$  – смуга частот модульованого сигналу.

$$m_{\text{МОД}} = \begin{cases} 0.5 & \text{для АМ-М} \\ < 0.5 & \text{для ФМ-М та ЧМ-М} \\ 1 & \text{для КАМ-М} \end{cases} \quad (2.31)$$

Видно, що методи модуляції ФМ-М і ЧМ-М недоцільно розглядати для підвищення відносної швидкості передавання  $B_{\text{СП}} / \Delta F$ . Ці методи модуляції дозволяють підвищити завадостійкість, за рахунок розширення використовуваної смуги частот. Прикладом такого використання ЧМ-М є робота [119], в якій за рахунок розширення використовуваної смуги частот вдається збільшити завадостійкість ВОСП і перекрити великі відстані.

Основний ефект підвищення інформаційної швидкості передавання досягається за рахунок багатопозиційного кодування та обраного методу вузькосмугової модуляції.

$m_{\text{код}}$  - ступінь багатопозиційного кодування (кількість біт на символ).

Величина  $m_{\text{код}}$  визначає кількість точок сигнального сузір'я  $M$ :

$$M = \begin{cases} 2^{m_{\text{код}}} & \text{для АМ-М,} \\ 2^{2m_{\text{код}}} & \text{для КАМ-М.} \end{cases} \quad (2.32)$$

Підвищення  $m_{\text{код}}$  збільшує  $M$  і при фіксованій потужності сигналу зменшує відстань між точками сигнального сузір'я, погіршуючи тим самим, захищеність сигналу від завад і змінюючи запас по захищеності  $\Delta A_{\text{зз}}$ . Цю обставину враховуємо змінюючи (2.21) наступним чином:

$$\Delta A_{\text{з}} = \Delta A_{\text{ЕЗ}} + \Delta A_{\text{L}} + \Delta A_{\text{кк}} - \Delta A_{\text{σ}} - \Delta A_{\text{M}}. \quad (2.33)$$

Тут  $\Delta A_{\text{кк}}$  – вигреш по захищеності за рахунок використання коректувального кодування;  $\Delta A_{\text{M}}$  – втрата захищеності при переході від АМ-2, яке, в основному, ще використовується в ВОСП, до нового методу модуляції, з кількістю точок сигнального сузір'я  $M$ . Таким чином  $\Delta A_{\text{M}}$  враховує дію на втрату захищеності коефіцієнтів  $m_{\text{код}}$  і  $m_{\text{код}}$  одночасно.

$$\Delta A_{\text{M}} = A_{\text{АМ-2}} - A_{\text{M}}. \quad (2.34)$$

Проблема підвищення інформаційної швидкості при переобладнанні може бути частково вирішена використанням багатопозиційного кодування, при якому здійснюється заміна передавання біт по каналу, передаванням символів, що несуть інформацію про групу, що складається з  $m_{\text{код}}$  біт.

Дисперсійні спотворення обмежують символну швидкість  $V_c$ . При багатопозиційному кодуванні довжина  $l_{\text{р,σ}}$  визначається  $V_c$  (в цьому випадку у формулі (2.23)  $B = V_c$ ).

Багатопозиційне кодування дозволяє збільшити інформаційну швидкість  $V_{\text{СП}}$  при незмінній символній  $V_c$ , тобто збільшити відносну швидкість  $\frac{V_{\text{СП}}}{V_c}$ . Нас цікавить оцінити можливе підвищення  $V_{\text{СП}}$  в порівнянні

зі швидкістю при АМ-2 –  $B_{\text{АМ-2}}$ , тобто величину:

$$\delta B = \frac{B_{\text{СП}}}{B_{\text{АМ-2}}} \quad (2.35)$$

Використовуючи (2.30) отримуємо, що

$$\delta B = 2 \cdot m_{\text{КК}} \cdot m_{\text{КОД}} \cdot m_{\text{МОД}}. \quad (2.36)$$

Фіксуючи пікове значення модульованого сигналу отримуємо наступні залежності втрат захищеності  $\Delta A_M$  від відносної швидкості  $\delta B$  для різних методів модуляції:

$$\Delta A_M = \begin{cases} \frac{\delta B}{20 \lg(2^{m_{\text{КК}}} - 1)} \text{ для АМ-М,} \\ \frac{\delta B}{20 \lg\left(\frac{2^{2m_{\text{КК}}} - 1}{\sqrt{2}}\right)} \text{ для КАМ-М.} \end{cases} \quad (2.37)$$

Нижче (рис. 2.15) наведені графіки залежностей (2.37) без урахування роботи ПЗП, тобто для  $m_{\text{КК}} = 1$  і  $\Delta A_{\text{КК}} = 0$ , які дають чисельну оцінку цим втратам і підтверджують той факт, що КАМ-М є найбільш ефективним методом багатопозиційного кодування, який дозволяє в два - три рази збільшити інформаційну швидкість передавання порівняно з символною практично без втрати захищеності.

Підстановка (2.37) в (2.33) з урахуванням (2.36) дає рівняння (2.38, 2.39) для різних методів модуляції, вирішення яких, дозволяє визначити залежність відносної швидкості передавання досяжною для цих методів модуляції, від складових запасу по захищеності (наприклад, і  $\Delta A_L$ ).

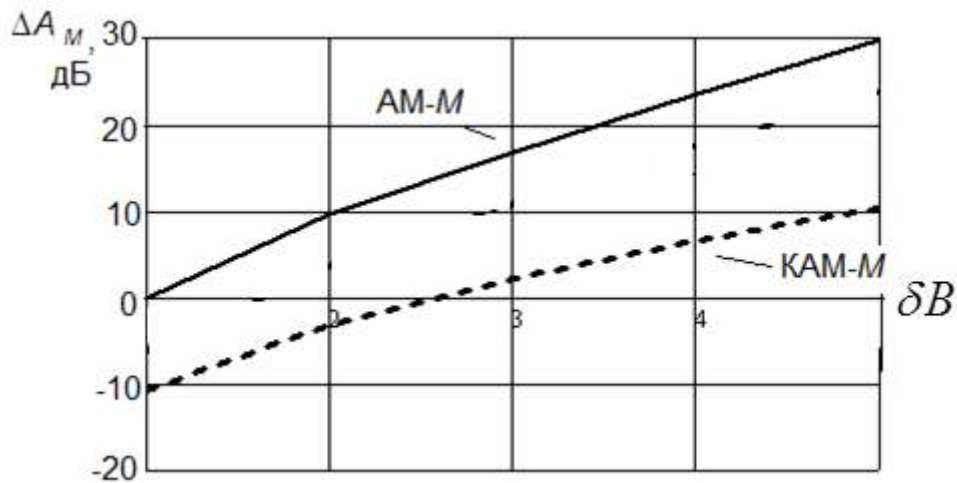


Рисунок 2.15 – Залежність втрати захищеності  $\Delta A_M$  від відносної швидкості передавання  $b$  для різних методів модуляції

Нехай в гіршому випадку  $\Delta A_3 = \Delta A_{E3}$ ; відповідно до (2.33)  $\Delta A_\sigma(z) \approx 1$  дБ; при використанні ПЗП за допомогою КК  $\Delta A_{\text{КК}} = \Delta A_{\text{КК}}(m_{\text{КК}})$ . Тому

$$\Delta A_M = \Delta A_L + \Delta A_{\text{КК}}(m_{\text{КК}}) - 1. \quad (2.38)$$

Виграш по захищеності від використання КК Ріда-Соломона пов'язаний з ЕВК [120]. Хороші результати по апроксимації  $\Delta A_{\text{КК}}(m_{\text{КК}})$  дає вираз:

$$\Delta A_{\text{КК}}(m_{\text{КК}}) = \left( \frac{1 - m_{\text{КК}}}{c} \right)^d, \quad (2.39)$$

Для КК довжиною блоку  $n = 255$  і достовірністю  $p = 10^{-10}$  [101],  $c = 4.088 \cdot 10^{-4}$ ,  $d = 0.368$ .

Відповідно до (2.31) відносна, по відношенню до символної, швидкість  $b$  визначається виразом (2.34):

$$\delta B = \begin{cases} m_{\text{КК}} \cdot \log_2 \left( 10^{\frac{\Delta A_L + \Delta A_{\text{КК}}(m_{\text{КК}}) - 1}{20}} + 1 \right) & \text{для AM-M,} \\ 2m_{\text{КК}} \cdot \log_2 \left( \sqrt{2} \cdot 10^{\frac{\Delta A_L + \Delta A_{\text{КК}}(m_{\text{КК}}) - 1}{20}} + 1 \right) & \text{для КАМ-M.} \end{cases} \quad (2.40)$$

Нижче (рис. 2.15) наведені графіки цих залежностей для  $m_{\text{КК}} = 1$  і  $\Delta A_{\text{КК}} = 0$ , які дають чисельну оцінку досяжної величини  $b$ , якщо є запас тільки по довжині ділянки регенерації, а значить і запас по відповідній захищеності  $\Delta A_L$ .

Використання АМ-М модуляції для підвищення відносної, по відношенню з символною, інформаційної швидкості вимагає запасу  $\Delta A_L \approx 10\text{дБ}$ , що при коефіцієнті загасання оптичного волокна  $\alpha \approx 0.25 - 0.5\text{дБ}$  відповідає довжині  $l \approx 20 - 40\text{км}$ , а значить затребуваність, такого методу модуляції, буде рідкісною.

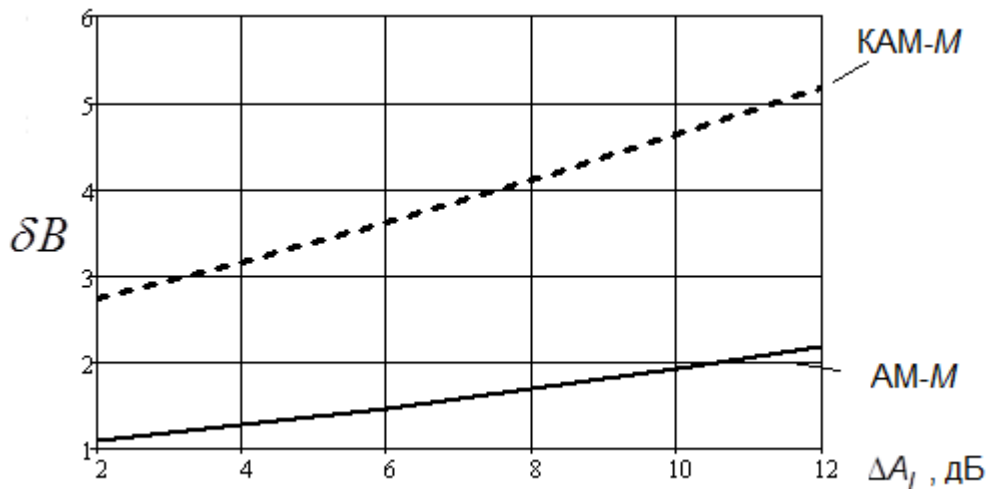


Рисунок 2.16 – Залежність  $\delta B(\Delta A_L)$  для різних методів багатопозиційної модуляції

Ефективним методом формування запасу по захищеності є коректувальне кодування (КК). Коефіцієнт  $m_{\text{КК}}$ , що характеризує цей метод, по-різному впливає на величину відносної швидкості  $b$ : збільшуючи її за рахунок підвищення захищеності  $\Delta A_{\text{КК}}$  з одного боку і зменшуючи її, за рахунок введення надлишкових, перевірочних біт з іншого боку.

Наслідком цього двоякого впливу є поява екстремуму в залежності  $\delta B(m_{\text{КК}})$ , яка наведена на рис. 2.17 і 2.18.

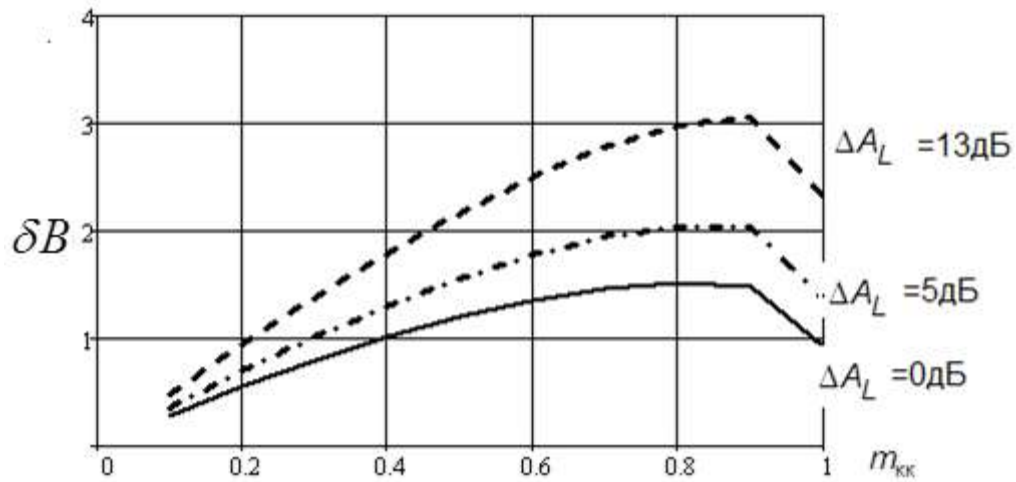


Рисунок 2.17 – Залежність  $\delta B(m_{кк})$  для АМ-М і різних значень  $\Delta A_L$

Видно, що використання КК дозволяє для підвищення відносної швидкості в два рази знизити необхідний запас по захищеності з 10 дБ до 5 дБ.

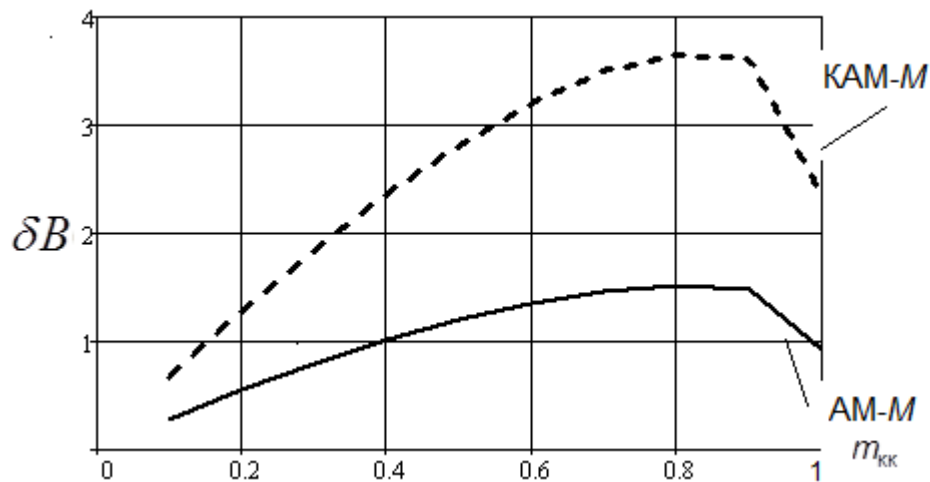


Рисунок 2.18 – Залежність  $\delta B(m_{кк})$  для різних методів багатопозиційного кодування і модуляції при  $\Delta A_L = 0$

З графіків рис. 2.18 видно, що при нульовому запасі по довжині ( $\Delta A_L = 0$ ) АМ-М не дає виграву відносної швидкості передавання, КАМ-М дозволяє отримати виграв у три рази. Це означає, відповідно до (2.32) і (2.36), що виграв забезпечує КАМ-16.



Розрахуємо показники ефективності для розглянутих у цьому підрозділі варіантів організації системи передавання за аналогією з табл. 2.2. Результати представлені у табл. 2.3.

Таблиця 2.3 Інформаційна ефективність методів модуляції

Метод модуляції	Спектральна ефективність, дБ	Енергетична ефективність, дБ	Інформаційна ефективність
АМ-2	0,00	-17,04	0,18
АМ-4	3,01	-18,05	0,29
ФМ-4 (КАМ-4)	3,01	-14,03	0,35
ФМ-8	4,77	-17,58	0,40
ФМ-16	6,02	-22,08	0,43
КАМ-16	6,02	-18,05	0,50
КАМ-32	6,99	-20,19	0,55
КАМ-64	7,78	-22,48	0,60

За результатами можна сказати, що використання комбінованої квадратурної амплітудної модуляції КАМ-16 збільшує швидкість передавання до трьох разів, якщо є запас по довжині регенераційної ділянки.

Якщо такого запасу немає, або потрібно отримати ще більший вигреш, то необхідно використовувати ці методи модуляції в поєднанні з коректувальним кодуванням Ріда-Соломона. Це дозволяє збільшити швидкість передавання.

За інформаційною ефективністю найкращим з розглянутих методів модуляції є КАМ-64, для якого вона дорівнює 0,6.

## 2.4 Висновки

Використання квадратурної амплітудної модуляції КАМ-16 збільшує швидкість передавання системи передавання до трьох разів, якщо є запас по

довжині регенераційної ділянки. Найбільшу інформаційну ефективність забезпечує метод модуляції КАМ-64.

Якщо запасу по захищеності немає, або потрібно отримати ще більший вигаш, то необхідно використовувати ці методи модуляції в поєднанні з коректувальним кодуванням Ріда-Соломона. Це дозволяє збільшити швидкість передавання у каналах СРК ще як мінімум в два рази.

Швидкість коректувального коду і ступінь кодування впливають на спектральну ефективність різноспрямовано, і в залежності СЕ від ступеня кодування мається оптимум.

Втрати захищеності при використанні багатопозиційного кодування необхідно компенсувати ефективними коректувальними кодами (Ріда-Соломона, турбо-коди, коди з малою щільністю перевірок на парність).

## РОЗДІЛ 3 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ВОСП

### 3.1 Обмін спектральної та енергетичної ефективності систем передавання

Спектральна ефективність – це оптимальне використання спектра або смуги пропускання, так що максимальна кількість даних може бути передана з найменшою кількістю помилок. Спектральна ефективність системи цифрового зв'язку вимірюється в  $\frac{\text{біт/с}}{\text{Гц}}$  [35]. Це швидкість передавання інформації, поділена на смугу частот каналу зв'язку. Спектральна ефективність є показником ефективності використання частотного ресурсу і в деяких випадках – показником якості послуг.

Енергетична ефективність – коефіцієнт використання потужності сигналу при спектральній щільності потужності завад  $N_0$ .

Підвищення спектральної ефективності дозволяє знизити витрати на використання виділеного діапазону частот.

Однак зі зростанням спектральної ефективності системи передавання підвищується загальна вартість компонентів системи і збільшується ймовірність виникнення помилок при передавання даних. Оптимальне співвідношення між значеннями зазначених параметрів є одним з найбільш важливих факторів для операторів і виробників обладнання.

Спектральна ефективність, як правило, використовується для аналізу ефективності методу цифрової модуляції або лінійного коду, іноді в поєднанні з прямою корекцією помилок.

Верхня межа для спектральної ефективності задається частотою Найквіста наступним чином: для передавання сигналів алфавіту  $M$  альтернативних символів, кожний символ представляє  $m_{\text{код}} = \log_2 M$  бітів. Якщо алфавіт складається з двохканальних символів, то спектральна ефективність не може перевищувати  $2 \frac{\text{біт/с}}{\text{Гц}}$  за умови відсутності міжсимвольної інтерференції.

Якщо використовується завадостійкий код, то спектральна ефективність знижується. В обмін на зниження спектральної ефективності, як правило, такий код зменшує число помилкових бітів, і, тим самим забезпечує роботу при більш низьких відношеннях сигналу до шуму, тобто підвищується енергетична ефективність.

Приклади числових значень спектральної ефективності у деяких системах зв'язку представлені в таблицях [121; 122; 123].

Швидкість передавання може бути збільшена за допомогою більш широкої смуги каналу, за рахунок підвищення спектральної ефективності, або комбінацією цих двох методів. Використання більш широкої смуги частот, як правило, вимагає додаткових підсилювачів і інших оптичних компонентів, так що підвищення спектральної ефективності часто є більш економічно вигідним.

Спектральна ефективність є однією з найбільш важливих характеристик будь-якої системи передавання. Використання методів багатопозиційної модуляції дозволяє забезпечити високе значення спектральної ефективності за рахунок збільшення числа рівнів сигналу. Але збільшення числа рівнів сигналу призводить до зниження завадостійкості сигналу, так що існує необхідність у розробці інших способів підвищення спектральної ефективності, які можуть викликати менші втрати у відношенні сигнал/шум.

В залежності від призначення і умов функціонування системи передавання її ефективність оцінюється на підставі тих чи інших показників (критеріїв), основними з яких є енергетичний і спектральний. Відповідно, найважливішими характеристиками будь-якої системи передавання є енергетична і спектральна ефективність, характеризують, відповідно, енергетичні затрати і смугу займаних частот, які необхідні для передавання повідомлень.

Однчасне досягнення граничних за Шенноном [124] значень цих показників ефективності виявляється неможливим, так що в кожному

конкретному випадку побудови системи передавання доводиться керуватися компромісними міркуваннями при оптимізації характеристик і режимів функціонування системи [125; 126; 127].

### 3.2 Ефективність застосування коректувального коду

На першому етапі розвитку волоконно-оптичних систем передавання (ВОСП) основною метою було збільшення довжини ділянки регенерації [31; 128]. На сьогодні ця проблема в Україні вже не є настільки актуальною [59], по-перше, у зв'язку з досягненням необхідних довжин, а, по-друге, через бажання операторів заощадити використовуючи переобладнання. При переобладнанні [105; 100] довжина регенераційної ділянки не змінюється, а отримані вигоди витрачаються на підвищення спектральної ефективності (СЕ). Одним із способів отримання вигаду є застосування коректувального коду (КК). КК дозволяє підвищити завадостійкість системи передавання. Швидкодія сучасного обладнання дозволяє використовувати досить довгі коди, що збільшує ефективність їх використання.

Проте введення додаткових перевірних символів збільшує надмірність, а значить, знижує спектральну ефективність. З іншого боку за рахунок можливого зменшення необхідного відношення сигнал/шум можна перейти на більш спектрально-ефективні методи модуляції [128; 129] і, відповідно, збільшити спектральну ефективність.

Надалі будемо користуватися наступною формулою (2.30), де  $m_{\text{КК}}$  – швидкість коректувального коду,  $m_{\text{фк}}$  – коефіцієнт формування і корекції,  $m_{\text{код}}$  – ступінь кодування,  $m_{\text{код}} = \log_2 M$  для АМ-М та  $m_{\text{код}} = 0.5 \cdot \log_2 M$  для КАМ-М,  $m_{\text{мод}}$  – коефіцієнт модуляції,  $m_{\text{мод}} = 0.5$  для АМ-М та  $m_{\text{мод}} = 1$  для КАМ-М.

Виграш від використання КК може бути розрахований за наступною методикою.

Відомо, що в ВОСП використовується амплітудна модуляція (АМ). Також може бути використана квадратурна амплітудна модуляція (КАМ)

[113; 130; 131]. Залежність ймовірності помилки від відношення сигнал/шум, наприклад, для КАМ-М розраховується за формулою (2.29).

При використанні блокового КК Ріда-Соломона (РС) ймовірність помилки біта на виході декодера дорівнює (2.2)

Знайдемо з виразів (2.12), (2.16) та (2.29) необхідні захищеності. Різницю між ними будемо називати виграш від використання КК.

$$\Delta = 20 \lg \frac{\sqrt{\frac{\ln \frac{0.65}{P_1}}{0.44} - 0.75}}{4(\sqrt{M} - 1)} - 20 \lg \frac{\sqrt{\frac{\ln \frac{0.65}{P_2}}{0.44} - 0.75}}{4(\sqrt{M} - 1)} = 20 \lg \frac{\sqrt{\frac{\ln \frac{0.65}{P_1}}{0.44} - 0.75}}{\sqrt{\frac{\ln \frac{0.65}{P_2}}{0.44} - 0.75}} \quad (3.1)$$

$p_1$  – ймовірність помилки в каналі зв'язку,

$$p_2 = \sqrt[q]{\frac{\frac{P_1}{n - n \cdot m_{\text{КК}} + 1} \cdot C_n^q}{n}} \quad \text{– ймовірність помилки на виході декодера КК.}$$

Формула (3.1) може бути використана для розрахунку виграшу і при інших видах модуляції.

Для спрощення подальших розрахунків була проведена апроксимація виразу (3.1) у вигляді (3.2)

$$\Delta A_{\text{КК}}(m_{\text{КК}}) = \left( \frac{1 - m_{\text{КК}}}{c} \right)^d, \quad (3.2)$$

де  $c$  та  $d$  – коефіцієнти апроксимації.

Результати розрахунку коефіцієнтів  $c$  і  $d$  представлені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Розрахунок коефіцієнтів апроксимації

Характеристики КК		Коефіцієнти апроксимації	
Довжина коду	Ймовірність помилки біта	$c$	$d$
63	$10^{-5}$	$7,505 \cdot 10^{-3}$	0,530
	$10^{-10}$	$2,495 \cdot 10^{-3}$	0,451
	$10^{-15}$	$1,635 \cdot 10^{-3}$	0,427
255	$10^{-5}$	$2,978 \cdot 10^{-3}$	0,464
	$10^{-10}$	$4,088 \cdot 10^{-4}$	0,368
	$10^{-15}$	$1,598 \cdot 10^{-4}$	0,337
1023	$10^{-5}$	$2,176 \cdot 10^{-3}$	0,445
	$10^{-10}$	$1,833 \cdot 10^{-4}$	0,340
	$10^{-15}$	$4,762 \cdot 10^{-5}$	0,303

Графіки, що показують залежність виграшу від швидкості коду за формулами (3.1) і (3.2), наведені на рис. 3.1.

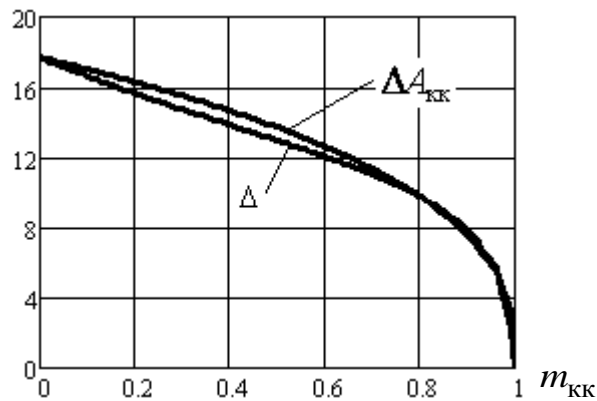


Рисунок 3.1 – Залежність виграшу КК від швидкості коду PC при довжині кодового слова 255 і ймовірності помилки  $10^{-10}$

З графіків видно, що вираз (3.2) є достатньо наближеним до (3.1).

Так як потужності сигналів пропорційні  $M$ , то при збереженні значення пікової або середньої потужності сигналу зі збільшенням ступеня кодування погіршується завадостійкість. Подальші розрахунки і результати наведені

при фіксованій піковій потужності. Для оцінки спектральної ефективності при фіксованій середній потужності можна використовувати пікфактор - відношення пікової потужності до середньої. Пікфактори для АМ-М і КАМ-М, відповідно, дорівнюють:

$$\Theta_{\text{АМ}} = 10 \cdot \log\left(\frac{(M-1)^2}{\frac{1}{M} \cdot \sum_{i=1}^{M-1} i^2}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{2^{m_{\text{код}}} \cdot (2^{m_{\text{код}}} - 1)^2}{\sum_{i=1}^{2^{m_{\text{код}}}-1} i^2}\right), \text{ дБ}, \quad (3.3)$$

$$\Theta_{\text{КАМ}} = 10 \cdot \log\left(\frac{2 \cdot (\sqrt{M} - 1)^2}{2 \cdot (M-1) / 3}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{3 \cdot (2^{m_{\text{код}}} - 1)^2}{2^{2m_{\text{код}}} - 1}\right), \text{ дБ}. \quad (3.4)$$

Розрахунки за формулами (3.3) і (3.4) наведено на рис. 3.2. З рисунка видно, що зі збільшенням ступеня кодування пікфактор збільшується. При значеннях  $m_{\text{код}} = 1$  пікфактор дорівнює 3дБ для АМ-М і 0дБ для КАМ-М. Починаючи з  $m_{\text{код}} = 6$  два пікфактора практично збігаються і обидва прагнуть до значення  $\Theta = 10 \cdot \log(3) = 4.77$ дБ.

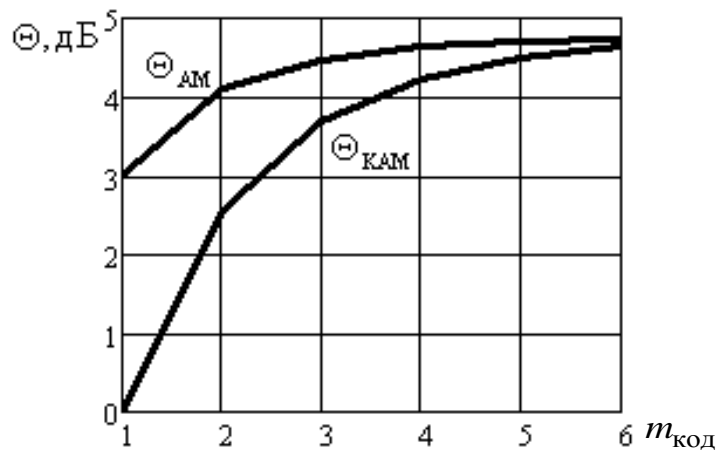


Рисунок 3.2 – Залежність пікфактора від ступеня кодування

Збільшення ступеня кодування призводить до погіршення завадостійкості.

$$\Delta_{\text{код}} = 20 \lg\left(\frac{2^{m_{\text{код}2}} - 1}{2^{m_{\text{код}1}} - 1}\right), \quad (3.5)$$



де  $m_{\text{МО}}$ , та  $m_{\text{КОД1}}$  – коефіцієнт модуляції та ступінь кодування вихідного виду модуляції,  $m_{\text{МОД2}}$  і  $m_{\text{КОД2}}$  – коефіцієнт модуляції і ступінь кодування отриманого виду модуляції.

Компенсуючи це погіршення за рахунок коректувального кодування, можна збільшити СЕ.

З (3.2) знайдемо залежність швидкості коду від виграшу:

$$m_{\text{КК}} = 1 - c \cdot (\Delta A_{\text{КК}})^{1/d}. \quad (3.6)$$

Підставляючи (3.5) в (3.6) отримаємо

$$m_{\text{КК}} = 1 - c \cdot \left( 20 \lg \left( \frac{2^{m_{\text{КОД2}}} - 1}{2^{m_{\text{КОД1}}} - 1} \right) \right)^{1/d}. \quad (3.7)$$

З (3.7) з урахуванням (2.5) отримаємо при збільшенні ступеня АМ-М

$$m_{\text{КК}} = 1 - c \cdot \left( 20 \lg \left( \frac{2^{2 \cdot m_{\text{МОД2}} \cdot m_{\text{КОД2}}} - 1}{2^{2 \cdot m_{\text{МОД1}} \cdot m_{\text{КОД1}}} - 1} \right) \right)^{1/d}. \quad (3.8)$$

При збільшенні ступеня КАМ-М

$$m_{\text{КК}} = 1 - c \cdot \left( 20 \lg \left( \frac{2^{m_{\text{МОД2}} \cdot m_{\text{КОД2}}} - 1}{2^{m_{\text{МОД1}} \cdot m_{\text{КОД1}}} - 1} \right) \right)^{1/d}, \quad (3.9)$$

при переході від АМ-М до КАМ-М

$$m_{\text{КК}} = 1 - c \cdot \left( 20 \lg \left( \frac{\sqrt{2} \cdot (2^{m_{\text{МОД2}} \cdot m_{\text{КОД2}}} - 1)}{2^{2 \cdot m_{\text{МОД1}} \cdot m_{\text{КОД1}}} - 1} \right) \right)^{1/d}, \quad (3.10)$$

Погіршення захищеності при збільшенні ступеня кодування наведено на рис. 3.3.

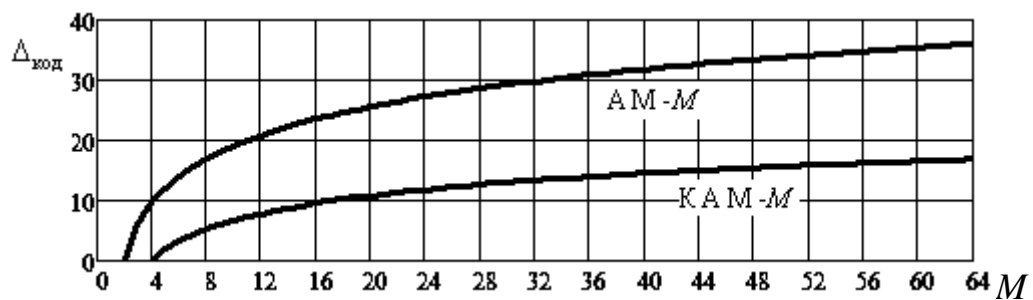


Рисунок 3.3 – Погіршення захищеності при збільшенні кількості точок сигнального сузір'я

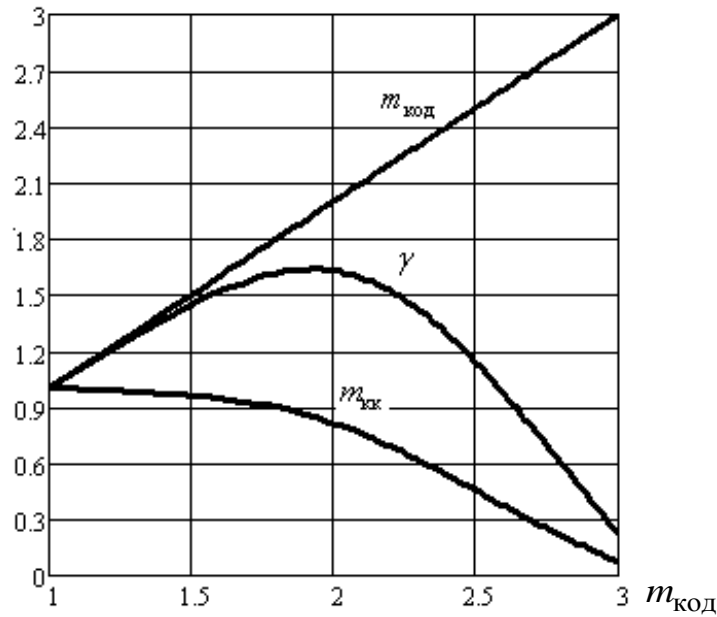


Рисунок 3.4 – Вплив різних складових на величину спектральної ефективності при довжині кодового слова 255 і ймовірності помилки  $10^{-10}$

Рис. 3.4 показує, що швидкість коректувального коду і ступінь кодування впливають на спектральну ефективність різноспрямовано, і в залежності SE від  $m_{\text{код}}$  мається оптимум.

Підставивши в (2.5) вирази (3.8), (3.9) і (3.10) отримаємо

$$\gamma_{\text{AM}} = (1 - c \cdot (20 \lg(\frac{2^{2 \cdot m_{\text{мод}2} \cdot m_{\text{код}2}} - 1}{2^{2 \cdot m_{\text{мод}1} \cdot m_{\text{код}1}} - 1}))^{1/d}) \cdot m_{\text{мод}2} \cdot m_{\text{код}2}, \quad (3.11)$$

$$\gamma_{\text{КАМ}} = (1 - c \cdot (20 \lg(\frac{2^{m_{\text{мод}2} \cdot m_{\text{код}2}} - 1}{2^{m_{\text{мод}1} \cdot m_{\text{код}1}} - 1}))^{1/d}) \cdot m_{\text{мод}2} \cdot m_{\text{код}2}, \quad (3.12)$$

$$\gamma_{\text{АМ-КАМ}} = (1 - c \cdot (20 \lg(\frac{\sqrt{2} \cdot (2^{m_{\text{мод}2} \cdot m_{\text{код}2}} - 1)}{2^{2 \cdot m_{\text{мод}1} \cdot m_{\text{код}1}} - 1}))^{1/d}) \cdot m_{\text{мод}2} \cdot m_{\text{код}2}. \quad (3.13)$$

Побудуємо графіки залежностей SE від збільшення ступеня кодування

$$\delta_{m_{\text{код}}} = m_{\text{код}2} - m_{\text{код}1}.$$

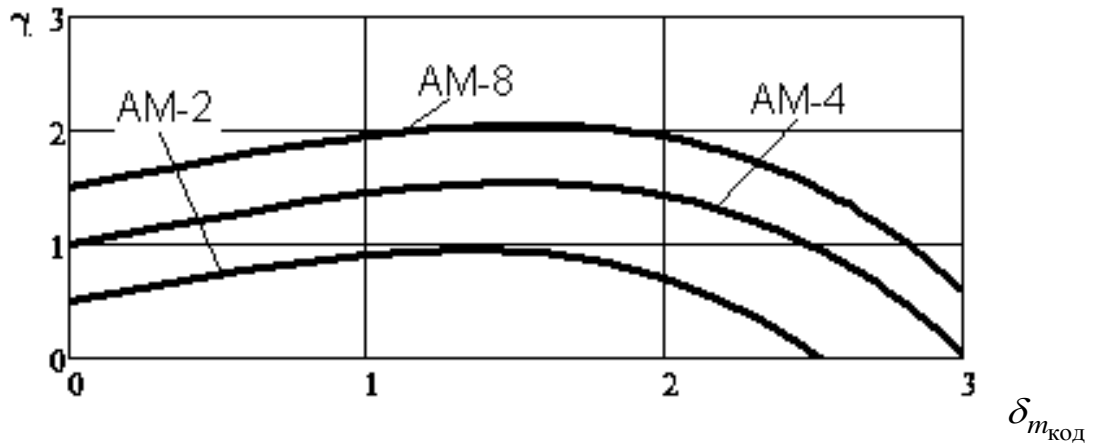


Рисунок 3.5 – Залежність СЕ від збільшення вихідної ступеня кодування АМ-М при довжині кодового слова 1023 і ймовірності помилки  $10^{-15}$

З рисунку 3.5 видно, що незалежно від вихідної ступеня кодування АМ-М застосування коректувального коду дозволяє підвищити цей рівень на 1 (тобто, наприклад, з АМ-2 до АМ-4 або з АМ-4 до АМ-8) збільшуючи при цьому спектральну ефективність. Збільшуючи ступінь кодування АМ-М с  $m_{\text{код}1} = 1$  до  $m_{\text{код}2} = 2$  можна підвищити СЕ майже в 2 рази не погіршуючи завадостійкість.

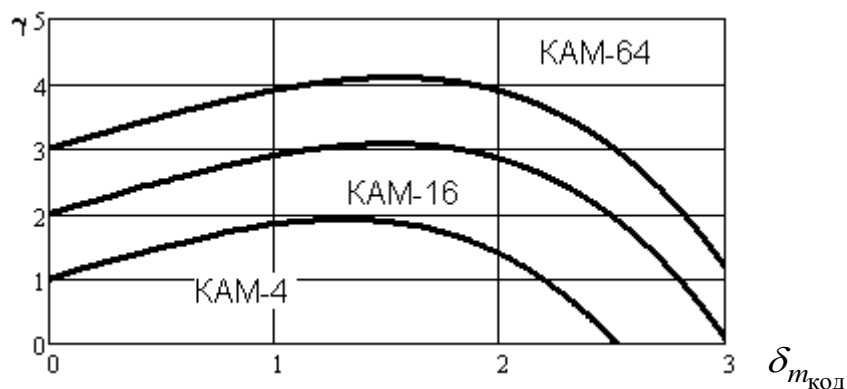


Рисунок 3.6 – Залежність СЕ від збільшення ступеня кодування КАМ-М при довжині кодового слова 1023 і ймовірності помилки  $10^{-15}$

З рисунку 3.6 видно, що незалежно від вихідного ступеня кодування КАМ-М застосування коректувального коду дозволяє підвищити цей рівень на 1 (тобто, наприклад, з КАМ-4 до КАМ-16 або з КАМ-16 до КАМ-64)

збільшуючи при цьому спектральну ефективність. Збільшуючи рівень КАМ- $M$  з першого до другого можна підвищити СЕ майже в 2 рази не погіршуючи завадостійкість.

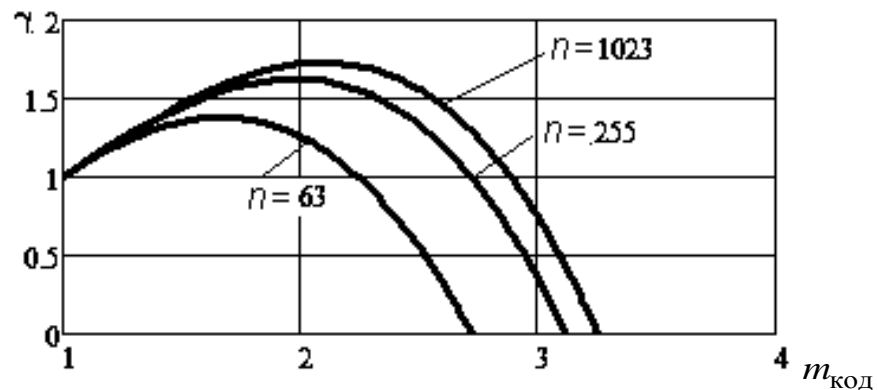


Рисунок 3.7 – Залежність СЕ від збільшення ступеня кодування КАМ-4 при різній довжині коду та ймовірності помилки  $10^{-10}$

З рис. 3.7 видно, що використання КК з довжиною слова 63 дозволяє незначно підвищити СЕ. Застосування коду з  $n = 255$  дає можливість підвищити СЕ на 60%, а коду з  $n = 1023$  - на 70% при ймовірності помилки  $10^{-10}$ . Застосування кодів з довжиною слова більше 63 біт раніше було проблематично у зв'язку з великою затримкою при декодуванні отриманої послідовності.

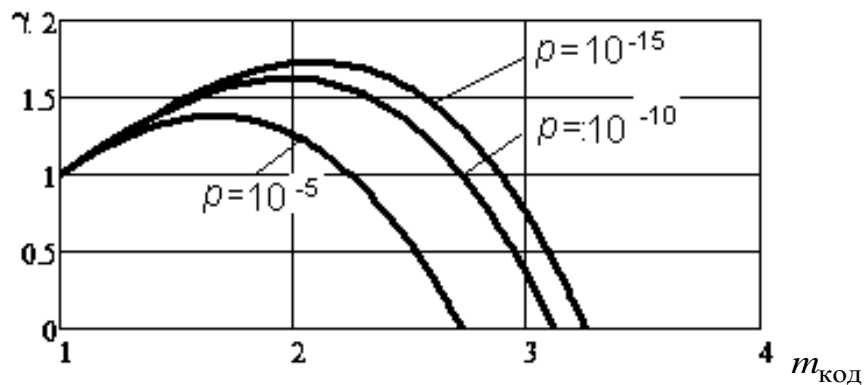
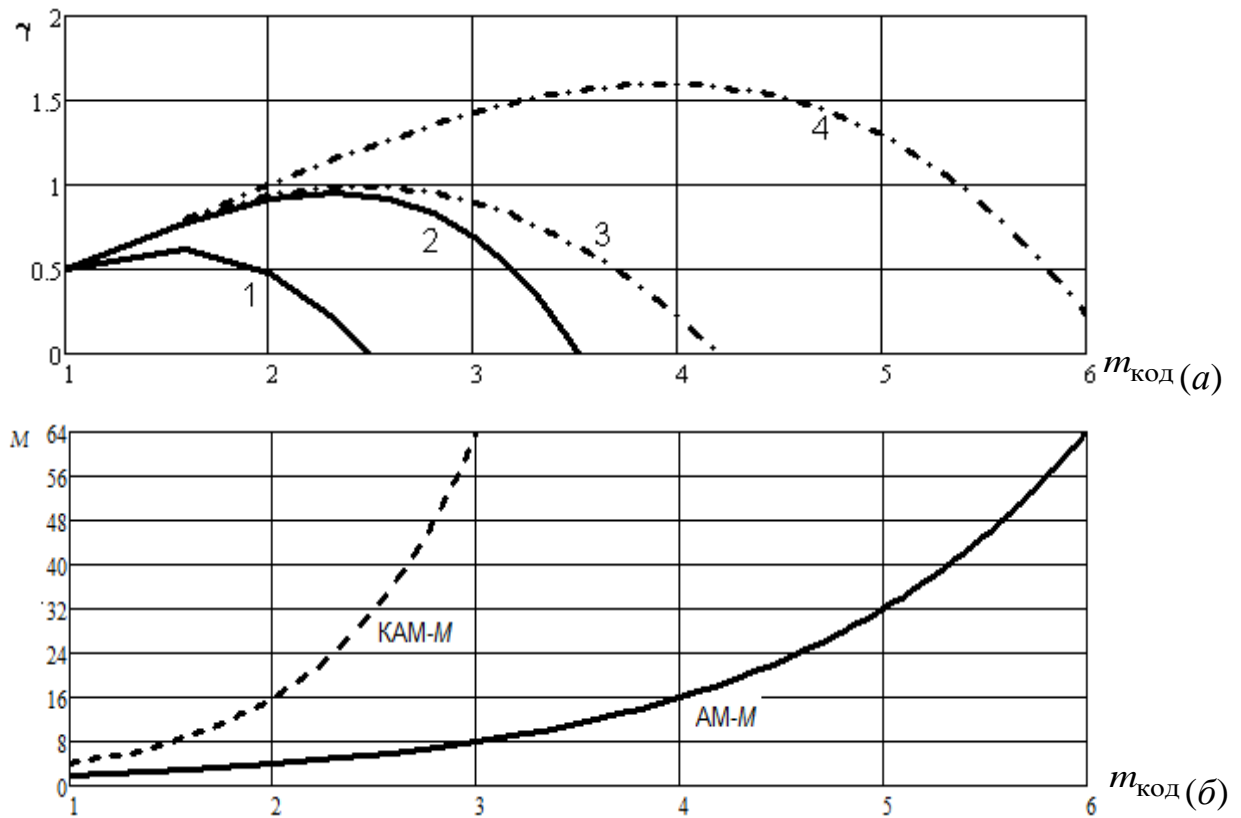


Рисунок 3.8 – Залежність СЕ від збільшення ступеня кодування КАМ-4 при різній ймовірності помилки і довжині коду 255

З рис. 3.8 видно, що використання КК навіть для ймовірності помилки  $10^{-5}$  дозволяло підвищити ступінь кодування КАМ- $M$  без погіршення

завадостійкості. Ймовірність помилки  $10^{-5}$  була обумовлена вимогами до провідних ліній зв'язку на металевому кабелю. Однак у сучасних волоконно-оптичних системах передавання допустима ймовірність помилки  $10^{-10}$  -  $10^{-15}$ , а при таких ймовірностях застосування коректувального кодування дає можливість за рахунок збільшення рівня КАМ-М підвищити спектральну ефективність на 60-80%.

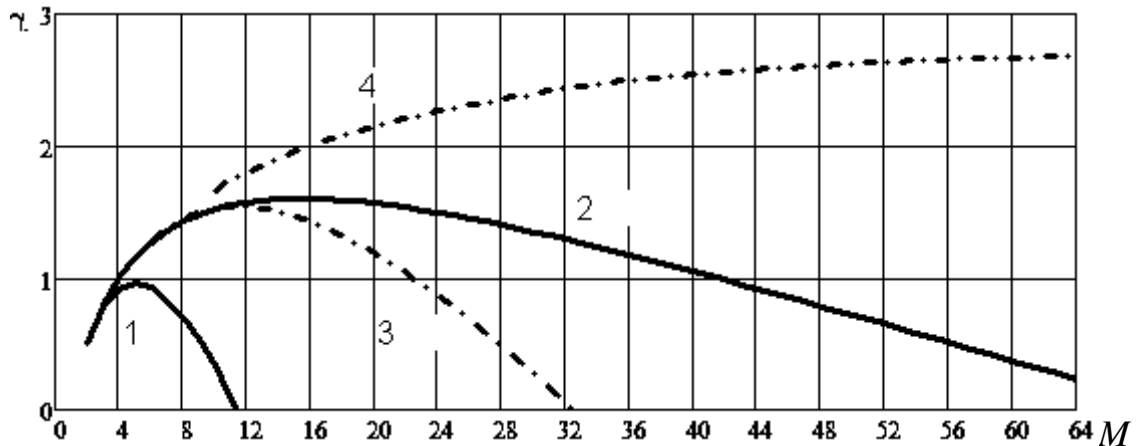


Цифрами позначено: 1 – збільшення ступеня кодування починаючи з АМ-2 при довжині кодового слова 63 і ймовірності помилки  $10^{-5}$ ; 2 – збільшення ступеня кодування починаючи з АМ-2 при довжині кодового слова 1023 і ймовірності помилки  $10^{-15}$ ; 3 – перехід з АМ-2 на КАМ-М при довжині кодового слова 63 і ймовірності помилки  $10^{-5}$ ; 4 – перехід з АМ-2 на КАМ-М при довжині кодового слова 1023 і ймовірності помилки  $10^{-15}$

Рисунок 3.9 – Залежність СЕ від збільшення ступеня кодування для різних методів модуляції (а) та відповідна кількість точок сигнального сузір'я (б)

Рис. 3.9 показує, що використання довгих кодів при низькій ймовірності помилки (що характерно для ВОСП) дозволяє значно (в 1,5-3

рази) підвищити спектральну ефективність систем передавання. Так, наприклад, крива 4 на рис. 3.9, а) показує, що перехід з АМ-2 на КАМ-М дає можливість збільшити СЕ з 0,5 до 1,4 при  $m_{\text{код}} = 3$ , а значить, при модуляції КАМ-64 (рис. 3.9, б).



Цифрами позначено: 1 – збільшення ступеня кодування починаючи з АМ-2; 2 – перехід з АМ-2 на КАМ-М; 3 – збільшення ступеня кодування починаючи з АМ-4; 4 – перехід з АМ-4 на КАМ-М

Рисунок 3.10 – Залежність СЕ від збільшення кількості сигналних точок для різних методів модуляції при довжині кодового слова 1023 і ймовірності помилки  $10^{-15}$

З рис. 3.10 видно, що при використанні в СП АМ-2 застосування КК дозволяє підвищити СЕ на 70% при переході до АМ-4 і на 100% при переході до КАМ-4, а перехід до КАМ-16 дає можливість збільшити ефективність в 3 рази. При використанні в існуючій системі передавання АМ-4 перехід на АМ-8 підвищує СЕ на 40%, до КАМ-16 - в 2 рази, а до КАМ-64 - майже в 3 рази.

Застосування коректувального кодування в поєднанні з переходом на спектрально-ефективні методи модуляції дозволяє збільшити ступінь кодування на одиницю (наприклад з АМ-2 на АМ-4, чи з КАМ-4 на КАМ-16)

та в більшості випадків поліпшити спектральну ефективність систем передавання в два - три рази.

### **3.3 Підвищення ефективності волоконно-оптичної системи передавання зі спектральним розділенням каналів**

Найбільш ефективними системами передавання транспортної мережі є сьогодні системи передавання оптичної транспортної мережі OTN, запропоновані рекомендацією ITU-T G.709, в якій оптичними каналами волоконно-оптичної системи зі спектральним розділенням передаються структуровані ієрархічні цифрові потоки, що використовують методи коректувального кодування. При розробці цієї мережі почали застосовувати ефективний метод модуляції - КАМ-М. Проте в літературі відсутні вказівки щодо ступеня КАМ-М, що визначає кількість точок сигнального сузір'я, забезпечує максимальну швидкість передавання всієї багатоканальної системи, якщо обмеження в ширині використовуваного оптичного діапазону відсутні.

Проблема підвищення сумарної швидкості систем передавання, тобто підвищення ефективності цих систем, є завжди актуальною. Стосовно до волоконно-оптичних систем передавання (ВОСП) транспортної мережі ця задача вирішувалася свого часу шляхом переобладнання ВОСП-СЦІ (синхронної цифрової ієрархії, SDH) на волоконно-оптичну систему із спектральним розділенням каналів ВОСП-СРК (WDM) [132], а зараз - переобладнанням ВОСП-СРК на СП оптичної транспортної мережі (OTN) [133; 134].

OTN є ВОСП-СРК, оптичні канали якої використовуються для передавання структурованих ієрархічних цифрових потоків, що дозволяють здійснювати моніторинг якості передавання інформації про клієнтів і забезпечити, тим самим, її надійне передавання.

Важливою особливістю мережі OTN є заміна простого, але не ефективного, методу модуляції за інтенсивністю (МІ) ефективним цифровим

методом модуляції - квадратурного-амплітудної модуляцією (КАМ-М) [113; 135] в поєднанні з методами коректуючого кодування (КК) [43; 136].

Відомо [26], що збільшення кількості точок сигнального сузір'я  $M$  підвищує спектральну ефективність оптичного каналу (ОК), збільшуючи швидкість передавання в цьому ОК, проте одночасно з цим збільшується втрата захищеності в ОК, що зменшує допустиму кількість ОК [100], а значить знижує сумарну швидкість передавання такої багатоканальної системи передавання.

Відомо, що вперше КАМ-М став широко використовуватися в високошвидкісних модемах (ВМ). В оптичних системах передавання його можна реалізувати використовуючи когерентний приймально-передавальний пристрій.

Блок-схема ВМ з КАМ-М відповідає рис. 2.14, у якому останній блок виконує квадратурно-амплітудну модуляцію.

Співвідношення між швидкостями визначається коефіцієнтами:

- захисту від помилок блоком ПЗП

$$m_{\text{КК}} = \frac{B_{\text{К}}}{B_{\text{і}}} \quad (3.14)$$

- багатопозиційного кодування М-кодером

$$m_{\text{код}} = \frac{B_{\text{К}}}{B_{\text{С}}} \quad (3.15)$$

М-кодер знижує символну швидкість і смугу частот сигналу за рахунок багатопозиційного кодування. Коефіцієнт багатопозиційного кодування  $m_{\text{код}}$  показує у скільки разів канална швидкість вище символної.

Від величини  $m_{\text{код}}$  залежить кількість точок сигнального сузір'я  $M$  КАМ

$$M = 2^{2m_{\text{код}}}. \quad (3.16)$$

Позначимо  $b$  - підвищення швидкості передавання інформаційного сигналу в одному каналі WDM при використанні КАМ-М  $B_{\text{і}} = B_{\text{ОК/КАМ}}$  в порівнянні зі швидкістю  $B_{\text{ОК/АМ-2}}$ , яка реалізується при використанні АМ-2, тобто підвищення спектральної ефективності цього оптичного каналу ОК

$$b = B_{\text{і}} / B_{\text{АМ-2}}. \quad (3.17)$$



Використання КАМ- $M$  зі ступенем кодування  $m_{\text{код}}$  дає вигаш

$$b = 2m_{\text{код}}, \quad (3.18)$$

при цьому кількість точок сигнального сузір'я  $M = 2^b$ .

Відносна швидкість передавання ВМ визначається виразом (2.30), де  $\Delta F$  – використовувана смуга частот каналу;  $m_{\text{фк}}$  - коефіцієнт, що показує відносну швидкість передавання символного сигналу в обмежену смугу частот  $\Delta f_0$ ,

$$m_{\text{фк}} = B_c / \Delta f_0; \quad m_{\text{фк}} < 2;$$

$m_{\text{мод}}$  – коефіцієнт, що враховує співвідношення смуг на вході  $\Delta f_0$  і виході  $\Delta f_m$  модулятора ( $\Delta f_m = \Delta F$ )

$$m_{\text{мод}} = \Delta f_0 / \Delta f_m,$$

$$m_{\text{мод}} = \begin{cases} 0,5 & \text{для АМ-М} \\ 1 & \text{для КАМ-М} \end{cases}. \quad (3.19)$$

Видно, що якщо навіть канална швидкість  $B_k$  і символна  $B_c$  однакові ( $m_{\text{код}} = 1$ ), то вигаш в швидкості КАМ- $M$  в порівнянні з АМ-2 дорівнює  $b = 2$ , що досягається за рахунок використання фазової селекції в модуляторі - демодуляторе КАМ- $M$ .

Підвищення відносної швидкості (2.30) збільшенням ступеня кодування ( $m_{\text{код}} > 1$ ) призводить до збільшення кількості  $M$ -точок сигнального сузір'я КАМ- $M$ , що при обмеженому рівні передавання погіршує захищеність сигналу [5] на величину  $\Delta A_{\text{мод}}$  (див. табл. 3.2).

Видно, що використання КАМ-4 збільшуючи каналну швидкість в два рази збільшує захищеність сигналу від завад на величину  $\Delta A_{\text{мод}} = 3$  дБ, а перехід до КАМ- $M$  з  $M > 4$  погіршує захищеність, збільшуючи втрати захищеності  $\Delta A_{\text{мод}}$ . Виходом з цього положення є використання коректувального кодування КК (Forward error correction - FEC).

Згідно з (2.39) енергетичний вигаш кодування (ЕВК) від застосування коректувального коду Ріда-Соломона, апроксимується виразом

$$\Delta A_{\text{КК}}(m_{\text{КК}}) = \left( \frac{1 - m_{\text{КК}}}{c} \right)^d,$$

де коефіцієнти апроксимації  $c$  і  $d$  при довжині блоку  $n = 255$  і достовірності  $p = 10^{-10}$  [137] рівні відповідно  $c = 4,088 \cdot 10^{-4}$ ,  $d = 0,368$ , а оптимальне значення  $m_{\text{КК}}$ , при якому досягається максимум  $b$ , так само  $m_{\text{КК}} = 0,85$ . Зазвичай вибирають значення  $m_{\text{КК}} = 0,94$ , при цьому  $\Delta A_{\text{КК}} = 6$  дБ. Ця величина виграшу не може повністю компенсувати  $\Delta A_{\text{мод}} = 7$  дБ, що вносяться КАМ-16.

Таблиця 3.2 – Співвідношення між параметрами КАМ-М

$m_{\text{код}}$	1	2	3
$b$	2	4	6
$M$	4	16	64
$\Delta A_{\text{мод}}$ , дБ	-3	+7	+12

Кращі результати КК дають рекомендовані [137] вдосконалені методи кодування, які забезпечують виграш  $\Delta A_{\text{КК}} = 9$  дБ при тій самій ймовірності помилки. Це такі коди, як:

- розширений Ріда-Соломона (2720, 2550) зі швидкістю  $m_{\text{КК}} = 0,938$ ;
- каскадний код (внутрішній БЧХ (2047, 1959) і зовнішній Ріда-Соломона (1023, 1007)) зі швидкістю  $m_{\text{КК}} = 0,957 \cdot 0,984 = 0,942$ ;
- код з низькою щільністю перевірок на парність (LDPC (32640, 30592)) зі швидкістю  $m_{\text{КК}} = 0,937$  [138].

Таким чином, використання в OTN зазначених вдосконалених коректувальних кодів робить доцільним для операторів застосовувати КАМ-16, оскільки це дозволяє збільшити каналний трафік в 4 рази.

Можливість подальшого підвищення сумарної каналної швидкості, використанням КАМ-М з  $M > 16$ , визначається запасом по захищеності [139] на гіршій секції мережі і тому повинна визначатися розрахунком для конкретного необхідного фрагмента цієї мережі.

У багатоканальній системі передавання ВОСП-СРК важливо оцінити ефект підвищення сумарної швидкості всієї системи передавання від використання КАМ-М у всіх оптичних каналах цієї ВОСП. При цьому треба мати на увазі, що підвищення каналних швидкостей в кожному ОК за

рахунок використання багатопозиційного КАМ- $M$ , зменшує запас захищеності в цих ОК і, тим самим, зменшує допустиму кількість таких ОК. Зменшення запасу по захищеності пов'язано зі збільшенням кількості точок сигнального сузір'я. В цьому випадку:

- якщо зберігати відстань між цими точками, то росте пікове значення групового сигналу багатоканальної ВОСП-СРК, що збільшує нелінійні спотворення і відповідно збільшує рівень нелінійних завад;

- якщо зберігати величину пікового значення групового сигналу, то зменшується відстань між точками сигнального сузір'я, тобто зменшується відношення сигнал / шум.

Наявність цих суперечливих факторів визначає існування оптимального значення  $M$  для КАМ- $M$  і відповідне йому оптимальну кількість ОК –  $N_{\text{ОК/КАМ}}$ .

Визначимо ці оптимуми. Для цього позначимо  $B_{\text{ОК/МІ}}$  – швидкість передавання в одному ОК за допомогою МІ,  $N_{\text{ОК/МІ}}$  – кількість ОК WDM, які реалізується при використанні маркетингового дослідження. Результиуюча (сумарна) швидкість передавання в такій системі СРК дорівнює

$$B_{\Sigma/\text{МІ}} = B_{\text{ОК/МІ}} \cdot N_{\text{ОК/МІ}}. \quad (3.20)$$

Нехай  $B_{\text{ОК/КАМ}}(b)$  – швидкість передавання в одному ОК за допомогою КАМ- $M$ , яка залежить від ступеня багатопозиційного кодування  $m_{\text{код}}$  і відповідно від величини виграшу в швидкості передавання  $b$ ;  $N_{\text{ОК/КАМ}}(b)$  – кількість ОК WDM, що відповідає значенню  $b$  при використанні КАМ- $M$ .

Результиуюча (сумарна) швидкість передавання в WDM з КАМ- $M$  дорівнює

$$B_{\Sigma/\text{КАМ}}(b) = B_{\text{ОК/КАМ}}(b) \cdot N_{\text{ОК/КАМ}}(b). \quad (3.21)$$

Відносну величину виграшу  $\delta\gamma(b)$  логічно оцінювати відношенням:

$$\delta\gamma(b) = \frac{B_{\Sigma/\text{КАМ}}(b)}{B_{\Sigma/\text{МІ}}}; \quad (3.22)$$

$$\delta\gamma(b) = \left[ \frac{B_{\text{ОК/КАМ}}}{B_{\text{ОК/МІ}}} \right] \cdot \left[ \frac{N_{\text{ОК/КАМ}}(b)}{N_{\text{ОК/МІ}}} \right].$$

З огляду на те, що відповідно до (3.17)

$$B_{\text{ОК/КАМ}}(b) = B_{\text{ОК/АМ-2}}(b) \cdot b$$

маємо

$$\delta\gamma(b) = \left[ \frac{B_{\text{ОК/АМ-2}} \cdot b}{B_{\text{ОК/МІ}}} \right] \cdot \left[ \frac{N_{\text{ОК/КАМ}}(b)}{N_{\text{ОК/МІ}}} \right]. \quad (3.23)$$

Для ОК з однаковою смугою частот швидкості передавання  $B_{\text{ОК/АМ-2}}$  та  $B_{\text{ОК/МІ}}$  однакові, тобто

$$B_{\text{ОК/АМ-2}} / B_{\text{ОК/МІ}} = 1.$$

Тому

$$\delta\gamma(b) = N_{\text{ОК/КАМ}}(b) \cdot b / N_{\text{ОК/МІ}}(b). \quad (3.24)$$

Величину  $N_{\text{ОК/МІ}}$  оцінюватимемо, використовуючи методику [100; 139], в якій розглядається переобладнання фрагмента мережі з ВОСП-SDH на ВОСП-WDM і враховується вплив:

- нелінійних завад, що залежать від рівня передавання  $p_w$  групового сигналу WDM, дисперсійних спотворень, властивих різним типам оптичних волокон ОВ, ефекту накопичення цих завад, викликаного заміною ділянок регенерації ВОСП-SDH на підсилувальні ділянки (прольоти) ВОСП-WDM;

- запасу по захищеності, який визначається різницею номінального загасання ділянки вихідної, переобладнаної ВОСП-SDH, і фактичного загасання цієї ділянки при переході до ВОСП-СРК, що використовує 3-є вікно прозорості;

- зміни рівня чутливості приймача регенераційної секції WDM в порівнянні з чутливістю приймального оптичного модуля (ПрОМ) регенераційної секції SDH - на величину;

- допустимої захищеності -  $A_{\text{доп}}$ , яка визначається необхідним значенням коефіцієнта BER (bit error ratio - ймовірністю помилки біта).

При оцінці величини  $N_{\text{ОК/КАМ}}(b)$  необхідно врахувати:

- зміна допустимої захищеності  $A_{\text{доп}}$  і зміна чутливості, які викликані різними способами приймання-передавання - МІ та когерентне приймання;

- погіршення захищеності на величину  $\Delta A_{\text{доп-М}}$  за рахунок збільшення ступеня багатопозиційного кодування  $m_{\text{код}}$  з метою підвищення спектральної ефективності оптичного каналу в разі;
- поліпшення захищеності на величину  $\Delta A_{\text{кк}}(m_{\text{кк}})$  за рахунок використання коректуючого кодування КК (FEC).

Допустима захищеність  $A_{\text{доп}}$  визначається необхідним значенням коефіцієнта помилок BER, обраним запасом захищеності і методом приймання-передавання. Для когерентного приймання при запасі 3 дБ і  $\text{BER} = 10^{-12}$ ,  $A_{\text{доп}} = 23$  дБ. При переході на МІ, з урахуванням зв'язку оптичних і електричних дБ [140], різниця рівнів сигналу і шуму зменшується вдвічі, тому при тому ж запасі і BER,  $A_{\text{доп}} = 13$  дБ.

Чутливість приймача визначається  $A_{\text{доп}}$  і рівнем шумів, наведеним до його входу, який залежить від типу приймача випромінювання ПВ і способу приймання-передавання.

Будемо орієнтуватися на чисельні значення чутливості (табл. 3.3) наведені в [141], які дещо змінені з урахуванням додаткових даних, наведених в [142; 143; 144].

Таблиця 3.3 - Чутливість приймального оптичного модуля

Метод приймання			
Прямий (МІ)			Когерентний (АМ-2)
Чутливість ПрОМ з <i>p-i-n</i> -ФД $p_{\text{ч}}$ (дБм)	Виграш у чутливості ( $\Delta p_{\text{ч}}$ ) у порівнянні з <i>p-i-n</i> -ФД при використанні:		Виграш у чутливості ( $\Delta p_{\text{ч}}$ ) у порівнянні <i>p-i-n</i> - ФД при когерентному прийманні
	ЛФД	ПОП	
$-23 + 10 \lg \Delta f$ (ГГц)	10 дБ	20 дБ	25 дБ

В оптичних мультиплексорах введення/виведення ВОСП-СРК використовують попередні оптичні підсилювачі (ПОП), тому при переобладнанні ВОСП-SDH на WDM необхідно враховувати зміну чутливості. Система з когерентним приймально-передавальним пристроєм характеризується великою чутливістю. Здавалося б, що такі різні величини

цих параметрів повинні були дати різні значення величин допустимої кількості ОК при двійковій передаванні.

Однак видно (див. Рис. 3.11), що якщо оптимізувати рівень передавання  $p_w$ , то максимальні величини  $N_{OK}$  виходять однаковими.

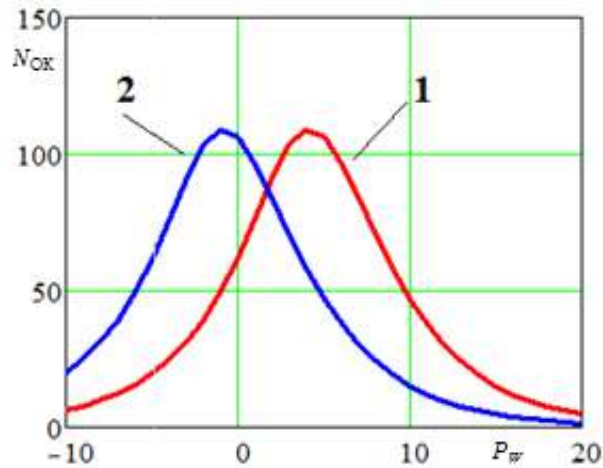


Рисунок 3.11 - Порівняння максимальних величин  $N_{OK}$ , оптимізованих рівнем передавання для МІ (1) і АМ-2 з когерентним прийманням (2)

Нижче наведено залежності відносного виграшу в сумарній швидкості системи передавання ВОСП-СРК  $\delta\gamma(b)$  (рис. 3.12) від підвищення спектральної ефективності ОК СРК -  $b$  при використанні КАМ, розраховані відповідно до формул (3.49) і (3.51), а також щодо кількості оптичних каналів ОК  $N\gamma(b) = N(b)/N(b = 2)$  (рис. 3.13).

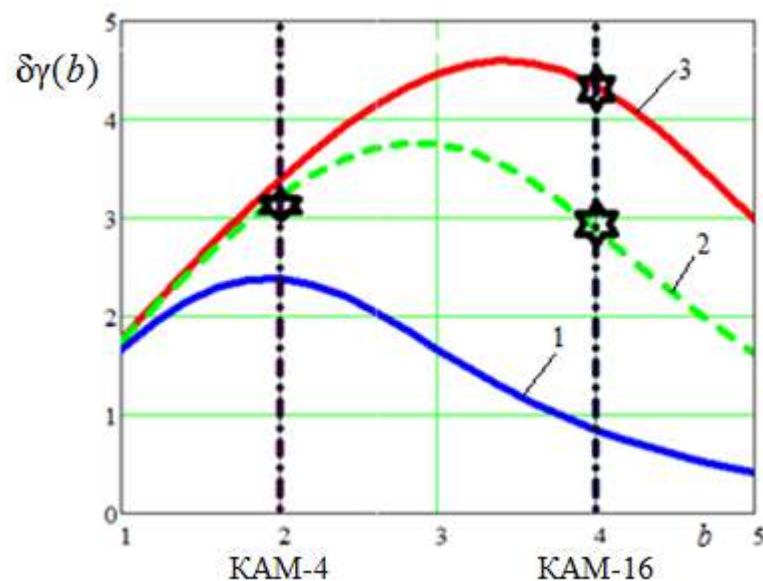


Рисунок 3.12 – Залежність відношення швидкостей ВОСП з КАМ-М та АМ-2 від кількості біт  $b$  на каналний символ сигналу (1 – без КК, 2 – ЕВК 6 дБ, 3 – ЕВК 9 дБ)

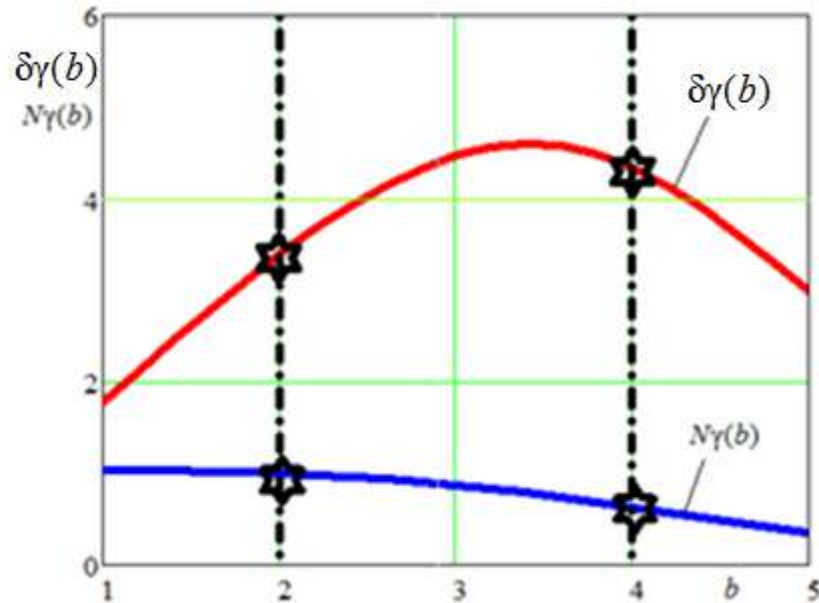


Рисунок 3.13 – Залежність (1) –  $\delta\gamma(b)$  з удосконаленим КК Ріда-Соломона, а також залежність (2) –  $N\gamma(b)$

З рисунків видно, що:

- використання КАМ-4 в максимально допустимій кількості оптичних каналів ОК ВОСП-СРК забезпечує вигреш в збільшенні сумарної швидкості цієї системи передавання більш ніж в два рази без коректуючого кодування КК;

- поєднання КАМ-4 зі звичайним КК Ріда-Соломона (255, 239), який забезпечує вигреш 6 дБ при ймовірності помилки  $10^{-12}$  (вибір даного рівня ймовірності помилки заснований на рекомендації МСЕ-Т G.959.1 [142]), дозволяє збільшити вигреш сумарної швидкості ВОСП-СРК більш ніж в 3 рази, а заміна цього КК вдосконаленим кодом (використання такого КК описано в Рекомендації МСЕ-Т G.709 [133] для систем OTN) додаткового істотного виграшу не дає;

- поєднання КАМ-16 з удосконаленим КК [133] забезпечує вигреш в збільшенні сумарної швидкості цієї системи передавання більш ніж в чотири

рази і при цьому необхідна кількість оптичних каналів ОК скорочується майже вдвічі –

$$N_{\gamma}(b = 4) = N(b = 4)/N(b = 2) = 0,64;$$

- подальше збільшення ступеня кодування  $m_{\text{код}}$  і відповідно кількості точок сигнального сузір'я КАМ-М до  $M \geq 64$  тільки зменшує цей вигаш.

Приходимо до висновку, що на сучасному етапі розвитку волоконно-оптичних систем передавання переобладнання систем зі спектральним розділенням каналів ВОСП-СРК нерозривно пов'язане із застосуванням високошвидкісних модемів з багатопозиційними методами модуляції КАМ-М. Ця тенденція підтверджується джерелами [113; 135; 133] за принципом побудови нової транспортної мережі OTN.

### 3.4 Інформаційна ефективність лінійних кодів

Загальною проблемою сьогодні є підвищення спектральної ефективності систем передавання. Спектральна ефективність [91] — це відношення швидкості передавання даних до смуги частот, що використовується. Отже, зменшення смуги частот сигналу призводить до підвищення спектральної ефективності. Смуга частот сигналу залежить від багатьох факторів, у тому числі від використовуваного лінійного коду. У сучасних мережах зв'язку застосовуються різні лінійні коди.

Код без повернення до нуля - Non Return to Zero (NRZ) являє собою двійкову послідовність, в якій тривалість імпульсу дорівнює тривалості тактового інтервалу. У коді з поверненням до нуля - Return to Zero (RZ) одиниця передається імпульсом меншої тривалості за тактовий інтервал, що призводить до розширення необхідної смуги [35; 145].

В системах передавання на металевому кабелі в основному застосовувався код NRZ, так як зменшення тривалості імпульсу приводило до розширення необхідної смуги частот [35], а значить, до збільшення загасання, зменшення довжини ділянки регенерації і, як наслідок, підвищення вартості лінійного тракту.



В даний час в ВОСП застосовуються RZ і RZ-подібні коди (код СМІ, код з почерговою інверсією одиниць, Манчестерський код), так як зміна рівня на середині тактового інтервалу дозволяє значно спростити виділення коливання тактової частоти в приймачі. При цьому розширення смуги вдвічі не змінює довжини ділянки, бо загасання оптичного волокна практично не залежить від швидкості передавання [41].

Однак поява ВОСП зі спектральним розділенням і зменшеної смугою частот оптичних каналів (ОК) типу ЩСРК і ВЩСРК, а також широке використання RZ-подібних кодів з великою швидкістю передавання, вимагає уточнення необхідного ступеня збільшення смуги частот ОК при переході від коду NRZ до коду RZ.

Метою даного підрозділу є чисельна оцінка допустимого погіршення спектральної ефективності та захищеності при переході до RZ-подібних кодів.

Дослідження в даному підрозділі проводяться за допомогою еквівалентної схеми тракту у вигляді лінійного чотириполіусника, на вході якого імпульсна дія гаусової форми, а на виході його відгук має теж гаусову форму [146]. Така модель рекомендується для аналізу в [41].

Модель (еквівалентну схему) оптичного каналу (ОК) логічно уявити трьома ФНЧ (рис. 3.14), що відображають:

ФНЧ-1 – інерційність передавача, що включає передавальний оптичний модуль (ПОМ);

ФНЧ-2 – вплив дисперсії оптичного волокна (ОВ) на частотні властивості ОК;

ФНЧ-3 – інерційність приймача, що включає приймальний оптичний модуль (ПрОМ).

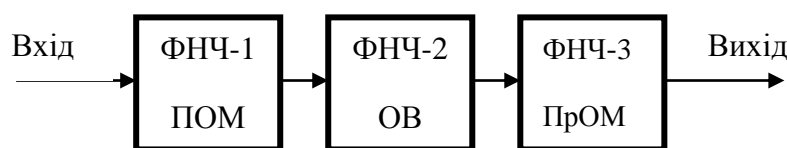


Рисунок 3.14 – Модель оптичного каналу

Нехай  $f_1(t)$  – вхідний вплив гаусової форми

$$f_1(t) = A_1 e^{-a_1^2 \cdot t^2}. \quad (3.25)$$

Будемо вважати, надалі,  $A_1 = 1$ .

Коефіцієнт  $a_1$  залежить від тривалості імпульсу на вході  $T_i$ , тобто від швидкості передавання –  $B$ .

В ВОСП величину  $T_i$  прийнято вимірювати на рівні 0,5 від максимуму, тобто на рівні  $0,5A_1$ . Гаусовий вплив симетричний відносно  $t = 0$ . Це значить, що рівню  $0,5A_1$  відповідає  $t = 0,5T_i$ . Тому

$$0,5A_1 = A_1 \cdot e^{-a_1^2 \cdot (0,5T_i)^2} \quad (3.26)$$

чи

$$2 = e^{a_1^2 \cdot (0,5T_i)^2}.$$

Враховуючи, що для лінійного коду  $NRZ$   $T_i = T_T$ , де  $T_T$  – тактовий інтервал, отримуємо

$$a_1 = 1,66f_T,$$

де  $f_T$  – тактова частота.

Значить гаусовий відгук лінійного коду  $NRZ$   $f_{11}(\frac{t}{T_T})$  дорівнює:

$$f_{11}(\frac{t}{T_T}) = e^{-2,76 \cdot (\frac{t}{T_T})^2}. \quad (3.27)$$

Аналогічно гаусовий відгук лінійного коду  $RZ$   $f_{12}(\frac{t}{T_T})$ , для якого рівню  $0,5A_1$  відповідає  $t = 0,25T_i$ , дорівнює:

$$f_{12}(\frac{t}{T_T}) = e^{-11,09 \cdot (\frac{t}{T_T})^2}. \quad (3.28)$$

Спектри цих відгуків відповідно дорівнюють

$$S_{11} = \frac{1,067}{f_T} \cdot e^{-3,57 \cdot (\frac{f}{f_T})^2} \quad (3.29)$$

для лінійного коду  $NRZ$ ,

$$S_{12} = \frac{0,533}{f_T} \cdot e^{-0,89 \cdot (\frac{f}{f_T})^2} \quad (3.30)$$

для лінійного коду *RZ*.

Відповідно до обраної моделлю фільтри не повинні змінювати форму імпульсів та спектрів, але повинні вносити дисперсійні спотворенні, і ширина імпульсів на виході ОК на рівні 0,5 від максимуму повинна визначатися дисперсією. Отже, передавальні функції фільтрів мають вигляд:

$$H_1(\frac{f}{f_T}) = e^{-3,57 \cdot (\frac{f}{f_T})^2 \cdot z_1^2}, \quad (3.31)$$

$$H_2(\frac{f}{f_T}) = e^{-3,57 \cdot (\frac{f}{f_T})^2 \cdot z_2^2}, \quad (3.32)$$

$$H_3(\frac{f}{f_T}) = e^{-3,57 \cdot (\frac{f}{f_T})^2 \cdot z_3^2}, \quad (3.33)$$

де  $z_1, z_2, z_3$  – відносні дисперсії ПОМ, ОБ і ПрОМ, відповідно, які визначаються як  $z = \sigma/T_T$ . Тут  $\sigma$  - питома дисперсія, а  $T_T$  - тривалість тактового інтервалу.

Тому передавальна функція ОК - ВОСП дорівнює:

$$H_{\text{ОК}}(\frac{f}{f_T}) = e^{-3,57 \cdot (\frac{f}{f_T})^2 \cdot (z_1^2 + z_2^2 + z_3^2)}. \quad (3.34)$$

Передавальні функції фільтрів ФНЧ-1 і ФНЧ-3 залежать від ширини смуги частот ПОМ і ПрОМ, яка на рівні 0,5 дорівнює:

$$\Delta F_1 = \frac{0,44}{z_1} f_T, \quad \Delta F_3 = \frac{0,44}{z_3} f_T. \quad (3.35)$$

Значить

$$z_1 = \frac{0,44}{\Delta F_1} f_T, \quad z_3 = \frac{0,44}{\Delta F_3} f_T. \quad (3.36)$$

Тому,

$$H_{\text{ОК}}(\frac{f}{f_T}) = e^{-3,57 \cdot (\frac{f}{f_T})^2 \cdot [z_2^2 + 0,2 \cdot ((\frac{f_T}{\Delta F_1})^2 + (\frac{f_T}{\Delta F_3})^2)]}. \quad (3.37)$$

Спектр на виході - добуток спектра на вході і передавальної функції ОК. Тому

$$S_{21}(f_H) = \frac{1,067}{f_T} \cdot e^{-3,57 \cdot f_H^2 \cdot [1+z_2^2+0,2 \cdot ((\frac{f_T}{\Delta F_1})^2 + (\frac{f_T}{\Delta F_3})^2)]}, \quad (3.38)$$

$$S_{22}(f_H) = \frac{0,533}{f_T} \cdot e^{-3,57 \cdot f_H^2 \cdot [0,25+z_2^2+0,2 \cdot ((\frac{f_T}{\Delta F_1})^2 + (\frac{f_T}{\Delta F_3})^2)]}, \quad (3.39)$$

де  $f_H = \frac{f}{f_T}$  – відносна частота.

Сигнал на виході тракту для коду NRZ дорівнює

$$f_{21}(t_H) = \frac{1}{\sqrt{1+z_2^2+0,2 \cdot ((\frac{f_T}{\Delta F_1})^2 + (\frac{f_T}{\Delta F_3})^2)}} \cdot e^{-\frac{2,76}{1+z_2^2+0,2 \cdot ((\frac{f_T}{\Delta F_1})^2 + (\frac{f_T}{\Delta F_3})^2)} \cdot t_H^2}, \quad (3.40)$$

а для RZ дорівнює

$$f_{22}(t_H) = \frac{0,5}{\sqrt{0,25+z_2^2+0,2 \cdot ((\frac{f_T}{\Delta F_1})^2 + (\frac{f_T}{\Delta F_3})^2)}} \cdot e^{-\frac{2,76}{0,25+z_2^2+0,2 \cdot ((\frac{f_T}{\Delta F_1})^2 + (\frac{f_T}{\Delta F_3})^2)} \cdot t_H^2}, \quad (3.41)$$

де  $t_H = \frac{t}{T_T}$  – відносний час.

Чи якщо  $\Delta F_1 = \Delta F_3 = \Delta F_{ан}$ , отримуємо

$$f_{21}(t_H) = \frac{1}{\sqrt{1+z_2^2+0,4 \cdot (\frac{f_T}{\Delta F_{ан}})^2}} \cdot e^{-\frac{2,76}{1+z_2^2+0,4 \cdot (\frac{f_T}{\Delta F_{ан}})^2} \cdot t_H^2}, \quad (3.42)$$

$$f_{22}(t_H) = \frac{0,5}{\sqrt{0,25+z_2^2+0,4 \cdot (\frac{f_T}{\Delta F_{ан}})^2}} \cdot e^{-\frac{2,76}{0,25+z_2^2+0,4 \cdot (\frac{f_T}{\Delta F_{ан}})^2} \cdot t_H^2}. \quad (3.43)$$

Отримані залежності зображені на рис. 3.15, де  $p$  – збільшення смуги частот апаратури  $\Delta F_{ан}$  порівняно з вихідною ( $z = 0,25$ ).

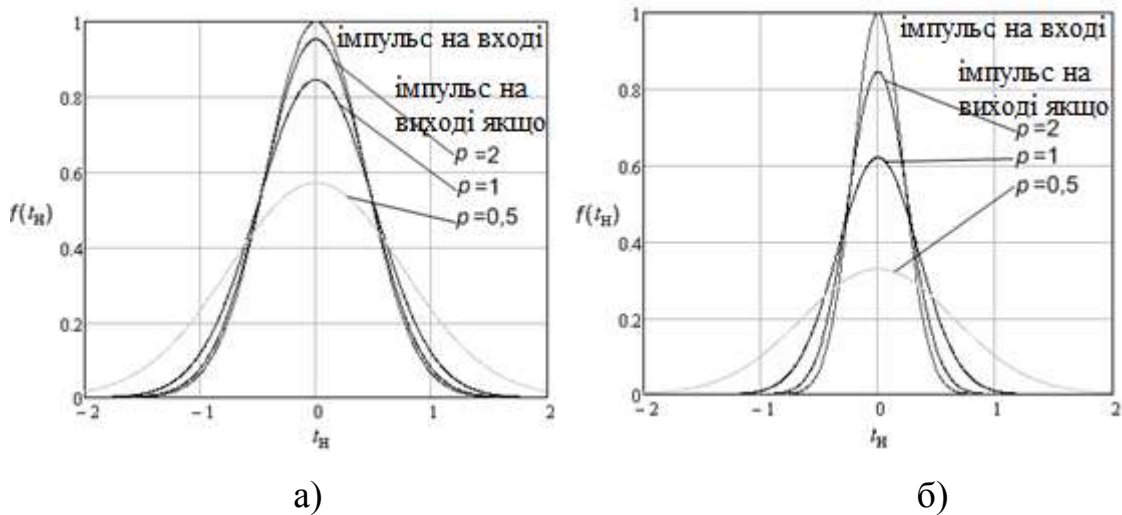


Рисунок 3.15 – Імпульси на вході і виході тракту для NRZ (а) та RZ (б) кодів

З рис. 3.15 видно, що збільшення смуги  $\Delta F_{\text{ан}}$  вдвічі при переході від NRZ до RZ забезпечує практично таку ж величину амплітуди імпульсу (80% від вихідної). Якщо не збільшувати смугу ПрОМ, то амплітуда зменшується до рівня 60% від вихідної.

Однак ми будемо оцінювати можливість і ефективність переходу до RZ не тільки по зменшенню амплітуди прийнятих імпульсів, а також по погіршенню захищеності, яке визначається зменшенням амплітуди, збільшенням шумів і дисперсії:

$$\Delta A_3 = \Delta A_{3A} + \Delta A_{3ш} + \Delta A_{3\sigma}, \quad (3.44)$$

де  $\Delta A_{3A}$  – погіршення захищеності за рахунок зменшення амплітуди імпульсів;  $\Delta A_{3ш}$  – погіршення захищеності за рахунок збільшення шумів;  $\Delta A_{3\sigma}$  – погіршення захищеності за рахунок збільшення дисперсії [111].

Враховуючи (3.24) і те, що

$$\left(\frac{f_T}{\Delta F_{\text{ан}}}\right)^2 = \left(\frac{1}{0,44p}\right)^2 = \left(\frac{2,27}{p}\right)^2 = \frac{5,16}{p^2},$$

отримуємо

$$0,4 \cdot \left(\frac{f_T}{\Delta F_{\text{ан}}}\right)^2 = 0,4 \cdot \frac{5,16}{p^2} = \frac{2,07}{p^2}. \quad (3.45)$$

З (3.42), (3.43) и (3.44) видно, що для NRZ

$$\Delta A_{3A} = 10 \cdot \log\left(1 + z_2^2 + \frac{2,07}{p^2}\right), \quad (3.46)$$

$$\Delta A_{3III} = 10 \cdot \log(p), \quad (3.47)$$

$$\Delta A_{3\sigma} = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{1 - 2 \cdot e^{-\frac{2,76}{1 + z_2^2 + \frac{2,07}{p^2}}}}\right). \quad (3.48)$$

А для RZ

$$\Delta A_{3A} = 6 + 10 \cdot \log\left(0,25 + z_2^2 + \frac{2,07}{p^2}\right), \quad (3.49)$$

$$\Delta A_{3III} = 10 \cdot \log(p), \quad (3.50)$$

$$\Delta A_{3\sigma} = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{1 - 2 \cdot e^{-\frac{2,76}{0,25 + z_2^2 + \frac{2,07}{p^2}}}}\right). \quad (3.51)$$

На рис. 3.16 наведені залежності  $\Delta A_{3-NRZ}$  від параметру  $p$  при різних значеннях  $z = z_2$ .

Видно, що зміни  $\Delta A$  для малих значень  $z$  практично збігаються.

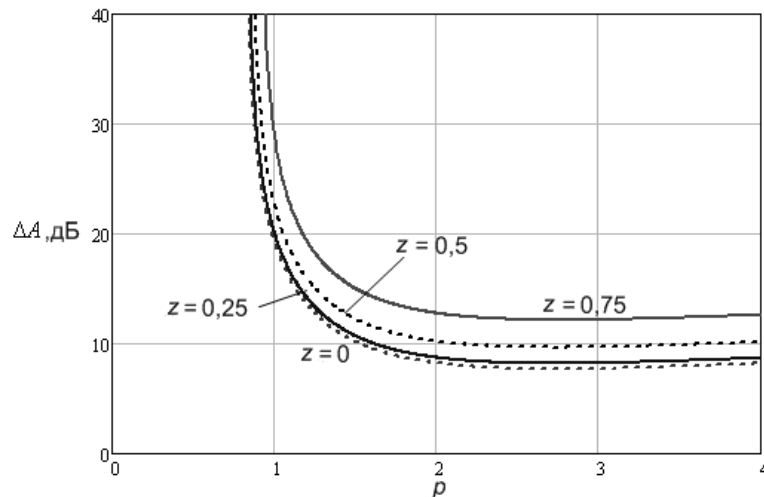


Рисунок 3.16 – Залежність погіршення захищеності від смуги пропускання апаратури для коду NRZ

На рис. 3.17 наведено складові загальних втрат.

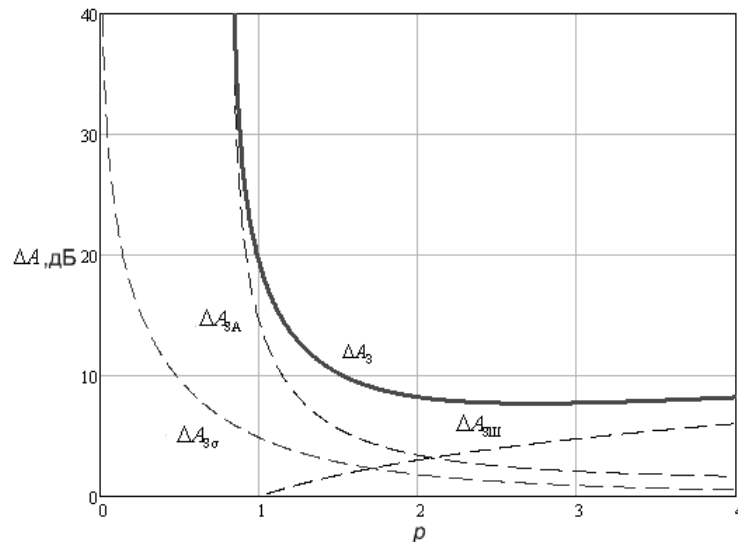


Рисунок 3.17 – Залежність складових погіршення захищеності від смуги пропускання апаратури для коду NRZ

Зміна втрат за рахунок зменшення амплітуди і збільшення шумів протилежні і тому їх сумарний ефект залишається майже постійним і приблизно рівним 5 дБ.

Половину втрат (5 дБ) в загальну величину втрат при  $p \approx 1$  вносить МСІ, викликана дисперсією. Величина цих втрат швидко убуває із збільшенням параметра  $p$ . Дисперсійні спотворення вимагають збільшення параметра  $p$ , щоб  $p > 1$ .

Так як ці залежності ми використовуємо для визначення прийнятної значення  $p$ , при якому втрати, що вносяться інерційністю, передавач (ФНЧ-1) і приймач (ФНЧ-3) ще допустимі, то надалі будемо ігнорувати постійну складову цих втрат, визначаючи тільки вплив ОВ – ФНЧ-2 (рис. 3.18).

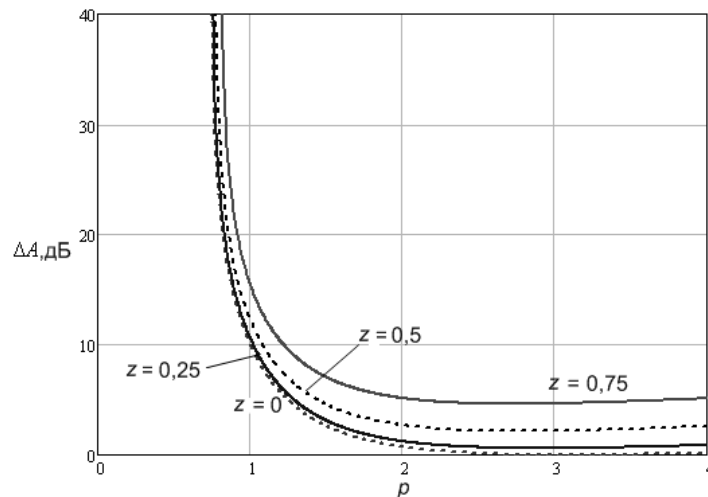


Рисунок 3.18 – Залежність погіршення захищеності від смуги пропускання апаратури для коду RZ

Отримані результати дозволяють порівняти погіршення захищеності, а отже і енергетичної ефективності, пов'язане з розширенням використовуваної смуги частот (зменшення спектральної ефективності) для кодів NRZ і RZ (рис. 3.19).

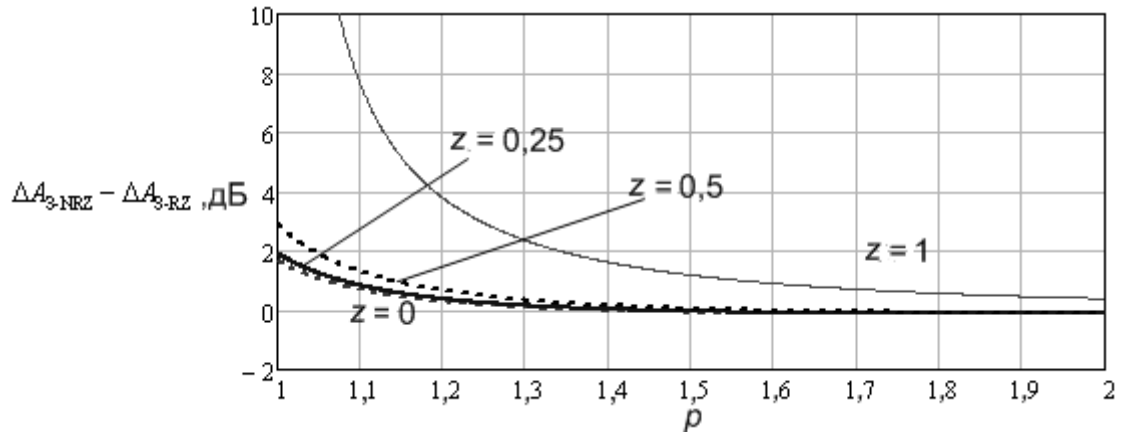


Рисунок 3.19 – Зміна погіршення захищеності лінійного коду NRZ в порівнянні з кодом RZ

Графіки рис. 3.19 переконливо показують переваги RZ порівняно з NRZ для будь-яких значень  $z$ , а також можливість працювати з RZ при  $\rho = 1,2$ , якщо  $z < 0,25$ .

Результати оцінки коефіцієнтів ефективності системи передавання з 3 лінійними кодами NRZ та RZ представлені в табл. 3.4.



Таким чином, можна сказати, що при переході від лінійного коду NRZ до лінійного коду RZ немає необхідності в розширенні смуги частот ОК вдвічі. Розширення смуги частот на 20% забезпечить практично таку ж величину захищеності  $i$ , при цьому, незначно погіршить спектральную ефективність. Проведений аналіз дозволив чисельно оцінити допустиме погіршення спектральної та енергетичної ефективності при переході до RZ-подібних кодів.

Враховуючи результати, отримані в підрозділі 2.2 та розділі 3 розрахуємо показники ефективності для розглянутих варіантів організації системи передавання за аналогією з табл. 2.2 та 2.3. Результати представлені у табл. 3.4.

Відносне підвищення інформаційної ефективності  $\delta\eta$  запропонованими кодовими методами по відношенню до системи передавання з модуляцією АМ-2 без використання запропонованих кодових методів у дисертаційній роботі оцінено за виразом

$$\delta\eta = \frac{m_{\text{кк}} \cdot \log_2 M \cdot \log_2 \left(1 + h_1^2 \cdot \frac{1}{1+\alpha}\right)}{\log_2 \left(1 + h_2^2 \cdot m_{\text{кк}} \cdot \frac{\log_2 M}{1+\alpha}\right)} = \frac{m_{\text{кк}} \cdot \log_2 M \cdot \log_2 \left(1 + h_1^2 \cdot \frac{1}{1+\alpha}\right)}{\log_2 \left(1 + \frac{h_1^2}{10^{0,1 \cdot \Delta A_3}} \cdot m_{\text{кк}} \cdot \frac{\log_2 M}{1+\alpha}\right)}$$

Таблиця 3.4 Інформаційна ефективність сумісного використання методів модуляції та кодових конструкцій

Метод модуляції та кодові конструкції	Спектральна ефективність, дБ	Енергетична ефективність, дБ	Інформаційна ефективність
ФМ-2 + РС (255, 239)	-0,27	-5,83	0,43
АМ-2 + БЧХ (1023, 103)	-10,00	-3,03	0,38
АМ-4 + РС (255, 239)	2,73	-17,04	0,28
КАМ-4 + РС (255, 239)	5,19	-14,03	0,52
КАМ-4 + РС (255, 239)	2,74	-5,83	0,62
КАМ-16 + РС (255, 239)	2,73	-9,85	0,44

КАМ-16 + PC (2720, 2550)	6,23	-14,03	0,62
КАМ-16 + PC (2720, 2550)	2,72	-9,05	0,47
КАМ-32 + PC (2720, 2550)	4,77	-11,19	0,56
КАМ-64 + PC (2720, 2550)	2,55	-13,48	0,34
АМ-2 + NRZ	0,00	-17,04	0,18
АМ-2 + RZ	-0,97	-16,79	0,15

Результати дослідження, наведені в цьому підрозділі, уточнюють умови доцільності використання КАМ, показуючи що:

- перехід до КАМ-4 або до КАМ-16 дозволяє збільшити сумарну швидкість ВОСП-СРК відповідно в 3 і 4 рази;

- подальше збільшення рівня КАМ-М не доцільно, так як призводить до зниження сумарної швидкості цієї ВОСП;

- найбільшу інформаційну ефективність 0,62 серед розглянутих систем передавання забезпечує використання методу модуляції КАМ-4 з коректувальним кодом Ріда-Соломона (255,239), а також КАМ-16 з коректувальним кодом Ріда-Соломона (2720, 2550);

- використання конструкції з КАМ-16, але без оптимізації кількості оптичних каналів, значно зменшує інформаційну ефективність, також це забезпечує найбільшу спектральну ефективність системи передавання.

Використання лінійного коду RZ зменшує інформаційну ефективність на 0,03 у порівнянні з NRZ.

### 3.5 Висновки

Розглянуті принципи обміну спектральної та енергетичної ефективності системи передавання. Застосування коректувального коду в СП з АМ-2 дозволяє підвищити спектральну ефективність на 70% при переході до АМ-4 і на 100% при переході до КАМ-4, а перехід до КАМ-16 дає можливість збільшити ефективність в 3 рази.

Використання у ВОСП спектрально-ефективних методів модуляції (ФМ-М та КАМ-М) є можливим та необхідним для підвищення сумарної швидкості передавання у ВОСП.

При переході від лінійного коду NRZ до лінійного коду RZ немає необхідності в розширенні смуги частот ОК вдвічі. Розширення смуги частот на 20% забезпечить практично таку ж величину захищеності і, при цьому, незначно погіршить спектральну ефективність.

Перехід від модуляції за інтенсивністю до КАМ-4 або до КАМ-16 у поєднанні з коректувальним кодуванням дозволяє збільшити інформаційну ефективність ВОСП-СРК у 3,5 рази. КАМ-16 у цьому випадку потрібно використовувати з коректувальним кодом Ріда-Соломона (2720, 2550). Подальше збільшення рівня КАМ-М не доцільно, так як призводить до зниження сумарної швидкості цієї ВОСП.

## РОЗДІЛ 4 ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ ПЕРЕДАВАННЯ З ПАРЦІАЛЬНО КОДОВАНИМИ СИГНАЛАМИ

### 4.1 Парціальне кодування

У разі, коли канал зв'язку вносить амплітудно-частотні спотворення, лінійні методи корекції не забезпечують оптимальну обробку сигналу. Тому вдаються до нелінійних методів корекції (коректор з вирішуючим зворотним зв'язком) та/або - до нелінійної процедури оцінювання прийнятої інформаційної послідовності, використовуючи алгоритм Вітербі, або його модифікації.

Завадостійкість модему з високою питомою швидкістю значною мірою визначається незалежними помилками за рахунок впливу гаусового шуму і недостатньої корекції міжсимвольної інтерференції.

Традиційним методом підвищення завадостійкості є кодування переданої інформації шляхом введення надмірності. При незалежних помилках використання кодування дозволяє істотно поліпшити завадостійкість модему.

Проте використання коректувальних кодів призводить до збільшення необхідної смуги частот або до зменшення інформаційної швидкості.

Наприклад, застосування згорткових кодів зі швидкістю коду  $\frac{1}{2}$  зменшує відносну швидкість передавання в 2 рази. Для компенсації зменшення відносної швидкості рекомендується перехід до методів багатопозиційної модуляції, що досить складно реалізувати в волоконно-оптичних системах передавання.

Коректор з вирішуючим зворотним зв'язком (ВЗЗ) при компенсації амплітудних спотворень підвищує рівень шуму в меншій мірі, ніж лінійний коректор [147]. Крім того, характеристики коректора з ВЗЗ менш чутливі до фази. Ці переваги можна пояснити інтуїтивно таким чином. Коефіцієнти лінійного трансверсального коректора обираються так, щоб сумарна імпульсна характеристика каналу і коректора наближалася за формою до одиночного імпульсу. У коректорі з ВЗЗ, завдяки оцінці деякого числа

попередніх символів, МСІ повністю пригнічується без участі прямого кола, тому на її коефіцієнти накладається менше обмежень. Сумарна імпульсна характеристика і прямого кола може містити ненульові відліки, наступні за головним імпульсом. Таким чином, пряме коло коректора з ВЗЗ звільняється від функції апроксимації зворотних характеристик каналу, тим самим виключається надмірне підвищення рівня шуму і чутливості до фази.

Якщо по колу зворотного зв'язку передається невірне рішення, то протягом кількох наступних символів (до тих пір, поки невірне рішення не пройде по всіх відводів лінії затримки кола зворотного зв'язку) в вихідному сигналі коректора з ВЗЗ буде присутня помилка. Отже, існує ймовірність того, що за першим невірним рішенням підуть інші, тобто помилка буде поширюватися. На щастя, поширення помилок у коректорі з ВЗЗ не носить катастрофічного характеру. У типових каналах помилки з'являються короткими пачками, що незначно погіршує якість компенсації.

Коректор складений з секції прямого зв'язку та секції зворотного зв'язку. Секція прямого зв'язку ідентична лінійному коректору, а секція зворотного зв'язку відрізняється вхідним сигналом. Замість того, щоб використовувати отриманий вхідний сигнал, в секцію зворотного зв'язку передають значення рішення, прийнятого стосовно переданого символу. Це дає безліч переваг. Дані потрапили в секцію зворотного зв'язку - це вихідний сигнал детектора і отже більше не містить шуму, таким чином збільшується точність усунення інтерференції. Структура системи зворотного зв'язку передбачає, що довжина реєстра зворотного зв'язку повинна мати довжину таку ж як і затримка розповсюдження сигналу. Це відрізняє його від лінійного коректора, де довжина коректора визначається ефективною довжиною імпульсного нескінченного відгуку зворотнього фільтру, і може бути на порядок більше, ніж затримка розповсюдження.

Загалом, клас обмежених за смугою імпульсів сигналів, що мають форму

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{n}{2F}\right) \cdot \text{sinc} \left[ 2\pi F \left( t - \frac{n}{2F} \right) \right] \quad (4.1)$$

показаний у [148] сигнал і відповідний спектр

$$X(f) = \begin{cases} \frac{1}{2F} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{n}{2F}\right) e^{-jn\pi f/F} & (|f| \leq F) \\ 0 & (|f| > F), \end{cases} \quad (4.2)$$

де  $F$  – смуга частот каналу, називають сигналами з парціальним відгуком, коли контрольована МСІ навмисно вводиться додатковими ненульовими відліками. Результуючий сигнальний імпульс дозволяє передавати інформаційні символи зі швидкістю Найквіста.

Умовою для нульової МСІ є  $x(nT) = 0$  для  $n \neq 0$ . Однак припустимо, що ми синтезуємо обмежений по смузі сигнал з контрольованою МСІ у певний момент часу. Це означає, що ми допускаємо деяку додаткову ненульову величину МСІ у відліках  $\{x(nT)\}$ . Вона детермінована або «контрольована» і може прийняти певну величину в приймачі.

У [149; 148; 150] приведені приклади парціальних сигналів та їх спектрів

На рисунках 4.1 та 4.2 представлені дуобінарні сигнали (парціально кодовані сигнали з одним додатковим відліком).

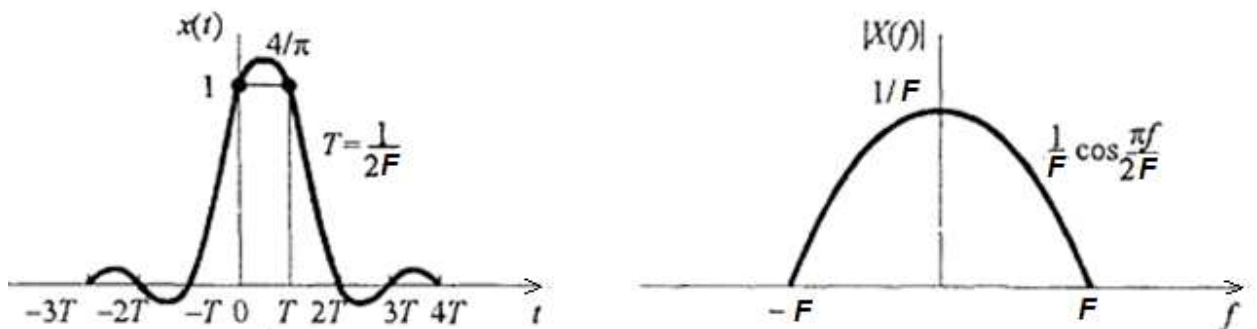


Рисунок 4.1 – Характеристика у часовій і частотній областях дуобінарного (парціального) сигналу

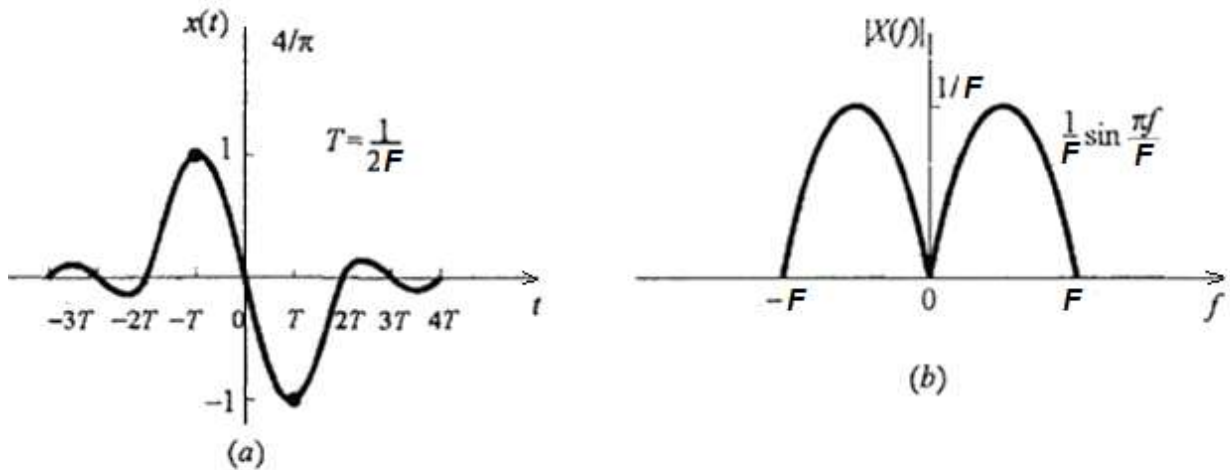


Рисунок 4.2 – Характеристика у часовій (а) і частотній (б) областях модифікованого дуобінарного (парціального) сигналу

Модифікованим дуобінарним сигналом називається парціально кодований сигнал з нульовою постійною складовою.

У наступних підрозділах дисертаційної роботи будемо розглядати різні класи парціально кодованих сигналів з метою підвищення інформаційної ефективності ВОСП.

#### 4.2 Система передавання парціально кодованих сигналів з амплітудною модуляцією

Відомі системи з парціально кодованими сигналами, які за рахунок керованої міжсимвольної інтерференції забезпечують граничну відносну швидкість в  $2 \frac{\text{біт/с}}{\text{Гц}}$  [149; 151]. Класична система передавання парціальних сигналів представлена в [35]. Структурна схема такої системи складається з джерела двійкового сигналу, формуючого пристрою (ФП), що реалізується цифровим трансверсальним фільтром, фільтра нижніх частот (ФНЧ), тракту, а також пристрою дискретизації і декодера на приймальній стороні. Цифровий сигнал надходить на трансверсальний цифровий фільтр, який видає суму імпульсів, кожен з яких залежить від попереднього. Фільтр нижніх частот формує гладкий імпульс, обмежуючи смугу частот. Після

каналу зв'язку стоїть пристрій дискретизації, який виділяє відліки з сигналу з шумом. Декодер відновлює вихідну цифрову послідовність, тобто усуває введenu в передавачі міжсимвольну інтерференцію.

Однак, недоліком цієї системи є те, що через збільшення допустимої кількості рівнів сигналу, захищеність сигналу від завад зменшується. Метою є підвищення захищеності сигналу від завад.

Пропонується використання в системі передавання коректора з вирішуючим зворотним зв'язком (КВЗЗ), який застосовується для виявлення та виправлення помилок в поєднанні з реєстратором помилок (РП) і пристроєм виправлення помилок (ПВП).

Система передавання парціально кодованих сигналів (ПКС) з амплітудною модуляцією [3] (Рис. 4.3) складається з передавача, формуючого пристрою, тракту, ФНЧ, пристрою дискретизації, віднімаючого пристрою, вирішуючого пристрою, зворотнього зв'язку, реєстратора помилок та пристрою виправлення помилок.

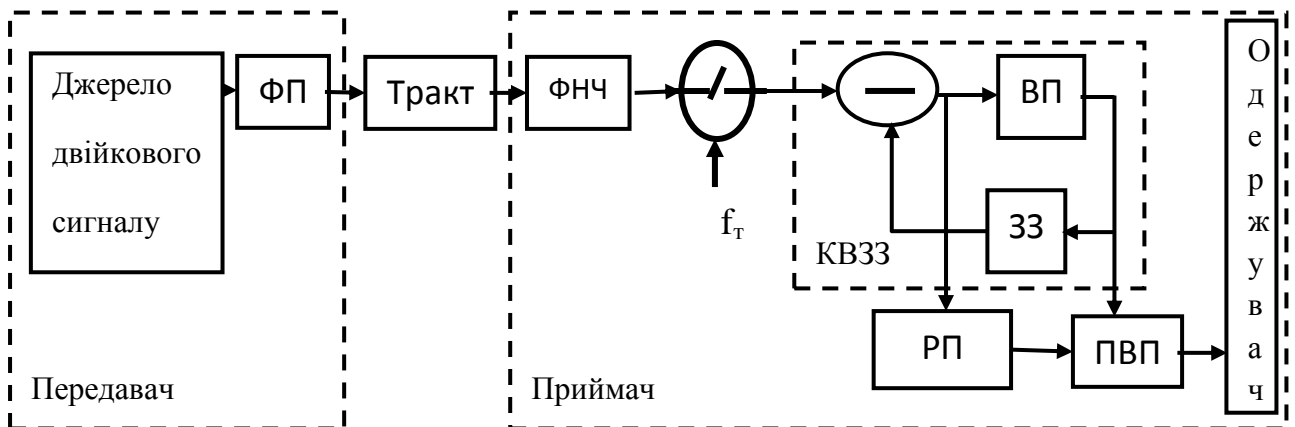


Рисунок 4.3 – Система передавання парціально кодованими сигналами з амплітудною модуляцією

Система працює наступним чином: з передавача двійковий цифровий сигнал поступає на вхід формуючого пристрою, який формує парціальний сигнал, з виходу якого сигнал поступає на вхід тракту. Після ФНЧ сигнал дискретизується у пристрої дискретизації та відліки поступають вхід



віднімаючого пристрою, з виходу якого - на вхід вирішуючого пристрою та реєстратора помилок. З виходу вирішуючого пристрою сигнал поступає на пристрій виправлення помилок, на інший вхід якого поступає сигнал з реєстратора помилок. Сигнал з виходу вирішуючого пристрою також поступає на блок зворотнього зв'язку, з виходу якого сигнал повертається на віднімаючий пристрій.

Порівняємо спектральні характеристики різних класів парціально кодированих сигналів з відгуками  $g[k]=1, 1$ ;  $g[k]=1, 2$ ;  $g[k]=1, 2, 1$ .

Програш по захищеності за рахунок збільшення рівнів та виграш за рахунок зменшення смуги частот для відповідних парціально кодированих сигналів по відношенню до сигналу з відгуком  $g[k]=1$  представлені у табл. 4.1.

Наприклад, при використанні парціального сигналу з відгуком  $g[k]=1, 2$  кількість рівнів сигналу збільшується (можливі рівні 0,1,2,3), тобто захищеність зменшується на  $20\log(3) = 9,54$  дБ, водночас за рахунок зменшення смуги частот у двічі захищеність зменшується  $10\log(1/0,787) = 1,04$  дБ, так як у цій смузі частот знаходиться тільки 78,7% енергії сигналу. Аналогічно для інших класів парціальних сигналів.

Таблиця 4.1 – Види парціальних сигналів

Парціальний сигнал з відгуком	Програш по захищеності за рахунок збільшення рівнів	Програш по захищеності за рахунок зменшення смуги частот	Загальний програш по захищеності
$g[k]=1, 1$	6,02 дБ	0,91 дБ	6,93 дБ
$g[k]=1, 2$	9,54 дБ	1,04 дБ	10,58 дБ
$g[k]=1, 2, 1$	12,04 дБ	0,73 дБ	12,77 дБ

З таблиці видно, що найменший загальний програш по захищеності з трьох проаналізованих забезпечує сигнал з відгуком  $g[k]=1, 1$ , але цей сигнал

не дозволяє виправляти помилки, тому будемо використовувати сигнал з відліками  $g[k]=1, 2$ .

На рисунку 4.4 приведені спектральні характеристики парціальних сигналів різних класів, побудованих на основі П-імпульсів тривалості  $2/f_H$ .

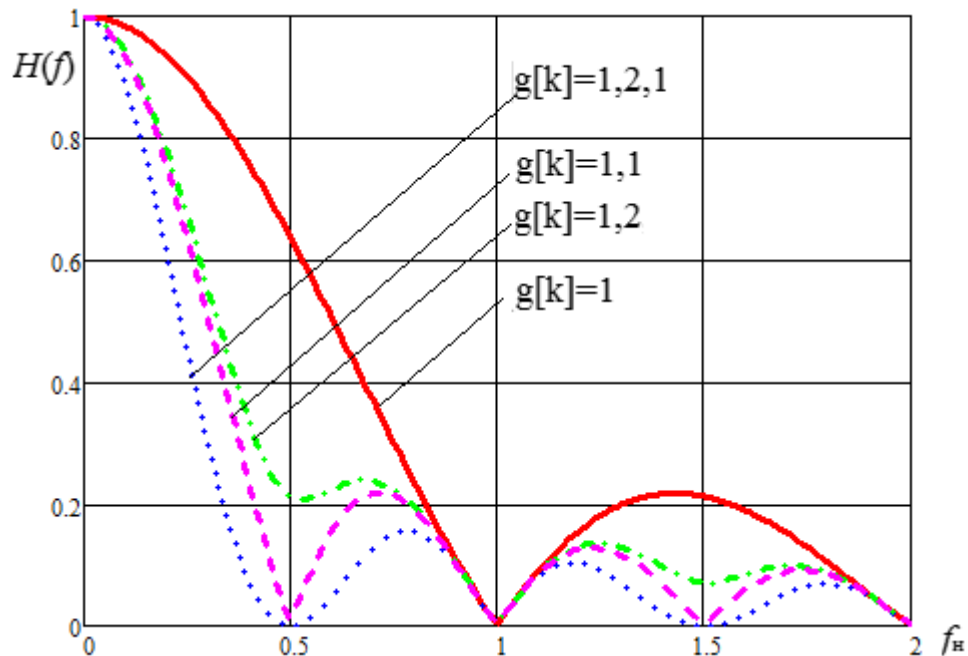


Рисунок 4.4 – Спектральні характеристики парціальних сигналів різних класів

З таблиці 4.1 та рисунка 4.4 видно, що найкращим є використання сигналу з відліками 1 та 2. Розглянемо парціальний сигнал з імпульсним відгуком  $g[k]$  з двома відліками:

$$g[k]=1, 2. \quad (4.3)$$

Формування необхідного імпульсного відгуку здійснюється формуючими пристроями, які встановлено на виході передавача або в приймачі. В даній роботі розглядається використання ФП у передавачі (див. рис. 4.3).

Парціальні імпульси можуть мати різну форму. Найбільш розповсюдженою формою імпульсів у волоконно-оптичних системах передавання є гаусів імпульс.

Гаусів імпульс можна записати наступним чином:  $s(t) = Ae^{-\frac{t^2}{2a^2}}$ , де  $A$  – амплітуда імпульса,  $a$  – половинна ширина спектру. Його спектр має вигляд:

$$S(f) = Aa\sqrt{2\pi}e^{-2(a\pi f)^2} = Ye^{-2\left(\frac{\pi f}{y}\right)^2}, \text{ де } Y = A\sqrt{2\pi}a \text{ та } y = 1/a.$$

Гаусів імпульс та парціальний сигнал з імпульсним відгуком  $g[k] = 1,2$  подані на рис. 4.5.

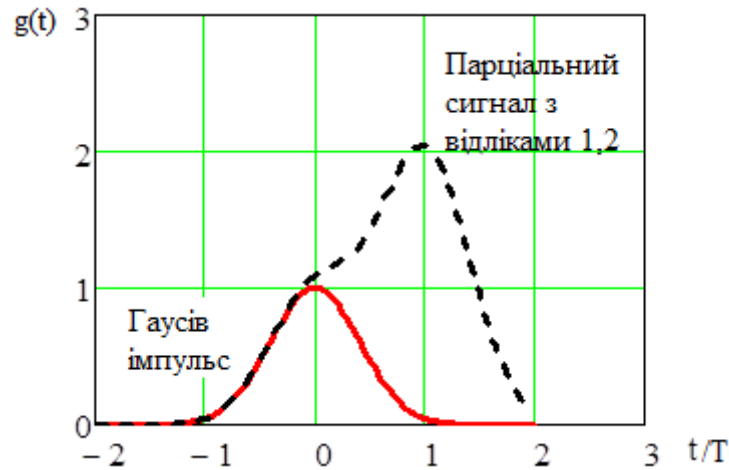


Рисунок 4.5 – Часова форма гаусового імпульсу та парціального сигналу з імпульсним відгуком  $g[k]=1,2$ , де  $T$  – тактовий інтервал

Використовуючи адитивну властивість спектрів (спектр суми дорівнює сумі їхніх спектрів) та що при затримці сигналу на  $\tau$  фаза його складових отримує зсув на  $-2\pi f\tau$  та вважаючи, що  $y = 1$ , знайдемо нормований амплітудний спектр парціального сигналу з імпульсним відгуком  $g[k] = 1,2$ .

$$S_{1,2}(f) = \left| e^{-2\pi^2\left(\frac{f}{f_T}\right)^2} + 2e^{-2\pi^2\left(\frac{f}{f_T}\right)^2} e^{-i2\pi\frac{f}{f_T}} \right| = e^{-2\pi^2\left(\frac{f}{f_T}\right)^2} \sqrt{5 + 4 \cos 2\pi\frac{f}{f_T}},$$

де  $f_T$  – тактова частота,  $f_T = 1/T$

Нормовані спектри гаусового імпульсу та парціального сигналу подані на рис. 4.6.

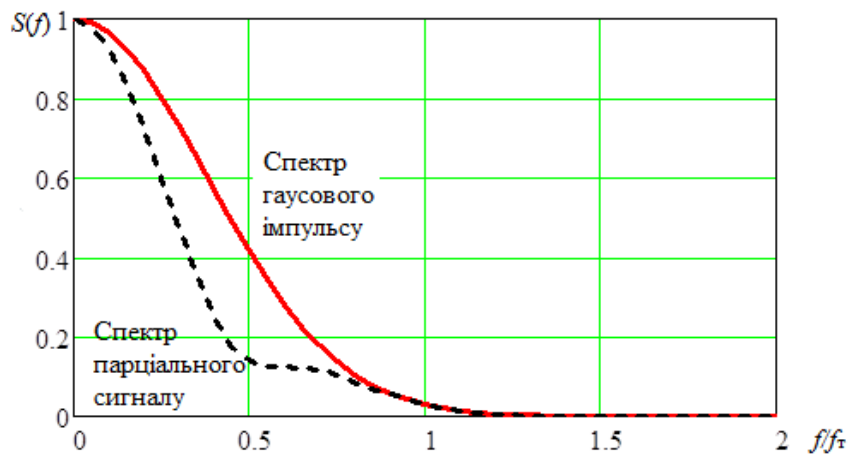


Рисунок 4.6 – Нормовані амплітудні спектри гаусового імпульсу та парціального сигналу з імпульсним відгуком  $g[k] = 1,2$

При правильній роботі приймача пари біт на виході передавача і ПВП збігаються. В такому випадку сигнал на виході пристрою віднімання з точністю до шумової похибки збігається з цифровим сигналом на виході вирішувального пристрою КВЗЗ. Наприклад, для цифрового сигналу 10011100, ФП сформує парціальний сигнал з відліками 12013320 та часовою формою, наведеною на рис. 4.7.

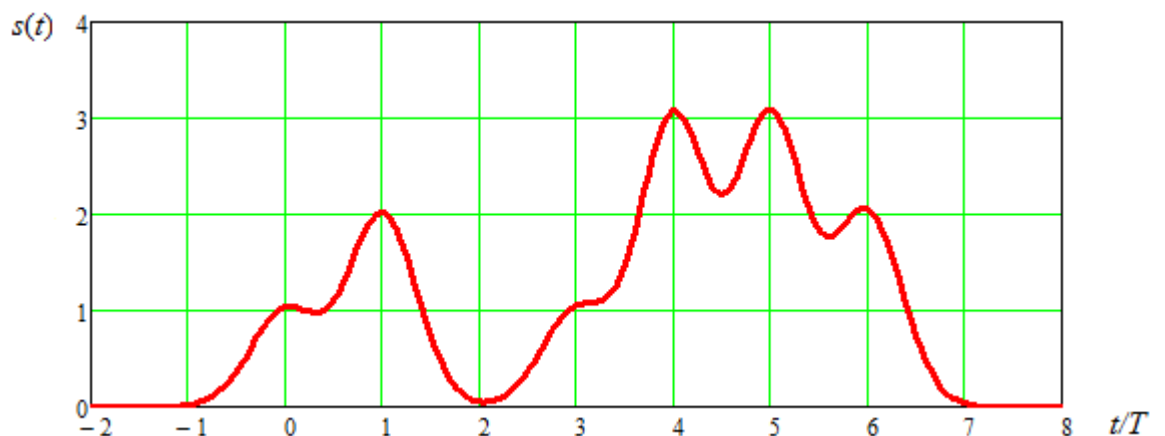


Рисунок 4.7 – Приклад парціального сигналу з імпульсним відгуком  $g[k] = 1,2$  для вхідної послідовності 10011100

Якщо за рахунок шумів на вході ВП виникає помилка, то на виході чотирихполосника зворотнього зв'язку, і, як наслідок, на виході віднімаючого пристрою, з'являється специфічний багаторівневий

двохполярний сигнал. В такому разі на виході РП з'являється сигнал, який показує, що виявлена помилка.

Сигнал з виходу РП використовується для виявлення та виправлення помилок. Для цього розглянемо відгуки РП на однократну помилку біта для різних сполучень сусідніх біт. Ці відгуки наведені нижче в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – Виправлення поодиноких помилок у запропонованій системі передавання з АМ-2

Точка схеми	Комбінації біт							
	1 0	1 1	0 0	0 1	1 0	1 1	0 0	0 1
Вихід передавача	1 0	1 1	0 0	0 1	1 0	1 1	0 0	0 1
Вихід ВП без помилок або з однократною помилкою	1 0	1 1	0 0	0 1	<b>0 0</b>	<b>0 1</b>	<b>1 0</b>	<b>1 1</b>
Вихід віднімаючого пристрою	1 0	1 1	0 0	0 1	0 2	0 3	1 -2	1 -1
Вихід РП	0	0	0	0	1	1	1	1

Видно, що індикації однократної помилки однозначно відповідає одна з можливих комбінацій індикації помилки і тому такий сигнал може використовуватися не тільки для виявлення, а й для виправлення помилки шляхом інвертування помилкового біта (див. Рис. 4.3). РП подає сигнал на ПВП про те, що сталася помилка. ПВП інвертує перший біт з пари біт, яка надійшла на його вхід. Таким чином помилка виправляється.

Недоліком цієї системи є те, що вона не може бути використана для двовимірних методів модуляції, зокрема для квадратурної амплітудної модуляції (КАМ-М).

### **4.3 Система передавання парціально кодованих сигналів з квадратурною амплітудною модуляцією**

Раніше було показано, амплітудна модуляція має низьку інформаційну та спектральну ефективність, тому доцільно провести дослідження можливості використання парціального кодування в застосунку до інших більш ефективних методів модуляції. Розглянемо використання парціально кодованих сигналів у системі з квадратурною амплітудною модуляцією.

Технічним рішенням такої задачі є розділення сигналу з виходу передавача на два підканали, об'єднання їх перед трактом, розділення на виході тракту та знову об'єднання за допомогою декодера маніпуляційного коду на вході приймача.

Система передавання парціально кодованих сигналів з КАМ [4] складається з передавача, кодера маніпуляційного коду (КМК), формуючого пристрою, ФНЧ, генератора, перемножувача, суматора, тракту, перемножувача, відновлення несівної, ФНЧ, пристрою дискретизації, віднімаючого пристрою, вирішуючого пристрою, зворотнього зв'язку, реєстратора помилок, пристрою виправлення помилок, декодера маніпуляційного коду (ДМК), приймача (Рис. 4.8).

Система працює наступним чином: з передавача двійковий цифровий сигнал поступає на вхід КМК, який розділяє біти на два підканали, в кожному з яких сигнал надходить до формуючого пристрою, якій формує парціальний сигнал, з виходу якого сигнал поступає на ФНЧ. Далі сигнал модулюється за допомогою генератора в перемножувачі, а потім модульовані сигнали з двох підканалів додаються в суматорі, з виходу якого сигнал поступає на вхід тракту. Після тракту сигнал знову розділяється на два підканали, в кожному з яких завдяки перемножувачу, блоку відновлення несівної та ФНЧ сигнал демодулюється, далі сигнал дискретизується у пристрої дискретизації та відліки через віднімаючий пристрій поступають на вхід вирішуючого пристрою та реєстратора помилок. З виходу вирішуючого пристрою сигнал поступає на пристрій виправлення помилок, на інший вхід

якого поступає сигнал з реєстратора помилок. Сигнал з виходу вирішуючого пристрою також поступає на блок зворотнього зв'язку, з виходу якого сигнал повертається на віднімаючий пристрій. Результати роботи схеми, зображеної на рис. 4.8 наведені в таблиці 4.3.

Таблиця 4.3 – виправлення поодиноких помилок у запропонованій СП з КАМ-4

Точка схеми	Комбінації біт			
	(-1) (+1)	(+1) (+1)	(-1) (-1)	(+1) (-1)
Вхід формуючого пристрою	(-1) (+1)	(+1) (+1)	(-1) (-1)	(+1) (-1)
Вихід ФП	(-1) (-1)	(+1) (+3)	(-1) (-3)	(+1) (+1)
Вихід віднімаючого пристрою на першому такті	(>0,5) .....	(<0,5)...	(>0,5) ...	(<0,5) ...
Вихід РП з однократною помилкою на першому такті	(+1) .....	(-1) .....	(+1) .....	(-1) .....
Вихід віднімаючого пристрою на двох тактах	(>0,5) (-3)	(<0,5) (+5)	(>0,5) (-5)	(<0,5)(+3)
Вихід аналізуючого пристрою РП	(+1) (-3)	(-1) (+5)	(1) (-5)	(-1) (3)
Вихід РП	1	1	1	1

Видно, що появі однократної помилки однозначно відповідає одна з можливих комбінацій появи помилки і тому такий сигнал може використовуватися не тільки для виявлення, а й для виправлення помилки шляхом інвертування помилкового біта (див. Рис. 4.8). РП подає сигнал на ПВП про те, що сталася помилка. ПВП інвертує перший біт з пари біт, яка надійшла на його вхід. Таким чином помилка виправляється.

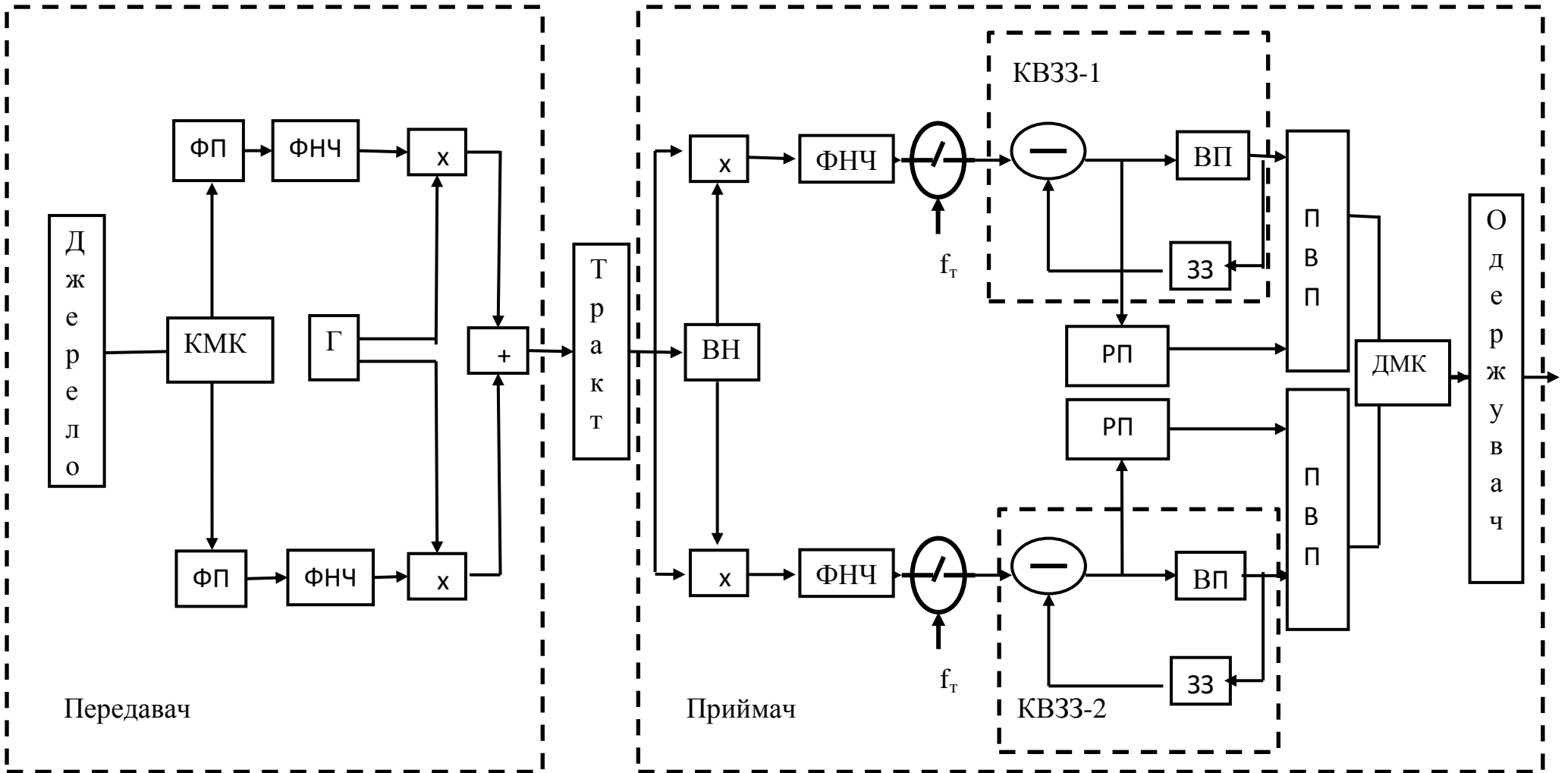


Рисунок 4.8 – Система передавання парціально коданих сигналів з квадратурною амплітудною модуляцією



#### 4.4 Ефективність використання системи передавання парціально кодованих сигналів

Інформаційну ефективність застосування систем з парціально кодованими сигналами будемо оцінювати за аналогією з попередніми розділами за допомогою оцінки зміни захищеності сигналу від шуму.

Загальна зміна захищеності може бути оцінена за (4.4)

$$\Delta A_3 = \Delta A_{CC} + \Delta A_{ПК} + \Delta A_{ВП}, \quad (4.4)$$

де  $\Delta A_{CC}$  - зміна захищеності за рахунок зміни сигнального сузір'я,

$\Delta A_{ПК}$  - зміна захищеності за рахунок парціального кодування,

$\Delta A_{ВП}$  - зміна захищеності за рахунок виправлення помилок.

У запропонованій СП з АМ-2 та імпульсним відгуком  $g[k]=1,2$ , на виході формуючого пристрою якої формуються чотири можливі рівні сигналу  $\{0, 1, 2, 3\}$  (тобто такі самі як і при однополярній амплітудній модуляції АМо-4), погіршується захищеність сигналу від шуму (рис. 4.9) [148] порівнянно з класичним АМ-2 – найбільш характерним для волоконно-оптичних систем передавання методом модуляції.

Зміна захищеності АМо-4 у порівнянні з АМ-2 за рахунок зміни сигнального сузір'я  $\Delta A_{CC}$

$$\Delta A_{CC} = 20 \lg \left[ \frac{d_{min, AM0-4}}{d_{AM-2}} \right] = 20 \lg \left[ \frac{0,76\sqrt{E_6}}{1,41\sqrt{E_6}} \right] = -5,4 \text{ дБ},$$

де  $E_6$  – енергія на один біт,  $d_{AM-2}$  – евклідова відстань між канальними символами для модуляції АМ-2,  $d_{min, AM0-4}$  – мінімальна евклідова відстань між канальними символами для модуляції АМо-4.

У запропонованій СП з КАМ-4 викорисовуються чотири можливі рівні сигналу  $\{-3, -1, 1, 3\}$  для кожного з двох підканалів (тобто такі ж як і при двополярній амплітудній модуляції АМд-4 та при КАМ-16), що погіршує захищеність у порівнянні з АМ-2.

$$\Delta A_{CC} = 20 \lg \left[ \frac{d_{min, КАМ-16}}{d_{AM-2}} \right] = 20 \lg \left[ \frac{1,26\sqrt{E_6}}{1,41\sqrt{E_6}} \right] = -1 \text{ дБ},$$

де  $d_{min,КАМ-16}$  – мінімальна відстань між канальними символами для модуляції КАМ-16.

Зміна захищеності сигналу за рахунок парціального кодування  $\Delta A_{ПК}$

$$\Delta A_{ПК} = 20 \lg \left[ \frac{\sqrt{E_6}}{\sqrt{(\sqrt{E_6})^2 + (2\sqrt{E_6})^2}} \right] = -7 \text{ дБ.}$$

Якщо ж порівнювати захищеність не за середньою енергією, а за піковим значенням сигналу, то зміна захищеності при переході з дворівневого сигналу АМ-2 на чотирирівневий однополярний складе 9,5 дБ:

$$\Delta A_{ССпик} = 20 \lg \left[ \frac{A_{пик}}{3A_{пик}} \right] = -9,5 \text{ дБ,}$$

де  $A_{пик}$  – пікове значення сигналу, а при переході на чотирьохрівневий двополярний 3,5 дБ:

$$\Delta A_{ССпик} = 20 \lg \left[ \frac{A_{пик}}{1.5A_{пик}} \right] = -3,5 \text{ дБ.}$$

З іншого боку, запропоновані системи з АМ-М та КАМ-М дозволяють отримати вигоду за рахунок виправлення поодиноких помилок. При використанні запропонованих систем поодинокі помилки виправляються, тому ймовірність помилки на виході схеми слід розраховувати як ймовірність подвійної помилки.

$$\Delta A_{ВП} = h^2(p_2) - h^2(p_1)$$

$$\Delta A_{ВП} = h^2(10^{-12}) - h^2(10^{-6}) = 17,1 \text{ дБ} - 13,6 \text{ дБ} = 3,5 \text{ дБ,}$$

де  $h^2(p)$  – залежність відношення сигнал/шум від ймовірності помилки;  $h^2 = \frac{E_6}{N_0}$ ,  $N_0$  – спектральна густина потужності шуму;  $p_1$  та  $p_2$  – відповідно ймовірності помилки до та після виправлення поодиноких помилок.

Залежність ймовірності помилки від відношення сигнал/шум, розрахована за виразами (2.14), (2.28) та (2.29), наведена на рисунку 4.9. Виправлення однократних помилок забезпечує підвищення захищеності на 3,5 дБ при допустимості збільшення рівня сигналу (рис. 4.9, 4.10) [35].

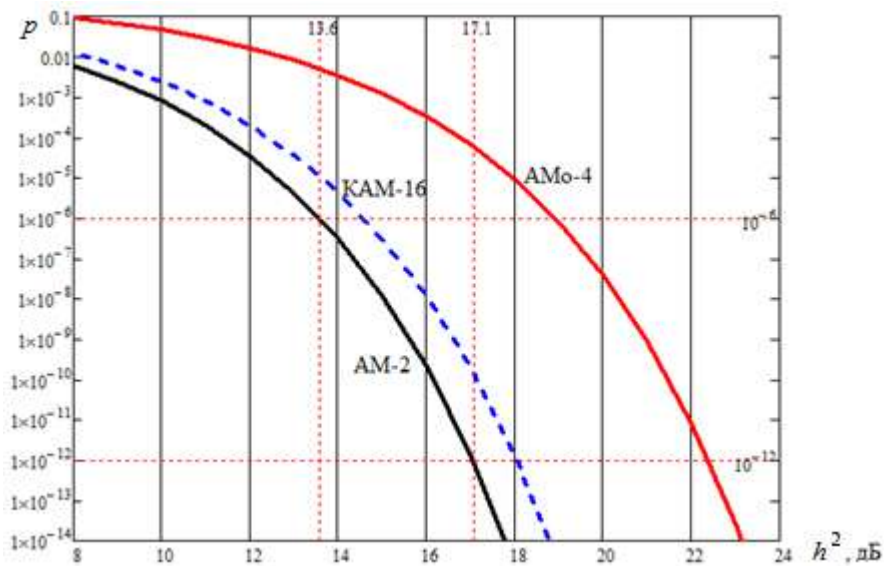


Рисунок 4.9 – Завадостійкість модуляцій АМ-2, АМ-4 та КАМ-16

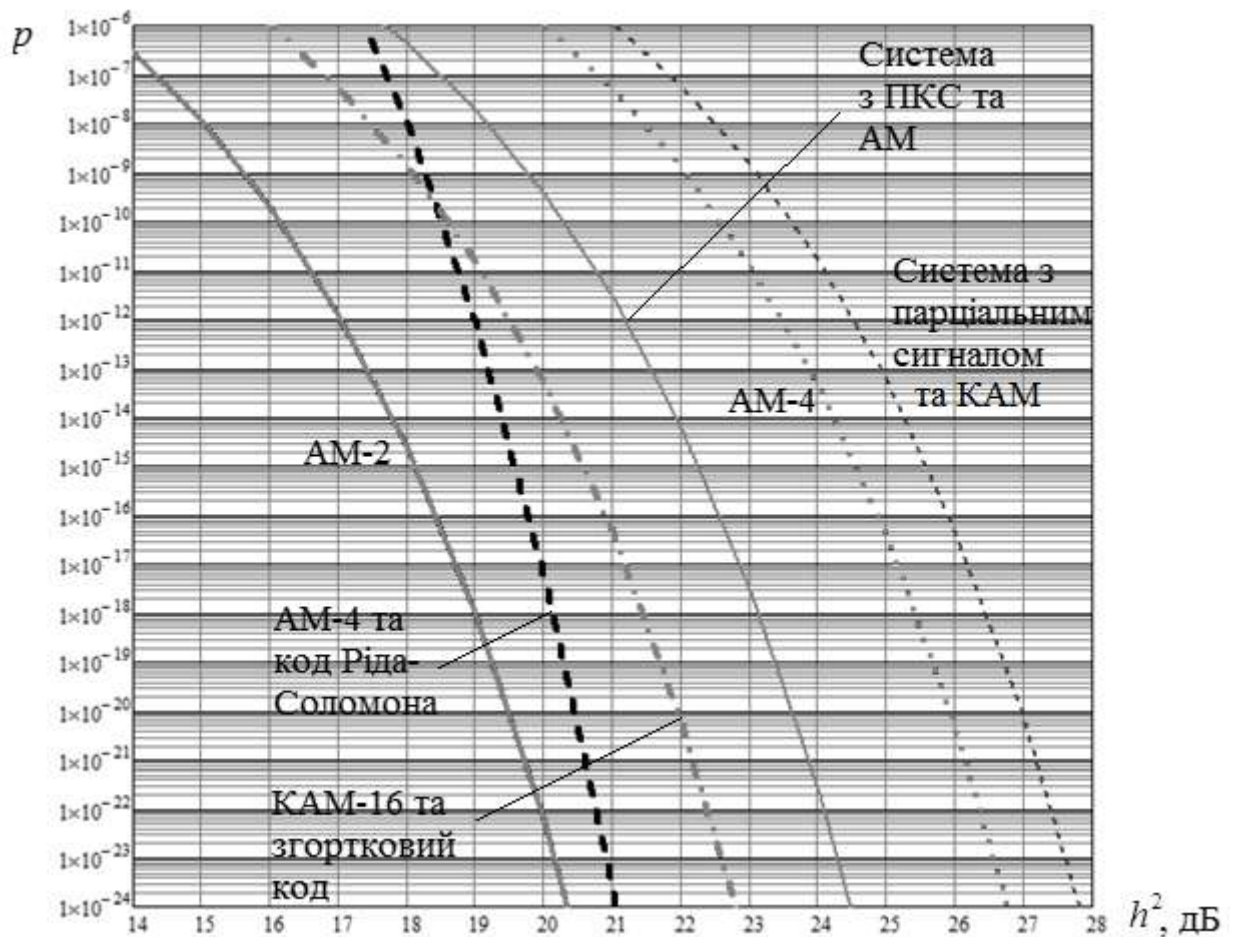


Рисунок 4.10 – Завадостійкість проаналізованих систем передавання

Для порівняння інформаційної, спектральної та енергетичної ефективності запропонованої системи передавання з парціально кодovаними

сигналами та системи з коректувальним кодуванням розрахуємо завадостійкість коду Ріда–Соломона (255, 247), що виправляє один помилковий блок (байт), за формулою (2.2).

З рисунка 4.10 видно, що запропонована система передавання дає приблизно такий саме виграш по захищеності, як і використання згорткового коду з декодуванням за алгоритмом Вітербі [43; 54; 152], а завадостійке кодування Ріда-Соломона показує кращі результати для ймовірностей помилки менших за  $10^{-10}$ .

Крім того зменшується смуга частот у 2 рази (див. рис. 4.4), тобто зменшується ефективне значення шуму в  $\sqrt{2}$  разів, отже, поліпшується захищеність на 3дБ. Але за рахунок обмеження смуги частот зменшується енергія сигналу. Це призводить до погіршення захищеності на 1,04дБ.

Разом із запропонованою СП можна каскадно використовувати перемежувач та завадостійкий код. Наприклад, код з подвійною перевіркою на парність (ППП) [43], який дозволяє виправити однократні помилки.

Застосування такого коду у каскадному з'єднанні з запропонованою СП вже дає можливість виправляти будь-які двократні помилки. У волоконно-оптичних системах передавання типовими є ймовірності помилки  $10^{-10}$ – $10^{-12}$ . За таких значень виправлення двократних помилок є достатнім. Це забезпечує додатковий виграш по захищеності у 3,5 дБ.

Якщо інформаційні біти записувати у матрицю розміром 100x100, та додавати у кожний стовпчик та кожний рядок по одному біту перевірки на парність, то швидкість такого коду складе 0,98, а надлишковість усього 2 %. Таке незначне зменшення спектральної ефективності дає перевагу такій конструкції порівняно з іншими методами корекції помилок.

Порівняння трьох методів передавання сигналів АМ-М, кожен з яких забезпечує підвищення відносної швидкості в 2 рази по відношенню до системи передавання з АМ-2, представлено в таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – Аналіз захищеності СП з АМ та ПКС

Поліпшення захищеності по відношенню до СП з АМ-2 за рахунок:	СП з АМ-4	Запропонована СП	Запропонована на СП з ППП
зміни сигнального сузір'я $\Delta A_{CC}$	-5,4 дБ	–	–
парціального кодування $\Delta A_{ПК}$	–	-7 дБ	-7 дБ
виправлення помилок $\Delta A_{ВП}$	–	3,5 дБ	7 дБ
Разом $\Delta A_3$	-5,4 дБ	-3,5 дБ	0 дБ

З табл. 4.4 видно, що захищеність у запропонованих системах краща ніж у СП з АМ-4.

Порівняння трьох методів передавання сигналів КАМ, кожен з яких забезпечує підвищення відносної швидкості та спектральної ефективності в 2 рази по відношенню до КАМ-4 та в 4 рази по відношенню до системи передавання з АМ-2, подано в табл. 4.5 (розрахунок за середніми значеннями сигналу) та 4.6 (розрахунок за піковими значеннями сигналу).

Таблиця 4.5 – Аналіз захищеності СП з КАМ-М за середніми значеннями сигналу

Поліпшення захищеності по відношенню до СП з АМ-2 за рахунок:	СП з КАМ-16	Запропонована СП	Запропонована на СП з ППП
зміни сигнального сузір'я $\Delta A_{CC}$	-1 дБ	–	–
парціального кодування $\Delta A_{ПК}$	–	-7 дБ	-7 дБ
виправлення помилок $\Delta A_{ВП}$	–	3,5 дБ	7 дБ
Разом $\Delta A_3$	-1 дБ	-3,5 дБ	0 дБ

Таблиця 4.6 – Аналіз захищеності СП з КАМ-М за піковими значеннями сигналу

Поліпшення захищеності по відношенню до СП з АМ-2 за рахунок:	СП з КАМ-16	Запропонована СП	Запропонована СП з ППП
зміни сигнального сузір'я $\Delta A_{\text{ССпк}}$	-3,5 дБ	-3,5 дБ	-3,5 дБ
виправлення помилок $\Delta A_{\text{ВП}}$	–	3,5 дБ	7 дБ
Разом $\Delta A_3$	-3,5 дБ	0 дБ	3,5 дБ

З табл. 4.5 та 4.6 видно, що запропоновані системи не забезпечують виграшу по захищеності при розрахунку за середніми значеннями сигналу та забезпечують більший виграш по захищеності порівняно з СП з КАМ-16 при розрахунку за піковими значеннями сигналу.

Таким чином, з проведеного аналізу видно, що запропонована система передавання парціально кодованих сигналів з використанням для виявлення та виправлення помилок коректора з вирішальним зворотним зв'язком дозволяє збільшити спектральну ефективність системи передавання в 2 рази при використанні АМ-2 і в 4 рази при використанні КАМ-4 з виграшем по захищеності 3,5 дБ порівняно з класичними АМ-М і КАМ-М. Запропоноване додаткове використання каскадного з'єднання з перемежувачем та завадостійким кодом, що здійснює подвійну перевірку на парність, збільшує виграш по захищеності до 7 дБ.

При використанні даної системи можна отримати виграш з енергетичної ефективності в 5,6 дБ. Запропонована система гірше за спектральною ефективністю, ніж квадратурна амплітудна модуляція КАМ-М [5], але її значно простіше реалізувати в волоконно-оптичних системах передавання.

Запропонована система передавання парціально кодованих сигналів з амплітудною модуляцією дозволяє збільшити відносну швидкість передавання в 2 рази з меншим (приблизно на 4 дБ) програшем по

захищеності, ніж у розглянутих альтернативних методах (за виключенням коректувального кодування). Запропонована система передавання парціально кодovаних сигналів з квадратурною амплітудною модуляцією дозволяє збільшити відносну швидкість передавання в 4 рази з більшим виграшем по захищеності ніж у розглянутих альтернативних методах.

Враховуючи результати, отримані в розділі 4 розрахуємо показники ефективності для розглянутих варіантів організації системи передавання з парціально кодovаними сигналами. Результати представлені у табл. 4.7.

Таблиця 4.7 Інформаційна ефективність систем передавання з парціально кодovаними сигналами при ймовірності помилки  $10^{-12}$

Метод передавання	Спектральна ефективність $\gamma$ , дБ	Енергетична ефективність $\beta$ , дБ	Інформаційна ефективність $\eta$
АМ-2 з ПКС	3,01	-20,54	0,26
АМ-2 з ПКС та ППП	2,92	-17,04	0,29
КАМ-4 з ПКС за середнім значенням потужності сигналу	6,02	-20,54	0,45
КАМ-4 з ПКС та ППП за середнім значенням потужності сигналу	5,93	-17,04	0,51
КАМ-4 з ПКС за піковим значенням потужності сигналу	6,02	-17,04	0,52
КАМ-4 з ПКС та ППП за піковим значенням потужності сигналу	5,93	-13,54	0,60

З таблиці 4.7 видно, що запропонована система передавання з парціально кодovаними сигналами, перемежувачем та подвійною перевіркою

на парність забезпечує найбільшу серед розглянутих варіантів інформаційну ефективність 0,6.

#### **4.5 Висновки**

Запропонована система передавання парціально кодованих сигналів з амплітудною модуляцією дозволяє збільшити відносну швидкість передавання в 2 рази з меншим (приблизно на 4 дБ) програшем по захищеності, ніж у розглянутих альтернативних методах (за виключенням коректувального кодування)

Запропонована система передавання парціально кодованих сигналів з каскадним з'єднанням модему з квадратурною амплітудною модуляцією, перемежувача та кодека з подвійною перевіркою на парність дозволяє збільшити відносну швидкість передавання в 4 рази з більшим вирашем по захищеності ніж у розглянутих альтернативних методах, навіть більшим ніж застосування завадостійкого кодування Ріда-Соломона та згорткового коду з декодуванням за алгоритмом Вітербі.



## ВИСНОВОК

В дисертаційній роботі сформульована і вирішена актуальна науково-прикладна задача, яка полягає в удосконаленні кодових методів формування та обробки сигналів для підвищення інформаційної ефективності волоконно-оптичних систем передавання. Основними результатами роботи є наступні.

1. Виконано аналіз коректувальних кодів основних класів, методів модуляції та лінійних кодів волоконно-оптичних систем передавання за коефіцієнтами інформаційної, енергетичної та спектральної ефективності, що дозволило дати рекомендації для подальших досліджень.

2. Досліджено методи підвищення інформаційної ефективності ВОСП-СРК за рахунок заміни дворівневих методів модуляції на багаторівневі у сполученні із завадостійким кодуванням. Показано, що використання КАМ-4 або КАМ-16 у сполученні із завадостійким кодуванням дозволяє підвищити інформаційну ефективність системи передавання порівняно з модуляцією АМ-2. Доведено, що подальше збільшення кількості рівнів сигналу призводить до зниження інформаційної ефективності ВОСП.

3. Оцінено сумарну швидкість ВОСП-СРК в залежності від параметрів коректувального коду з врахуванням нелінійних спотворень сигналу в оптичному волокні. Сполучення КАМ-16 з коректувальним кодом Ріда-Соломона (2720, 2550) забезпечує підвищення інформаційної ефективності системи передавання. Доведено, що максимум швидкості передавання ВОСП-СРК відповідає швидкості коректувального коду Ріда-Соломона  $m_{\text{кк}} = 0,84$ .

4. Виконано порівняння лінійних кодів за коефіцієнтом енергетичної ефективності при обмеженні смуги частот сигналу у каналі ВОСП-СРК. Доведено, що при переході від лінійного коду NRZ до RZ для підвищення енергетичної ефективності доцільно збільшити ширину смуги каналу зв'язку на 20%, що зменшує інформаційну ефективність на 3%.

5. Досліджено ефективність застосування реєстратора помилок та пристрою виправлення помилок для приймання парціально кодованих

сигналів у ВОСП. Запропонована удосконалена схема приймача парціально кодованих сигналів з КАМ-4, що дозволяє збільшити інформаційну ефективність системи передавання у порівнянні з модуляцією АМ-2.

## ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Розенвассер Д.М. Сравнение помехоустойчивых кодов ВОСП / Д.М. Розенвассер // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова. – Одеса, 2010. – №1.
2. Розенвассер Д.М. Спектральная эффективность корректирующего кодирования [Электронный ресурс] / Д.М. Розенвассер // Проблемы телекоммуникаций. – 2012. – № 4 (9). – С. 86 - 95. – Режим доступа до журн.: [http://pt.journal.kh.ua/2012/4/1/124\\_rozenvasser\\_code.p](http://pt.journal.kh.ua/2012/4/1/124_rozenvasser_code.p).
3. Брескін В.О., Розенвассер Д.М. Система прийому дискретних парціально кодированих сигналів з амплітудною модуляцією (Патент на корисну модель № 89073 від 10.04.2014).
4. Брескін В.О., Розенвассер Д.М. Система прийому дискретних парціально кодированих сигналів з квадратурною амплітудною модуляцією (Патент на корисну модель № 90004 від 12.05.2014).
5. Брескин В.А. Увеличение пропускной способности оптического канала волоконно–оптической системы передачи / В.А. Брескин, А.Д. Мазур, Д.М. Розенвассер // Электроника и связь. – Киев, 2012. – №6.
6. Брескин В.А. Особенности использования корректирующих кодов в ВОСП-СРК / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // Цифрові технології, №8 – Одеса, 2010. – с. 30-37.
7. Брескин В.А. Спектральная эффективность линейного кода RZ / В.А. Брескин, А.Д. Мазур, Д.М. Розенвассер // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова. – Одеса, 2011. – №2.
8. Розенвассер Д. М. Эффективность методов уменьшения влияния межсимвольной интерференции / Д. М. Розенвассер, С. В. Коновалов // Східно-європейський журнал передових технологій. – Харків, 2013. – 2/10 (62). – С. 42-46.
9. Брескін В. О. Система передавання дискретних парціально кодированих сигналів з виправленням помилок / В. О. Брескін, Д. М. Розенвассер // Цифрові технології. - 2015. - Вип. 17. - С. 80-86.

10. Константинов М.В. Сжатие бинарных данных методом множественного укрупнения алфавита / М.В. Константинов, Д.М. Розенвассер // Информационные телекоммуникационные сети. – Алматы, Казахстан, 2016 – №9-10 (121-122) – С. 39-42.
11. Брескин В.А. Увеличение эффективности волоконно-оптической системы передачи со спектральным разделением каналов / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова. – Одеса, 2017. – №1.
12. Rozenvasser D.M., Pedyash V.V. Comparison of messages effective coding methods // Sciences of Europe. – Praha, Czech Republic, 2020. – № 58, vol. 1 – p. 28-35.
13. Розенвассер Д.М. Увеличение пропускной способности WDM корректирующим кодом BCH / Д.М. Розенвассер // 63-я науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів – Одеса, 2009.
14. Брескин В.А. Корректирующие коды ВОСП-WDM / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // 64-а науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів – Одеса, 2009.
15. Брескин В.А. Оптимизация величины объема ВОСП / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // 65-а науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів - Одеса, 2010.
16. Брескин В.А. Оценка ухудшения защищенности ВОСП при переходе от кода NRZ к коду RZ / В.А. Брескин, А.Д. Мазур, Д.М. Розенвассер // 66-а науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів - Одеса, 2011. – С. .
17. Польша Ю.М. Применение кодов с низкой плотностью проверок на четность / Ю.М. Польша, К.О. Шестаков, Д.М. Розенвассер // Матеріали 69-ї НПК професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів - м. Одеса, 3-5 грудня 2014 р. – Одеса, ОНАЗ, .

18. Брескин В.А. Error Control Coding in WDM / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // 4-а Міжнародна конференція "Сучасні комп'ютерні системи та мережі: розробка та використання" (ACSN'2009) – Львів, 2009. – с. 107-109.
19. Розенвассер Д.М. Увеличение пропускной способности WDM корректирующим кодом RS / Д.М. Розенвассер // 10-я международная научно-практическая конференция «Современные информационные и электронные технологии СИЭТ-2009» – Одесса, 2009.
20. Розенвассер Д.М. Увеличение пропускной способности WDM корректирующим кодом БЧХ / Д.М. Розенвассер // Матеріали науково-методичного семінару "Інформаційні технології в навчальному процесі". – Одеса: Вид. ВМВ. – 2009. – 114с.
21. Брескин В.А. Особенности помехоустойчивого кодирования для WDM систем / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // III МНТС «Нові технології в телекомунікація» – Киев, 2010. с.87-88.
22. Розенвассер Д.М. Эффективность применения блочных корректирующих кодов для увеличения объема ВОСП-СРК / Д.М. Розенвассер // 7-я международная молодежная научно-техническая конференция «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2011» – Севас.
23. Брескин В.А. Влияние кодов NRZ и RZ на амплитуду импульса принимаемого сигнала / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // Інформаційні технології в навчальному процесі: праці науково-методичного семінару, 16-23 травня 2011 р., ПНПУ імені К.Д. Ушинського, Одеса /.
24. Breskin V.A. Effect of optical channel bandwidth on the immunity of NRZ and RZ linear codes / V.A. Breskin, A.D. Mazur, D.M. Rozenvasser // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science, Proceedings of the XIth Internationa.
25. Брескин В.А. Увеличение пропускной способности оптического канала многопозиционным кодированием / В.А. Брескин, А.Д. Мазур, Д.М.

Розенвассер // Тези доповідей VI Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехн.

26. Брескин В.А. Увеличение эффективности использования оптических каналов ВОСП / В.А. Брескин, А.Д. Мазур, Д.М. Розенвассер // Матеріали 2-ої Міжнародної науково-практичної конференції «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє». – Одеса, 2012. – с.50-54.

27. Брескин В.А. Прием парциально кодированных сигналов / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // Матеріали 3-ої Міжнародної науково-практичної конференції «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє» , частина 3. – Одеса, 2013. – с.110-112.

28. Розенвассер Д.М. Альтернативний метод підвищення завадостійкості / Д.М. Розенвассер // Інформатика, інформаційні системи та технології: дванадцята всеукраїнська конференція студентів і молодих науковців. - м. Одеса, 3 квітня 2015р. - Одеса, 2015. – с. 99-.

29. Брескин В.А. Увеличение пропускной способности ОК WDM / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // Материалы НТК «Современные информационно-телекоммуникационные технологии». Том II. - г. Киев, 17–20 ноября 2015 г. – Киев, 2015. - с. 49-51.

30. Breskin V.A. Rozenvasser D.M. Optical transport network capacity optimization / UkrMiCo'2017 – Materials of scientific and technical conference. – Kyiv: Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, 2017. – p. 386-389 – DOI: 10.1109/UkrMiCo.2017.8095407.

31. Agrawal G.P. Fiber-Optic Communication Systems / Agrawal G.P. - New York: Wiley-Interscience, 2002. – 580 p.

32. Бутусов М.М., Верник С.М. и др. Волоконно-оптические системы передачи.- М.:РиС, 1992 г.

33. Горбатий І. В. Передавання інформації у волоконно-оптичних системах із використанням сучасних методів формування та оброблення сигналів / І. В. Горбатий // Вісн. Нац. ун-ту "Львів. політехніка". - 2011. - № 708. - С. 131-137.

34. Вернер М. Основы кодирования / М. Вернер – М.: Техносфера, 2004.
35. Скляр Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – 2-е изд. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2007. – 1104 с.
36. Теорія інформації: науковий посібник / В.В. Лідовський.
37. Types of Coding // James Irvine, David Harle Data Communications and Networks. John Wiley & Sons, 2002. pp. 268.
38. Галлагер Р . Теория информации и надежная связь / М . : «Советское радио», 1974, – 720 с.
39. Зюко А.Г. Теорія передачі сигналів : Підручник для вузів / А.Г. Зюко та др. – М.: Радіо та зв'язок, 1986.
40. Optical transport network physical layer: ITU-T Recommendation G.959.1. – Geneva – 2012.
41. Агравал Г. Нелинейная волоконная оптика / Г. Агравал; Пер. с англ. – М.: Мир, 1996.
42. Alsevska, A., Dilendorfs, V., Spolitis, S., & Bobrovs, Vj. (2017). Comparison of Chromatic Dispersion Compensation Method Efficiency for 10 Gbit/S RZ-OOK and NRZ-OOK WDM-PON Transmission Systems, Latvian Journal of PTS, 54(6), 65-75.
43. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение: учебное пособие для вузов: Пер. с англ. В.Б. Афанасьева. – М.: Техносфера, 2006. – 319 с.
44. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки.– М.: Мир, 1986.
45. Гринченко Н.Н., Помехоустойчивое кодирование для цифровых систем связи // Н.Н. Гринченко, Г.В. Овечкин – Известия ТРТУ, №15(70), Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2006.
46. Нікітін Г.І. Завадостійкі циклічні коди, 2003р.
47. Теорія кодування / В.М. Сідельников, 2006.
48. Захарченко Н. В. Повышение эффективности блочного кодирования при работе по нестационарным каналам связи [Текст] / Н. В. Захарченко, С. М.

- Горохов, В. Н. Захарченко, М. М. Гаджиев, А. С. Крысько и др.; под ред. Н. В. Захарченко. – Баку: ЭЛМ, 2009.– 362 с.
49. Захарченко Н. В. Эффективность применения корректирующих блочных таймерных кодов в адаптивных системах с решающей обратной связью [Текст] / Н. В. Захарченко, М. М. Гаджиев, Е. Н. Мартынова // Вестник НТУ «ХПИ». - 2013. - № 38 (1011). – С.140-145.
50. Галлагер Р. Коды с малой плотностью проверок на четность. – М.: Мир, 1966.
51. David J.C. MacKay, Radford M. Neal Near Shannon Limit Performance of Low Density Parity Check Codes. - 1996.
52. Claude E. Shannon and Warren Weaver: The Mathematical Theory of Communication. The University of Illinois Press, Urbana, Illinois, 1949.
53. Хэмминг Р.В. Теория кодирования и теория информации: Пер. с англ.- М.: Радио и связь, 1983. 176 с.
54. Золотарев В. В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: справочник / В. В. Золотарев, Г. В. Овечкин. – М.: Горячая линия — Телеком, 2004.
55. Djordjevic I., Ryan W., Vasic B. Coding for Optical Channels. Springer Science Business Media, LLC, 2010.
56. Семенов А. С. Интегральная оптика для систем передачи и обработки информации / Семенов А. С., Смирнов В. Л. Шмалько А. В. — М.: Радио и связь, 1990. — 224 с. ил.
57. David R. Goff. Fiber Optic Video Transmission, 1st ed. Focal Press: Woburn, Massachusetts, 2003.
58. Smith B. P.; Kschischang F. R.: "Future prospects for FEC in fiber-optic communications", IEEE journal select. Topics quantum electr., vol. 16, no. 5, september 2010.
59. Бирюков Н.Л. Транспортные сети и системы электросвязи. Системы мультиплексирования: [Учебник для вузов] / Н.Л. Бирюков, В.К. Стеклов – К.: «Випол», 2003. – 352 с.



60. Каток В.Б. Волоконно-оптичні системи зв'язку. - К.:, 1999.
61. Н. Слепов, Оптоволоконные системы дальней связи. Перспективы развития. Электроника: Наука, Технология, Бизнес 6/2005.
62. Иванов А.Б. - Волоконная оптика (1999).
63. Mitra P.P. and Stark J.B., "Nonlinear limits to the information capacity of optical fiber communications", Nature 411, 1027–1030 (2001).
64. Gwang-Hyun Gho and Joseph M. Kahn. Rate-Adaptive Modulation and Coding for Optical Fiber Transmission Systems. - Journal of lightwave technology, Vol. 30, No. 12, June 15, 2012.
65. Голь, В. Д. Упреждающая коррекция ошибок в ВОСП DWDM / Голь В. Д., Цмыкал Е. К. // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. - 2009. - Т. 52, N 6. - С. 55-65.
66. S. Matsenko, S. Spolitis and V. Bobrovs, "Evaluation of Intensity Modulated WDM FOTS with Interleaved RS-FEC Code Schemes," SoftCOM, Split, Hvar, Croatia, 2020, pp. 1-4.
67. Matsumine, T. et al. Short lattice-based shaping approach exploiting non-binary coded modulation, 45th European Conference on Optical Communication, 2019.
68. Nathan Blaunstein; Shlomo Engelberg; Evgenii Krouk; Mikhail Sergeev, "Coding in Optical Communication Channels," in Fiber Optic and Atmospheric Optical Communication , IEEE, 2020, pp.67-86.
69. G.-H. Gho and J. M. Kahn, "Rate-adaptive modulation and low-density parity-check coding for optical fiber transmission systems," J. Optical Commun. Netw., vol. 4, no. 10, pp. 760–768, Oct. 2012.
70. M. Arabaci, I. B. Djordjevic, L. Xu, and T. Wang, "Nonbinary LDPC-Coded modulation for high-speed optical fiber communication without bandwidth expansion," IEEE Photonics Journal, vol. 4, no. 3, pp. 728–734, Jun. 2012.
71. M. Yang, L. Li, X. Liu and I. B. Djordjevic, "Real-Time Verification of Soft-Decision LDPC Coding for Burst Mode Upstream Reception in 50G-PON," JLT, vol. 38, no. 7, pp. 1693-1701, 2020.

72. A. Rasmussen, M. P. Yankov, M. S. Berger, K. J. Larsen, and S. Ruepp, "Improved energy efficiency for optical transport networks by elastic forward error correction," *IEEE/OSA, J. Opt. Commun. Netw.* 6(4), 397–402 (2014).
73. F. Tian et al., "A Novel Concatenated Coded Modulation Based on GFDM for Access Optical Networks," in *IEEE Photonics Journal*, vol. 10, no. 2, pp., 2018.
74. Кулик А. Я. Турбо-код: властивості та застосування для завадостійкого кодування / А. Я. Кулик, С. Г. Кривогубченко, Ю. Ю. Іванов // *Оптико-електрон. інформ.-енерг. технології*. - 2011. - № 2. - С. 25-32.
75. R. Sun, H. Nabuchi and Y. Kozawa, "Underwater Turbo-code optical communication system compatible with partial erasure channel," 2016 *IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, Singapore, 2016, pp. 2066-2069.
76. Y. Wang, J. Lin and Z. Wang, "A 100 Gbps Turbo Product Code Decoder for Optical Communications," 2019 *IEEE 5th International Conference on Computer and Communications (ICCC)*, Chengdu, China, 2019, pp. 721-725.
77. H. Bulow and E. Masalkina, "Coded modulation in optical communications," in *Proc. Optic. Fiber Commun. Conf.*, Mar. 2011.
78. Lotfollah Beygi, Erik Agrell, Joseph M. Kahn, Magnus Karlsson Rate-Adaptive Coded Modulation for Fiber-Optic Communications. - *Journal of lightwave technology*, Vol. 32, No. 2, January 15, 2014 .
79. E. Sillekens, A. Alvarado, C. M. Okonkwo and B. C. Thomsen, "An Experimental Comparison of Coded Modulation Strategies for 100 Gb/s Transceivers," *JLT*, vol. 34, no. 24, pp. 5689-5697, 2016.
80. Банкет В.Л. Сигнально-кодовые конструкции в телекоммуникационных системах. – Одесса: Фенікс, 2009. – 180 с.
81. Мітасов І.І. Особливості застосування методів стиснення даних / Мітасов І.І., Рубан О.В., Рудницький М.В. // *Вісн. Хмельницького нац. ун-ту.*–2009.–№5.
82. Sayood K. *Introduction to Data Compression*. 5th Edition. — Morgan Kaufmann, 2018. — 770 p.

83. Salomon D., Motta G. Handbook of Data Compression. 5th ed. – Springer, 2010. — 1369 p.
84. Rao K.R., Yip P.C. The Transform and Data Compression Handbook. – CRC Press, 2001. — 399 p.
85. Elements of Information Theory, 2nd ed., T. M. Cover, J. A. Thomas. John Wiley & Sons, Inc. – 2006. – 792 p.
86. Бейли Д. Волоконная оптика: теория и практика / Д.Бейли, Э.Райт – Пер. с англ. — М: «КУДИЦ-ПРЕСС», 2008. — С. 320.
87. Мак-Вильямс Ф.Дж.А. Теория кодов, исправляющих ошибки/ Ф.Дж.А. Мак-Вильямс, Н.Дж.А. Слоэн; пер. с англ. – М.: Связь, 1979.
88. J. Yuan, W. Ye, Z. Jiang, Y. Mao, and W. Wang, “A novel super-FEC code based on concatenated code for high-speed long-haul optical communication systems”, Opt. Commun. 273(2), 421–427 (2007).
89. Теория помехоустойчивого кодирования: методические указания / сост. А. А. Гладких. – Ульяновск: УлГТУ, 2005.
90. Зюко А.Г. Эффективность систем передачи сообщений. — М.: Электросвязь. — 1977. — № 6. — С. 17—19.
91. Зюко А. Г. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / [А. Г. Зюко, А. И. Фалько, И. П. Панфилов, Л. В. Банкет, и др.]; Под ред. А. Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985 – 272 с.: ил.
92. Уривський Л.О., Мошинська А.В., Прокопенко К.А. Модифікована методика оцінки ефективності систем передавання інформації на основі показників Зюко А.Г. – Науковий вісник«КПІ». – № 6, 2010.
93. Банкет В.Л. Эффективность систем передачи дискретных сообщений. — Одесса: ОЭИС, 1982. — 74 с.
94. Forward error correction for high bit-rate DWDM submarine systems: ITU-T Recommendation G.975.1. – Geneva – 2004.
95. Васильев К.К. Математическое моделирование каналов и систем телекоммуникаций / Сост.: К.К. Васильев, М.Н. Служивый. - Ульяновск : УлГТУ, 2007. - 24 с.

96. Дьяконов В. П. Matlab 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6. Основы применения / В. П. Дьяконов – М.: Солон-Пресс, 2005.-800с.
97. Мироновский Л.А. Введение в MATLAB. Учебное пособие / Л.А. Мироновский, К.Ю. Петрова СПбГУАП. – СПб., 2005.
98. Семененко М. Введение в математическое моделирование. М. Семененко / – М.:Солон-Р, 2002.
99. Черных И. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. М.: ИД Питер, 2007, 288 с.
100. Брескин В.А. Ресурсы переоборудования на WDM // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2009. – № 2. – С. 62 - 67.
101. Forward error correction for submarine systems: ITU-T Recommendations G.975-200010-I. — [Approved in 2000-10]. — Geneva — 2001.
102. Бирюков Н.Л. Сети последующего поколения (NGN) и широкополосная связь / Бирюков Н.Л. — Молдова, Кишинев, 04-06.05.2010. — (Региональный форум по развитию МСЭ-D для региона Европы и СНГ).
103. Иванов В. Переход на широкую полосу // Сети и телекоммуникации.- 2005.
104. Djordjevic I. B., Arabaci M., Minkov L. L., “Next generation FEC for high-capacity communication in optical transport networks,” J. Lightwave Technol., vol. 27, no. 16, pp. 3518–3530, Aug. 2009.
105. Брескин В. А. Замена оборудования волоконно- оптической системы передачи СЦ на СРК / В. А. Брескин // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова — 2007. — № 1.
106. Ezra Ip, Alan Pak Tao Lau, Daniel J. F. Barros, and Joseph M. Kahn, "Coherent detection in optical fiber systems: erratum," Opt. Express 16, 21943-21943 (2008).
107. Ip E. and Kahn J.M., “Digital equalization of chromatic dispersion and polarization mode dispersion,” J.Lightwave Technol. 25, 2033-2043 (2007).
108. Suzuki M. and Edagawa N., “Dispersion-managed high-capacity ultra-long-haul transmission,” J. Lightwave Technol. 21, 916–929 (2003).

109. Корнейчук В. И. Оптические системы передачи / В. И. Корнейчук, Т. В. Макаров, И. П. Панфилов. — К.: Техніка, 1994. — 389 с.
110. Cunningham D. The IEEE 802.3z Worst Case Link Model for Optical Physical Media Dependent Specification / D. Cunningham, M. Nowell, D. Hanson, L. Kazovsky // IEEE 802.3z Task Force. Presentation materials, February 1998 meeting. — 1998.
111. Брескин В. А. Влияние дисперсионных искажений сигнала на длину регенерационной секции волоконно-оптических систем передачи / В. А. Брескин, А. Д. Мазур // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова. — 2008. — №1. — С. 80-84.
112. Слепов Н.Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи / Слепов Н.Н. — М.: Радио и Связь, 2000. — 468 с.
113. Величко М.А. Новые форматы модуляции в оптических системах связи / М.А. Величко, О.Е. Наний, А.А. Сусьян // Lightwave Russian Edition. — 2005. — № 4. — С. 21-30.
114. R. Maher, A. Alvarado, D. Lavery, and P. Bayvel, “Increasing the information rates of optical communications via coded modulation: a study of transceiver performance,” *Sci. Rep.*, vol. 6, pp. 1–10, Feb 2016, article number: 21278.
115. LI Ying-chun. Optical QPSK/16QAM modulation based on serial-parallel MZM scheme in radio-over-fiber system / Ying-chun LI, Shi-huan ZOU, Lin WEI, You-mei CAI, Jia-jun YE, Ru-jian LIN // *Journal of Shanghai University (English Edition)*. — 2011.
116. T. Eriksson, E. Agrell, and M. Karlsson, “Multidimensional modulation formats for coherent optical communications,” in *SPIE Photonics West, Next-Generation Optical Communication*, Feb. 2016.
117. Брескин В. А. Модемный метод модернизации линий передачи металлического кабеля первичной сети / В. А. Брескин // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова — 2003. — № 2.
118. Багатоканальні модеми / Л.Н. Беркман, І.С. Щербина, О.І. Чумак, Л.В. Рудик / Під ред. С.Є. Захаренка. - К.:Зв'язок, 2006.

119. Некучаев А. Символьная передача данных по ВОЛС. Патент — российский, что дальше? / А. Некучаев, У. Юсупалиев // Электроника НТБ. — 2001. — № 6.
120. Банкет В.Л. Помехоустойчивое кодирование в волоконно-оптических системах передачи: материал технической информации / В.Л.Банкет, Ф.В. Топорков // Зв'язок. — 2006. — № 7. — С. 18-21.
121. С. Т. Bhunia, Information Technology Network And Internet, New Age International, 2006.
122. Anders Furuskär, Jonas Näslund and Håkan Olofsson. "Edge—Enhanced data rates for GSM and TDMA/136 evolution", Ericsson Review no. 1 - 1999.
123. Rumney, Moray. LTE and the Evolution to 4G Wireless: Design and Measurement Challenges, p.416. 2009, Keysight Technologies Publication.
124. Claude E. Shannon: A Mathematical Theory of Communication, Bell System Technical Journal, Vol. 27, pp. 379–656, 1948.
125. Варгаузин В. А. Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи: учеб. пособие / В. А. Варгаузин, И. А. Цикин. — СПб.: БХВ-Петербург, 2013. — 352 с.: ил. .
126. V. Bobrovs, A. Udalcovs and G. Ivanovs, "Power efficiency vs. spectral efficiency and transmission distance in 2.5–10–40 Gbps backbone optical networks," 6-th ISCCSP, Athens, 2014, pp. 202-205.
127. Розрахунки та оптимізація характеристик систем електрозв'язку : методичний посібник / В.Л. Банкет. – Одеса, 1995.
128. Убайдуллаев Р.Р. Протяженные ВОЛС на основе EDFA / Р.Р. Убайдуллаев // LIGHTWAVE russian edition. –2003. –№ 1. – С. 22-29.
129. Winzer P.J., Gnauck A.H. et al. Spectrally Efficient Long-Haul Optical Networking Using 112-Gb/s Polarization-Multiplexed 16-QAM — JLT, Vol. 28, No. 4, – 2010.
130. Ho K.P. Phase-modulated optical communication systems. – New York: Springer, 2005. – 439 p.

131. Seimetz M. High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission. – Berlin: Springer, 2009. – 265 p.
132. Однорог П. М. WDM / Однорог П. М., Михайленко. Є. В., Омецінська О. Б.; за ред. В. Б. Каток. – [3-те вид]. – К., 2005. – 194 с.
133. ITU-T Recommendation G.709. Interfaces for the Optical Transport Network (OTN), 2012.
134. Соломенчук В.Д. Оптические транспортные сети / В.Д. Соломенчук, В.А. Мищенко, К.Н. Гура // ЦПО ПАО «Укртелеком». – К., 2014. – 294 с.
135. Lach E., Idler W. Modulation formats for 100G and beyond // Optical Fiber Technology 17. (2011). – p. 377 – 386.
136. Коньшев В. А. OTN в сетях связи: современные тенденции / В.А. Коньшев, А.В. Леонов, М.А. Слепцов // Первая Миля. – 2016. – № 8. – С. 50-55.
137. ITU-T Recommendation G.975.1. Forward error correction for high bit-rate DWDM submarine systems, 2004.
138. V. B. Wijekoon, E. Viterbo and Y. Hong, "LDPC-Staircase Codes for Soft Decision Decoding," 2020 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Seoul, Korea (South), 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/WCNC45663.2020.9120519.
139. Брескин В.А. Параметры цепи мультиплексоров WDM / В.А. Брескин // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2013. – № 1 – С. 114-119.
140. Hentschel Christian. Fiber optics handbook: an introduction and reference guide to fiber optic technology and measurement techniques / Christian Hentschel // Voeblingen: Hewlett-Packard, Instruments Division – 1989.
141. Брескин В. А. Влияние чувствительности приемного устройства на пропускную способность волоконно-оптической системы передачи со спектральным разделением каналов / В. А. Брескин, В. И. Корнейчук // Наукові праці ОНАЗ ім. О. С. Попова. – 2014. – № 2. – С. 13.
142. ITU-T Recommendation G.959.1. Optical transport network physical layer interfaces, 2003.

143. Gigabit-capable Passive Optical Networks. by Elmar Trojer, Dave Hood. Publisher: John Wiley & Sons. Release Date: April 2012. – 300 p.
144. Broadband Circuits for Optical Fiber Communication. Front Cover • Eduard Säckinger. John Wiley & Sons, May 27, 2005. – Technology & Engineering. – 440 p.
145. D. Pavlovs and V. Bobrovs, "Relationship between spectral efficiency and energy efficiency in 10 Gbps NRZ-OOK, 40 Gbps NRZ-DPSK and 100 Gbps DP-QPSK WDM transmission systems," PIERS, Shanghai, 2016.
146. Одегов Н.А. Оцінки граничної швидкості передачі у магістральних волоконно-оптичних системах / Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова, – №2, – 2019.
147. Тарасова В. Адаптивная коррекция межсимвольных искажений [Текст] / В.Тарасова,А.Парамонов,О.Куропаткин // CHIP NEWS.Инженерная микроэлектроника. - 2001. - N4. - С. 4-10. - (RF и СВЧ компоненты).
148. Прокис Джон. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. - М.: Радио и связь. 2000. - 800 с.
149. Сукачев Э. А. Введение в теорию сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией : Монография / Э. А. Сукачев, П.А. Шкулипа – Одесса: ВМВ, 2011. – 200 с.
150. Спилкер Д.Д. Цифровая спутниковая связь. Связь, М., 1979.
151. Ильин Д.Ю. Повышение спектральной эффективности систем с парциальным кодированием [Текст] : Дис. канд. техн. наук: 05.12.02 / Ильин Дмитрий Юрьевич – Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова. – О., 2002. – 182 л.
152. Басов В.Е. Согласование сигналов с кодами в сигнально-кодовых конструкциях с четырехпозиционной фазовой манипуляцией и сверточным кодированием // Труды УНИИРТ. -1997.



## Додаток А. ЛІСТИНГ ПРОГРАМИ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ КОРЕКТУВАЛЬНИХ БЛОКОВИХ КОДІВ

Текст програми "Дослідження завадостійкості коректувальних блокових кодів"

```
function varargout = block_encoding(varargin)
% BLOCK_ENCODING M-file for block_encoding.fig
%   BLOCK_ENCODING, by itself, creates a new BLOCK_ENCODING or raises the existing
%   singleton*.
%
%   H = BLOCK_ENCODING returns the handle to a new BLOCK_ENCODING or the handle to
%   the existing singleton*.
%
%   BLOCK_ENCODING('CALLBACK',hObject,eventData,handles,...) calls the local
%   function named CALLBACK in BLOCK_ENCODING.M with the given input arguments.
%
%   BLOCK_ENCODING('Property','Value',...) creates a new BLOCK_ENCODING or raises the
%   existing singleton*. Starting from the left, property value pairs are
%   applied to the GUI before block_encoding_OpeningFcn gets called. An
%   unrecognized property name or invalid value makes property application
%   stop. All inputs are passed to block_encoding_OpeningFcn via varargin.
%
%   *See GUI Options on GUIDE's Tools menu. Choose "GUI allows only one
%   instance to run (singleton)".
%
% See also: GUIDE, GUIDATA, GUIHANDLES

% Edit the above text to modify the response to help block_encoding

% Last Modified by GUIDE v2.5 28-Jun-2014 15:17:59

% Begin initialization code - DO NOT EDIT
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',    mfilename, ...
                  'gui_Singleton', gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn', @block_encoding_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn', @block_encoding_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn', [] , ...
                  'gui_Callback', []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
```

```

end

if nargin
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end

% End initialization code - DO NOT EDIT

% --- Executes just before block_encoding is made visible.
function block_encoding_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
% This function has no output args, see OutputFcn.
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
% varargin   command line arguments to block_encoding (see VARARGIN)

% Choose default command line output for block_encoding
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);

% UIWAIT makes block_encoding wait for user response (see UIRESUME)
% uiwait(handles.block_encoding_main);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = block_encoding_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
% varargout  cell array for returning output args (see VARARGOUT);
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;

function edit1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit1 (see GCBO)

```

```

% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit1 as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit1 as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in popupmenu1.
function popupmenu1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to popupmenu1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns popupmenu1 contents as cell array
% contents{get(hObject,'Value')} returns selected item from popupmenu1

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function popupmenu1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to popupmenu1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function edit2_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit2 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit2 as text
%        str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit2 as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit2 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%        See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit3_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit3 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit3 as text
%        str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit3 as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit3_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit3 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%        See ISPC and COMPUTER.

```

```

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

% --- Executes on selection change in popupmenu2.
function popupmenu2_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to popupmenu2 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns popupmenu2 contents as cell array
%        contents{get(hObject,'Value')} returns selected item from popupmenu2

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function popupmenu2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to popupmenu2 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function edit4_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit4 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit4 as text
%        str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit4 as a double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit4_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit4 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB

```

```

% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit5_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit5 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit5 as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit5 as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit5_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit5 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in popupmenu3.
function popupmenu3_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to popupmenu3 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns popupmenu3 contents as cell array
% contents{ get(hObject,'Value')} returns selected item from popupmenu3

% --- Executes during object creation, after setting all properties.

```

```

function popupmenu3_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to popupmenu3 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
%    See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in popupmenu4.
function popupmenu4_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to popupmenu4 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns popupmenu4 contents as cell array
%    contents{ get(hObject,'Value')} returns selected item from popupmenu4

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function popupmenu4_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to popupmenu4 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
%    See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in popupmenu6.
function popupmenu6_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to popupmenu6 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns popupmenu6 contents as cell array

```

```
% contents{ get(hObject,'Value')} returns selected item from popupmenu6
```

```
% --- Executes during object creation, after setting all properties.
```

```
function popupmenu6_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
```

```
% hObject handle to popupmenu6 (see GCBO)
```

```
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
```

```
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called
```

```
% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
```

```
% See ISPC and COMPUTER.
```

```
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
```

```
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
```

```
end
```

```
function edit6_Callback(hObject, eventdata, handles)
```

```
% hObject handle to edit6 (see GCBO)
```

```
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
```

```
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
```

```
% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit6 as text
```

```
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit6 as a double
```

```
% --- Executes during object creation, after setting all properties.
```

```
function edit6_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
```

```
% hObject handle to edit6 (see GCBO)
```

```
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
```

```
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called
```

```
% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
```

```
% See ISPC and COMPUTER.
```

```
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
```

```
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
```

```
end
```

```
% --- Executes on selection change in popupmenu8.
```

```
function popupmenu8_Callback(hObject, eventdata, handles)
```

```
% hObject handle to popupmenu8 (see GCBO)
```

```
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
```



```

% handles  structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns popupmenu8 contents as cell array
%      contents{ get(hObject,'Value')} returns selected item from popupmenu8

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function popupmenu8_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject  handle to popupmenu8 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles  empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
%      See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in pushbutton1.
function pushbutton1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject  handle to pushbutton1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles  structure with handles and user data (see GUIDATA)

function L_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject  handle to L (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles  structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of L as text
%      str2double(get(hObject,'String')) returns contents of L as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function L_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject  handle to L (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles  empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.

```

```

% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

% --- Executes on selection change in code_type.
function code_type_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to code_type (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns code_type contents as cell array
% contents{get(hObject,'Value')} returns selected item from code_type

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function code_type_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to code_type (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function n_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to n (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of n as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of n as a double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function n_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to n (see GCBO)

```

```

% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function k_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to k (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of k as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of k as a double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function k_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to k (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

% --- Executes on selection change in intrlv.
function intrlv_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to intrlv (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns intrlv contents as cell array
% contents{get(hObject,'Value')} returns selected item from intrlv

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function intrlv_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to intrlv (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
%   See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function X_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to X (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of X as text
%   str2double(get(hObject,'String')) returns contents of X as a double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function X_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to X (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%   See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function Y_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to Y (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   structure with handles and user data (see GUIDATA)

```

```

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of Y as text
%     str2double(get(hObject,'String')) returns contents of Y as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function Y_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to Y (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%     See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in modulation_type.
function modulation_type_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to modulation_type (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns modulation_type contents as cell array
%     contents{ get(hObject,'Value')} returns selected item from modulation_type

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function modulation_type_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to modulation_type (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
%     See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in popupmenu12.
function popupmenu12_Callback(hObject, eventdata, handles)

```

```

% hObject handle to popupmenu12 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns popupmenu12 contents as cell array
% contents{get(hObject,'Value')} returns selected item from popupmenu12

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function popupmenu12_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to popupmenu12 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in type_channel.
function type_channel_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to type_channel (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns type_channel contents as cell array
% contents{get(hObject,'Value')} returns selected item from type_channel

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function type_channel_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to type_channel (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function edit12_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit12 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit12 as text
%        str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit12 as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit12_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit12 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%        See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in number_seriya.
function number_seriya_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to number_seriya (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns number_seriya contents as cell array
%        contents{ get(hObject,'Value')} returns selected item from number_seriya

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function number_seriya_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to number_seriya (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
%        See ISPC and COMPUTER.

```

```

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in pushbutton2.
function pushbutton2_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to pushbutton2 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
h_txt_p_in = findobj('Tag','p_in');
h_txt_p_out = findobj('Tag','p_out');
str_p_in = get(h_txt_p_in,'String');
str_p_out = get(h_txt_p_out,'String');
if findstr(str_p_in,'---') == 1
    errorDlg ('Повторіть вимірювання при більшій довжині повідомлення. Дані не придатні для занесення до архіву.','Увага','on');
elseif findstr(str_p_out,'---') == 1
    errorDlg ('Повторіть вимірювання при більшій довжині повідомлення. Дані не придатні для занесення до архіву.','Увага','on');
else
    p_in = str2num(str_p_in);
    p_out = str2num(str_p_out);
    h_pm_NS = findobj('Tag','number_seriya');
    NS = get(h_pm_NS,'Value');
    h_pm_hb2 = findobj('Tag','hb2');
    hb2 = get(h_pm_hb2,'Value');
    h_pan_archive = findobj('Tag','archive');
    archive = get(h_pan_archive,'UserData');
    archive(hb2,NS*2-1) = p_in;
    archive(hb2,NS*2) = p_out;
    set(h_pan_archive,'UserData',archive);
    number_seriya_arch_Callback(hObject, eventdata, handles);
end

% --- Executes on selection change in hb2.
function hb2_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to hb2 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

```



```

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns hb2 contents as cell array
%     contents{ get(hObject,'Value')} returns selected item from hb2

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function hb2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to hb2 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
%     See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in pushbutton3.
function pushbutton3_Callback(hObject, eventdata, handles)

% hObject    handle to pushbutton3 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

h_txt_M = findobj('Tag','M');
M = str2num(get(h_txt_M,'String'));
m = log2(M);

h_txt_L = findobj('Tag','L');
L = str2num(get(h_txt_L,'String'));

h_txt_count = findobj('Tag','count');
h_pm_hb2 = findobj('Tag','hb2');
hb2 = get(h_pm_hb2,'Value') + 1;

h_txt_n = findobj('Tag','n');
h_txt_k = findobj('Tag','k');

h_pm_code_type = findobj('Tag','code_type');
code_type = get(h_pm_code_type,'Value');
if code_type == 1
    k = 8;

```

```

    n = 8;
else
    k = str2num(get(h_txt_k,'String'));
    n = str2num(get(h_txt_n,'String'));
    if code_type == 2
        code_type_str = 'hamming/binary';
    elseif code_type == 3
        code_type_str = 'cyclic/binary';
    elseif code_type == 4
        code_type_str = 'rs/binary';%decimal
    end
end

%n_err_tmp = 0;
er = 0;
n_err = 0;

h_txt_count = findobj('Tag','count');
set(h_txt_count,'String','0');

h_pm_f_chan = findobj('Tag','type_channel');
type_chan = get(h_pm_f_chan,'Value');

h_intrlv = findobj('Tag','intrlv');
intrlv = get(h_intrlv,'Value');

h_pm_mod_type = findobj('Tag','modulation_type');
mod_type = get(h_pm_mod_type,'Value');

msg = randint(L,1);%k%,8
if code_type == 1

    if mod_type == 1
        s = pskmod(msg,M);%cod_msg_%intrlvd_
    elseif mod_type == 2
        s = qammod(msg,M);%cod_msg_%intrlvd_
    elseif mod_type == 3
        s = pammod(msg,M);%cod_msg_%intrlvd_
    end
    %s = pskmod(msg,M);

    z = awgn(s,hb2 + 10*log10(log2(M)));

```

```

if type_chan == 2
    chan = rayleighchan;
    z = filter(chan,z);
end

if mod_type == 1
    msg_ = pskdemod(z,M);%cod_msg_%intrlvd_
elseif mod_type == 2
    msg_ = qamdemod(z,M);%cod_msg_%intrlvd_
elseif mod_type == 3
    msg_ = pamdemod(z,M);
end
%msg_ = pskdemod(z,M);

[n_err_out, er_out] = symerr(msg, msg_);%n_err_tmp%er
n_err_in = n_err_out;
er_in = er_out;
%    n_err = n_err + n_err_tmp;
else
cod_msg = encode(msg,n,k,code_type_str);

if intrlv == 2
    intrlv_x = findobj('Tag','X');
    X = str2num(get(intrlv_x,'String'));
    intrlv_y = findobj('Tag','Y');
    Y = str2num(get(intrlv_y,'String'));
    matcol = X*Y;
    [mat,padded] = vec2mat(cod_msg,matcol);
    mat_t = mat';
    intrlvd = matintrlv(mat_t,X,Y);
%    il_mat_t = intrlvd';
    [sz_x sz_y] = size(intrlvd);
%    for t = 1:(sz_x*sz_y-padded)
%        cod_msg_trans(t,1) = intrlvd(t);%cod_msg_tmp
%    end
    cod_msg_trans = reshape(intrlvd,sz_x*sz_y,1);
else
    cod_msg_trans = cod_msg;
end
end

```

```

if mod_type == 1
    s_cod = pskmod(cod_msg_trans,M);%cod_msg
elseif mod_type == 2
    s_cod = qammod(cod_msg_trans,M);%cod_msg
elseif mod_type == 3
    s_cod = pammod(cod_msg_trans,M);
end

z_cod = awgn(s_cod,hb2 + 10*log10(log2(M)) - 10*log10(n/k),'measured');% z_cod

if type_chan == 2
    chan = rayleighchan;
    z_cod = filter(chan,z_cod);%s_cod
end

if mod_type == 1
    cod_msg_trans_ = pskdemod(z_cod,M);%cod_msg_%intrlvd_
elseif mod_type == 2
    cod_msg_trans_ = qamdemod(z_cod,M);%cod_msg_%intrlvd_
elseif mod_type == 3
    cod_msg_trans_ = pamdemod(z_cod,M);
end

if intrlv == 2
    [mat_,padded4] = vec2mat(cod_msg_trans_,matcol);%intrlvd_
    mat_t_ = mat_';
    deintrlvd = matdeintrlv(mat_t_,X,Y);%cod_msg_%intrlvd_%mat3
    cod_msg_tmp = 0;
    [sz_x sz_y] = size(deintrlvd);
%     for t = 1:(sz_x*sz_y-padded4)
%         cod_msg_tmp(t,1) = deintrlvd(t);
%     end
    cod_msg_tmp = reshape(deintrlvd,sz_x*sz_y,1);
    cod_msg_ = cod_msg_tmp(1:sz_x*sz_y-padded);%deintrlvd
else
    cod_msg_ = cod_msg_trans_;
end

[n_err_in, er_in] = biterr(cod_msg, cod_msg_);%sym
msg__ = decode(cod_msg_,n,k,code_type_str);
msg__ = msg__(1:L);
[n_err_out, er_out] = biterr(msg, msg__);%n_err_tmp%sym

```

```

        %n_err = n_err + n_err_tmp;
    end
    %p_out = n_err_out/L;%(count*n)

    h_txt_N_in = findobj('Tag','N_in');
    h_txt_p_in = findobj('Tag','p_in');
    if n_err_in ~= 0
        set(h_txt_N_in,'String',num2str(n_err_in));
        set(h_txt_p_in,'String',num2str(er_in));
    else
        set(h_txt_N_in,'String','---');
        set(h_txt_p_in,'String','---');
        errorDlg('На виході демодюлятора не відбулося жодної помилки. Повторіть вимірювання при більшій
довжині повідомлення','Увага','on');
    end

    h_txt_N_out = findobj('Tag','N_out');
    h_txt_p_out = findobj('Tag','p_out');
    if n_err_out ~=0
        set(h_txt_N_out,'String',num2str(n_err_out));%n_err
        set(h_txt_p_out,'String',num2str(er_out));%p_out
    else
        set(h_txt_N_out,'String','---');
        set(h_txt_p_out,'String','---');
        errorDlg('На виході демодюлятора не відбулося жодної помилки. Повторіть вимірювання при більшій
довжині повідомлення','Увага','on');
    end

    % function digit_chan()

    function count_Callback(hObject, eventdata, handles)
    % hObject   handle to count (see GCBO)
    % eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
    % handles   structure with handles and user data (see GUIDATA)

    % Hints: get(hObject,'String') returns contents of count as text
    %        str2double(get(hObject,'String')) returns contents of count as a double

    % --- Executes during object creation, after setting all properties.
    function count_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
    % hObject   handle to count (see GCBO)

```

```

% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in number_seriya_arch.
function number_seriya_arch_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to number_seriya_arch (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
h_pan_archive = findobj('Tag','archive');
archive = get(h_pan_archive,'UserData');
h_pm_number_seriya_arch = findobj('Tag','number_seriya_arch');
NS = get(h_pm_number_seriya_arch,'Value');
h_txt_p_in_arch = findobj('Tag','p_in_arch');
h_txt_p_out_arch = findobj('Tag','p_out_arch');
str_of_arch_1 = num2str(archive(:,NS*2-1));
str_of_arch_2 = num2str(archive(:,NS*2));
str_of_arch_11 = str_of_arch_1;
str_of_arch_22 = str_of_arch_2;
for i = 1:8
    if archive(i,NS*2-1) == 0, str_of_arch_11(i,:) = strrep(str_of_arch_11(i,:), '0', ' '); end
    if archive(i,NS*2) == 0, str_of_arch_22(i,:) = strrep(str_of_arch_22(i,:), '0', ' '); end
end
set(h_txt_p_in_arch,'String',str_of_arch_11);
set(h_txt_p_out_arch,'String',str_of_arch_22);
h_ax_p_out_hb2 = handles.p_out_hb2;%findobj('Tag','p_out_hb2')
axes(h_ax_p_out_hb2);

for i = 1:8
    h(i) = findobj('Tag',strcat('line',num2str(i)));%semilogy(hb2,archive(:,NS*2))
    h2(i) = findobj('Tag',strcat('line2_',num2str(i)));
    h_ch(i) = findobj('Tag',strcat('cb_',num2str(i)));
    vis = get(h_ch(i),'Value');
    if vis == 1
        set(h(i),'Visible','on');
        set(h2(i),'Visible','on');
    end
end

```

```

else
    set(h(i),'Visible','off');
    set(h2(i),'Visible','off');
end

set(h(i),'YData',archive(:,i*2));

set(h2(i),'YData',archive(:,i*2));
set(h2(i),'XData',archive(:,i*2-1));
end

```

```

function config_ax_p_out_hb2(h_ax_p_out_hb2)
set(h_ax_p_out_hb2,'XGrid','on');
set(h_ax_p_out_hb2,'XLim',[2 9]);
set(h_ax_p_out_hb2,'YGrid','on');
set(h_ax_p_out_hb2,'YLim',[0.00001 1]);
set(h_ax_p_out_hb2,'XTick',[2 3 4 5 6 7 8 9]);
set(h_ax_p_out_hb2,'Color',[0.941 0.941 0.941]);

```

```

function config_ax_p_out_p_in(h_ax_p_out_p_in)
set(h_ax_p_out_p_in,'XGrid','on');
set(h_ax_p_out_p_in,'XLim',[0.0001 0.1]);
set(h_ax_p_out_p_in,'YGrid','on');
set(h_ax_p_out_p_in,'YLim',[0.000001 0.1]);
set(h_ax_p_out_p_in,'XTick',[0.0001 0.001 0.01 0.1]);
set(h_ax_p_out_p_in,'YTick',[0.00001 0.0001 0.001 0.01 0.1]);
set(h_ax_p_out_p_in,'Color',[0.941 0.941 0.941]);

```

```

function number_seriya_arch_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to number_seriya_arch (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

```

```

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.

```

```

% See ISPC and COMPUTER.

```

```

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))

```

```

    set(hObject,'BackgroundColor','white');

```

```

end

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function pushbutton2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to pushbutton2 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function p_out_hb2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to p_out_hb2 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called
%h_ax_p_out_hb2 = findobj('Tag', 'p_out_hb2');%handles.p_out_hb2
%axes(h_ax_p_out_hb2);
hb2 = 2:9;
data = [0 0 0 0 0 0 0 0];
h = 0;
for i = 1:8
    h(i) = semilogy(hb2,data);hold on;
    set(h(i),'Tag',strcat('line',num2str(i)));
    set(h(i),'LineWidth',1.5);
    switch i
        case 1
            set(h(i),'Color',[0 0 1]);
        case 2
            set(h(i),'Color',[1 0 0]);
        case 3
            set(h(i),'Color',[0 0.749 0.749]);
        case 4
            set(h(i),'Color',[1 0.694 0.392]);
        case 5
            set(h(i),'Color',[0.478 0.063 0.894]);
        case 6
            set(h(i),'Color',[0.749 0 0.749]);
        case 7
            set(h(i),'Color',[0 0.498 0]);
        case 8
            set(h(i),'Color',[0.871 0.49 0]);
    end
end
end

```



```

h_p_dop = semilogy([2 9],[0.0001 0.0001]);
set(h_p_dop,'Tag','p_dop');
set(h_p_dop,'LineWidth',1.5);
set(h_p_dop,'Color',[0.392 0.475 0.635]);

h_hb1 = semilogy([2.9999 3.0001],[0.00001 1]);
set(h_hb1,'Tag','hb1');
set(h_hb1,'LineWidth',1);
set(h_hb1,'Color',[0.471 0.306 0.447]);

h_hb2 = semilogy([7.9999 8.0001],[0.00001 1]);
set(h_hb2,'Tag','hb_2');
set(h_hb2,'LineWidth',1);
set(h_hb2,'Color',[0.231 0.443 0.337]);

%set(h_ax_p_out_hb2,'NextPlot','replase');
config_ax_p_out_hb2(hObject);%h_ax_p_out_hb2
% Hint: place code in OpeningFcn to populate p_out_hb2

% function p_out_p_in_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% % hObject   handle to p_out_hb2 (see GCBO)
% % eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% % handles   empty - handles not created until after all CreateFcns called

% --- Executes on button press in cb_1.
function cb_1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to cb_1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   structure with handles and user data (see GUIDATA)
number_seriya_arch_Callback(hObject, eventdata, handles);
% Hint: get(hObject,'Value') returns toggle state of cb_1

% --- Executes on button press in cb_2.
function cb_2_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to cb_2 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   structure with handles and user data (see GUIDATA)
number_seriya_arch_Callback(hObject, eventdata, handles);
% Hint: get(hObject,'Value') returns toggle state of cb_2

```

```
% --- Executes on button press in cb_3.
function cb_3_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to cb_3 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
number_seriya_arch_Callback(hObject, eventdata, handles);
% Hint: get(hObject,'Value') returns toggle state of cb_3
```

```
% --- Executes on button press in cb_4.
function cb_4_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to cb_4 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
number_seriya_arch_Callback(hObject, eventdata, handles);
% Hint: get(hObject,'Value') returns toggle state of cb_4
```

```
% --- Executes on button press in cb_5.
function cb_5_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to cb_5 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
number_seriya_arch_Callback(hObject, eventdata, handles);
% Hint: get(hObject,'Value') returns toggle state of cb_5
```

```
% --- Executes on button press in cb_6.
function cb_6_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to cb_6 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
number_seriya_arch_Callback(hObject, eventdata, handles);
% Hint: get(hObject,'Value') returns toggle state of cb_6
```

```
% --- Executes on button press in cb_7.
function cb_7_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to cb_7 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
```

```

% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
number_seriya_arch_Callback(hObject, eventdata, handles);
% Hint: get(hObject,'Value') returns toggle state of cb_7

% --- Executes on button press in cb_8.
function cb_8_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to cb_8 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
number_seriya_arch_Callback(hObject, eventdata, handles);
% Hint: get(hObject,'Value') returns toggle state of cb_8

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function p_out_p_in_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to p_out_p_in (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called
h_ax_p_out_p_in = findobj('Tag', 'p_out_p_in');%handles.p_out_hb2
axes(h_ax_p_out_p_in);
data = [0 0 0 0 0 0 0 0];
h2 = 0;
for i = 1:8
    h2(i) = semilogy(data,data);hold on;
    set(h2(i),'Tag',strcat('line2_',num2str(i)));
    set(h2(i),'LineWidth',1.5);
    switch i
        case 1
            set(h2(i),'Color',[0 0 1]);
        case 2
            set(h2(i),'Color',[1 0 0]);
        case 3
            set(h2(i),'Color',[0 0.749 0.749]);
        case 4
            set(h2(i),'Color',[1 0.694 0.392]);
        case 5
            set(h2(i),'Color',[0.478 0.063 0.894]);
        case 6
            set(h2(i),'Color',[0.749 0 0.749]);
        case 7
            set(h2(i),'Color',[0 0.498 0]);
    end
end

```

```

    case 8
        set(h2(i),'Color',[0.871 0.49 0]);
    end
end
end
config_ax_p_out_p_in(h_ax_p_out_p_in);
% Hint: place code in OpeningFcn to populate p_out_p_in

```

```

function edit14_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit14 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit14 as text
%        str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit14 as a double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit14_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit14 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

% --- Executes on button press in hb1_minus01.
function hb1_minus01_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to hb1_minus01 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
h_hb1 = findobj('Tag','hb1');
XD = get(h_hb1,'XDData');
set(h_hb1,'XDData',[(XD(1)-0.1) (XD(2)-0.1)]);
h_hb1_txt = findobj('Tag','hb1_txt');
set(h_hb1_txt,'String',num2str(-0.1+(XD(2)+XD(1))/2));
delta_h (hObject, eventdata, handles);

```

```

% --- Executes on button press in hb1_plus01.
function hb1_plus01_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to hb1_plus01 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
h_hb1 = findobj('Tag','hb1');
XD = get(h_hb1,'XData');
set(h_hb1,'XData',[(XD(1)+0.1) (XD(2)+0.1)]);
h_hb1_txt = findobj('Tag','hb1_txt');
set(h_hb1_txt,'String',num2str(0.1+(XD(2)+XD(1))/2));
delta_h (hObject, eventdata, handles);

% --- Executes on button press in hb1_minus1.
function hb1_minus1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to hb1_minus1 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
h_hb1 = findobj('Tag','hb1');
XD = get(h_hb1,'XData');
set(h_hb1,'XData',[(XD(1)-1) (XD(2)-1)]);
h_hb1_txt = findobj('Tag','hb1_txt');
set(h_hb1_txt,'String',num2str(-1+(XD(2)+XD(1))/2));
delta_h (hObject, eventdata, handles);

% --- Executes on button press in hb1_plus1.
function hb1_plus1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to hb1_plus1 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
h_hb1 = findobj('Tag','hb1');
XD = get(h_hb1,'XData');
set(h_hb1,'XData',[(XD(1)+1) (XD(2)+1)]);
h_hb1_txt = findobj('Tag','hb1_txt');
set(h_hb1_txt,'String',num2str(1+(XD(2)+XD(1))/2));
delta_h (hObject, eventdata, handles);

% --- Executes on selection change in p_dop_1.
function p_dop_1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to p_dop_1 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

```

```

h_pm_dop_1 = findobj('Tag','p_dop_1');
p_dop_1 = get(h_pm_dop_1,'Value');
h_pm_dop_2 = findobj('Tag','p_dop_2');
p_dop_2 = get(h_pm_dop_2,'Value');
p_dop = p_dop_1*10^(-p_dop_2);

h_p_dop_level = findobj('Tag','p_dop');

set(h_p_dop_level,'YData',[p_dop p_dop]);
% Hints: contents = get(hObject,'String') returns p_dop_1 contents as cell array
%     contents{ get(hObject,'Value')} returns selected item from p_dop_1

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function p_dop_1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to p_dop_1 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
%     See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in p_dop_2.
function p_dop_2_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to p_dop_2 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
p_dop_1_Callback(hObject, eventdata, handles);
% Hints: contents = get(hObject,'String') returns p_dop_2 contents as cell array
%     contents{ get(hObject,'Value')} returns selected item from p_dop_2

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function p_dop_2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to p_dop_2 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

```

```
% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
%   See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end
```

```
% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function hb1_txt_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to hb1_txt (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   empty - handles not created until after all CreateFcns called
```

```
% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function hb1_plus1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to hb1_plus1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   empty - handles not created until after all CreateFcns called
```

```
% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function hb1_minus01_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to hb1_minus01 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   empty - handles not created until after all CreateFcns called
```

```
% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function hb1_minus1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to hb1_minus1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   empty - handles not created until after all CreateFcns called
```

```
% --- Executes on button press in hb2_minus01.
function hb2_minus01_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject   handle to hb2_minus01 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles   structure with handles and user data (see GUIDATA)
h_hb_2 = findobj('Tag','hb_2');
```

```

XD = get(h_hb_2,'XData');
set(h_hb_2,'XData',[(XD(1)-0.1) (XD(2)-0.1)]);
h_hb2_txt = findobj('Tag','hb2_txt');
set(h_hb2_txt,'String',num2str(-0.1+(XD(2)+XD(1))/2));
delta_h (hObject, eventdata, handles);

% --- Executes on button press in hb2_plus01.
function hb2_plus01_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to hb2_plus01 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
h_hb_2 = findobj('Tag','hb_2');
XD = get(h_hb_2,'XData');
set(h_hb_2,'XData',[(XD(1)+0.1) (XD(2)+0.1)]);
h_hb2_txt = findobj('Tag','hb2_txt');
set(h_hb2_txt,'String',num2str(0.1+(XD(2)+XD(1))/2));
delta_h (hObject, eventdata, handles);

% --- Executes on button press in hb2_minus1.
function hb2_minus1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to hb2_minus1 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
h_hb_2 = findobj('Tag','hb_2');
XD = get(h_hb_2,'XData');
set(h_hb_2,'XData',[(XD(1)-1) (XD(2)-1)]);
h_hb2_txt = findobj('Tag','hb2_txt');
set(h_hb2_txt,'String',num2str(-1+(XD(2)+XD(1))/2));
delta_h (hObject, eventdata, handles);

% --- Executes on button press in hb2_plus1.
function hb2_plus1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to hb2_plus1 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
h_hb_2 = findobj('Tag','hb_2');
XD = get(h_hb_2,'XData');
set(h_hb_2,'XData',[(XD(1)+1) (XD(2)+1)]);
h_hb2_txt = findobj('Tag','hb2_txt');
set(h_hb2_txt,'String',num2str(1+(XD(2)+XD(1))/2));
delta_h (hObject, eventdata, handles);

```



```
function delta_h(hObject, eventdata, handles)
h_delta_txt = findobj('Tag','delta');
h_hb1_txt = findobj('Tag','hb1_txt');
h_hb2_txt = findobj('Tag','hb2_txt');
set(h_delta_txt,'String',num2str(str2num(get(h_hb2_txt,'String'))-str2num(get(h_hb1_txt,'String'))));
```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.

```
function hb2_plus01_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to hb2_plus01 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called
```

## Додаток Б. СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Розенвассер Д.М. Спектральная эффективность корректирующего кодирования [Электронный ресурс] / Д.М. Розенвассер // Проблемы телекоммуникаций. – 2012. – № 4 (9). – С. 86 - 95. – Режим доступа до журн.: [http://pt.journal.kh.ua/2012/4/1/124\\_rozenvasser\\_code.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2012/4/1/124_rozenvasser_code.pdf).
2. Розенвассер Д.М. Сравнение помехоустойчивых кодов ВОСП / Д.М. Розенвассер // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова. – Одеса, 2010. – №1.
3. Брескін В.О., Розенвассер Д.М. Система прийому дискретних парціально кодованих сигналів з амплітудною модуляцією (Патент на корисну модель № 89073 від 10.04.2014).
4. Брескін В.О., Розенвассер Д.М. Система прийому дискретних парціально кодованих сигналів з квадратурною амплітудною модуляцією (Патент на корисну модель № 90004 від 12.05.2014).
5. Брескин В.А. Увеличение пропускной способности оптического канала волоконно–оптической системы передачи / В.А. Брескин, А.Д. Мазур, Д.М. Розенвассер // Электроника и связь. – Киев, 2012. – №6.
6. Брескин В.А. Особенности использования корректирующих кодов в ВОСП-СРК / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // Цифрові технології, №8 – Одеса, 2010. – с. 30-37.
7. Брескин В.А. Спектральная эффективность линейного кода RZ / В.А. Брескин, А.Д. Мазур, Д.М. Розенвассер // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова. – Одеса, 2011. – №2.
8. Розенвассер Д. М. Эффективность методов уменьшения влияния межсимвольной интерференции / Д. М. Розенвассер, С. В. Коновалов // Східно-європейський журнал передових технологій. – Харків, 2013. – 2/10 (62). – С. 42-46.
9. Брескін В. О. Система передавання дискретних парціально кодованих сигналів з виправленням помилок / В. О. Брескін, Д. М. Розенвассер // Цифрові технології. - 2015. - Вип. 17. - С. 80-86.

10. Константинов М.В. Сжатие бинарных данных методом множественного укрупнения алфавита / М.В. Константинов, Д.М. Розенвассер // Информационные телекоммуникационные сети. – Алматы, Казахстан, 2016 – №9-10 (121-122) – С. 39-42.

11. Брескин В.А. Увеличение эффективности волоконно-оптической системы передачи со спектральным разделением каналов / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова. – Одеса, 2017. – №1.

12. Rozenvasser D.M., Pedyash V.V. Comparison of messages effective coding methods // Sciences of Europe. – Praha, Czech Republic, 2020. – № 58, vol. 1 – p. 28-35.

13. Розенвассер Д.М. Увеличение пропускной способности WDM корректирующим кодом BCH / Д.М. Розенвассер // 63-я науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів – Одеса, 2009.

14. Брескин В.А. Оптимизация величины объема ВОСП / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // 65-а науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів - Одеса, 2010.

15. Брескин В.А. Оценка ухудшения защищенности ВОСП при переходе от кода NRZ к коду RZ / В.А. Брескин, А.Д. Мазур, Д.М. Розенвассер // 66-а науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів - Одеса, 2011. – С. 14-15.

16. Польша Ю.М. Применение кодов с низкой плотностью проверок на четность / Ю.М. Польша, К.О. Шестаков, Д.М. Розенвассер // Матеріали 69-ї НПК професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів - м. Одеса, 3-5 грудня 2014 р. – Одеса, ОНАЗ, 2014.

17. Брескин В.А. Повышение помехоустойчивости без ухудшения спектральной эффективности систем передачи / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // 71-а науково-технічна конференція професорсько-

викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів - Одеса, 2016. – с. 11-13

18. Брескин В.А. Error Control Coding in WDM / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // 4-а Міжнародна конференція "Сучасні комп'ютерні системи та мережі: розробка та використання" (ACSN'2009) – Львів, 2009. – с. 107-109.

19. Розенвассер Д.М. Увеличение пропускной способности WDM корректирующим кодом RS / Д.М. Розенвассер // 10-я международная научно-практическая конференция «Современные информационные и электронные технологии СИЭТ-2009» – Одесса, 2009. – 272 с.

20. Розенвассер Д.М. Увеличение пропускной способности WDM корректирующим кодом БЧХ / Д.М. Розенвассер // Матеріали науково-методичного семінару “Інформаційні технології в навчальному процесі”. – Одеса: Вид. ВМВ. – 2009. – с. 42-43.

21. Брескин В.А. Особенности помехоустойчивого кодирования для WDM систем / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // III МНТС «Нові технології в телекомунікація» – Киев, 2010. с.87-88.

22. Розенвассер Д.М. Эффективность применения блоковых корректирующих кодов для увеличения объема ВОСП-СРК / Д.М. Розенвассер // 7-я международная молодежная научно-техническая конференция «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2011» – Севастополь – 2011.

23. Брескин В.А. Влияние кодов NRZ и RZ на амплитуду импульса принимаемого сигнала / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // Інформаційні технології в навчальному процесі: праці науково-методичного семінару, 16-23 травня 2011 р., ПНПУ імені К.Д. Ушинського, Одеса / наук. ред. М.І. Жалдак. - Одеса: Вид. "ВМВ"., 2011.– с. 111-115.

24. Breskin V.A. Effect of optical channel bandwidth on the immunity of NRZ and RZ linear codes / V.A. Breskin, A.D. Mazur, D.M. Rozenvasser // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science,

Proceedings of the XIth International Conference “TCSET– 2012” – Lviv-Slavske, Ukraine, 2012. – p.365 (Scopus).

25. Брескин В.А. Увеличение пропускной способности оптического канала многопозиционным кодированием / В.А. Брескин, А.Д. Мазур, Д.М. Розенвассер // Тези доповідей VI Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки – 2012, с. 103-104.

26. Брескин В.А. Увеличение эффективности использования оптических каналов ВОСП / В.А. Брескин, А.Д. Мазур, Д.М. Розенвассер // Матеріали 2-ої Міжнародної науково-практичної конференції «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє». – Одеса, 2012.–с.50-54.

27. Брескин В.А. Прием парциально кодированных сигналов / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // Матеріали 3-ої Міжнародної науково-практичної конференції «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє», частина 3. – Одеса, 2013. – с.110-112.

28. Розенвассер Д.М. Альтернативний метод підвищення завадостійкості / Д.М. Розенвассер // Інформатика, інформаційні системи та технології: дванадцята всеукраїнська конференція студентів і молодих науковців. - м. Одеса, 3 квітня 2015р. - Одеса, 2015. – с. 99-100.

29. Брескин В.А. Увеличение пропускной способности ОК WDM / В.А. Брескин, Д.М. Розенвассер // Материалы научно-технической конференции «Современные информационно-телекоммуникационные технологии». Том II. Актуальные вопросы построения современных телекоммуникационных систем и сетей. - г. Киев, 17–20 ноября 2015 г. – Киев, 2015. - с. 49-51.

30. Breskin V.A. Optical transport network capacity optimization / V.A. Breskin, D.M. Rozenvasser // 2017 IEEE International Conference on Information-Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo'2017) – Materials of scientific and technical conference. – Kyiv: Igor Sikorsky Kyiv

Polytechnic Institute, 2017. – p. 386-389 – DOI: 10.1109/UkrMiCo.2017.8095407  
(Scopus).

**Додаток В. АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ  
ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ**



### АКТ

впровадження в дослідну експлуатацію результатів досліджень  
дисертаційної роботи Розенвассера Д.М. на тему  
«Кодові методи підвищення інформаційної ефективності волоконно-оптичних систем  
передавання»,  
подану на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю  
05.12.02 - телекомунікаційні системи та мережі

Науково-технічна комісія у складі:

голови:

Скуріхіна В.О. – директора технічного департаменту ОФ ПАТ «Укртелеком»

членів комісії:

Батальського В.Б. – провідного інженера СМП ТД ОФ ПАТ «Укртелеком»

Панчишиної О.З. – старшого інженера СМП ТД ОФ ПАТ «Укртелеком»

Комісія розглянула отримані автором Розенвассером Д.М. наукові результати в дисертаційній роботі на тему «Кодові методи підвищення інформаційної ефективності волоконно-оптичних систем передавання», яка виконана в Одеській національній академії зв'язку ім. О.С. Попова, а саме: визначення

- визначення параметрів коректувальних кодів, за яких досягається максимум швидкості волоконно-оптичної системи передавання зі спектральним розділенням каналів;
- визначення параметрів сигналів квадратурної амплітудної модуляції, за яких у сполученні з коректувальним кодом забезпечується найбільша інформаційна ефективність ВОСП зі спектральним розділенням каналів;
- метод порівняння характеристик ВОСП із завадостійким кодуванням;
- метод оцінки енергетичної ефективності лінійних кодів у ВОСП за обмеженої смуги частот оптичного каналу.

Комісія зазначила обґрунтованість отриманих наукових результатів і їх впровадження в дослідну експлуатацію при плануванні розвитку і модернізації існуючих мереж передачі інформації, а також при проектуванні нових елементів телекомунікаційної мережі ПАТ "Укртелеком», як інноваційний метод.

Члени комісії:

\_\_\_\_\_ В.Б. Батальський  
\_\_\_\_\_ О.З. Панчишина



«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Голова комісії з реорганізації  
ОНАЗ ім. О.С. Попова

Катгур В.А.

грудня 2020 р.

Акт

впровадження у навчальний процес  
результатів дисертаційних досліджень Розенвассера Дениса Михайловича на тему  
«Кодові методи підвищення інформаційної ефективності волоконно-оптичних  
систем передавання»,

подану на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук  
за спеціальністю 05.12.02 - телекомунікаційні системи та мережі.

Комісія у складі:

голови комісії – завідувача кафедри телекомунікаційних систем д.т.н., проф.  
Балашова В.О., та членів комісії: заступника завідувача кафедри ТКС к.т.н., доц.  
Педяша В.В., доцента кафедри ТКС к.т.н., доц. Іващенко П.В., доцента кафедри  
ТКС к.т.н., доц. Барби І.Б.

встановила наступне.

1. Метод порівняння лінійних кодів за коефіцієнтами енергетичної  
ефективності при обмеженні смуги частот сигналу у каналі ВОСП-СРК  
впроваджено у навчальний процес з дисципліни «Телекомунікаційні системи  
передачі» (РНП для підготовки бакалаврів за спеціальністю 172 Телекомунікації  
та радіотехніка, 3 рік навчання).

2. Опис та метод розрахунків ефективності застосування завадостійкого  
кодування у системах передавання впроваджено у навчальний процес з  
дисципліни: «Теорія електрозв'язку» (РНП для підготовки бакалаврів за  
спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка, 2 рік навчання).

3. Програмна реалізація моделі системи передавання зі сполученням методів  
передавання впроваджено у навчальний процес з дисциплін: «Теорія інформації  
та кодування» (РНП для підготовки бакалаврів за спеціальністю 121 Інженерія  
програмного забезпечення, 3 рік навчання) та «Моделювання та оптимізація  
систем та мереж телекомунікацій» (РНП для підготовки магістрів за  
спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка, 1 рік навчання).

4. Метод оптимізації кількості оптичних каналів та швидкості передавання в  
кожному з них у ВОСП-СРК впроваджено у навчальний процес з дисциплін:  
«Оптичні транспортні системи та мережі» (РНП для підготовки бакалаврів за  
спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка, 4 рік навчання).

Комісія дійшла висновків щодо вищезазначеного, що використання  
результатів дисертаційної роботи Розенвассера Д.М. в навчальному процесі  
кафедри телекомунікаційних систем дозволяє розширити тематичний зміст  
дисциплін кафедри та покращити фаховий рівень випускників.

Голова комісії

Члени комісії:

Балашов В.О.

Педяш В.В.

Іващенко П.В.

Барба І.Б.

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Проректор з наукової роботи  
Одеської національної академії зв'язку  
ім. О. С. Попова

к.т.н., с.н.с. В.А. Кантур  
" 23 " 11 2020 р.



### АКТ

про впровадження результатів дисертаційної роботи Розенвассера Дениса Михайловича за темою «Кодові методи підвищення інформаційної ефективності волоконно-оптичних систем передавання», представлену на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.02 – Телекомунікаційні системи та мережі.

Комісія у складі:

голови – к.т.н., начальника НДЧ Кумиша В.Ю.;

членів:

- д.т.н., проф. Балашова В.О., зав. кафедрою ТКС, наукового керівника НДР «Дослідження та розроблення перспективних телекомунікаційних технологій передавання мереж наступного покоління» № 0115U000854, 2015-2016р.;
- к.т.н., доц. каф. ТКС Орешкова В.І., відповідального виконавця НДР;

склала даний акт у тому, що результати дисертаційної роботи Розенвассера Д.М., а саме:

1. дослідження системи передачі парціально кодованих сигналів з амплітудною модуляцією та квадратурною амплітудною модуляцією;
2. дослідження ефективності застосування ресстратора помилок та пристрою виправлення помилок для приймання парціально кодованих сигналів у ВОСП;
3. запропонована система прийому парціально кодованих сигналів з квадратурною амплітудною модуляцією, що дозволяє збільшити відносну швидкість передачі з більшим виграшем по захищеності, ніж у розглянутих альтернативних методах;
4. запропонована удосконалена схема приймача парціально кодованих сигналів з КАМ-4, що дозволяє збільшити інформаційну ефективність системи передавання у порівнянні з модуляцією АМ-2

впроваджені у НДР «Дослідження та розроблення перспективних телекомунікаційних технологій передавання мереж наступного покоління» № 0115U000854, 2015-2016р., виконаної за держзамовленням МОН України.

Голова комісії

Члени комісії

В.Ю. Кумиш

В.О. Балашов

В.І. Орешков