

3. Hilbert, M. Big Data for Development: From Information- to Knowledge Societies” // SSRN Scholarly Paper No. ID 2205145). Rochester, NY: Social Science Research Network. – 2013. [Електронний ресурс]. - [Режим доступу]: <http://papers.ssrn.com/abstract=2205145>.
4. White T. Hadoop: The Definitive Guide. O’Reilly Media. // ISBN 978-1-4493-3877-0. - 2012. – P. 3.
5. Шаховська, Н. Б. Формальне подання простору даних у вигляді алгебраїчної системи / Н.Б. Шаховська // Системні дослідження та інформаційні технології = System research & information technologies: міжнародний науково-технічний журнал / Національна академія наук України, Інститут прикладного системного аналізу. – Київ, 2011. – № 2. – С.128 – 140.
6. Кісь, Я. П. Інтелектуальні геоінформаційні системи. Міжнародний досвід та шляхи розвитку в Україні / Я.П.Кісь, Н.Б.Шаховська, О.Б.Вальчук. // Інформаційні системи та мережі №653. - Л. : Вид-во Нац. ун-ту «Львів. політехніка», 2008. - С. 139-145.
7. Шаховська, Н. Б. Методи опрацювання консолідованих даних за допомогою просторів даних / Н.Б. Шаховська // Проблеми програмування / Національна академія наук України, Інститут програмних систем НАН України, 2011, № 4. – С. 72-84.
8. Шаховська, Н. Б. Особливості інтеграції даних інформаційних систем Національного університету «Львівська політехніка» / Н.Б. Шаховська, Д.О.Тарасов // Складні системи і процеси / Запорізький інститут державного та муніципального управління. – 2009.- №2. – С. 98 – 109.
9. Шаховська, Н. Б. Алгебраїчна система класу „простір даних» / Н.Б. Шаховська // Науковий вісник Чернівецького університету. Серія Фізика. Електроніка: Збірник наукових праць. – Чернівці, 2009. – № 479: Тематичний випуск «Комп’ютерні системи та компоненти». – С. 48 – 51.
10. Калининченко, Л. А. Методы синтеза канонических моделей, предназначенных для достижения семантической интероперабельности неоднородных источников информации / Л. А. Калининченко, С. А. Ступников, Н. А. Земцов – Москва: ИПИ РАН, 2005.-84 с.

Розроблено метод кодування символів у когерентному оптичному каналі на основі фазової модуляції, який розширює діапазон модуляції фази. Кодування символів здійснюється ортогональними гармоніками що утворюються шляхом модуляції фази. Кожна гармоніка спектру кодує один розряд символу у трійчному коді, що дозволяє передавати спеціальні символи для управління цифровим потоком в оптичному каналі

Ключові слова: когерентний оптичний канал, фазова модуляція, кодування символів, ортогональний спектр радіочастот

Разработан метод кодирования символов в когерентном оптическом канале на основе фазовой модуляции, который расширяет диапазон модуляции фазы. Кодирования символов осуществляется ортогональными гармониками, которые формируются путем модуляции фазы. Каждая гармоника спектра кодирует один разряд символа в тричном коде, что позволяет передавать специальные символы для управления цифровым потоком в оптическом канале

Ключевые слова: когерентный оптический канал, фазовая модуляция, кодирование символов, ортогональный спектр радиочастот

УДК 621.391

МЕТОД КОДУВАННЯ СИМВОЛІВ У КОГЕРЕНТНОМУ ОПТИЧНОМУ КАНАЛІ ІНТЕГРОВАНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

В. І. Тіхонов

Кандидат технічних наук, доцент
Кафедра «Мережі зв’язку»

Одеська національна академія зв’язку
ім. О.С. Попова

вул. Ковальська, 1, м. Одеса, Україна, 65029
E-mail: victor.tykhonov@onat.edu.ua

1. Вступ

Однією з перспективних технологій фізичного рівня в телекомунікаціях є когерентні оптичні комунікації (Coherent Optical Communications – COC), які уможливають вторинне ущільнення оптичних ліній зв’язку в технологіях xWDM (WDM, CWDM, DWDM

тощо) [1, 2]. Методи вторинного ущільнення оптичних каналів можна розділити на дві основні категорії: радіочастотне ущільнення (Radio Frequency Optical – RFO) і оптичне вторинне ущільнення – (Orthogonal Wave Division Multiplexing (OWDM) [3, 4]. Найбільш відомими методами RFO-ущільнення є ортогональне радіочастотне ущільнення оптичного каналу (RFO-OFDM), а

також модуляція оптичної несучої ортогональною послідовністю імпульсних сигналів за методом Найквіста (Orthogonal Nyquist Division Multiplexing – ONDM) [5, 6].

Метод RFO-OFDM є розвитком ортогонального радіочастотного ущільнення OFDM [7, 8] у застосуваннях до оптичних мереж. RF-під-несучі формуються через модуляцію оптичної несучої ортогональними гармоніками радіодіапазону, які формуються процесором цифрової обробки сигналів DSP [9].

2. Формування мети дослідження

Вторинне ортогональне ущільнення дозволяє суттєво зменшити величину міжканальних інтервалів і збільшити пропускну спроможність оптичних ліній зв'язку.

Разом з тим, залишається нереалізованою частина ресурсу каналу внаслідок дефрагментації смуги пропускання каналу і дезінтеграції статистично мультиплексованого цифрового потоку на паралельні цифрові канали фізичного рівня.

Метою даної роботи є подальше підвищення ефективності використання оптичних ліній з когерентним детектуванням за рахунок інтеграції статистично ущільненого багатопродуктового цифрового потоку на фізичному рівні.

Для досягнення даної мети використано модель взаємодії відкритих систем у інтегрованій технології телекомунікацій UA-ITT, яка розроблена в ОНАЗ ім. О. С. Попова (позначена далі як «модель ITT») для підтримки транспортного рівня в мережах майбутніх поколінь [10, 11].

3. Принцип фазової модуляції у когерентному оптичному каналі

Порівняльна діаграма моделі ITT по відношенню до моделей OSI/ISO та TCP/IP показана на рис. 1. Символьна передача даних в моделі ITT здійснюється на нижньому підрівні (PLS) рівня фізичного з'єднання (PLL) моделі ITT за допомогою методу тензорної фазової модуляції TPM (Tensor Phase Modulation), сутність якого полягає у наступному.

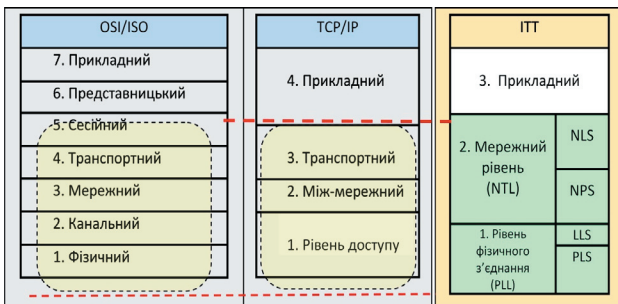


Рис. 1. Порівняльна діаграма трьох моделей взаємодії відкритих систем

Між двома суміжними об'єктами телекомунікаційної мережі, що з'єднані оптичним кабелем технології xWDM, утворюються двонаправлені (дуплексні)

цифрові канали, кожен з яких об'єднує два оптичні симплексні канали; у свою чергу, кожен симплексний канал утворюється двома оптичними підканалами однієї оптичної несучої (Optical Carrier – OC), що розділені шляхом поляризації в ортогональних площинах (Dual Polarization – DP); позначимо ці підканали як «DP-канали», а об'єднаний канал з двох DP-каналів позначимо як «комплексний тракт передачі» СТТ (Complex Transmission Trunk).

Когерентне детектування модульованого сигналу базується на фізичному явищі інтерференції двох оптичних сигналів – модульованого сигналу лазерного передатчика (позначимо його X) і опорного сигналу локального лазерного осцилятора (позначимо його X₀). Представимо сигнали X і X₀ у вигляді комплексних хвильових функцій виду

$$\begin{cases} \Psi_X = a \cdot e^{i\alpha} \\ \Psi_{X_0} = b \cdot e^{i\beta} \end{cases} \quad (1)$$

де a та b – амплітуди сигналів X та X₀ на чутливому елементі когерентного детектора (фотодіоді), α та β – фазові кути електромагнітної хвилі сигналів X та X₀ (які у свою чергу є деякими функціями від часу).

Математичну модель інтерференції сигналів X та X₀ представимо як контраваріантний вектор-строчка інтерференції c_x=(a,b) з проєкціями a та b, який діє у евклідовому просторі з метрикою, що визначається кутами α та β у вигляді метричного тензору S̄:

$$\underline{\underline{S}} = \underline{\underline{S}} \cdot \underline{\underline{S}}^* = \begin{bmatrix} \cos \alpha & i \cdot \sin \alpha \\ \cos \beta & i \cdot \sin \beta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \alpha & \cos \beta \\ -i \cdot \sin \alpha & -i \cdot \sin \beta \end{bmatrix}, \quad (2)$$

де S̄* – комплексне спряжена матриця S̄.

Нехай Δφ=α–β. Після тригонометричних перетворень, тензор S̄ приймає вигляд:

$$\underline{\underline{S}} = \begin{bmatrix} 1 & \cos \Delta\phi \\ \cos \Delta\phi & 1 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Нехай c_x* – транспонований вектор-стовпець від c_x. Потужність ρ²=|c_x|² вектору інтерференції c_x визначається як квадратична форма з матрицею перетворення S̄:

$$\rho^2 = c_x \cdot \underline{\underline{S}} \cdot c_x^* = a^2 + 2 \cdot a \cdot b \cdot \cos \Delta\phi + b^2. \quad (4)$$

Нехай b=1. Тоді маємо

$$\rho^2 = (1+a^2) + 2 \cdot a \cdot \cos \Delta\phi. \quad (5)$$

На рис. 2 показано сімейство амплітудно-фазових характеристик когерентного детектору з квадратичною характеристикою чутливості для φ∈[0,π]. Характеристики при φ∈[0,-π] є дзеркально симетричними відносно вертикальної осі.

Для спрощення аналізу, розглянемо окремий випадок a=b=1. Нехай x̄(Δφ)=ρ²(1,Δφ). Розглянемо масштабовану функцію x(Δφ)

$$x(\Delta\phi) = \frac{1}{2} \cdot [\bar{x}(\Delta\phi) - 2]. \quad (6)$$

Функцію $x(\Delta\varphi)$ застосуємо для опису сигналу на виході когерентного детектора у першому з двох DP-каналів комплексного тракту передачі СТТ.

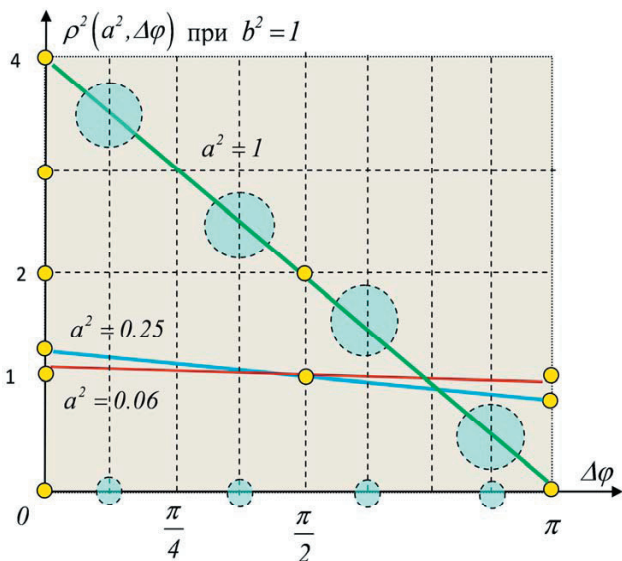


Рис. 2. Залежність вихідного сигналу фотодетектора від модуляції фази $\Delta\varphi$

Для опису сигналу на виході когерентного детектора у другому DP-каналів тракту СТТ введемо функцію $y(\Delta\varphi)$, в якій фаза $\Delta\varphi$ зміщена на кут $\frac{\pi}{2}$:

$$y(\Delta\varphi) = \frac{1}{2} \cdot \left[\tilde{x} \left(\Delta\varphi - \frac{\pi}{2} \right) - 2 \right]. \tag{7}$$

Графіки функції $x(\Delta\varphi)$ та $y(\Delta\varphi)$ показано на рис. 3.

Нескладнобачити, що для будь-якого кута $\Delta\varphi \in [0, 2\pi]$ комбінація $\underline{c} = [x(\Delta\varphi), y(\Delta\varphi)]$ є унікальною. Таким чином, кут $\Delta\varphi$ взаємно однозначно відображується на множину векторів \underline{c} :

$$\langle \Delta\varphi \in [0, 2\pi] \rangle \leftrightarrow \langle \underline{c} = [x(\Delta\varphi), y(\Delta\varphi)] \rangle. \tag{8}$$

Функції x та y задовольняють умову інваріантності виду

$$|x| + |y| = \text{const} = 1. \tag{9}$$

Представимо x та y як квадрати координат абстрактного вектору \underline{c}

$$\underline{c} = (\pm\sqrt{x}, \pm\sqrt{y}). \tag{10}$$

Проекції вектору \underline{c} залежать від вибору системи координат (початкової фази φ , відносно якої обчислюються коливання фази $\Delta\varphi$). Однак незалежно від вибору системи координат і зміни проєкцій вектору \underline{c} у різних системах координат, модуль вектору $|\underline{c}|$ залишається незмінним інваріантом: $|\underline{c}| = \text{const} = 1$. Отже, вектор \underline{c} має властивість тензору з матрицею пере-

творення $R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, а квадрат \underline{c} є квадратична форма з матрицею R : $|\underline{c}|^2 = \underline{c} \cdot R \cdot \underline{c}^* = 1$.

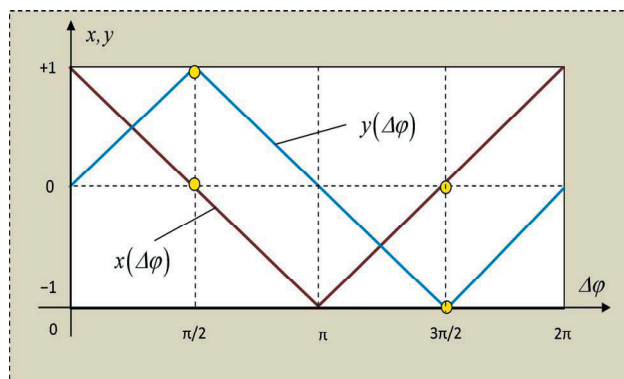


Рис. 3. Залежність масштабованих сигналів x та y від модуляції фази $\Delta\varphi$

Оскільки матриця R співпадає зі зворотною матрицею $R^{-1} = R$, то коваріантні і контраваріантні проєкції вектору \underline{c} співпадають.

З урахуванням сказаного вище, спосіб відображення фази у комплексному тракту передачі СТТ, який забезпечує модуляцію фази у розширеному діапазоні $\Delta\varphi \in [0, 2\pi]$, назовемо *тензорною фазовою модуляцією* (ТФМ), в якому тензором є вектор координат \underline{c} .

4. Кодування одиниць передачі даних за допомогою набору гармонік

Як показано вище, кожен з двох DP-каналів у складі комплексного тракту передачі СТТ працює незалежно в режимі фазової модуляції в діапазоні $\Delta\varphi = 0 \pm \frac{\pi}{2}$, але сумісно обидва DP-канали у складі СТТ забезпечують модуляцію фази в діапазоні $\Delta\varphi = 0 \pm \pi$.

Застосуємо тензорну фазову модуляцію для формування гармонічної функції $f_{\min}(\tau)$ у часі τ з круговою частотою ω_{\min} :

$$f_{\min}(\tau) = \Delta\varphi(\tau) = \frac{\pi}{2} \cdot \sin(\omega_{\min} \cdot \tau). \tag{11}$$

Функцію $f_{\min}(\tau)$ використаємо як пілот-сигнал для визначення періоду часу T , на якому здійснюється оцінка сигналу що відповідає одному символу передачі даних на приймальній стороні тракту СТТ. Введемо додаткову ортогональну гармонічну функцію $f_{\max}(\tau)$ з кратною до ω_{\min} частотою $m \cdot \omega_{\min}$:

$$f_{\max}(\tau) = \frac{\pi}{2} \cdot \sin(m \cdot \omega_{\min} \cdot \tau). \tag{12}$$

Функцію $f_{\max}(\tau)$ використаємо як пілот-сигнал для розмітки окремих дискретних інтервалів часу $\Delta\tau$ в межах періоду T , за допомогою яких підтримується синхронізація таймерів на передачій і приймальній сторонах тракту СТТ.

Графіки функцій $f_{\min}(\tau)$ та $f_{\max}(\tau)$ показано на рис. 4.

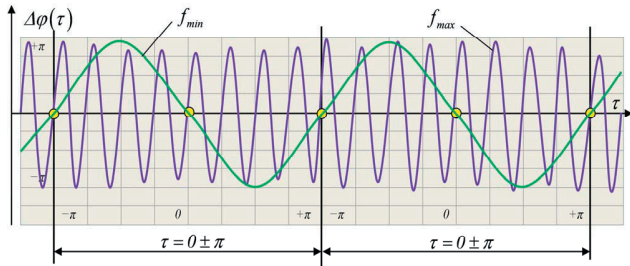


Рис. 4. Залежність фази пілот-сигналів $f_{\min}(\tau)$ та $f_{\max}(\tau)$ від часу τ

Для кодування символів передачі у тракці СТТ застосуємо набір кратних гармонік

$$f_k(\tau), \langle k = 1, 2, 3, \dots, K \rangle < \pi$$

$$f_k(\tau) = \frac{\pi}{2} \cdot \sin[(k+1) \cdot \omega_{\min} \cdot \tau + \varphi_k]. \quad (13)$$

Набір з K гармонік вважатимемо кодом символу передачі даних, який записано у трійчній системі. Кожна гармоніка кодує один розряд числа: перша гармоніка $f_1(\tau)$ з частотою $\omega_1 = 2 \cdot \omega_{\min}$ кодує старший розряд у код символу, а остання гармоніка $f_K(\tau)$ з частотою $\omega_K = 2 \cdot K \cdot \omega_{\min}$ кодує молодший розряд у код символу.

Якщо фаза $\varphi_k = 0$, то відповідний розряд приймемо рівним «+1», а у разі $\varphi_k = \pi$ значення розряду приймемо «-1».

Якщо гармоніка $f_k(\tau)$ відсутня у спектрі сигналу, то k -й розряд приймемо рівним нулю.

Символ, усі розряди якого дорівнюють нулю, назвемо спеціальним службовим символом «пробіл».

На рис. 5 показано приклад кодування символу за допомогою двох гармонік. На першому інтервалі спостереження код символу є $(-1, +1)$, а на другому інтервалі спостереження код символу є $(+1, 0)$. У трьох контрольних точках інтервалу спостереження $(0, -\pi, +\pi)$ усі гармоніки спектру мають нульове значення $\Delta\varphi(\tau)$.

На кожному інтервалі спостереження $T = 0 \pm \pi$ сума гармонічних функцій

$$f(\tau) = \sum_{k=1}^K f_k(\tau) = \frac{\pi}{2} \cdot \sum_{k=1}^K \sin[(k+1) \cdot \omega_{\min} \cdot \tau + \varphi_k] \quad (14)$$

обчислюється за допомогою швидкого інверсного перетворення Фур'є (IFFT).

При цьому значення функції $f(\tau)$ можуть виходити за межі інтервалу $\Delta\varphi(\tau) \in [0 \pm \pi]$.

Для забезпечення передачі функції $f(\tau)$ з віртуально необмеженою фазою $\Delta\varphi(\tau)$ методом тензорної фазової модуляції в обмеженому фазовому діапазоні $\Delta\varphi(\tau) \in [0 \pm \pi]$, використовується функція остатку $\text{Rest}[f(\tau)_{2\pi}] \in [0, 2\pi]$, яка розподілено передається по двом DP-каналам тракту СТТ методом TPM.

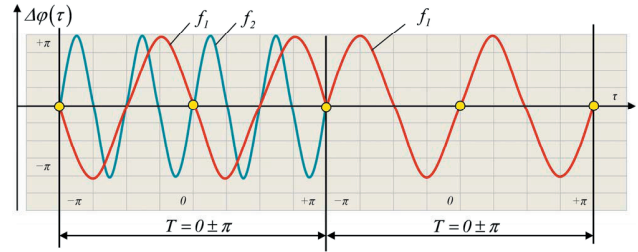


Рис. 5. Кодування символу передачі даних гармоніками спектру

Символи, в кодї яких відсутні нулі, використовуються для формування змістовного блоку інформаційних даних (протокольної одиниці даних першого рівня моделі ІТТ), що передаються на другий рівень моделі ІТТ. Символи, в кодї яких є хоча б один нуль, використовуються як спеціальні символи, за допомогою яких формуються команди управління змістовними одиницями даних у загальному цифровому потоці. Застосування спеціальних символів управління цифровим потоком дозволяє спростити створення різноманітних протоколів взаємодії, а також алгоритми і програми для підтримки цих протоколів.

Функціональна схема перетворень сигналів в тракці СТТ зображена на рис. 6, де IFFT – інверсне швидке перетворення Фур'є (Inverse Fast Fourier Transform); DAC/ADC – цифро-аналоговий/аналого-цифровий конвертор (Digital-to-Analog Converter/ Analog-to-Digital Converter); TPM/TPD – тензорний фазовий модулятор/демодулятор (Tensor Phase Modulator/ Tensor Phase Demodulator). Структуровані одиниці передачі даних PTU (PLL Transmission Unit) на нижньому підрівні (PLS) у рівні фізичного з'єднання (PLL) технології UA-ІТТ перетворюються за допомогою функціонального модуля Serializer у послідовність квантів передачі даних TIQ (Transport Information Quanta). Далі кожен квант TIQ відображується у набір гармонік Ω , а потім – у функцію $f(\tau)$.

Модуль TPM перетворює функцію $f(\tau)$ у модульований аналоговий комплексний $2 \times \text{DP}$ сигнал $\tilde{r}(t, \tau)$, що передається по тракці СТТ.

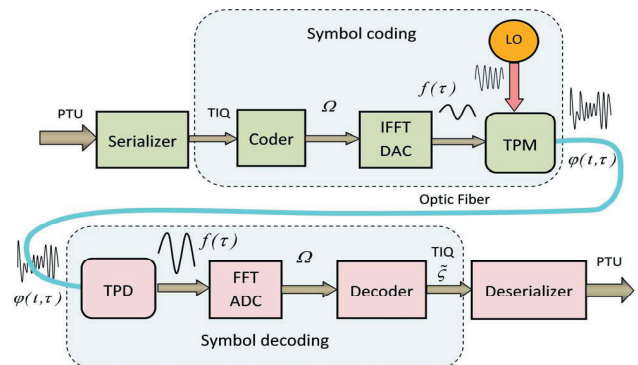


Рис. 6. Функціональна схема кодування символів у комплексному тракці СТТ

Метод кодування символів у комплексному тракці передачі за функціональною схемою на рис. 6 забезпечує лінійну передачу фази у повному фазовому діапазоні від 0 до 2π , завдяки чому спектр гармонік, які кодують окремі розряди символів, утворюється шля-

хом фазової модуляції на постійному рівні потужності лазерних осциляторів. Окрім того, застосування додаткових пілот-сигналів у спектрі гармонік, дозволяє застосувати трійчне кодування кожного розряду символу, за рахунок чого передаються додаткові службові символи для управління цифровим потоком.

6. Висновки

В роботі сформульовано принципи кодування символів у когерентному оптичному каналі, що відповідає першому рівню нової моделі взаємодії відкритих систем ІТТ для інтегрованої технології телекомунікацій UA-ІТТ, яка розроблена в Одеській національній академії зв'язку ім. О.С. Попова для підтримки транспортно-рівня в мережах майбутніх поколінь.

Для математичного опису інтерференції оптичних сигналів на фотодетекторі когерентного каналу запропоновано комплексну тензорну модель інтерференції двох електромагнітних хвиль, що мають однакову частоту і відрізняються фазами. Ця модель вдосконалює відомі формули інтерференції хвиль за рахунок узагальненого системного опису інтерференції хвильових процесів як лінійної суперпозиції окремих векторів (контраваріантного вектору інтерференції) у деформованому евклідовому просторі, метрика якого залежить від різниці фази між двома хвильовими процесами. Перевага вдосконаленої моделі полягає у тому, що залежність сигналу фотодетектора від різниці фази двох хвильових процесів може бути представлена лінійною функцією на половині фазового кола.

Розроблено математичну модель тензорної фазової модуляції (ТРМ). На відміну від відомих методів

фазової модуляції, модель ТРМ використовує не один, а два ортогональні оптичні під-канали (DP-канали), утворені ортогональною поляризацією однієї оптичної несучої, що формують спільний комплексний тракт передачі (СТТ), в якому фаза передається розподілено по кожному з двох DP-каналів. Перевагою моделі ТРМ є розширення діапазону модуляції фази до повного фазового кола, що є неможливим для фазової модуляції в одному когерентному каналі. У свою чергу, розширення діапазону фазової модуляції уможливує використання фазової модуляції для формування спектру гармонік з необмеженим віртуальним діапазоном коливання фази з метою вторинного радіочастотного ущільнення оптичного каналу. Фазова модуляція має перевагу над амплітудною модуляцією з точки зору стабільності амплітуди лазерного осцилятора.

Запропоновано оригінальний метод кодування символів передачі даних у когерентному оптичному каналі з фазовою модуляцією у вигляді багаторозрядного числа в трійчному коді, кожний розряд якого кодується однією гармонікою у спектрі модульованого сигналу. На відміну від відомих методів кодування символів шляхом фазової модуляції, код символу визначається не миттєвими вибірками фази у фіксовані моменти часу, а порозрядно шляхом детектування окремих гармонік на інтервалі спостереження, який визначається двома пілот-сигналами мінімальної і максимальної частоти спектру. Перевага такого методу кодування полягає у тому, що інтегральна оцінка параметрів сигналу на інтервалі спостереження має більшу завадостійкість, ніж миттєва вибірка сигналу. Окрім того, уможливується передача спеціальних службових символів для використання в якості команд управління цифровим потоком.

Література

1. Kikuchi, K. Coherent Optical Communications: Historical Perspectives and Future Directions [Електронний ресурс] / K. Kikuchi. – 2010. – Режим доступу: http://link.springer.com/chapter/10.1007%2F978-3-642-10419-0_2#page-1. – Загол. з екрану.
2. Ezra, Ip. Coherent detection in optical fiber systems [Електронний ресурс] / Ezra Ip, Alan Pak Tao Lau, Daniel J. F. Barros, Joseph M. Kahn // Optics Express. – 2008. – Vol. 16, Iss. 2. – P. 753-791.
3. Yang, Qi. Optical OFDM Basics [Текст] / Qi Yang, Abdullah Al Amin, William Shieh // Impact of Nonlinearities on Fiber Optic Communications, chapter 2. – Springer, 2011. – P. 43-86.
4. Fan, Shu-Hao. Convergence of millimeter-wave and photonic interconnect systems for very-high-throughput digital communication applications [Текст] : PhD dissertation / Shu-Hao Fan. – Georgia Institute of Technology, 2011. – 138 p.
5. Chen, Lawrence R. Radio-frequency waveform generator with time-multiplexing capabilities based on multi-wavelength pulse compression [Електронний ресурс] / Victor Torres-Company and Lawrence R. Chen // Optics Express. – 2009. – Vol. 17, Iss. 25. – P. 22553-22565.
6. Precise Distributed Multiplexing of 200-Gb/s Nyquist-WDM Using Fiber Frequency Conversion [Електронний ресурс] / Fraunhofer Heinrich Hertz Institute (HHI) and Fujitsu Laboratories Ltd. – 2013. – Режим доступу: <http://www.fujitsu.com/global/news/pr/archives/month/2013/20130319-01.html>. – Загол. з екрану.
7. Балашов, В. А. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами [Текст] / В.А. Балашов, П.П. Воробийченко, Л.М. Ляховецкий. – М.: Эко-Трендз, 2012. – 232 с.
8. Generation, transmission and coherent detection of 11.2 Tb/s (112.100Gb/s) single source optical OFDM superchannel [Текст] / J. Yu, Z. Dong, X. Xiao, Y. Xia, S. Shi, C. Ge, W. Zhou, N. Chi, Y. Shao // IEEE/OSA Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC'11), PDPA6. – 2011. – P. 1-3.
9. AC 2008-70: design of application-specific integrated circuits for implementation in a network of remote labs [Текст] / American Society for Engineering Education Annual Conference and Exposition, June 22-25, 2008. – Pittsburgh, 2008. – P.237-246.
10. Гуляев, К.Д. Принципи організації адаптивної взаємодії відкритих систем [Текст] / К.Д. Гуляев, В.А. Каптур, В.І. Тихонов // Наукові вісті НТУУ-КПІ. – 2012. – №2(82). – С.7-15.
11. Integrated telecommunication technology for the next generation networks [Текст] : Proceedings of the ITU Kaleidoscope conference "Building Sustainable Communities", 22-25 April 2013, Kyoto, Japan / Tikhonov V.I., Vorobiyenko P. P. – Kyoto, 2013. – P. 187-193.