

<https://doi.org/10.31891/2219-9365-2023-76-2>

УДК 621.396.969.1

БОЙКО Юлій

Хмельницький національний університет

<https://orcid.org/0000-0003-0603-7827>

e-mail: boiko_julius@ukr.net

ЄРЬОМЕНКО Олександр

Хмельницький національний університет

<https://orcid.org/0000-0001-5110-3761>

e-mail: yeromenko_s@ukr.net

ГУР'ЄВ Олег

Хмельницький національний університет

e-mail: djolegdj1234@gmail.com

МОЖЛИВОСТІ LDPC-КОДІВ У ПІДВИЩЕННІ ПРОДУКТИВНОСТІ ОПТИЧНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ З OFDM

Визначено чинники підвищення спектральної ефективності оптичних телекомунікацій при застосуванні модуляції OFDM. Описано схематичні рішення при формуванні та обробленні сигналів у оптичних телекомунікаціях. Представлена розроблена MATLAB-Simulink схема для дослідження оптичних каналів. Наведено результати впливу дисперсійних явищ на форму багатопозиційних сигналів у оптичних каналах. Наведено методику математичного опису квазіциклічних LDPC-кодів для застосування в оптичних телекомунікаціях. Синтезована схема передавача та приймача для когерентного виявлення з OFDM та завадостійким кодуванням LDPC. Описана специфіка формування OFDM-конструкцій сигналів оптичних телекомунікацій для умов міжсимвольної та міжканальної інтерференції. Приведено результати математичного моделювання продуктивності оптичного каналу з OFDM з різними конструкціями завадостійких кодів та їх порівняння з запропонованими LDPC-кодами. Отримані результати беззаперечно вказують на перевагу за енергетичним вигрешом кодування (ЕВК) кодів типу G-LDPC над всіма розглянутими – діючими кодами. Дослідження вказують, що схема когерентного виявлення забезпечує покращення у ЕВК приблизно у 2,5 дБ в порівнянні із схемою прямого виявлення.

Ключові слова: OFDM, LDPC, дисперсія, оптичні телекомунікації, приймач, передавач, кодування

BOIKO Juliy, EROMENKO Oleksander, HURIEV Oleh

Khmelnitskyi National University

CAPABILITIES OF LDPC CODES TO IMPROVE THE PRODUCTIVITY OF OPTICAL TELECOMMUNICATIONS WITH OFDM

The main prospects for the use of optical electronic communications in the implementation of information channels using OFDM technology are considered. The main differences between optical telecommunications using OFDM technology in comparison with the radio frequency analogue are determined. A general overview of the specifics of signal generation and processing in optical OFDM channels is provided. The factors for increasing the spectral efficiency of optical telecommunications when using OFDM modulation are determined. Circuit solutions for generating and processing signals in optical telecommunications are described. A MATLAB-Simulink designed circuit for studying optical channels is presented. The results of the influence of dispersion phenomena on the shape of multi-position signals in optical channels are presented. The principles of operation of the optical circuit of a QPSK type signal receiver with digital processing units are considered. A method for mathematical description of quasi-cyclic LDPC codes for use in optical telecommunications is presented. The specifics of decoding LDPC codes based on the SPA algorithm are described. Synthesized transmitter and receiver circuit for coherent detection with OFDM and anti-jamming LDPC coding. The specifics of the formation of the OFDM design of optical telecommunication signals for conditions of inter-symbol and inter-channel interference are described. The results of mathematical modeling of the performance of an OFDM optical channel with various designs of noise-resistant codes and their comparison with the proposed LDPC codes are presented. The results obtained unconditionally indicate the advantage in energy gain of coding (EGC) of codes of the G-LDPC type to all considered – current codes. Research shows that the coherent detection scheme provides an EGC improvement of approximately 2.5 dB over the direct detection scheme. Prospects for further research in this direction will be focused on taking into account the rate indicators of information flows with different types of codes as part of optical-OFDM systems, which will make it possible to formulate recommendations regarding the correct choice of channel multiplexing strategy.

Keywords: OFDM, LDPC, dispersion, optical telecommunications, receiver, transmitter, coding

Постановка проблеми у загальному вигляді та її зв'язок із важливими науковими чи практичними завданнями

В практично нескінченно-широкому електромагнітному спектрі є лише два вікна які широко використовуються для сучасних широкосмугових електронних комунікацій. Перше вікно охоплює діапазон від довгохвильового радіо до міліметрового діапазону або від 100 кГц до 300 ГГц за частотою, друге вікно лежить в області інфрачервоних світлових хвиль, а саме від 30 ТГц до 300 ТГц. В першому вікні представлені технології які широко застосовуються у повсякденному житті і включають широкомовне радіо та телебачення, бездротові локальні мережі (LAN) та мобільний зв'язок. Ці технології пропонують

кінцевому користувачеві доступ до інформаційних мереж на першому метрі або першій милі з широкосмуговим підключенням або мобільністю у випадку бездротових систем. Однак, слід зауважити, що більша частина швидкостей передачі даних тут обмежена швидкістю нижче ніж гігабіт за секунду (Гбіт/с), в першу чергу через відсутність доступних спектральних інтервалів у радіочастотному мікрохвильовому діапазоні. В цьому випадку, через величезну смугу пропускання в кілька терагерц (ТГц) у другому вікні, оптичні системи можуть забезпечити високу пропускну здатність 100 Тбіт/с і вище. Саме тому, фактично, оптичні системи зв'язку (волоконно-оптичні телекомунікації), стали базовим фундаментом сучасної інформаційної інфраструктури (інфокомунікацій).

Метод модуляції на базі мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [1, 2] став провідним методом модуляції в радіочастотній області і на поточний момент має тенденцію динамічного розвитку. Такий метод здобув концептуальну реалізацію майже у всіх основних стандартах зв'язку, включаючи бездротові локальні мережі (IEEE 802.11 a/g (Wi-Fi)), в стандартах цифрового відео та аудіо (DAV/DAB) та цифрового абонентського доступу (DSL). Крім того, такі актуальні стандарти мобільних мереж четвертого покоління (4G) як WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), IEEE 802.16) та LTE (Long-Term Evolution) [3] ґрунтуються саме на технології OFDM. Подальший розвиток широкосмугових технологій 5G також не обійдеться без технології OFDM [4]. Таким чином проникнення технології OFDM в оптичні телекомунікації та поява оптичних-OFDM систем зрозуміла і відповідає сучасним викликам до інфокомунікацій. В цьому контексті оптичні-OFDM системи вигідні з точки зору ефективності обчислень за умов використання швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) [6, 7]. Потрібно наголосити і на актуальних перевагах пов'язаних з можливістю масштабованого поділу спектру від окремих піднесучих до піддіапазону і всього спектра OFDM, що забезпечує величезну гнучкість при проектуванні на рівні пристрою, підсистеми або системи порівняно з передачею на одній несучій. Крім того, адаптація пілотних піднесучих (ПТ)[8] до несучих даних дозволяє реалізовувати швидкі та зручні способи оцінки каналу та фазових спотворень тобто реалізовувати ефективні методи синхронізації [9, 10].

Оптична-OFDM технологія має певну схожість, однак і певну відмінність від радіочастотного аналога. З одного боку, оптичній-OFDM притаманні проблеми зв'язані з наявним високим відношення пікової потужності до середньої (PAPR) та чутливості до фазового/частотного шуму. З іншого боку, оптичний канал має свій унікальний набір переваг. Однією з помітних переваг є наявність нелінійності оптоволоконного каналу та її складна взаємодія з дисперсією волокна[11], що відсутнє у радіочастотних системах (РЧ). Крім того, в РЧ-системах основна нелінійність виникає в РЧ-підсилювачі потужності, де не можна використовувати смуговий фільтр (СФ) для відсікання позасмугового витоку через великі втрати в фільтрах. Однак в оптичних-OFDM системах ербієвий волоконний підсилювач (EDFA)[12] абсолютно лінійний незалежно від рівня насичення і звичайно містить у своєму складі мультиплексор довжин хвиль, який може придушити позасмугові завади.

Перспективним напрямком розвитку технології когерентних оптичних (КО)-OFDM систем є використання в них каналного кодування (КК) з прямим виправленням помилок (FEC) [13]. Таке поєднання дозволить підвищити продуктивність КО-OFDM оптичних комунікацій. Отже важливим аспектом прикладного провадження КО-OFDM оптичних комунікацій є проблема об'єднання багаторівневої цифрової модуляції та КК з використанням кодової оптичної-OFDM технології (КК-OFDM).

Метою роботи є дослідження КК-OFDM оптичних телекомунікацій для встановлення можливостей підвищення продуктивності таких каналів у випадку застосування сигнально-кодових конструкцій (СКК) на основі кодів з малою щільністю перевірок на парність LDPC-кодів (Low-density parity-check code) які поряд з полярними кодами утворили фундамент сучасних електронних комунікацій 5G [14].

Аналіз досліджень та публікацій

В роботах [1-4] показано, що OFDM є особливий клас модуляції з декількома несучими. OFDM представляється шляхом використання ортогональних наборів сигналів спектри яких перекриваються [5]. Модуляція/демодуляція OFDM реалізується за допомогою зворотного дискретного перетворення Фур'є (ЗДПФ)/дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) [15]. На передавальному боці каналу з OFDM біти вхідних послідовних даних спочатку перетворюються на низку паралельних конвеєрних даних, кожен з яких відображається на відповідні інформаційні символи для піднесучих в межах одного символу OFDM, а цифровий сигнал у часовій області утворюється з використанням ЗДПФ. Далі додається захисний інтервал і виконується перетворення з сигналом у реальному часі за допомогою цифро-аналогового перетворювача ЦАП. Захисний інтервал (ЗІ) додається для запобігання міжсимвольної інтерференції (МЗ) через дисперсію каналу[15]. Сигнал основної смуги частот можна перетворити з підвищенням частоти у відповідній смузі пропускання радіочастот (РЧ) за допомогою змішувача/модулятора IQ. На приймальному кінці сигнал OFDM перетворюється шляхом пониження частоти в основний діапазон за допомогою демодулятора IQ, дискретизується за допомогою АЦП, а потім демодулюється шляхом виконання ДПФ і далі виконується обробка сигналу основної смуги відновлених даних.

Для усунення міжканальних (МкЗ) та МЗ завад які обумовлені дисперсійними процесами у каналі з OFDM використовується конструкція яка називається циклічним префіксом (ЦП)[15].

В оптичних системах з OFDM оптичний спектр звичайно не є лінійною копією РЧ спектра, таким чином, оптична спектральна ефективність залежить від особливих чинників. В цьому контексті потрібно звернути увагу на оптичну спектральну ефективність КО-OFDM. В системах КО-OFDM N_p піднесучих передаються у кожному періоді символу OFDM, який дорівнює T_c . Таким чином, загальна швидкість передачі символів V для систем КО-OFDM визначається виразом:

$$V = N_p / T_c \quad (1)$$

На рис. 1, а показаний спектр мультиплексованих каналів з розподілом за довжиною хвилі (WDM) [16], кожен з модуляцією КО-OFDM. На рис. 1, б показаний збільшений оптичний спектр кожного каналу з відповідною довжиною хвилі. Отже, пропускна здатність КО-OFDM буде визначатись виразом:

$$\text{Ш}_{OFDM} = \frac{2}{T_c} + \frac{N_p - 1}{t_c} \quad (2)$$

де t_c - період спостереження.

Якщо використати велику кількість піднесучих, ефективність смуги пропускання OFDM виявляється рівною:

$$\rho = 2 \frac{V}{\text{Ш}_{OFDM}} = 2\varepsilon, \quad \text{де } \varepsilon = \frac{t_c}{T_c}, \quad (3)$$

де у формулі 3 множник 2 враховує подвійну поляризацію у волоконному світловоді.

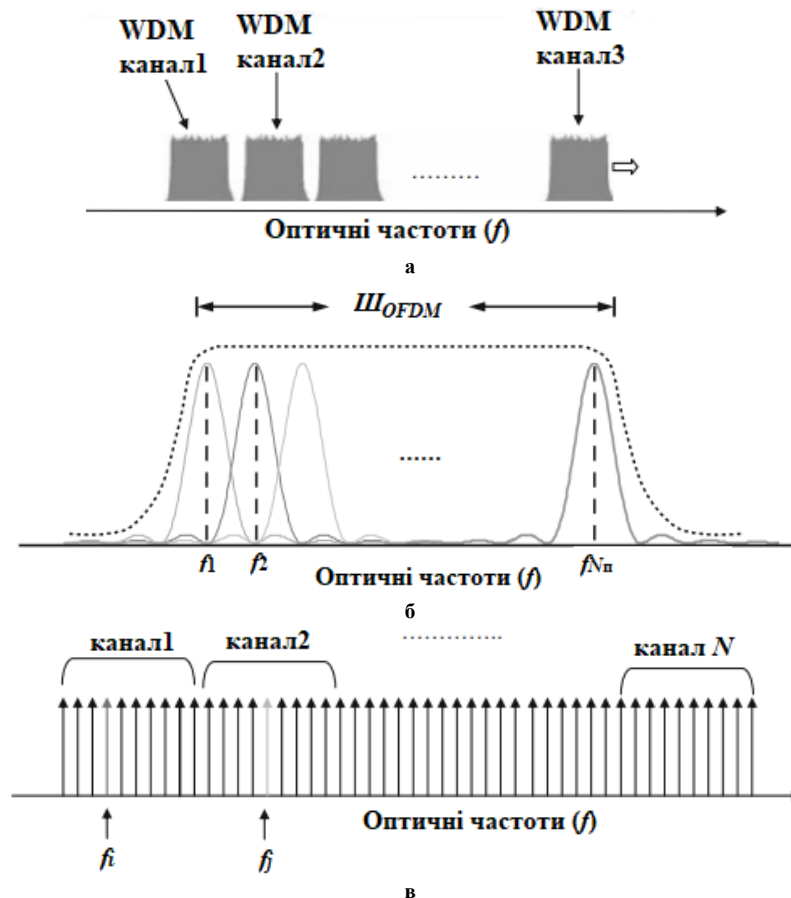


Рис. 1. Форма оптичного спектру N-мультиплексованих за довжиною хвилі (WDM) КО-OFDM каналів: а – спектр мультиплексованих каналів; б – збільшений оптичний спектр кожного каналу; в – сукупність каналів КО-OFDM без ЦП

Спектральну ефективність можна додатково підвищити за допомогою квадратурної амплітудної модуляції (QAM=КАМ) вищого порядку. Для практичної реалізації систем КО-OFDM оптична спектральна

ефективність буде знижена через необхідність достатньої захисної смуги між каналами WDM, враховуючи частоту лазера (ОКГ – оптичного квантового генератора) та наявність його дрейфу приблизно у 2 ГГц. Цієї захисної смуги можна уникнути (теоретично), використовуючи ортогональність каналів WDM. Дрейф частоти лазера в каналах WDM можна усунути, прив'язавши всі лазери до загального оптичного стандарту, наприклад за технологією “оптичний гребінець” і далі безпосередньо використовуючи частотні тони з оптичного гребінця [16]. При цьому всі піднесучі, які перетинають канали WDM, можуть бути ортогональним і як наслідок умова ортогональності рівняння (4) виконується для будь-яких двох піднесучих, навіть із різних каналів WDM.

$$\Delta_{kl} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} s_k s_l^* dt = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} e^{-i2\pi(f_k - f_l)t} dt = e^{i\pi(f_k - f_l)T_c} \frac{\sin(\pi(f_k - f_l)T_c)}{\pi(f_k - f_l)T_c} \quad (4)$$

де f_k та f_l частота піднесучих, T_c - період символу.

Тепер торкнемось питання формування та оброблення сигналів для оптичних-OFDM каналів. В роботі [17] було показано, що специфіка застосування пристроїв формування та оброблення сигналів пов'язана з особливостями побудови модулаторів типу Маха-Цендера (М-ЦМ). У відповідності до принципів роботи М-ЦМ форма сигналу на виході схеми представляє собою потік фазо-маніпульованого сигналу (ФМ-2=BPSK) який реалізований шляхом фазових зрушень керуючою кодовою послідовністю яка подається на відповідні електроди управління. Таким чином, загальна методика формування багаторівневого сигналу цифрової модуляції буде обумовлюватись залученою кількістю схем модулаторів електрооптичного типу. Схемотехніка таких формувачів представлена на рис. 2. Тут використано конструкцію для ФМ-4 (QPSK) на основі 2-х схем електрооптичного типу із фазообертачем на 90 град. Такі самі міркування дозволяють прийти до схеми типу ФМ-8 (8PSK) – шляхом застосування 4-х електрооптичних схем із фазообертанням сигналу на 45 град і застосуванні модулаторів типу ФМ-2 (рис. 2 в) [17].

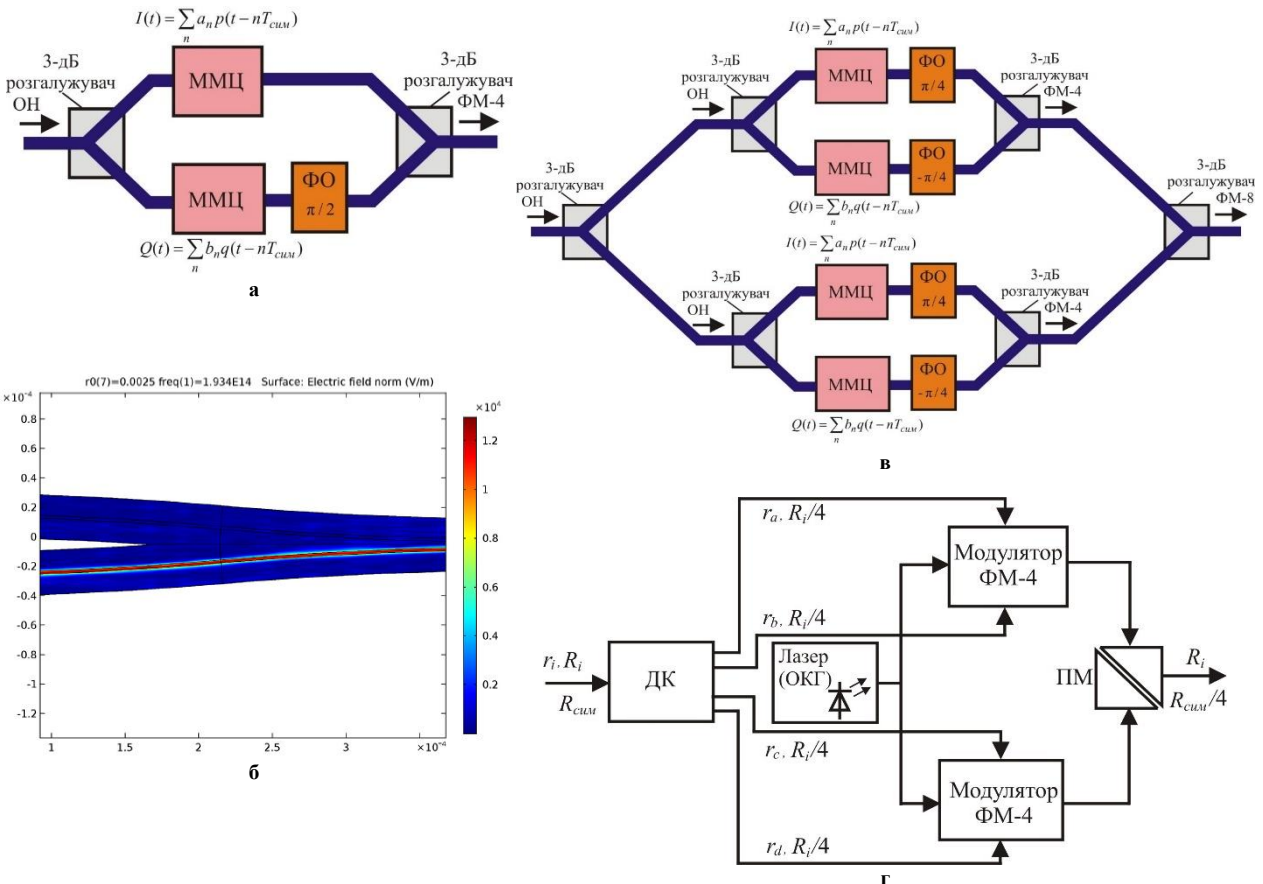


Рис. 2. Функціональні схеми формування сигналів фазової маніпуляції: а – ФМ-4; б - модель умов розповсюдження хвиль в М-ЦМ; в – ФМ-8; г - ДФМ-4; ДК – диференційний кодер; ПМ – поляризаційний мультиплексор; ФО – фазообертач; ОН – оптична несуча; ММЦ – модулятор Маха-Цендера; ОКГ – оптичний квантовий генератор

На рис. 3 (та рис. 4) представлена сформована схема у середовищі MATLAB для визначення основних характеристики систем формування і обробки сигналів у оптичних телекомунікаціях.

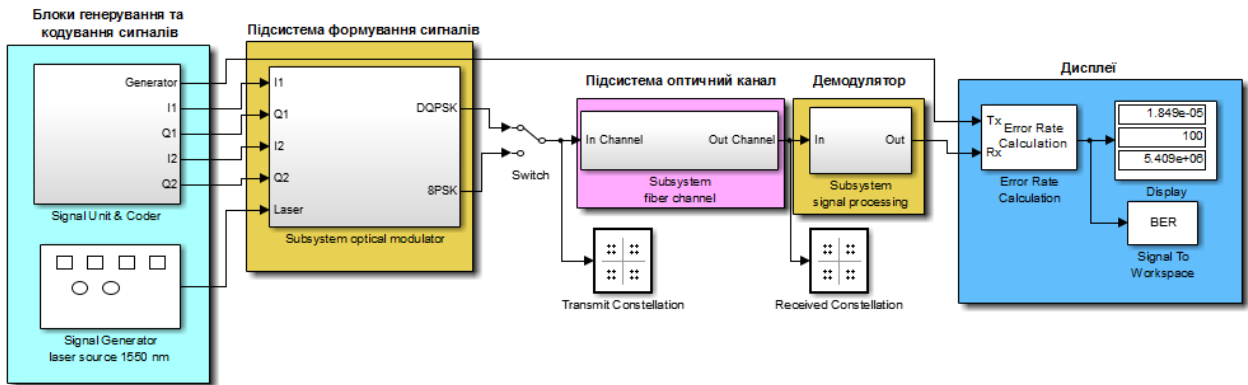


рис. 3. Сформована в середовищі MATLAB схема для дослідження

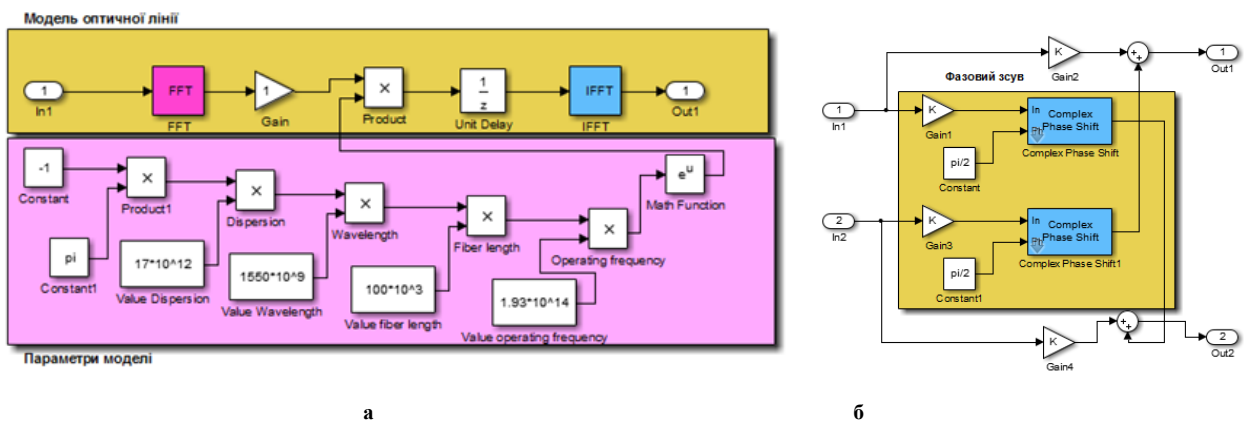


Рис. 4. Підсистеми які застосовано для формування сигналів – лінії передачі – а та схеми формування сигналів – б, згідно до функціональних схем представлених на рис. 2.

Процес дослідження за схемами 3 та 4 супроводжувався використанням номенклатури стандартизованих параметрів оптичних ліній зв'язку. З цією метою було використано математичну модель лінії яка описується моделлю фільтра із смуговою фільтрацією. Отже, в такий конфігурації для побудови математичної моделі оптичної лінії зв'язку враховано факт згасання потоку сигналу при розповсюдженні вздовж лінії за експоненційним законом:

$$G(f) = e^{-j\pi D(\lambda)\lambda f} \quad (5)$$

де $D(\lambda)$ – показник дисперсії лінії; λ та f – значення довжини хвилі та частоти.

За схемою яка зображена на рис.3 сформований сигнал цифрової модуляції після ДПФ надходить до оптичного каналу (мат. модель описана формулою 5), а далі виконується процедура ЗДПФ. Зокрема така математична концепція дозволяє провести опис процесу розповсюдження оптичного сигналу вздовж лінії оптико-волоконного типу із врахування надважливого параметру, а саме її дисперсії. При дослідженні були використані параметри дисперсії хроматичного типу $D(\lambda)$ коли $\lambda = 1.55$ мкм. Решту параметрів обумовлено згідно директив ITU-TG.625: дисперсія хроматичного типу – від плюс 17 до 18 пс/нм*км; довжина оптичного каналу зв'язку – 100 км з рівнем згасання 0.35 дБ/км.

В процесі симуляції схеми отримано характерні характеристики які представлено на рис. 5 -7. На рис. 8 представлено схему когерентного оптичного приймача (ОКД).

На поточному етапі розвитку оптичних систем зв'язку знайшли застосування схеми приймальних блоків Р та А типів. Особливість схем пов'язана з типом фотоприймача який застосовується для перетворення сигналу, тут це рпн-фотодіод.

Для А-типу є характерним використання ЛФД – фотодіодів лавинного типу. Особливість конструкції яких пов'язана з додаванням додаткової р-області та утворення структури: р + -і-р-п +.

Основні показники для фотодіодів кремнієвого типу щодо підсилення можуть сягати – 20дБ, тоді як фотодіодів на сполуках InGaAs – до 15дБ. Використання лавинних структур при побудові фотодіодів

дозволяє підвищити показники чутливості, наприклад для швидкості у 2.5 Гбіт/с отриманий приріст до 7-ми дБ, а на швидкості – 10 Гбіт/с – до 6-ти дБ.

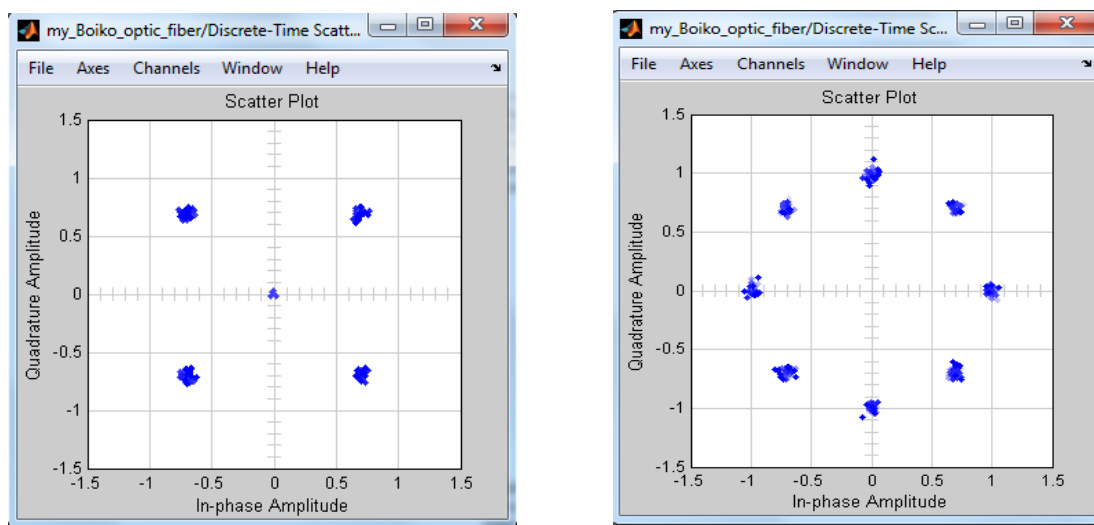


Рис. 5. - Сузір'я (констеляційні діаграми) сигналів сформованих при передачі ДФМ-4 а та ФМ-8 - б

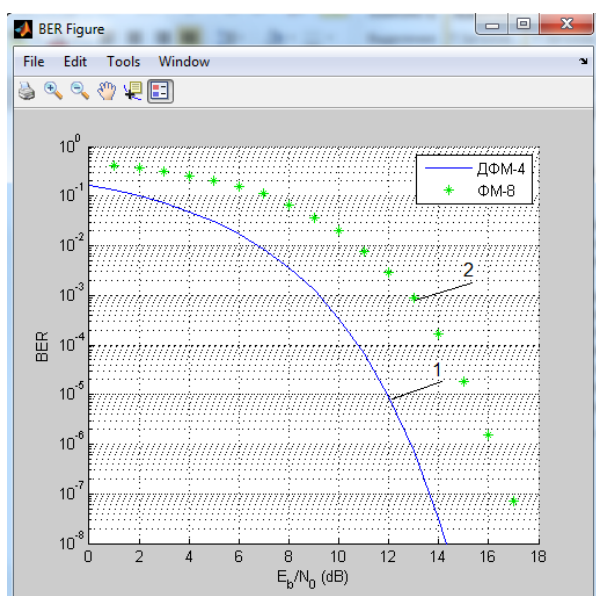
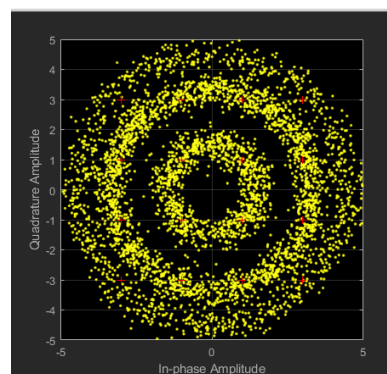
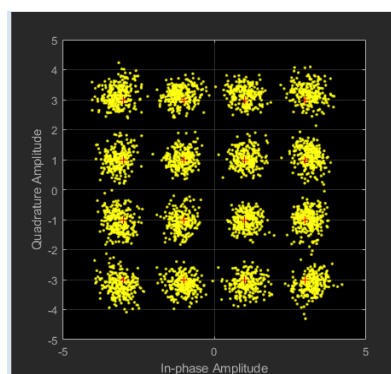


Рис. 6. Графіки для оцінювання заводостійкості сигналів типу ФМ-4 та ФМ-8 отримані в результаті симуляції схеми



а



б

Рис. 7. Графіки (сузір'я) для оцінювання впливу дисперсії на СКК сигналів типу КАМ-16: а – після каналу під дією дисперсії; б – відновлений сигнал після декодування

Основна специфіка перетворень які відбуваються в схемі на рис. 8 пов'язана з проведенням інформаційних лінійних перетворень оптичних сигналів у електричні та проведенні регенерації імпульсної послідовності. Опора формується за допомогою ОКГ і тоді оптичний когерентний демодулятор (ОКД) здійснює трансформацію показників оптичної огибаючої сигналу на комплексні складові електричного сигналу – дійсні (синфазні) I_x , I_y та уявні (квадратурні) Q_x , Q_y . Такий процес пов'язаний із поділом опорного та вхідного маніпульованого сигналу у поляризаційних подільниках (ПП) та утворення пари складових з

ортогональною поляризацією. Наступним кроком є попарне зміщення на $\pi/2$ у гібридних мостах цих компонент.

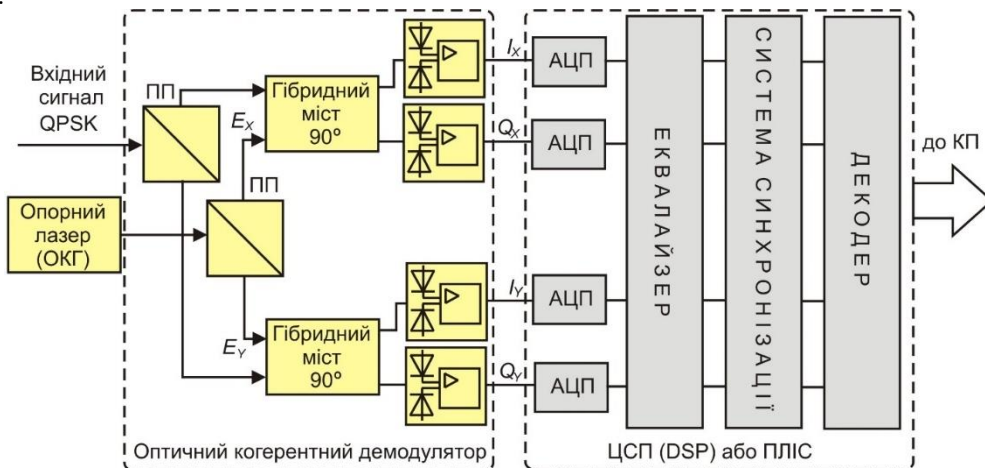


Рис.8. Функціональна схема приймача сигналів типу ФМ-4 (QPSK): ПП – поляризаційний подільник; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ОКГ – опорний лазер; ЦСП (DSP/ПЛІС) – цифровий сигнальний процесор/програмувана логічна інтегральна матриця

Утворені в результаті такого змішування продукти надходять до ФД який виділяє НЧ-огиноючу сумарного сигналі випромінювань. За схемою, на виході ФД каналу дійсної складової буде утворено сигнал електричної форми, що є пропорційним дійсній частині комплексної огиноючої, тоді як на виході ФД квадратурного каналу – сигнал пропорційний квадратурній складовій огиноючої оптичного сигналу із врахуванням повороту фази на 90 град. Описаний вище механізм є механізмом фазової диверсифікації (ФВД) для сигналу комплексної огиноючої. Потрібно наголосити, що проведення ФВД характерне для обидвох каналів демодулятора під час когерентного оброблення сигналів. Результатом такої обробки є утворення 2-х пар сигналів які знаходяться у квадратурі, а саме: I_x , Q_x та I_y , Q_y . Утворені компоненти I_x , Q_x та I_y , Q_y у електричному еквіваленті містять повну інформацію щодо оптичної огиноючої.

Важливим етапом є процес цифрового оброблення за допомогою ПЛІС або ЦСП. В цьому блоці відбуваються процедури які надважливі для когерентної обробки: усунення фазових зрушень; поляризаційне вирівнювання сигналів; процеси тактової і фазової синхронізації і далі декодування. В цих блоках реалізуються механізми електронного коригування лінійних перекручувань обумовлених наявними у оптичному волокні (ОВ) дисперсійними явищами – хроматичною (ХД) та модово-поляризаційною (ПМД) складовими дисперсії (процес відновлення сигналів вражених дисперсійними складовими при розповсюдження сигналів вздовж ОВ представлено на рис. 7 а та б).

Математичне моделювання застосування LDPC кодів для оптичних каналів з OFDM

В останні роки ітеративно-декодовані коди, такі як турбокоди (ТК) і коди LDPC складають базу основу концепції кодування з прямим виправленням помилок (ПВП). Зокрема низка дослідників в своїх роботах показали [18, 19], що ітеративно-декодовані LDPC коди перевершують ТК за продуктивністю коефіцієнту бітових помилок. Тому в дослідженні було прийнято рішення сконцентруватись саме на LDPC-кодах так як вони є працездатним і привабливим вибором для схеми ПВП в системі оптичної передачі із швидкістю в десятки та сотні Гбіт/с. Зауважмо, що м'які ітеративно-декодовані коди, ТК і коди LDPC, можна вже віднести до третього покоління ПВП. Концепція ітеративного декодування таких LDPC кодів ґрунтується на алгоритмі суми-добутків (SPA)[20] і по продуктивності наближається до межі Шеннона на 0,0045 дБ. Структуровані LDPC-коди, які нами обрано для дослідження, належать до класу квазіциклічних (QC) кодів[21], також відомих як матричні коди або циркулярні коди. Їх контрольна матриця парності може бути представлена наступним чином:

$$H = \begin{bmatrix} Y & Y & Y & \dots & Y \\ Y & G^{u[1]} & G^{u[2]} & \dots & G^{u[c-1]} \\ Y & G^{2u[1]} & G^{2u[2]} & \dots & G^{2u[c-1]} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y & G^{(s-1)u[1]} & G^{(s-1)u[2]} & \dots & G^{(s-1)u[c-1]} \end{bmatrix} \quad (6)$$

де $Y \in p \times p$ (p є простим числом) - одинична матриця; s та c – представляють собою кількість стрічок та стовпців у матриці H ; набір цілих чисел u повинен бути ретельно обраний з набору $\{0,1,\dots,p-1\}$ таким

чином, щоб уникнути циклів короткої довжини у дводольному графі Таннера (опис формування LDPC-кодів на основі дводольного графу Таннера детально проведено у [22]); G дорівнює $p \times p$ – матриця перестановок:

$$G = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (7)$$

Тепер торкнемось питань декодування LDPC-кодів. Для декодування будемо використовувати алгоритм суми-добутків (Д-С). Суть алгоритму зводиться до обчислення розподілу змінних для визначення апостеріорної ймовірності (АЙ-APP) біта v_i кодового слова, яке представимо як $v = [v_0 v_1, \dots, v_{n-1}]$, і яка має дорівнювати 1-ці для заданого вектору $y=[y_0 y_1, \dots, y_{n-1}]$. Таким чином, така схема ітеративного декодування використовує передачу бітів повідомлення з одного боку і у зворотній бік між змінними та перевірочними вузлами c та v на краях з метою оновлення оцінки розподілу. Нагадаємо з [21], що дводольний граф (Таннера) - це граф, вузли якого можуть бути розділені на два класи (змінні та перевірочні вузли) і в якому ненаправлені ребра можуть з'єднувати тільки два вузли, що не належать одному й тому ж класу. Такий процес більш детально можна описати наступним порядком: алгоритм Д-С відображає ітеративну схему декодування. Кожна ітерація в цій схемі обробляється за дві напівітерації. Перша половина включає вузол v , який обробляє отримане повідомлення та надсилає вихід з метою підключених до нього вузлів c . Друга половина - включає вузол c , який обробляє отримане повідомлення та надсилає вихідні дані назад з метою підключених до нього вузлів v (рис. 9):

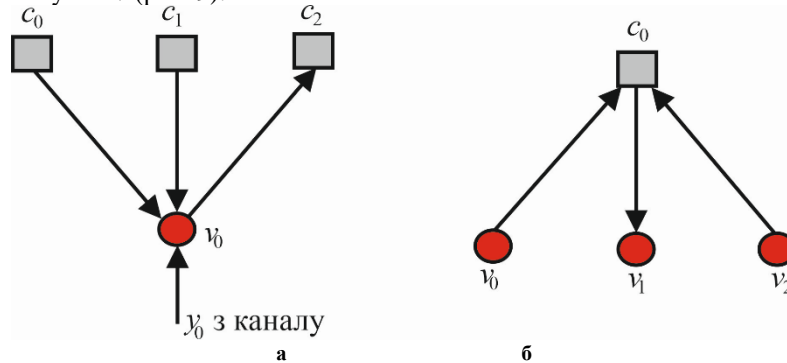


Рис. 9. Схеми до пояснення алгоритму декодування

Наступним кроком алгоритму є обчислення апостеріорної ймовірності і далі функції правдоподібності наступного типу: $\Pr(v_i|y)$ та $z(v_i) = \Pr(v_i=0|y) / \Pr(v_i=1|y)$. Тоді логіку прийняття рішення за алгоритмом можна відобразити так: якщо $z(v_i) > 1$ приймається рішення щодо формування на виході 0-вого рішення і навпаки – якщо $z(v_i) < 1$ то приймається рішення на користь 1-чного стану. Логарифмічна версія алгоритму замінює Д-С на логарифмічне відношення функції правдоподібності (ЛФП-LLR) яка остаточно буде містити лише математичні операції додавання і дозволить отримати представлення результату з кінцевою точністю. Для логарифмічної форми маємо: $z(v_i) \rightarrow Z(v_i)$, а правило прийняття рішення буде таким: $Z(v_i) > 0$ – приймається рішення на користь – 0, навпаки коли $Z(v_i) < 0$ – на користь 1-ці. Основний вираз для логарифмічної функції правдоподібності для довільного каналу наступний:

$$Z(v_i) = \log \left(\frac{\Pr(v_i=0|y_i)}{\Pr(v_i=1|y_i)} \right) \quad (11)$$

Далі виконуються перевірки парності:

$$Z(s_{ij}) = Z \left(\sum_{i \in v_j} v_j / b_i \right) = Z(\dots \oplus b_k \oplus b_l \oplus b_m \oplus b_n \dots) = \dots Z_k \boxplus Z_l \boxplus Z_m \boxplus Z_n \quad (12)$$

де \oplus - описує операцію mod2; \boxplus - описує операцію попарного обчислення:

$$Z_k \boxplus Z_l = \text{sign}(Z_k) \text{sign}(Z_l) \min(|Z_k|, |Z_l|) + F(Z_k, Z_l) \quad (13)$$

$$F(Z_k, Z_l) = \log(1 + e^{-|Z_k + Z_l|}) - \log(1 + e^{-|Z_k - Z_l|}) \quad (14)$$

Далі, після обчислення $Z(s_{ij})$ відбувається оновлення:

$$Z(g_{ij}) = Z(v_i) + \sum_{j' \in C_{ij}} Z(s_{j'i}), \quad (15)$$

$$Z(T_i) = Z(v_i) + \sum_{j' \in C_i} Z(s_{ji}), \quad (16)$$

і остаточне рішення виноситься з нерівностей:

$$\hat{v}_i = \begin{cases} 1, & Z(T_i) < 0 \\ 0, & \text{для інфших випадків} \end{cases} \quad (17)$$

Робимо перевірку щодо виконання синдромного рівняння: $\hat{v}_i H^T = 0$ (тут T означає операцію транспонування). Якщо фіксуємо виконання синдромного рівняння для усіх i або якщо досягнута максимальна кількість ітерацій – зупиняємось. В зворотному випадку робимо перерахунок (17) та (15) повторно. Тут потрібно наголосити, що збільшення кількості ітерацій гарантує вірний результат у випадку декодування довгих кодів і ми це покажемо нижче під час представлення експериментальних результатів.

Конфігурація передавача та приймача для когерентного виявлення та формат переданого символу OFDM показано рис. 10 та рис. 11. При розробці схеми використані описані вище в тексті статті LDPC-кодові конструкції. Таким чином, в схемі бітові потоки, що надходять від m різних джерел інформації, кодується з використанням різних (n, k_l) -кодів на основі LDPC-кодів із швидкістю кодування $R_l = k_l/n$, де k_l позначає кількість інформаційних бітів l -го ($l = 1, 2, \dots, m$) компонентного коду LDPC, а n - означає довжину кодового слова.

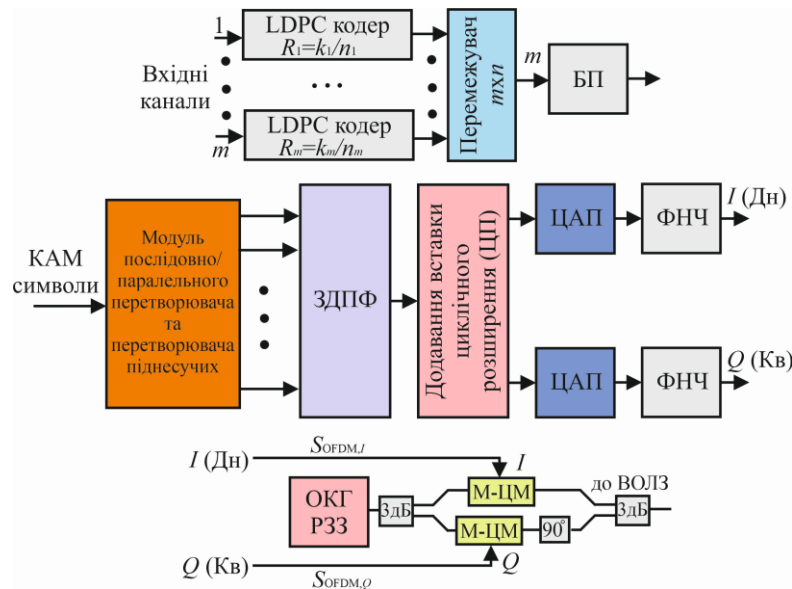


Рис. 10 – Функціональна схема блоку формування та передавання сигналів оптичного каналу з OFDM: М-ЦМ – схема модуляції; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ФНЧ – фільтр низьких частот; ЦП – циклічний префікс; БП – бітовий перетворювач (конвертер); ЗДПФ – блок зворотного дискретного перетворення Фур’є; ОКГ – оптичний квантовий генератор; ВОЛЗ – волоконно-оптична лінія зв’язку

Використання різних СКК на основі LDPC дозволяє оптимально розподілити швидкості кодування. В цьому випадку будемо розглядати схему модуляції із кодуванням та перемежуванням бітів як спеціальну багаторівневу схему кодування в якій кожен компонентний код має однакову швидкість. Тоді вихідні дані m -ї кількості кодерів типу LDPC записуються пострічково у блок перемежувача. Пристрій відображення здатен прийняти m -ну кількість бітів у i -й момент часу ($m \times n$) – перемежувача та за стовпчиками визначити тип відповідної M -ї ($M=2^m$) точки сузір’я $(\phi_{l,i}, \phi_{Q,i})$ констеляційної діаграми для ФМ або КАМ. Такі координати будуть відповідати дійсній та уявній складовій сузір’я (на схемі рис.10 відповідно I та Q). Далі після послідовно-паралельного перетворювача такі точки будуть використовуватись як значення даних для проведення ДПФ (швидкого) сигналу OFDM з низкою піднесучих. Зауважимо на те, що вибір великої кількості піднесучих (L) безпосередньо впливає на інтервал символу OFDM (див. рис. 12), що дозволяє збільшити його тривалість в порівнянні з шириною імпульсу еквівалентної системи з однією піднесучою і таким чином мінімізувати вплив МЗ.

У відповідності до рис. 12 OFDM-символ утворюється наступним чином: вхідні символи $N_{\text{КАМ}} \leq L$ доповнюються нульовими послідовностями (захисними) для отримання вхідних вибірок $N_{\text{ДПФ}}$ для

проведення ЗДПФ, додаються нульові вибірки N_3 з метою утворити ЗІ і далі сформований OFDM-символ помножується з віконною функцією (ВФ).

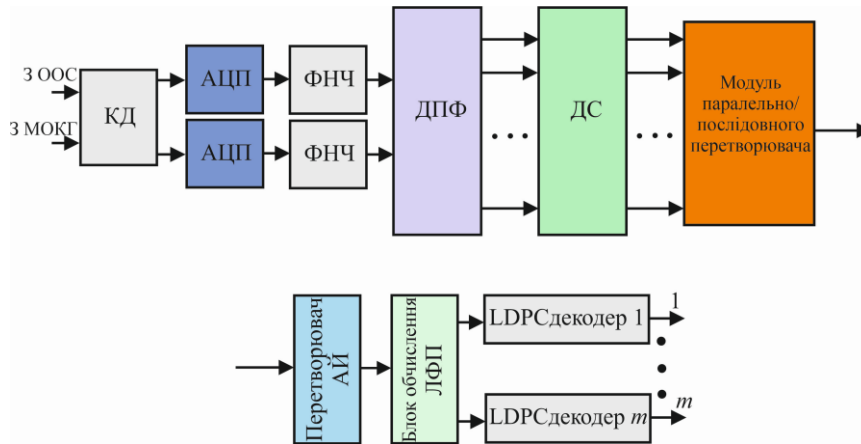


Рис. 11. Функціональна схема блоку приймання сигналів оптичного каналу з OFDM: КД – когерентний детектор; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ДПФ – блок дискретного перетворення Фур’є; ДС – блок детектору символів; АІ – апостеріорна ймовірність; ЛФП – логарифмічна функція правдоподібності; ООС – одномодовий оптичний світловод; МОКГ – місцевий оптичний квантовий генератор

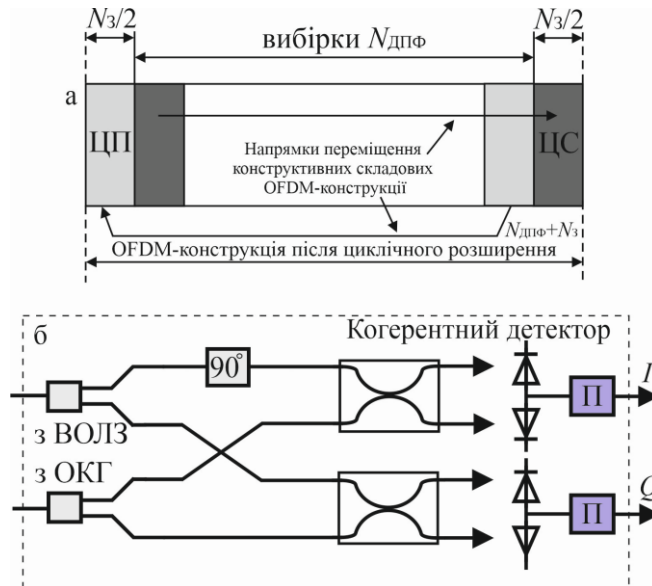


Рис. 12. OFDM-конструкція – а та схема когерентного оптичного детектору – б: ЦП – циклічний префікс; ЦС – циклічний суфікс; N_3 – кількість захисних вибірок нульової послідовності; П – підсилювач

Основна мета такого циклічно розширення полягає в забезпеченні збереження ортогональності між піднесучими навіть у випадку коли сусідні символи OFDM частково перекриваються в наслідок дисперсії. В такому випадку роль ВФ полягає у зменшенні впливу позасмугового спектру. Тепер торкнемось оптичних особливостей передачі OFDM [22]. З метою компенсації ХД і ПМД довжину OFDM-конструкції збільшено, тобто ЗІ повинен бути більше ніж розкид який утворюється внаслідок впливу ХД і ПМД. Таким чином циклічне збільшення (показано на рис. 12) досягається шляхом повторення останніх вибірок $N_3/2$ ефективної частини символу OFDM (тобто вибірок $N_{ДПФ}$) у формі префіксу повторення (ЦП) та повтору перших вибірок $N_3/2$ у формі суфіксу повторення (ЦС). Тому далі після АЦП та ФНЧ дійсна та уявна частина (відповідно I та Q) сигналу відображається у оптичну область з використанням двох М-ЦМ, рис. 2. Описана вище картина утворення OFDM-символів для оптичних телекомунікацій дозволяє представити математичну модель комплексної обвідної такого символу на передавальному боці каналу таким чином:

$$S_{OFDM}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(t - kT) \sum_{i=-N_{ДПФ}/2}^{N_{ДПФ}/2-1} Y_{i,k} e^{i2\pi i/T_{ДПФ}(t-kT)} \quad (18)$$

де $t \in [kT - \frac{T_3}{2} - T_{\text{ВФ}}, kT + T_{\text{ДПФ}} + \frac{T_3}{2} + T_{\text{ВФ}}]$; $Y_{i,k}$ – означає i -ту піднесучу k -го символу OFDM; $h(t)$ означає віконну функцію; T – тривалість символу OFDM; $T_{\text{ДПФ}}$ – тривалість послідовності утвореної ДПФ; T_3 – тривалість ЗІ (ЦП); $T_{\text{ВФ}}$ – тривалість віконного інтервалу

Нижче (рис. 13-15) приведено результати математичного моделювання продуктивності оптичного каналу з OFDM при використанні описаних вище рішень. Для наочності запропоновані LDPC-коди порівнювались за продуктивністю з СКК які побудованими на інших кодах які активно використовуються у оптичних телекомунікаціях, зокрема кодів Ріда-Мюлера (РМ), Бозе-Чаудхурі-Хоквенгема (БЧХ) та Ріда-Соломона (РС), а також конкатенованих (каскадних конструкцій).

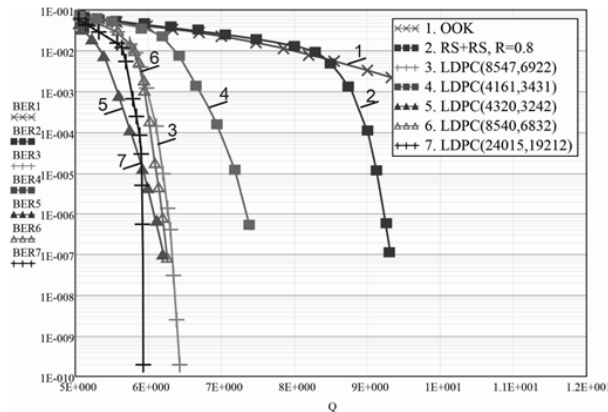


Рис. 13. Графіки завадостійкості (BER від Q) кодів LDPC для КО-OFDM: 1-ОК (без кодування); 2 – каскадна конструкція РС(255,239)+РС (255,223); 3-LDPC(8547,6922) R=0,8; 4- LDPC(4161,3431) R=0,8; 5- LDPC(4320,3242) R=0,7; 6- LDPC(8540,6832) R=0,8; 7- LDPC(24015,19212) R=0,8; Q- позначено Q-фактор [17]

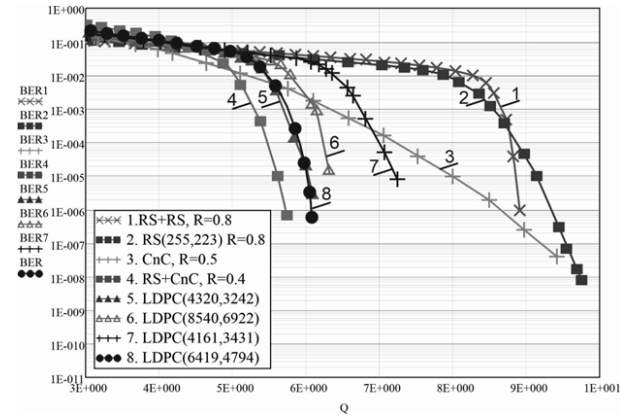


Рис. 14. Графіки завадостійкості (BER від Q) кодів LDPC та інших СКК для КО-OFDM: 1 – РС (255, 239)+РС(255,223) R=0,8; 2-РС(255,223); 3 -3К R=0,5; 4- РС+3К R=0,4; 5- QCLDPC(4320,3242) R=0,7; 6- LDPC(8547,6922) R=0,8; 7- LDPC(4161,3431); 8 - ПЗLDPC(6419,4794) (попарно збалансована конструкція коду) R=0,7

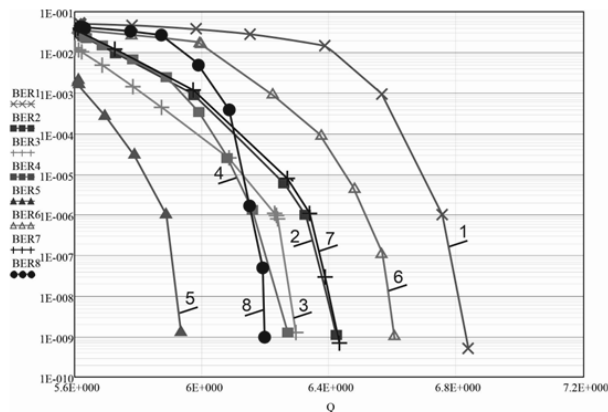


Рис. 15. Графіки завадостійкості (BER від Q) кодів G-LDPC та інших СКК для КО-OFDM при визначеній кількості ітераційних циклів: 1 – БЧХ(128,113)+БЧХ(256,239), R=0,8 (d_{мін}=36), 10-ть ітерацій; 2 - G-LDPC (3969,3213)+HE(63,57) 25 ітерацій, R=0,8; 3- G-LDPC (4096,3201)+PM(4,6), R=0,7, 25 ітерацій; 4 - G-LDPC (6048,4896)+БЧХ(63,57), R=0,8, 20 ітерацій; 5 - G-LDPC(6240,4882)+PM(4,6), R=0,7, 20 ітерацій; 6 – LDPC(8176,6716), R=0,8, 25 ітерацій; 7 – LDPC(8547,6922), R=0,8, 25 ітерацій; 8 - LDPC(8547,6922), GF(8), 25 ітерацій

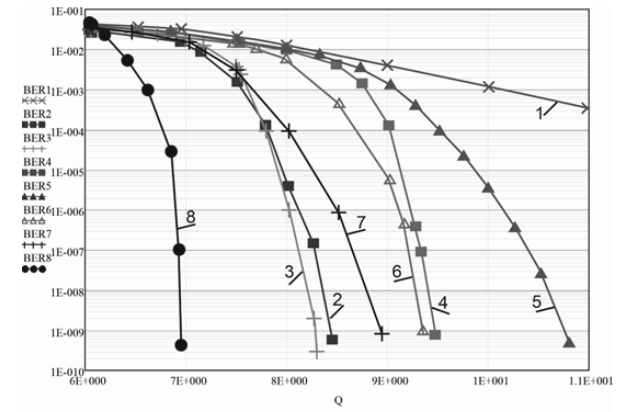


Рис. 16. Графіки завадостійкості (BER від Q) кодів G-LDPC та інших конкатенованих кодів для КО-OFDM: 1 – нековдана OOK; 2 – LDPC(4376,4095) R=0,9; 3 - LDPC(7225,6720) R=0,9; 4-РС(225,239)+РС(225,223) R=0,8; 5-РС(235,239) R=0,9; 6 – БЧХ(512,484)+PM(64,63) R=0,9, d_{мін}=16 (10 ітерацій); 7 – PM(6,8)+PM(5,7) R=0,9, d_{мін}=16; 8 – G-LDPC(6144,5377)+PM(5,7) R=0,8 (25 ітерацій)

На рис. 17 та 18 представлено результати дослідження завадостійкості для кодованого і нековданого кодами LDPC випадку застосування в оптичному каналі багатопозиційних маніпуляцій, зокрема типу ДФМ-8 та ФМ-8 та у складі СКК – ФМ-4 та КАМ.

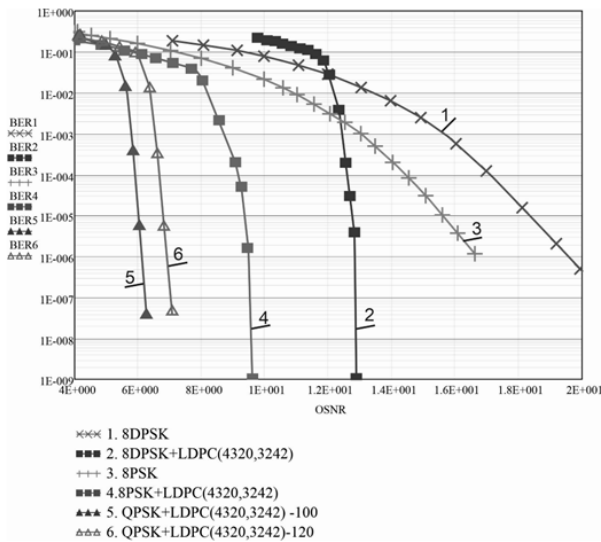


Рис. 17. Графіки завадостійкості (BER від OSNR) багатопозиційних маніпульованих сигналів та у складі СКК з LDPC для КО-OFDM: 1 – некодована ДФМ-8; 2 – СКК ДФМ-8+LDPC(4320,3242); 3 – ФМ-8; 4 – СКК ФМ-8+LDPC(4320,3242); 5 – СКК ФМ-4+LDPC(4320,3242) (100Гб/с); 6 – СКК ФМ-4+LDPC(4320,3242) (120Гб/с); OSNR – позначено оптичне відношення сигнал-шум

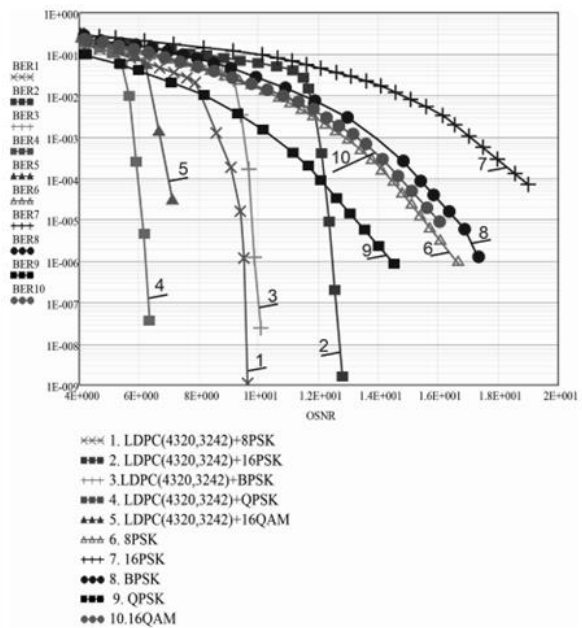


Рис. 18. Графіки завадостійкості (BER від OSNR) СКК з LDPC та сигналів цифрової модуляції для КО-OFDM: 1- LDPC (4320,3242)+ФМ-8; 2 - LDPC (4320,3242)+ФМ-16; 3 - LDPC (4320,3242)+ФМ; 4- LDPC (4320,3242)+ФМ-4; 5 - LDPC (4320,3242)+КАМ-16; 6- ФМ-8; 7 - ФМ-16; 8 – ФМ; 9 - ФМ-4; 10 - КАМ-16

Висновки з даного дослідження і перспективи подальших розвідок у даному напрямі

За результатами моделювання встановлюємо, що код LDPC(24015,19212) перевершує по продуктивності код PC(255,239)+PC (255,223) на майже 3,5 дБ (BER=10E-7). Крім того, цей же код перевершує код LDPC(4161,3431) майже на 1,5 дБ. З отриманих результатів спостерігаємо високу продуктивність квазіциклічного коду LDPC(4320,3242). Нерегулярна конструкція LDPC-коду яка утворена попарним балансуванням кодових груп при проектуванні (позиція 8 на рис. 14) приблизно 0,35 дБ віддалена від КК симуляція продуктивності якої відповідає кривій 4 на рис. 14 (конструкція типу PC+3K) на рівні BER=10E-6. Загалом, підтверджується припущення, що нерегулярні кодові конструкції – LDPC, перевершують звичайні коди LDPC.

Отримані результати (рис. 13-16) беззаперечно вказують на перевагу за енергетичним вигоном кодування (ЕВК) кодів типу G-LDPC над всіма розглянутими – діючими кодами. Зокрема, вигоном над каскадним кодом PC+PC складає майже 2,5 дБ (BER=10E-9). У свою чергу акцентуємо на тому, що конкатенований код типу PM(6,8)+PM(5,7) який має конструкцію турбо-продукту (ТП) має кращу продуктивність в порівнянні з кодом PC(235,239) на 1,57 дБ (BER=10E-9), що загалом підтверджує ефективність конкатенації кодів. Бачимо, що код типу LDPC(7225, 6720) має за ЕВК вигоном над тим самим кодом PC(235,239) майже на 2,55 дБ (BER=10E-9).

За результатами симуляцій (рис. 17 та 18) встановлюємо, що ЕВК СКК на основі ДФМ-8+LDPC складає майже 7,5 дБ в порівнянні з ДФМ-8. Причому, як показують дослідження схема когерентного виявлення забезпечує покращення у ЕВК приблизно у 2,5 дБ в порівнянні із схемою прямого виявлення.

Аналіз отриманих кривих завадостійкості на рис. 18 зокрема свідчить, що маніпуляція КАМ-16 перевершує ФМ-16 за продуктивністю майже на 3дБ. Крім того, КАМ-16 дещо перевершує ФМ-8 (криві 10 та 6), тоді як схема ФМ-8 перевершує ФМ-2.

Перспективи подальших розвідок у даному напрямі будуть зосереджені на врахуванні швидкісних показників інформаційних потоків з різним видом СКК у складі оптичних-OFDM систем, що дозволить сформулювати рекомендації відносно вірного вибору стратегії мультиплексування каналів.

Література

1. Hanzo L. L. OFDM System Design / Lajos L. Hanzo, M. Münster, B. J. Choi // OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting, Wiley-IEEE Press, 2003, P. 21-21.
2. Zhou S. OFDM Basics / S. Zhou, W. Zhaohui // OFDM for Underwater Acoustic Communications: Wiley Telecom, 2014, P.23-38.
3. Korowajczuk L. OFDM Implementation, in LTE, WiMAX and WLAN Network Design, Optimization and Performance Analysis, Wiley, 2011, pp.221-233.

4. Pyatin, I. Boiko, J., Eromenko, O., Parkhomey, I. Implementation and analysis of 5G network identification operations at low signal-to-noise ratio //TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control). – 2023. – Т. 21. – №. 3. – С. 496-505.
5. Пятін І.С. Дослідження систем зв'язку з сигналами F-OFDM // І.С. Пятін, В.С. Гавронський, В.І. Лужанський, В.О. Михальчук /Вісник Хмельницького національного університету. – 2021. №5. – С. 170-176.
6. Fa-Long L., Charlie Z. An Introduction to Modulations and Waveforms for 5G Networks. in Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations , IEEE, 2016, pp.1-23.
7. Molisch A. F. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). in Wireless Communications , IEEE, 2011, pp.417-443.
8. Бойко Ю., Пятін І. Схемотехнічні аспекти забезпечення умов синхронізації в системах зв'язку з OFDM //Measuring and computing devices in technological processes. – 2023. – №. 1. – С. 28-37.
9. Туровський О. Л. Оцінка можливостей підвищення ефективності роботи системи синхронізації радіотехнічного пристрою в ході стеження за несучою частотою / О. Л. Туровський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. –2020. –№1. –С. 116–122.
10. Jawad H. M. Improvement of the Methodology of Building a System of Phase Synchronization of Coherent Demodulators in Telecommunication Control Systems and Distance Learning / H. M. Jawad, M. J. Abu-AlShaeer, S. Yevseiev, V. Kornienko and O. Turovsky// 2022 International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT),(Ankara, Turkey, 20-22 October 2022). –Ankara: IEEE, 2022. -P. 1013-1016.
11. Ferreira M. F. S. Fiber Dispersion and Nonlinearity," in Solitons in Optical Fiber Systems. Wiley, 2022, pp.19-34.
12. Thyagarajan K., Ghatak A. ErbiumDoped Fiber Amplifiers and Fiber Lasers. in Fiber Optic Essentials , IEEE, 2007, pp.125-150.
13. Hood D. Appendix I: FEC and HEC in G-PON. in Gigabit-capable Passive Optical Networks , Wiley, 2012, pp.363-374.
14. Boiko J., Pyatin I., Eromenko O. Design and evaluation of the efficiency of channel coding LDPC codes for 5G information technology //Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics (IJEI). – 2021. – Т. 9. – №. 4. – С. 867-879.
15. Бойко Ю.М., Новіков Д.В. Оцінка ефективності каналного кодування у телекомунікаціях з OFDM //Вісник Хмельницького національного університету. – 2021. №5. – С. 150-159.
16. Zheng J., Mouftah H. T., Fundamentals of WDM Network Devices. in Optical WDM Networks: Concepts and Design Principles , IEEE, 2004, pp.23-44.
17. Бойко Ю. М., Єрьоменко О. І., Коротун М. В. Механізми підвищення ефективності функціонування оптоелектронних пристроїв телекомунікаційних систем //Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2016. – №. 4. – С. 105-115.
18. Blaunstein N., Engelberg S., Krouk E., Sergeev M. Coding in Optical Communication Channels. in Fiber Optic and Atmospheric Optical Communication , IEEE, 2020, pp.67-86.
19. Пятін І. С. Порівняння продуктивності завадостійких кодів на основі програмного HDL моделювання для захищених інформаційних технологій / І. С. Пятін, Ю. М. Бойко // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології. – 2022. – № 1(03). – С. 39-62.
20. Пятін І. С., Бойко Ю. М. Дослідження енергетичної ефективності каналного кодування даних користувача кодами LDPC для систем зв'язку 5G //Вісник Хмельницького національного університету. – 2020. №3. – С. 174-185.
21. Bae J., Abotabl A., Lin H., Song K., Lee J. An overview of channel coding for 5G NR cellular communications. APSIPA Trans. on Signal and Inform. Proces., 8, E17, 2019.
22. Makarenko A., Qasim N. H., Turovsky O., Rudenko N., Polonskyi K., Govorun O. Reducing the impact of interchannel interference on the efficiency of signal transmission in telecommunication systems of data transmission based on the OFDM signal //Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2023. - Vol. 1, No. 9. – P. 82-93.

References

1. Hanzo L. L. OFDM System Design / Lajos L. Hanzo, M. Münster, B. J. Choi // OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting. Wiley-IEEE Press, 2003, P. 21-21.
2. Zhou S. OFDM Basics / S. Zhou, W. Zhaohui // OFDM for Underwater Acoustic Communications:Wiley Telecom, 2014, P.23-38.
3. Korowajczuk L. OFDM Implementation, in LTE, WiMAX and WLAN Network Design, Optimization and Performance Analysis , Wiley, 2011, pp.221-233.
4. Pyatin, I. Boiko, J., Eromenko, O., Parkhomey, I. Implementation and analysis of 5G network identification operations at low signal-to-noise ratio //TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control). – 2023. – Т. 21. – №. 3. – С. 496-505.
5. Pyatin I.S. Research communication systems with F-OFDM signals //I.S. Pyatin, V.E. Gavronskiy, V.I. Luzhanskiy, V.O. Mikhajchuk /Herald of Khmelnytskyi national university. – 2021. №5. – С. 170-176.
6. Fa-Long L., Charlie Z. An Introduction to Modulations and Waveforms for 5G Networks. in Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations, IEEE, 2016, pp.1-23.

7. Molisch A. F. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). in *Wireless Communications* , IEEE, 2011, pp.417-443.
8. Boiko J., Pyatin, I. Circuitry aspects of providing synchronization conditions in communication systems with OFDM // *Measuring and computing devices in technological processes*. – 2023. – №. 1. – С. 28-37.
9. Turovsky O. Evaluation of possibilities to improve work efficiency systems of synchronization of a radio technical device during carrier frequency tracking / O. Turovsky // *Measuring and computing devices in technological processes*. –2020. -No 1 –S. 116–122.
10. Jawad H. M. Improvement of the Methodology of Building a System of Phase Synchronization of Coherent Demodulators in Telecommunication Control Systems and Distance Learning / H. M. Jawad, M. J. Abu-AlShaer, S. Yevseiev, V. Kornienko and O. Turovsky// 2022 International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT),(Ankara, Turkey, 20-22 October 2022). –Ankara: IEEE, 2022. -P. 1013-1016.
11. Ferreira M. F. S. Fiber Dispersion and Nonlinearity," in *Solitons in Optical Fiber Systems*. Wiley, 2022, pp.19-34.
12. Thyagarajan K., Ghatak A. ErbiumDoped Fiber Amplifiers and Fiber Lasers. in *Fiber Optic Essentials* , IEEE, 2007, pp.125-150.
13. Hood D. Appendix I: FEC and HEC in G-PON. in *Gigabit-capable Passive Optical Networks* , Wiley, 2012, pp.363-374.
14. Boiko J., Pyatin I., Eromenko O. Design and evaluation of the efficiency of channel coding LDPC codes for 5G information technology // *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics (IJEI)*. – 2021. – Т. 9. – №. 4. – С. 867-879.
15. Boiko J., Novikov D. Evaluation of channel coding efficiency in OFDM telecommunications // *Herald of Khmelnytskyi national university*. – 2021. №5. – P. 150-159.
16. Zheng J., Mouftah H. T., *Fundamentals of WDM Network Devices*. in *Optical WDM Networks: Concepts and Design Principles* , IEEE, 2004, pp.23-44.
17. Boiko J.M., Eromenko O.I., Korotun M.V. Means improve the efficiency of optoelectronic devices in telecommunication systems // *Herald of Khmelnytskyi national university*. – 2016. – №. 4. – P. 105-115.
18. Blaunstein N., Engelberg S., Krouk E., Sergeev M. Coding in Optical Communication Channels. in *Fiber Optic and Atmospheric Optical Communication* , IEEE, 2020, pp.67-86.
19. Piatin I. Comparison the performance of error-control code based on software HDL modeling for information security technologies/ I.Piatin, J. Boiko // *Infocommunication and computer technologies*. –2022. –Vol.1, No. 3. –S. 39-62.
20. Piatin I., Boiko J. Investigation of energy efficiency of channel coding of user data by LDPC codes for 5G communication systems // *Herald of Khmelnytskyi national university*. – 2020. - №3. – P. 174-185.
21. Bae J., Abotabl A., Lin H., Song K., Lee J. An overview of channel coding for 5G NR cellular communications. *APSIPA Trans. on Signal and Inform. Proces.*, 8, E17, 2019.
22. Makarenko A., Qasim N. H., Turovsky O., Rudenko N., Polonskyi K., Govorun O. Reducing the impact of interchannel interference on the efficiency of signal transmission in telecommunication systems of data transmission based on the OFDM signal // *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. – 2023. - Vol. 1, No. 9. – P. 82-93.