



ОЦІНКА ЧАСТОТНО-ФАЗОВИХ СПОТВОРЕНЬ В ОПТИЧНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ З OFDM

Ю. Бойко [ORCID: 0000-0003-0603-7827], О. Єрмоєнко [ORCID: 0000-0001-5110-3761], І. Пятін² [ORCID: 0000-0003-1898-6755]

¹Хмельницький національний університет, вул. Інститутська 11, м. Хмельницький, 29016, Україна
²Хмельницький політехнічний фаховий коледж Національного університету «Львівська політехніка»,
вул. Зарічанська 10, м. Хмельницький, 29019, Україна

Відповідальний за рукопис: Ю. Бойко (e-mail: boiko_julius@ukr.net).

(Подано 19 Квітня 2024)

У статті запропоновано методику контролю відношення пікової потужності до середньої (ВППС), а також розглянуті результати оцінки чутливості оптичних-OFDM систем до фазо-частотних спотворень. Представлено результати дослідження завадостійкості оптичної-OFDM системи для випадку зсуву частоти відносно до рознесення оптичних піднесучих. Проведено опис чинників виникнення інтерференційних та частотно-фазових спотворень обумовлених хроматичною дисперсією (ХД) і поляризаційною модовою дисперсією (ПМД) на продуктивність систем оптичного мультиплексування з ортогональним частотним поділом. Моніторинг ВППС у системах OFDM є актуальним, зокрема, у контексті проблем волоконно-оптичного зв'язку, які викликані нелінійністю оптичного волокна. Показано, що при безпосередньому розгортанні оптичних мереж наявність частотних спотворень та чутливість до фазового шуму є двома основними недоліками OFDM. Як частотні спотворення так і фазовий шум призводять до міжканальним завад (МкЗ). Внаслідок відносно великої довжини символу в порівнянні з однією несучою OFDM схильний як до частотних спотворень, так і фазових шумів. Для візуального опису ВППС використано додаткову кумулятивну функцію розподілу. Визначено вплив коефіцієнта передискретизації на ВППС. Пропонується використовувати передискретизований сигнал для більш точного визначення ВППС. Результати дослідження показують, що вплив фазового шуму на сигнал в оптичних каналах OFDM зумовлено існуючим великим періодом символу в порівнянні з передачею сигналу на одній несучій. Крім того, зі збільшенням порядку модуляції оптичний OFDM стає більш чутливим до фазового шуму, що стимулює збільшення відношення сигнал/шум. Результати дослідження показали, що для оптичних когерентних систем OFDM ширина лінії оптичного квантового генератора є критичним параметром, особливо при переході на модуляцію високого порядку. У статті розглядається схема, що описує процес конвергенції радіо- та оптичних технологій у контексті використання модуляції OFDM. Дана методика дозволяє здійснити коректний вибір стратегії мультиплексування каналів у оптичних телекомунікаціях OFDM з багатопозиційними сигналами.

Ключові слова: OFDM, дисперсія, завадостійкість, оптичні телекомунікації

УДК: 21.396.969.1

1. Вступ

Як показує огляд літературних джерел [1-3], концепція OFDM є базовою при розгортанні інформаційних мереж поточної та майбутніх реалізацій. Сьогодні технологія OFDM охопила майже

всі провідні радіочастотні технології: бездротові локальні мережі Wi-Fi, цифрове телебачення та аудіотехнології, мережі абонентського доступу, мобільні мережі 4G LTE та WiMAX [4]. Цій технології відводиться провідна роль при проектуванні та розгортанні мереж 5G [5, 6]. Особливість такого високого ступеня використання технології OFDM пов'язана з її перевагами в масштабованому розподілі частотного ресурсу, гнучкому проектуванні пристроїв генерації та обробки сигналів, високоякісних методах оцінки каналу та синхронізації [7, 8]. Досить стрімко поширюється технологія OFDMA і на оптичні телекомунікації, зокрема шляхом впровадження ефективних протоколів рівня керування доступом до середовища (MAC) для пасивних оптичних мереж (PON) [9], когерентних оптичних систем (CO-OFDM) OFDM/OQAM з поляризаційним мультиплексуванням (PDM) (CO-OFDM/OQAM) [10] та інш. На перший план, під час дослідження питань впровадження модуляції OFDM в оптичних телекомунікаціях, виходять питання пов'язані із виникненням інтерференційних та частотно-фазових спотворень обумовлених хроматичною дисперсією (ХД) і поляризаційною модовою дисперсією (ПМД) [11-14] які істотно погіршують продуктивність систем оптичного мультиплексування з ортогональним частотним поділом.

Акцентуємо увагу, також, на ту обставину, що в оптичних системах оптичний підсилювач потужності (головним чином на поточний момент розвитку телекомунікацій використовують підсилювачі леговані ербієм [15]) є ідеально лінійним незалежно від потужності вхідного сигналу через його низький час відгуку, який складає порядок мілісекунд. Однак, контроль відношення пікової потужності до середньої (ВППС), як і в радіотехнічних системах з OFDM є актуальним, зокрема в розрізі проблем оптоволоконного зв'язку які обумовлено нелінійністю оптичного волокна (ОВ). Крім того, важливо наголосити, в розрізі безпосереднього розгортання оптичних мереж, на наявність частотних спотворень та чутливість до фазового шуму які є двома основними недоліками OFDM. Як частотні спотворення так і фазовий шум призводять до МкЗ. Через відносно велику довжину символу в порівнянні з однією несучою [16], OFDM схильний як до частотних спотворень і одночасно до виникнення фазових шумів.

Огляд проблематики впровадження модуляції OFDM на оптичних телекомунікаційних мережах дозволяє сформулювати мету дослідження. В запропонованій роботі будуть представлені результати дослідження питань контролю відношення пікової потужності до середньої (ВППС), а також розглянуті результати оцінки чутливості оптичних-OFDM систем до фазо-частотних спотворень, зокрема в частині визначення завадостійкості оптичної-OFDM системи для випадку зсуву частоти відносно до рознесення оптичних піднесучих. Буде представлена методика опису впливу дисперсійних продуктів на обробку сигналів у оптичних OFDM-каналах. Крім того, в роботі буде розглянута схема яка описує процес конвергенції радіотехнологій і оптичних в контексті використання модуляції OFDM.

2. Розробка схеми когерентної обробки сигналів КО-OFDM

Загальна синтезована схема КО-OFDM каналу може бути представлена рис. 1.

Така схема сформована з п'яти основних функціональних блоків: передавач, частотний перетворювач який призначено для перенесення частоти з радіочастотного діапазону у оптичний (РОП), оптична лінія зв'язку, перетворювач (конвертер) який здійснює зворотне перетворення – пониження частоти (КПЧ) з перенесенням її з оптичного діапазону до радіочастотного спектру та приймач.

Загальна концепція перетворень які відбуваються у схемі рис.1 наступна. У передавачі OFDM вхідні цифрові дані спочатку перетворюються з послідовного на паралельний бітовий масив, що складається з N_{ic} інформаційних символів, кожен з яких може містити кілька бітів для кодування.

Такі інформаційні символи відображаються у двовимірному комплексному сигналі c_{ki} , (використовується код Грею). В такій інтерпретації індекси c_{ki} будуть відповідати послідовності піднесучих і блоків OFDM. Далі, шляхом ЗДПФ утворюється OFDM-сигнал у часовій області.

Для врахування дисперсійних явищ введено захисний інтервал (ЗІ) (методика утворення захисного інтервалу детально описано в роботах [3, 6, 16]). Отримаємо сигнал основної смуги наступної математичної форми:

$$S_A(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\frac{N_{ic}}{2}}^{\frac{N_{ic}}{2}} c_{ik} \Pi(t - iT_c) e^{-i2\pi f_k(t - iT_c)}, \quad (1)$$

$$f_k = \frac{k-1}{t_c}, \quad (2)$$

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & (-\Delta_{zi} < t < t_c) \\ 0, & (t \leq -\Delta_{zi}, t > t_c) \end{cases}, \quad (3)$$

де c_{ik} – інформаційний символ на k -тій піднесучій, f_k – частота k -тої піднесучої; N_{ic} – кількість піднесучих; T_c , Δ_{zi} та t_c – відповідно представляють період символу, тривалість захисного інтервалу і період спостереження; $\Pi(t)$ – представляє собою прямокутну форму імпульсу символу OFDM. Збільшення форми імпульсу у часовому інтервалі $[-\Delta_{zi}, 0]$ згідно до (4) описує розміщення циклічного префіксу (ЦП) у ЗІ [16].

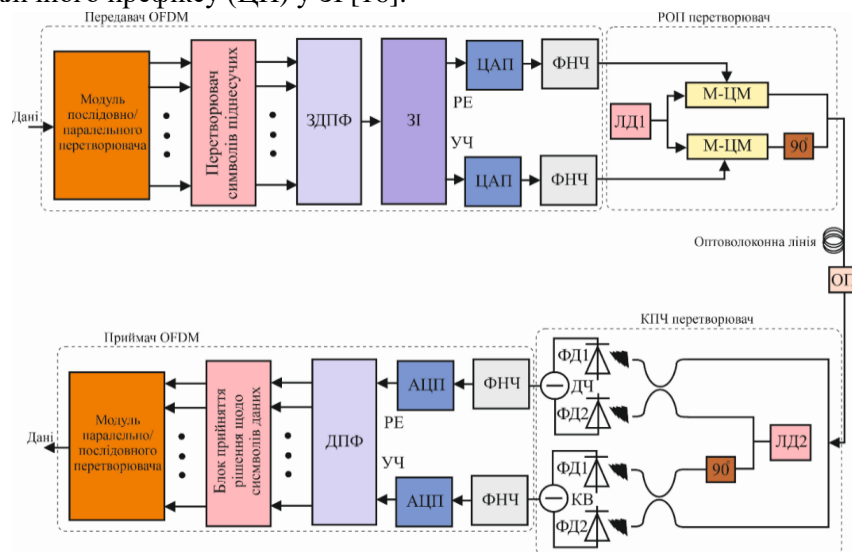


Рис. 1. Функціональна схема КО-OFDM каналу з подвійною конвертацією сигналів: ЗДФФ – блок зворотного перетворення Фур'є; ЗІ – блок утворення захисного інтервалу; ЦАП/АЦП – блоки цифро-аналогового та аналого-цифрового перетворення; ФНЧ – фільтри низьких частот; ЛД – лазерний діод; М-ЦМ – модулятор Маха-Цендера [17, 18]; 90° – фазообертач; ФД – фотодіод; ДЧ/КВ – дійсна та квадратурна складова сигналу; РЕ/УЧ – реальна та уявна частина сигналу

Далі під час перетворень згідно до рис. 1 цифровий сигнал перетворюється в аналоговий (ЦАП) і відфільтровується (ФНЧ). Базовий OFDM-сигнал додатково перетворюється в радіочастотну смугу з допомогою IQ (ДЧ/КВ) змішувача. Підвищуючий КПЧ перетворює базовий сигнал в оптичну область з використанням оптичного модулятора який являє собою дві пари модулятора типу М-ЦМ [17, 18], з використанням фазообертача на 90 градусів. Тоді для описаної області напишемо наступну математичну модель:

$$W(t) = e^{-i(\omega_{ЛД1}t + \varphi_{ЛД1})} S_A(t), \quad (4)$$

де $\omega_{ЛД1}, \varphi_{ЛД1}$ відповідно кутова частота і фаза лазерного діода передавача.

Перетворений з підвищенням частоти згідно до (5) сигнал $W(t)$ проходить через оптичне середовище яка характеризується імпульсною характеристикою $h(t)$ і отриманий оптичний сигнал можна представити як:

$$W'(t) = e^{-i(\omega_{ЛД1}t + \varphi_{ЛД1})} S_A(t) \otimes h(t), \quad (5)$$

де \otimes означає згортку.

Сформований оптичний сигнал типу OFDM подається на КПЧ-перетворювач де перетворюється на радіочастотний еквівалент. На рис. 1 представлено архітектуру прямого КПЧ в якому ПЧ близька до постійного струму. Таким, чином представимо аналітично сигнал постійного струму утворений шляхом пониження частоти:

$$u(t) = e^{-i(\Delta\omega_{ЛД}t + \Delta\varphi)} u_o(t), u_o(t) = S_A(t) \otimes h(t). \quad (6)$$

$$\Delta\omega_{ЛД} = \omega_{ЛД1} - \omega_{ЛД2}, \Delta\varphi_{ЛД} = \varphi_{ЛД1} - \varphi_{ЛД2}. \quad (7)$$

У радіочастотному OFDM-приймачі перетворений зі зниженням частоти OFDM-сигнал близький до постійного струму спочатку дискретизується за допомогою АЦП. Потім сигнал повинен пройти наступні три рівні складної синхронізації [11], перш ніж можна буде ухвалити рішення про символ:

- 1) Віконна синхронізація [11] за ДПФ яка потрібно для уникнення міжсимвольних завад;
- 2) Безпосередньо частотна синхронізація з метою оцінки та мінімізації - $\Delta\omega_{ЛД}$;
- 3) Поновлення піднесучих яке супроводжується оцінкою та компенсацією кожної піднесучої.

У випадку вдалого завершення частотної і віконної синхронізації за ДПФ через вибіркові значення для приймача OFDM отримаємо:

$$u_{ki} = e^{i\varphi_i} H_{ki} c_{ki} + \xi_{ki}, \quad (8)$$

де u_{ki} – прийнятий інформаційний символ; φ_i – фаза OFDM-символу; H_{ki} – передаточна функція каналу у частотній області; ξ_{ki} – випадковий шум.

Після оцінки рівня шуму і передаточної функції каналу, можна оцінити c_{ki} наступним чином:

$$\hat{c}_{ki} = \frac{H_{ki}^*}{|H_{ki}|^2} e^{-i\varphi_i} u_{ki}, \quad (9)$$

де \hat{c}_{ki} – оцінка яка використовується з метою визначення символу який надалі буде відобразитись на найближчу точку сузір'я під час поновлення вихідного переданого цифрового бітового потоку.

3. Чутливість оптичних-OFDM систем до фазо-частотних спотворень

Опис форма сигналу на передавальному боці в часовій області, для одного символу OFDM, може бути записаний наступним виразом:

$$s(t) = \sum_{k=1}^{N_n} c_k e^{i2\pi f_k t}, f_k = \frac{k-1}{T_c}. \quad (10)$$

Тоді ВППС сигналу КО-OFDM визначається як:

$$ВППС = \frac{\max \{s(t)\}^2}{E \{s(t)\}^2}, t \in [0, T_c]. \quad (11)$$

Теоретичний максимум ВППС становить $10 \lg(N_n)$ у дБ, якщо встановити $c_k = 1$ та $t = 0$ у рівнянні (11). Для систем КО-OFDM з 256 піднесучими теоретичне максимальне значення ВППС становить 24 дБ [8, 14], що є досить великим значенням.

Для наочного опису ВППС скористаємось додатковою кумулятивною функцією розподілу (ДКФР). З математичної точки зору ДКФР - це функція ймовірності того, що змінна X набуває значення, що дорівнює або менше, ніж значення іншої змінної x . За допомогою ДКФР можна отримати таблицю, яка описує розподіл ймовірностей випадкових величин. Для ДКФР (P_D) запишемо:

$$P_D = \Pr \{ ДКФР > \beta_p \}, \quad (12)$$

де P_D — це ймовірність того, що ВППС перевищує певне значення β_p .

На рис. 2 а представлений графік для P_D у випадку зміни кількості піднесучих (N_{sc}) (використаний формат модуляції ФМ-4). З графіка на рис. 2 для рівня ймовірності $10e-3$ і кількості піднесучих – 256 отримаємо значення близьке до 11,5 дБ (максимально допустиме значення складає 24 дБ).

На значення ВППС може впливати коефіцієнт передискретизації v . Передискретизований сигнал можна використати для отримання точного значення ВППС. Нехай кількість точок для дослідження збільшується з N_{sc} до vN_{sc} , тоді окрему точку для дослідження визначимо наступним чином:

$$t_n = \frac{(n-1)T_c}{vN_{sc}}, n = 1, 2, \dots, vN_{sc}. \quad (13)$$

Використаємо рівняння (10) та отримаємо:

$$s_n = s(t_n) = \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k e^{i2\pi \frac{(k-1)(n-1)}{vN_{sc}}}, n = 1, 2, \dots, vN_{sc}. \quad (14)$$

Загалом, передискретизація в v разів може бути досягнута за допомогою ЗШПФ (див. рис.1) нового набору піднесучих, які доповнюють нулями вихідний набір піднесучих, рівний вихідному помноженому на v .

На рис. 2 б показано ДКФР ВППС при зміні коефіцієнтів передискретизації від одиниці до восьми. Спостерігаємо, що різниця між $v=1$ і восьмикратною передискретизації складає близько 0,5 дБ (рівень ймовірності $10e-3$). Оптимальним тут є коефіцієнт передискретизації рівний чотирьом.

З точки зору оптичних-OFDM систем контроль наявності фазового шуму особливо важливий так як існує фазовий шум лазера значення якого досить істотне. Тобто лазер в оптичній-OFDM системі є критичною проблемою, особливо для використання багатопозиційних сигналів із сузір'ям (констеляційною діаграмою [7]) більш високого порядку для досягнення модуляції з високою спектральною ефективністю.

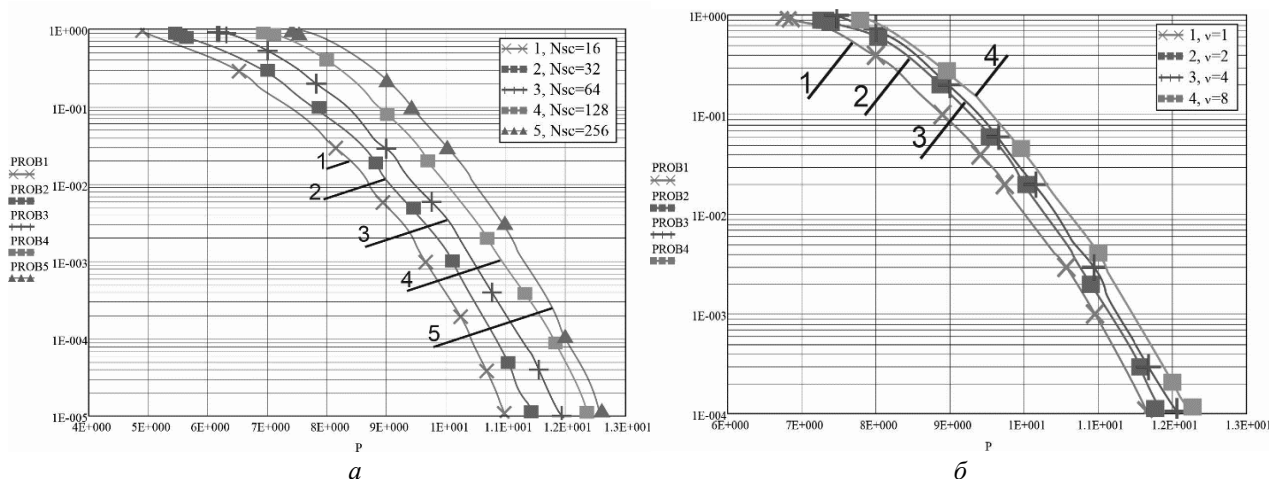


Рис. 2. Залежність кумулятивної функції розподілу для ВППС у випадку: а - сигналів OFDM з різною кількістю піднесучих; б - за різних значень коефіцієнтів передискретизації

Сигнал OFDM з частотними спотвореннями та фазовим шумом можна узагальнити у формі:

$$r(t) = e^{i(2\pi\Delta f t + \varphi(t))} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k e^{i2\pi f_k t} dt + \xi(t), \tag{15}$$

де Δf — зміщення частоти, $\varphi(t)$ — фазовий шум, а $\xi(t)$ — адитивний білий гаусівський шум (АГБШ).

Використаємо рівняння (10) і прийнятий інформаційний символ представимо наступним чином:

$$c'_{ik} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} r(t) e^{-i2\pi f_k t} dt, f_k = \frac{k-1}{T_c}. \tag{16}$$

Тоді із врахуванням (15) отримаємо:

$$\begin{aligned} c'_{ik} &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \left\{ e^{i(2\pi\Delta f t + \varphi(t))} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k e^{i2\pi f_k t} dt + \xi(t) \right\} e^{-i2\pi f_k t} dt = \\ &= \sum_{l=1}^{N_{sc}} c_l \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} e^{i2\pi(f_l - f_k)t + i(2\pi\Delta f t + \varphi(t))} dt + n_k = \mu_0 c_k + \sum_{l \neq k} \mu_{k-l} c_l + n_k = \mu_0 c_k + J_k + n_k \end{aligned} \tag{17}$$

Тоді для коефіцієнтів МкЗ отримаємо наступний вираз:

$$\mu_m = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} e^{i2\pi(f_l - f_k)t + i(2\pi\Delta f t + \varphi(t))} dt, f_m = \frac{m}{T_c}, m = -(N_{sc} - 1), \dots, 0, 1, \dots, N_{sc} - 1, \tag{18}$$

$$n_k = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \xi(t) e^{-i2\pi f_k t} dt, n_k = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \xi(t) e^{-i2\pi f_k t} dt, \tag{19}$$

$$J_k = \sum_{l \neq k} \mu_{k-l} c_l, \tag{20}$$

Акцентуємо увагу на тому, що в рівнянні (17) перший, другий та третій члени відповідають відповідно сигналу, МкЗ та шумовій складовій. Коефіцієнт МкЗ - μ_m описує завади між двома

піднесучими з різницею індексів m . Ненульове значення μ_m означає кінцеве значення МкЗ в результаті зсуву частоти, або фазового шуму.

Для частотних спотворень (зміщення частот) напишем наступне рівняння:

$$\mu_m = \frac{\sin(\pi(m + \varepsilon))}{\pi(m + \varepsilon)} e^{-i\pi(m+\varepsilon)}, \tag{21}$$

де $\varepsilon = \Delta f T_c$ - нормалізоване зміщення частоти.

На рис. 3 а показані коефіцієнти МкЗ - μ_m у випадку коли зміщення частоти ε дорівнює 0 та 0,25. На рис. 3 б. представлено криві завадостійкості оптичної-OFDM системи у випадку зсуву частоти. Можна бачити, що коли ε дорівнює нулю або будь-якому цілому числу, коефіцієнт МкЗ дорівнює нулю або будь-якому m , що по суті є умовою ортогональності сигналів при утворенні OFDM [10]. Коли ε дорівнює нецілому значенню, такому як 0,25, як показано на рисунку 3 а, існує залишкова складова μ_m для будь-якого числа m , що передбачає кінцеву інтерференцію від однієї піднесучої до будь-якої іншої піднесучої.

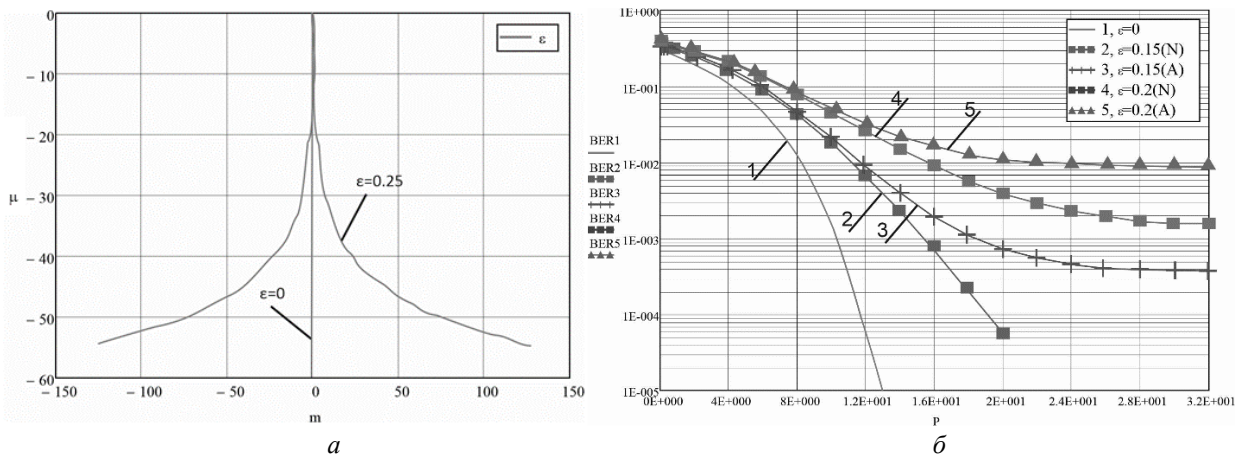


Рис. 3. Залежності для оцінювання частотних спотворень: а - коефіцієнтів МкЗ - μ_m (у дБ) у випадку коли зміщення частоти ε дорівнює 0 та 0,25; криві завадостійкості оптичної-OFDM системи у випадку зсуву частоти (формувалось 256 піднесучих типу ФМ-4): ε – нормоване значення зміщення частоти відносно до рознесення піднесучих

Ми проводили моделювання оптичної-OFDM системи з модуляцією ФМ-4 з 256 піднесучими і порівнювали результат чисельного моделювання (N) з результатом який отриманим з використанням аналітичного виразу рівняння (21) (A), рис. 3 б:

$$P_{BER} = \frac{1}{2} \Phi \left(\sqrt{\frac{P_{SNR}}{2}} \right), \tag{22}$$

де $\Phi(x)$ – функція помилок (функція похибки Гауса); $P_{SNR} = \frac{\mu_0^2 \varepsilon_c^2}{\sigma_{Mk3}^2 + \sigma_{\omega}^2}$ - ефективне відношення сигнал/шум (С/Ш); σ_{Mk3}^2 - дисперсії яка обумовлена дією частотного зсуву; σ_{ω}^2 - дисперсія переданого символу для відповідної піднесучої.

З рис. 3 б встановлюємо, що аналітична апроксимація добре працює для С/Ш нижче 12 дБ, а мінімальна похибка виникає швидше для аналітичної апроксимації (крива 3). На рис.4 а представлено графік який показує результат погіршення С/Ш як залежність від функції зміщення

частоти для оптичної-OFDM системи з модуляцією ФМ-4 та 256 піднесучими. На рис. 4 б представлено результати оцінювання зміни відношення С/Ш залежно від ширини лінії в оптичних-OFDM для випадку застосування в каналі сигналів типу ФМ-4 та КАМ-16.

Дослідження показують, що вплив фазового шуму на сигнал в оптичних-OFDM каналах обумовлюється наявним тривалим символним періодом T_c в порівнянні з передачею сигналу на одній несучій. Крім того, при збільшенні порядку модуляції оптична-OFDM стає більш чутливою до фазового шуму, що спонукає для протидії підвищення С/Ш. Зокрема, з графіків на рис. 4 б встановлюємо, що у випадку застосування у оптичній-OFDM системі сигналів типу ФМ-4 щоб обмежити вплив фазового шуму на рівні нижче 1 дБ, добуток βT_c (де β - ширина лінії лазера за рівнем 3дБ) має бути нижче 0,01.

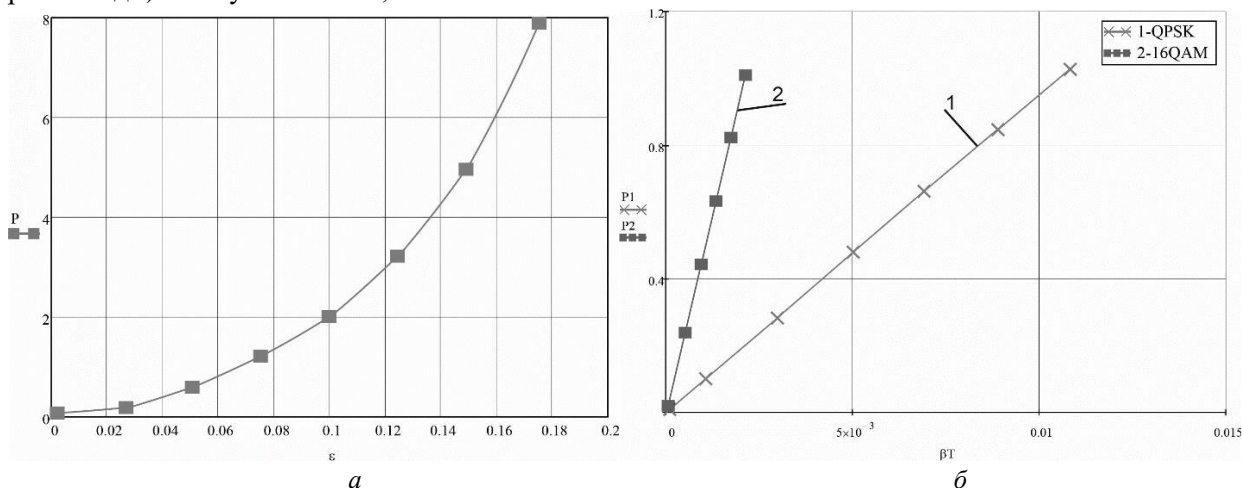


Рис. 4. Залежності для оцінювання фазо-частотних спотворень: а - графік який показує результат погіршення С/Ш (P) як залежність від функції зміщення частоти (ϵ) для оптичної-OFDM (ФМ-4 (QPSK); 256-піднесучих); б - графік зміни відношення С/Ш (P) залежно від ширини лінії в оптичних-OFDM для випадку застосування в каналі сигналів типу ФМ-4 та КАМ-16 (16QAM)

Крім того, для сигналів типу КАМ-16, тобто у випадку використання модуляції більш високого порядку, вимоги до βT_c посилюються, зокрема для випадку представленого на рис. 4 б маємо значення наближене до 0,0025. Таким чином, для систем КО-OFDM ширина лінії оптичного квантового генератора є критичним параметром, особливо при переході до модуляції високого порядку.

4. Опис впливу дисперсійних продуктів на обробку сигналів оптичних OFDM-каналів

Для дослідження представленого у статті була використана математична модель ПМД наступного типу [14]:

$$D = \begin{bmatrix} h_{xx}(\omega) & h_{xy}(\omega) \\ h_{yx}(\omega) & h_{yy}(\omega) \end{bmatrix} = GP(\omega)G^{-1}, P(\omega) = \begin{bmatrix} e^{-i\omega\tau/2} & 0 \\ 0 & e^{i\omega\tau/2} \end{bmatrix}, \quad (23)$$

де τ - диференційна групова затримка (пс); ω - кутова частота; $G = G(\alpha, \gamma)$ - матриця трансформації, типу:

$$G = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)e^{i\gamma/2} & \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)e^{-i\gamma/2} \\ \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)e^{i\gamma/2} & \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)e^{-i\gamma/2} \end{bmatrix}, \quad (24)$$

де α, γ - полярний і азимутальний кути.

За допомогою математичної моделі ПМД (24) ми представили у випадку OFDM символний вектор для k -ї піднесучої за умов когерентного виявлення наступним чином:

$$u_{j,k} = D_k s_{j,k} e^{i(\varphi_{\Pi}(k) + \varphi_k - \varphi_{\text{ОКГРЗЗ}})} \quad (25)$$

де у формулі: $s_{j,k} = [s_{x,j,k}, s_{y,j,k}]^T$ - позначимо переданий вектор символу k -ї піднесучої в j -му

символі OFDM із врахуванням двох напрямків поляризації; $\xi_{j,k} = [\xi_{x,j,k}, \xi_{y,j,k}]^T$ - вектор шуму;

$\varphi_k, \varphi_{\text{ОКГРЗЗ}}$ - відповідно позначимо фазові шуми утворені в каналі та під час роботи місцевого оптичного квантового генератора (ОКГ), (ЛД) (РЗЗ - лазер з розподіленим зворотним зв'язком); $\varphi_{\Pi}(k)$ - фазовий зсув k -ї піднесучої обумовлений наявністю ХД.

На рис. 5 представлено результати дослідження впливу дисперсійних явищ на форму сузір'я (констеляційну діаграму) сигналу багатопозиційної маніпуляції в каналі з оптичним OFDM [19, 20].

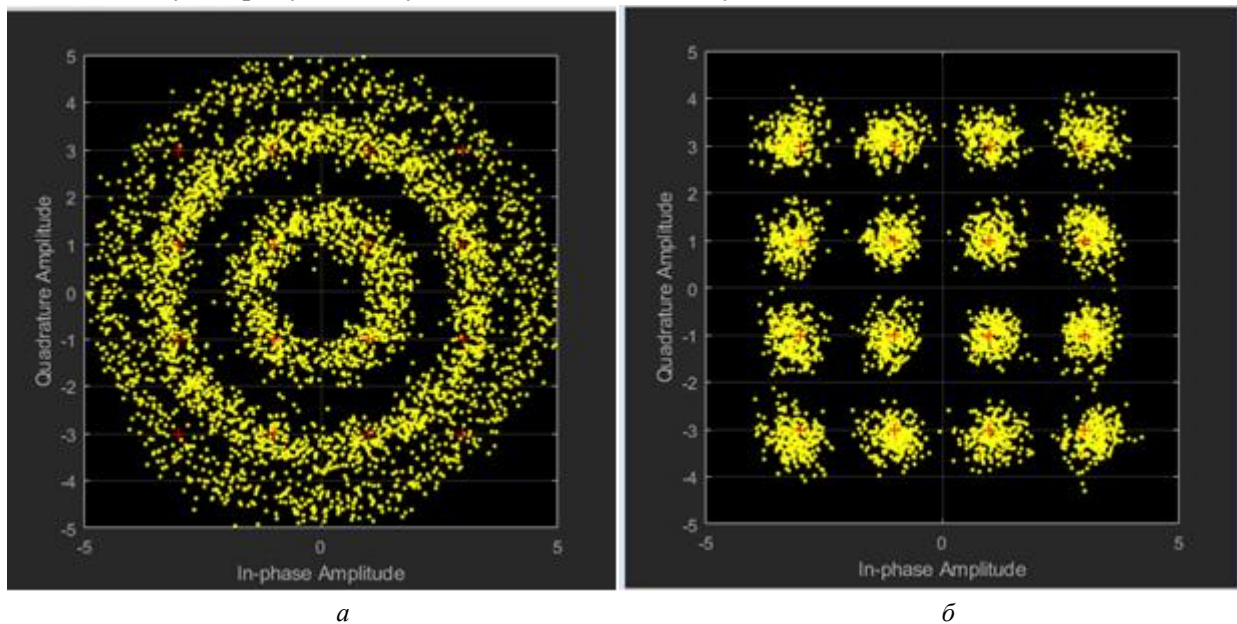


Рис. 5. Графіки (сузір'я) для оцінювання впливу дисперсії на сигнали багатопозиційної маніпуляції типу КАМ-16: а – після каналу під дією дисперсії; б – відновлений сигнал після компенсації впливу дисперсії

Висновки

В ході проведених досліджень отримано наступні висновки:

- внаслідок нелінійності ОВ для КО-OFDM є важливим контроль ВППС. На значення ВППС може впливати коефіцієнт передискретизації v . Передискретизований сигнал можна використати для отримання точного значення ВППС;

- з точки зору оптичних-OFDM систем наявність фазового шуму особливо важлива так як існує фазовий шум лазера значення якого досить істотне. В цьому контексті лазер в оптичній-

OFDM системі є критичною проблемою, особливо для використання багатопозиційних сигналів із сузір'ям високого порядку;

- при збільшенні порядку модуляції оптична-OFDM стає більш чутливою до фазового шуму, що спонукає до протидії підвищення С/Ш;

- на основі використаної математичної моделі ПМД дістала подальшого розвитку математична модель когерентного виявлення для k -ї піднесучої символного вектору КО-OFDM яка враховує фазові зсуви обумовлені впливом ХД;

- представлено результати дослідження впливу дисперсійних явищ на форму СКК в каналі з КО-OFDM і багатопозиційною маніпуляцією

Список використаних літературних джерел

- [1] Kumar, V. and Mehta, N. B. (2019), "Modeling and Analysis of Differential CQI Feedback in 4G/5G OFDM Cellular Systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 4, pp. 2361- 2373. <http://doi.org/10.1109/TWC.2019.2903047>.
- [2] Al-Rubaye, G. A. (2023), "Performance of 5G NR-polar QAM-OFDM in nonlinear distortion plus Non-Gaussian noise over Rayleigh fading channel," *AEU – Intern. J. of Electron. and Commun.*, vol. 171, pp. 154929, <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2023.154929>.
- [3] Wang, S., Thompson, J. S. and Grant, P. M. (2017), "Closed-Form Expressions for ICI/ISI in Filtered OFDM Systems for Asynchronous 5G Uplink," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 65, no. 11, pp. 4886-4898, <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2017.2698478>.
- [4] Al-Habashna, A., Dobre, O. A., Venkatesan, R. and Popescu, D. C. (2012), "Second-Order Cyclostationarity of Mobile WiMAX and LTE OFDM Signals and Application to Spectrum Awareness in Cognitive Radio Systems," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 6, no. 1, pp. 26-42, <http://doi.org/10.1109/JSTSP.2011.2174773>.
- [5] Jing, Q., Cheng, M., Lu, Y., Zhong, W. and Yao, H. (2014), "Pseudo-noise preamble based joint frame and frequency synchronization algorithm in OFDM communication systems", *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 25, no. 1, pp. 1-9, <https://doi.org/10.1109/JSEE.2014.00001>.
- [6] Pyatin, I., Boiko, J., Eromenko, O. and Parkhomey, I. (2023), "Implementation and analysis of 5G network identification operations at low signal-to noise ratio", *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)*, vol. 21, no. 3, pp. 496-505, <http://doi.org/10.12928/telkomnika.v21i3.22893>.
- [7] Boiko, J., and Pyatin, I. (2023), "Circuitry aspects of providing synchronization conditions in communication systems with OFDM", *Measuring and computing devices in technological processes*, no.1, pp. 28–37. <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2023-73-1-5>.
- [8] Mohammed, A., Ismail, T., Nassar, A. and Mostafa, H. (2021), "A Novel Companding Technique to Reduce High Peak to Average Power Ratio in OFDM Systems", *IEEE Access*, vol. 9, pp. 35217-35228. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3062820>.
- [9] Nunes, R. B., Bacalhau, J. M.R., Silva, J. A.L. and Segatto, M. E.V. (2017), "A MAC layer protocol for a bandwidth scalable OFDMA PON architecture", *Computer Communications*, vol. 105, pp. 145-156. <https://doi.org/10.1016/j.comcom.2017.01.016>.
- [10] Fang, X. et al. (2023), "Combined intra symbol frequency domain averaging channel estimation for polarization division multiplexed coherent optical OFDM/OQAM systems", *Optical Fiber Technology*, vol. 81, pp. 103577. <https://doi.org/10.1016/j.yofte.2023.103577>.
- [11] Pidvyschennia efektyvosti optychnykh transportnykh system [Tekst] : dys... d-ra tekhn. nauk: 05.12.02 / Klymash Mykhailo Mykolaiovych ; Natsionalnyi un-t "Lvivska politekhnika". - Odesa., 2007. - 310 ark. - ark. 255-275.
- [12] Klymash, M.M., Chernykhivskiy, Ye.M., Oleksin M.I. Poliaryzatsiino-modova dyspersiia optychnykh volokon transportnykh merezh. Vyd. UAD, Lviv, 2007.
- [13] Astrakhantsev, A. A., Onyshchenko, Yu. V. (2010), "Estimation of parameters of transmission quality of the information in fiber-optical transmission systems", *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, vol.4, no. 9(46), pp. 74–77. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2010.3046>.
- [14] Ferreira, M. F. S. (2022), *Fiber Dispersion and Nonlinearity, Solitons in Optical Fiber Systems*, Wiley.
- [15] Ono, H. and Yamada, M. (2024), "Gain Dynamics of Few-Mode Erbium-Doped Fiber Amplifier", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 36, no. 7, pp. 500-503. <https://doi.org/10.1109/LPT.2024.3370940>.

- [16]Boiko, J., Novikov, D. (2021), "Evaluation of channel coding efficiency in OFDM telecommunications", *Herald of Khmelnytskyi national university*, iss. 5, pp. 150-159. <https://www.doi.org/10.31891/2307-5732-2021-301-5-150-159>.
- [17]Han, X., Huo, B., Shao, Y. and Zhao, M. (2017), "Optical RF Self-Interference Cancellation by Using an Integrated Dual-Parallel MZM", *IEEE Photonics Journal*, vol. 9, no. 2, pp. 1-8. <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2017.2690944>.
- [18]Boiko, J., Eromenko, O., Kovtun, I. and Petrashchuk, S. (2018), "Effectiveness Improvement Method for Signal Processing in Optical Telecommunication", *2018 IEEE International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*, Kharkiv, pp. 777-782. <https://doi.org/10.1109/INFOCOMMST.2018.8631895>.
- [19]Boiko, J., Eromenko, O., and Huriev, O. (2023), "Capabilities of LDPC codes to improve the productivity of optical telecommunications with OFDM", *Measuring and computing devices in technological processes*, no. 4, pp. 13–26. <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2023-76-2>.
- [20]Makarenko, A., Qasim, N. H., Turovsky, O., Rudenko, N., Polonskyi, K., and Govorun, O. (2023), "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*, vol. 1, no. 9, pp. 82-93. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2023.274501>.

EVALUATION OF FREQUENCY-PHASE DISTORTIONS IN OPTICAL TELECOMMUNICATIONS USING OFDM

J. Boiko, O. Eromenko¹, I. Pyatin²

¹*Khmelnytskyi National University, 11 Instytut's'ka str., Khmelnytskyi, 29016, Ukraine*

²*Khmelnytskyi Polytechnic Professional College by Lviv Polytechnic National University, 10 Zarichanska str., Khmelnytskyi, 29019, Ukraine*

The article proposes a method for monitoring the peak-to-average power ratio (PAPR), and also discusses the results of assessing the sensitivity of optical-OFDM systems to phase-frequency distortions. The results of a study of the noise immunity of an optical-OFDM system for frequency shift relative to the spacing of optical subcarriers are presented. A description of the factors causing interference and frequency-phase distortions caused by chromatic dispersion (CD) and polarization mode dispersion (PMD) on the performance of optical multiplexing systems with orthogonal frequency division is carried out. Monitoring the PAPR in OFDM systems is relevant, in particular, in the context of fiber optic communication problems that are caused by the nonlinearity of the optical fiber. It is shown that when directly deploying optical networks, the presence of frequency distortions and sensitivity to phase noise are the two main disadvantages of OFDM. Both frequency distortion and phase noise lead to interchannel interference (ICI). Due to the relatively large symbol length compared to a single carrier, OFDM is susceptible to both frequency distortion and phase noise. An additional cumulative distribution function is used for a visual description of PAPR. The effect of the oversampling coefficient on the PAPR value is determined. It is proposed to use the oversampled signal to obtain a more accurate PAPR value. The results of the study show that the effect of phase noise on a signal in optical OFDM channels is due to the existing long symbol period compared to signal transmission on a single carrier. In addition, with an increase in the modulation order, optical OFDM becomes more sensitive to phase noise, which encourages an increase in the signal-to-noise ratio to counteract this. The results of the research showed that for coherent OFDM optical systems, the line width of the optical quantum generator is a critical parameter, especially when switching to high-order modulation. The paper discusses a diagram describing the process of convergence of radio and optical technologies in the context of the use of OFDM modulation. This technique allows for the correct choice of channel multiplexing strategy in optical OFDM telecommunications with multi-position signals.

Keywords: *OFDM, dispersion, noise immunity, optical telecommunications*