

УДК 621.396.96

Ю.М. БОЙКО, О.І. ЄРЬОМЕНКО, М.В. КОРОТУН

Хмельницький національний університет

**МЕХАНІЗМИ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ
ОПТОЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ**

Розглянуто механізми підвищення ефективності функціонування оптичних телекомунікаційних систем. Формалізовано принципи реалізації модулятора оптичної носійної та запропоновано схему оптичної лінії передачі інформації із зовнішнім модулятором. Розглянуто схематехнічні особливості електрооптичних модуляторів оптичного випромінювання під час формування сигналів цифрової маніпуляції. Розглянуто схему передавача оптичних сигналів із фазовою багаторівневою диференційною маніпуляцією. Запропоновані схеми реалізації фазових багаторівневих модуляторів оптичного випромінювання. Розроблено імітаційну схему для дослідження принципів формування сигналів фазової маніпуляції у оптичних телекомунікаційних системах. Отримано результати дослідження імітаційної схеми каналу передавання інформації у оптичних засобах телекомунікацій методами констеляційних діаграм, око-діаграм, побудови кривої завадостійкості в ході визначення енергетичного виграшу.

Ключові слова: електрооптичний модулятор, фазова маніпуляція, носійна частота, телекомунікаційна система.

J.M. BOIKO, O.I. EROMENKO, M.V. KOROTUN

Khmelnitskyi National University

**MEANS IMPROVE THE EFFICIENCY OF OPTOELECTRONIC
DEVICES IN TELECOMMUNICATION SYSTEMS**

In this paper represents the peculiarities improve the efficiency of optical telecommunication systems. Formalized principles of the optical modulator and the carrier proposed scheme optic transmission of information to the external modulator. Schematic considered features electro-optical modulators radiation in the formation of the digital signal manipulation. Represents a scheme of transmitter optical signals from the differential phase multi manipulation. The proposed scheme implementation phase modulators multilevel optical radiation. Developed simulation scheme for research principles of phase shift keying signals in optical telecommunication systems. The results of the simulation study scheme channel information transmission in optical telecommunications methods constellation diagrams, eye diagrams, curve immunity in determining the energy gain.

Keywords: electro-optical modulator, phase shift keying, carrier frequency, telecommunication system.

Вступ

Дослідження оптичних телекомунікаційних систем передачі інформації вимагає необхідність поглибленого розуміння принципів роботи компонентів таких систем, чинників які впливають на ефективність їх роботи. Серед таких компонентів та чинників особливу роль відіграють засоби реалізації модуляції та демодуляції, генерування і виявлення оптичних сигналів із перспективними форматами модуляції, засоби некогерентної прямої ідентифікації оптичних сигналів; спотворення динаміки поширення оптичного сигналу в волоконних світловодах; шуми які виникають в оптоелектронних системах пов'язані із роботою оптичних підсилювачів і приймальних модулів; впливи пов'язані із особливостями реалізації електричних і оптичних фільтруючих пристроїв. Слід зазначити, що компенсація впливу дестабілізуючих факторів на якість передачі інформації в сучасних оптоелектронних системах має низку цілком конкретних рішень. Зокрема, середовище передачі може складатися з різних типів оптичних волокон, стандартних одномодових світловодів (ITU-G.652) або з нульовою зміщеною дисперсією волокна (ITU-G.655), волокна із зміщеною довжиною хвилі відсічки (ITU-G.654), або нового типу – волокна із нульовою дисперсією для широкосмужової передачі інформації та волокна із зменшеними втратами на малих радіусах згину (ITU-G.656, ITU-G.657). Дисперсія і спотворення світлових хвиль сигналів компенсується за допомогою таких волоконних світловодів. Наприклад, волоконні світловоди із нульовою зміщеною дисперсією використовують в супроводі двох дискретних оптичних підсилювачів легованих ербієм, один для попередньої компенсації ослаблення діапазону передачі, а інший представляє собою підсилювач – для підвищення потужності оптичного випромінювання в каналах до прийнятного рівня, який обумовлений рівнем нелінійних спотворень [1].

Приймаюча підсистема може бути реалізована на основі одиночного детектору прямого виявлення або балансного детектору. Перший тип приймача широко використовується для виявлення амплітудно-маніпульованих оптичних сигналів, а другий тип, звичайно, виступає в якості оптичного фазового компаратора з використанням затримок у інтерферометрі [2].

Оптичні модулятори використовуються для електричного управління вихідною амплітудою або фазою світлової хвилі при проходженні через пристрій. Для того, щоб управляти оптичними властивостями модулятора за допомогою зовнішнього електричного сигналу використовують електрооптичні ефекти, наприклад ефект Поккельса [3–5], коли подвійне променезаломлення кристала змінюється пропорційно

прикладеному електричному полю. Рефракція призводить до зміни фазових затримок світлової хвилі яка проходить через кристал. В цьому випадку, об'єднання двох хвиль із різною фазою дозволяє інтерферометрично отримати сформований сигнал із амплітудною або фазовою модуляцією [6].

Таким чином, основні переваги пов'язані із використанням оптичних волокон в телекомунікаційних системах пов'язані з низькими витрати при передачі інформації, тривалим терміном експлуатації і стійкістю до електромагнітних завад. Однак, в цьому випадку стрімко зростаючі вимоги до підвищення швидкостей передачі інформації, створюють науково-прикладну проблему яка полягає в пошуку нових методів формування сигналів (модуляції), які можна використовувати в оптоелектронних телекомунікаційних системах. Сучасна реалізація телекомунікаційних оптичних систем головним чином пов'язана з впровадженням технології щільного спектрального розподілення каналів (DWDM – Dense Wavelength Division Multiplexing) рис. 1 [6].

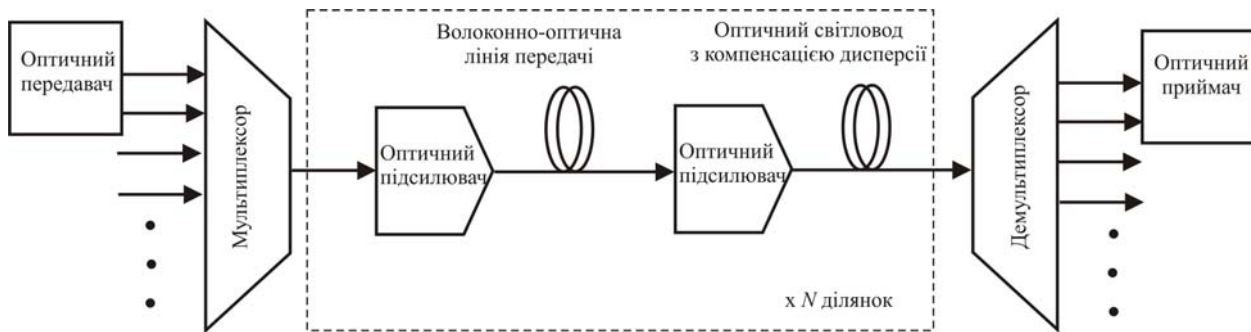


Рис. 1. Структурна схема оптичної транспортної мережі із DWDM

Постановку завдання на дослідження представлене у статті можна подати наступним чином. Коли ми говоримо за спектральну ефективність, то маємо на увазі чисельну міру ефективності використання спектрального діапазону для передачі інформації. Загалом, з [6] визначаємо її як відношення пропускної здатності каналу $R_{\max} \leq C$ до частотного рознесення між каналами δF :

$$\eta = \frac{R_{\max}}{\delta F}, \tag{1}$$

де пропускна здатність: $R_{\max} = I \cdot R_{\text{сим}}$, тобто добуток між інформаційною ємністю сигналу (ентропією) і символною швидкістю передачі інформації.

Якщо рознесення між каналами строго фіксоване, підвищення спектральної ефективності може відбуватись за рахунок зміни пропускної здатності системи – C . Тут виникає дилема, необхідно або підвищувати швидкість передачі символів $R_{\text{сим}}$, або застосовувати сигнали із великою інформаційною ємністю – I . Слід зазначити, що швидкість передачі символів обмежена на даному етапі розвитку оптичних систем рівнем 50 Гбод, крім того, підвищення швидкості супроводжується і зростанням спотворень, виникненням хроматичної дисперсії, поляризаційної модової дисперсії [1, 4, 5]. Все це в кінцевому рахунку призводить до зменшення довжини ділянки регенерації [1]. Таким чином, вимога до збільшення швидкості передачі інформації, вносить на перший план завдання реалізації у телекомунікаційних оптичних системах багатопозиційних форматів модуляції, зокрема для високошвидкісних оптичних систем (пропускна здатність порядку 50 Гбіт/с і більше). Реалізація таких форматів можлива на основі квадратурної фазової та амплітудної модуляції, які в кінцевому рахунку повинні забезпечити не лише підвищення спектральної ефективності, а і зменшення чутливості сигналів до дисперсійних впливів та завад [7].

В статті розглядаються результати дослідження пристрою формування сигналів фазової маніпуляції з метою використання її у оптичних телекомунікаційних каналах при компенсації нелінійних ефектів які притаманні оптичним середовищам.

Аналіз останніх досліджень і публікацій та розробка питання реалізації схеми формування сигналів фазової маніпуляції

Перед формуванням схеми передавача оптичної телекомунікаційної системи передачі інформації розглянемо фізичні принципи реалізації зовнішнього модулятора оптичної носійної. На рис. 2 представлено схемну реалізацію модулятора оптичної носійної. Представимо аналітично в експоненційній формі електричну складову поля на виході модулятора наступним чином:

$$E_{\text{вих}}(t) = 0,5E_i (e^{j\Delta\varphi_1(t)} + e^{j\Delta\varphi_2(t)})e^{j\omega_n t}. \tag{2}$$

У формулі 2: $\Delta\varphi_1$ та $\Delta\varphi_2$ відповідно фазові зсуви у колі модулятора які обумовлені виникненням ефекту Погкельса за рахунок подачі на електроди модулятора електричних сигналів (рис. 2); ω_n – частота оптичної носійної [8]. Фазові зсуви аналітично опишемо наступним рівнянням:

$$\Delta\varphi_i(t) = \frac{\pi}{U_{\lambda/2}} U_i(t); i = 1, 2, \quad (3)$$

де частка $\pi/U_{\lambda/2}$ – буде відповідати за зміну фази в залежності від прикладеної напруги керування, $U_{\lambda/2}$ – півхвильова напруга (напруга яка прикладається до відрізка хвильоводу модулятора для зміни фази світлової хвилі на π радіан. Як правило, має значення в діапазоні від 3В до 6В [3–5]); U_{m1} і U_{m2} – напруги прикладені до плечей модулятора (або кодувальні цифрові послідовності).

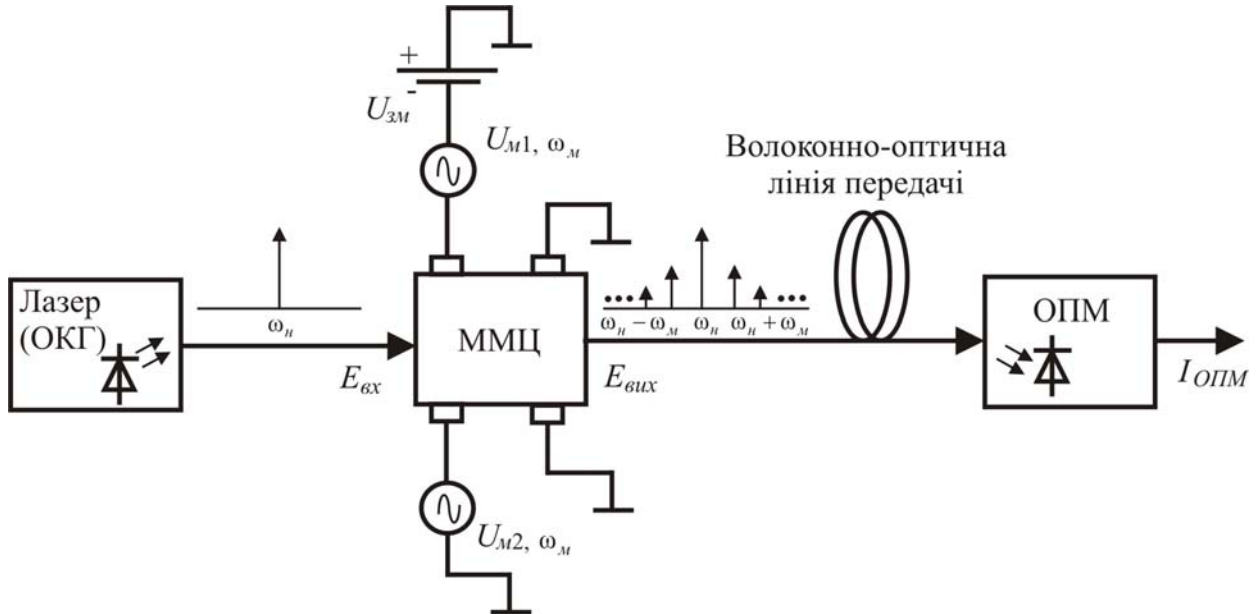


Рис. 2. Структурна схема оптичної лінії передачі інформації із зовнішнім модулятором: ММЦ – інтерферометр (модулятор) Маха-Цендера; ОКГ – оптичний квантовий генератор; ОПМ – оптичний приймальний модуль

Якщо модулятор зміщено в квадратурі [8–10], то представивши напругу зміщення як $U_{zm} = (2m-1)U_{\lambda/2}/2$, $m = 1, 2, \dots$, а напруги модуляції U_m у вигляді гармонійних сигналів, із врахуванням (3) отримаємо:

$$\Delta\varphi_1(t) = \frac{\pi}{U_{\lambda/2}} U_{m1} \cos(\omega_m t) + \frac{\pi}{2} \quad (4)$$

$$\Delta\varphi_2(t) = \frac{\pi}{U_{\lambda/2}} U_{m2} \cos(\omega_m t)$$

Рівняння (2) можна представити у тригонометричному вигляді і з врахуванням формул (3) і (4). Тоді електрична складова поля на виході модулятора, через функції Бесселя буде мати вигляд [6]:

$$E_{вих}(t) = [0,5(J_0(\pi/U_{\lambda/2} \cdot U_{m2}) - jJ_0(\pi/U_{\lambda/2} \cdot U_{m1})) + \sum_{m=1}^{\infty} (J_{2m-1}(\pi/U_{\lambda/2} \cdot U_{m1}) + jJ_{2m-1}(\pi/U_{\lambda/2} \cdot U_{m2})) \cdot \quad (5)$$

$$\sin((2m-1)\omega_m t) + \sum_{m=1}^{\infty} (J_{2m}(\pi/U_{\lambda/2} \cdot U_{m2}) - jJ_{2m}(\pi/U_{\lambda/2} \cdot U_{m1})) \cdot \cos(2m \cdot \omega_m t)] e^{j\omega_n t}$$

де $J_m(x)$ – функції Бесселя першого роду m -го порядку.

Тепер розглянемо детально принцип роботи самого модулятора. На рис. 3 представлено структуру інтерферометра Маха-Цендера в якому використовується два Y-подібних хвильоводних з'єднання. Обидва плеча звичайно виконуються однаковими за довжиною і вхідний сигнал з допомогою першого Y-подібного хвильоводу розділяється на дві частини. Якщо хвилі даних розділених частин співпадають за фазою у другому Y-подібному хвильоводному з'єднанні то отримаємо максимальний сигнал на виході. На рис. 2 до плечей інтерферометра прикладена напруга модулюючої частоти і тоді фаза світлової хвилі змінюється у відповідності до значень даної частоти. Таким чином інтенсивність вихідного сигналу такого інтерферометру буде модулюватись прикладеними до плечей сигналами. В якості підкладки використовується кристал LiNbO_3 із зрізом по вісі Z. Якщо збудити ТМ моду, то в нижньому і верхньому плечах в наслідок наявності складових напруженості електричного поля, як було показано вище, виникне зсув по фазі $\Delta\varphi$ і $-\Delta\varphi$, а загальна різниця між фазами світлових сигналів різних плечей буде складати $2\Delta\varphi$. Маємо модулятор який працює за двотактною схемою. При ширині хвильоводів 3...4 мкм і куті розгалуження близько 1° , втрати розсіяння в точці розгалуження не перевищують 1дБ, рис. 4. Зміною форми

електродів можна забезпечити реалізацію модулятора який працює незалежно від площини поляризації вхідної світлової хвилі [1–5].

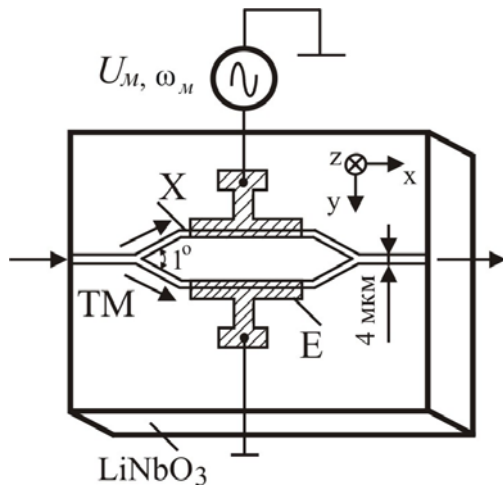


Рис. 3. Модулятор світлового потоку інтерференційного типу: X – хвилеводи; E – електроди; TM – тип хвилі

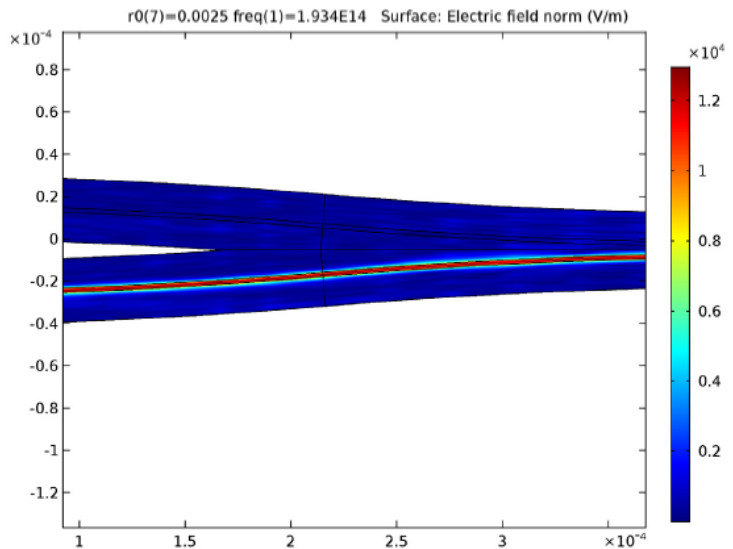


Рис. 4. Результати моделювання умов поширення хвилі у модуляторі в залежності від радіусу вигину оптичного хвилеводу

Розглянемо якісні показники модулятора. Представимо аналітично світлову хвилю на виході модулятора наступним рівнянням (враховуємо низькочастотні складові та миттєві значення фазових зсувів у плечах модулятора) [3]:

$$E_{вих}(t) = 0,5E_i(e^{j\Delta\varphi_1} + \kappa e^{j\Delta\varphi_2}), \quad (6)$$

де E_i – амплітуда хвилі на виході модулятора; κ – коефіцієнт масштабування, який введемо для встановлення еквівалентної величини поділу потужності між плечима модулятора.

$$\kappa = \frac{(\rho^{1/2} - 1)}{(\rho^{1/2} + 1)}, \quad (7)$$

де ρ – коефіцієнт затухання хвилі у пристрої.

Миттєве значення інтенсивності оптичного сигналу у пристрої виразимо так:

$$I_{ОПМ} = I_{вх} \sin^2\left(\frac{\pi n_0^3 s_{ij} U_i}{\lambda}\right) = I_{вх} \sin^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right), \quad (8)$$

де n_0^3 – коефіцієнт заломлення звичайної хвилі; s_{ij} – електрооптичний коефіцієнт (залежить від властивостей матеріалу, м²/В); λ – довжина хвилі.

Вихідна потужність модулятора через різницю фаз оптичного сигналу в плечах модулятора аналітично може бути представлена наступним чином:

$$P_{ОПМ} = 0,5(E_{i1}^2 + E_{i2}^2 + 2E_{i1}E_{i2} \cos(\Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2)), \quad (9)$$

де E_{i1} та E_{i2} – амплітудні значення поля у плечах модулятора.

Різниця за фазою $\Delta\varphi$, загалом, визначається довжиною відрізків хвилеводів $l_{xв}$, зміною показника заломлення Δn та оптичного фактору моди ξ [3].

$$\Delta\varphi = \xi \Delta n \frac{2\pi}{\lambda} l_{xв}. \quad (10)$$

Враховуємо вираз для зміни показника заломлення хвилеводу Δn від прикладеної напруги U_i :

$$\Delta n = 0,5 n_0^3 s_{ij} \frac{U_i}{y}. \quad (11)$$

Тобто півхвильову напругу можна представити виразом:

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{\lambda} n_0^3 s_{ij} \xi \frac{l_{xв}}{y} U_i = \pi \frac{U_i}{U_{\lambda/2}} \quad \text{де} \quad U_{\lambda/2} = \frac{\lambda}{n_0^3 s_{ij} \xi l_{xв}}, \quad (12)$$

де y – відстань між електродами модулятора.

Розглянемо питання пов'язані із схемотехнічної реалізації модулятора. На рис. 5 а, б представлено схеми електрооптичних модуляторів: а – фазового; б – модулятора інтенсивності.

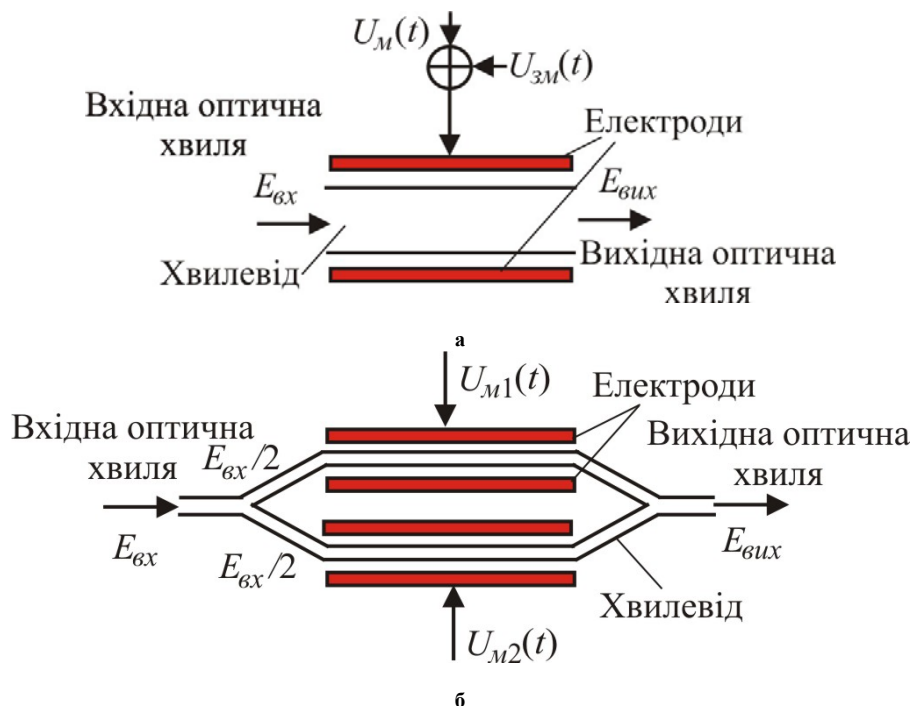


Рис. 5. Схеми електрооптичних модуляторів: а - фазового; б – модулятора інтенсивності оптичного випромінювання

Виділимо основні особливості реалізації таких модуляторів. Електрооптичний фазовий модулятор, представлений на рис 5 а, використовує один хвилевід. При подачі на електрод маніпулюючого коду у вигляді керуючого сигналу, змінюється показник заломлення середовища поширення світлової хвилі, що спричиняє зміни величини затримки поширення світлової хвилі. Оскільки така затримка буде відповідати фазовому зсуву, такий модулятор можна використати для формування сигналу фазової модуляції оптичної носійної. Як було показано вище, для випадку на рис. 5.б, світлова хвиля на вході модулятора розгалужується у два плеча. Звичайно розгалуження відбувається за допомогою 3 дБ розгалужувача [1–5]. В цьому випадку конструкція модулятора може бути двох типів. В першому випадку керуючий сигнал $U_M(t)$ присутній лише на одному з плечей модулятора. В цьому випадку, на основі (2-5) для оптичного поля на виході модулятора можна представити наступний вираз:

$$E_{\text{вих}}(t) = E_i \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{(U_M(t) + U_{\text{зм}})}{U_{\lambda/2}}\right) e^{-\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{(U_M(t) + U_{\text{зм}})}{U_{\lambda/2}}\right)}. \quad (13)$$

У випадку подачі керуючих сигналів із зміщенням на обидва електроди, отримаємо:

$$E_{\text{вих}}(t) = E_i \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{(U_M(t) + U_{\text{зм}})}{U_{\lambda/2}}\right). \quad (14)$$

В схемі на рис. 2 керуючі напруги $U_{M1}(t)$ і $U_{M2}(t)$ є зворотними одна одній $U_{M1}(t) = -U_{M2}(t)$. Таким чином усувається ефект чирпирования. Основні показники сучасних модуляторів: коефіцієнт ослаблення сигналу досягає 13 дБ; швидкість модулюючого потоку сягає 75 Гбіт/с. Так як лінійний електрооптичний ефект головним чином обумовлений переходами в електронній підсистемі, часовий відгук зміни показника заломлення наближається до часу релаксації електронної підсистеми, який лежить в межах 10^{-13} – 10^{-14} с. Тому у випадку практичної реалізації можна знехтувати частотною характеристикою лінійного електрооптичного ефекту. Слід виділити окремо, аспект пов'язаний із тим, що для даної довжини взаємодії питома потужність залежить від площі перерізу, який займає керуючий електрод. Оптимальним є випадок коли об'єми які займають оптичне поле і прикладене керуюче поле однакові. Якщо оптичне поле займає менший об'єм ніж керуюче, то частина керуючого поля не використовується. Якщо керуюче поле займає об'єм менший об'єму оптичного поля, то зменшується сила взаємодії. Питому потужність електрооптичних модуляторів можна формалізовано подати наступним чином [3]:

$$\frac{P}{\Delta f} = \left(\frac{\pi}{2}\right) (\epsilon_0 \epsilon E^2) V_M, \quad (15)$$

де εE^2 – усереднена величина прикладеної напруги, ε_0 – проникненість вакууму; V_M – об’єм модуляційного середовища.

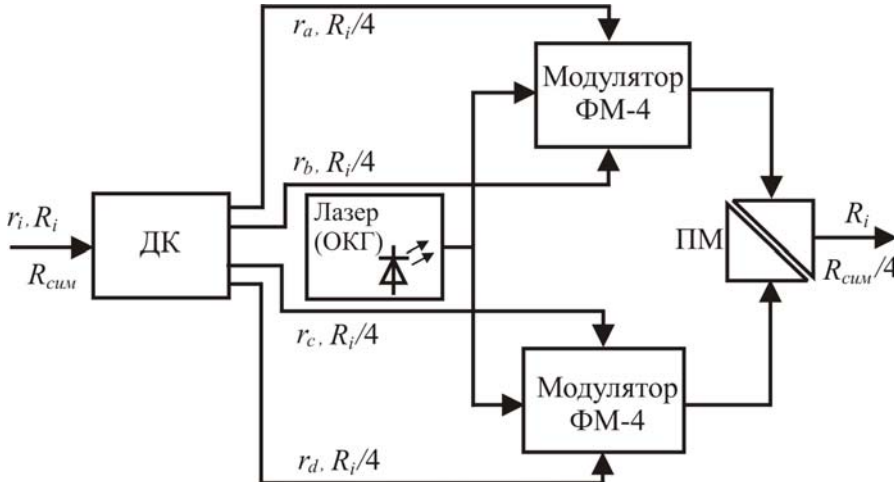


Рис. 6. Схема структурна оптичного передавача із квадратурною фазовою маніпуляцією ДФМ-4: ДК – диференціальний кодер; ПМ – поляризаційний мультиплексор

позначено на рис. 6 як r_a, r_b, r_c, r_d . Швидкість кожного цифрового потоку, відповідно $R_i/4$. Тривалість

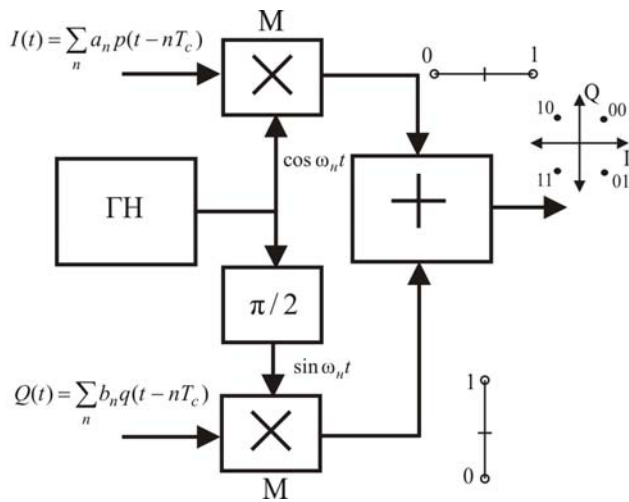


Рис. 7. Схема структурна формувача-модулятора ФМ-4: ГН – генератор носійної; М – модулятори; $\pi/2$ – фазообертач

Перейдемо до питання формування структурної схеми передавача оптичної телекомунікаційної системи передачі інформації з фазовою маніпуляцією. Використаємо диференційну квадратурну фазову маніпуляцію (DQPSK) і когерентно-поляризаційне мультиплексування. Структурну схему передавача представимо наступним чином, рис. 6.

Інформаційний потік r_i розділяється у диференційному кодері на чотири складові, які символу інформаційного потоку r_i дорівнює T , а тривалість символів цифрових послідовностей $r_a, r_b, r_c, r_d - T_{cум} = 4T$. Далі, цифрові потоки r_a, r_b та r_c, r_d поступають на ФМ-4 модулятори нижнього та верхнього плечей передавача. Джерелом носійного сигналу є лазер (ОКГ). На рис. 7 представлено схему фазового модулятора ФМ-4.

В роботі [10], було подане аналітичне представлення сигналу ФМ-4. Представимо коливання M -позиційної фазо-модульованої носійної у вигляді:

$$r_i(t) = A_0 \cdot \cos(\omega_0 t - \varphi_i), \quad (16)$$

де A_0 – визначає амплітуду носійної із кутовою частотою ω_n . Дискретні значення фази $\varphi_i = \frac{2\pi m_i}{M}$, M – кількість можливих

сигналів, M -й символи m_i виберемо з множини $\{0,1,2,\dots, M-1\}$. Звичайно [6] $M = 2^k$, $k = 1,2,3,\dots$. Тоді кожний M -й символ m_i відповідає набору з $k = \log_2 M$ двійкових інформаційних символів на вході ДК, а тривалість $T_{cум} = T \log_2 M$, де T – тривалість двійкового символу. Модульований сигнал (16) представимо у вигляді:

$$r_i(t) = [r(t) \cos \varphi(t)] \cos \omega_n t + [r(t) \sin \varphi(t)] \sin \omega_n t. \quad (17)$$

Нехай вирази у квадратних дужках визначаються видом переданої інформації яка модулює ортогональні підносійні $\cos \omega_n t$ і $\sin \omega_n t$. Позначимо $r(t) \cos \varphi(t) = r_0 I(t)$ і $r(t) \sin \varphi(t) = r_0 Q(t)$. Вид модулюючих функцій $I(t)$ і $Q(t)$ задає метод модуляції і визначає властивості сигналів. Представимо їх у вигляді $I(t) = \sum_n a_n p(t - nT_{cум})$, $Q(t) = \sum_n b_n q(t - nT_{cум})$, де a_n, b_n – інформаційні символи, $p(t)$ і $q(t)$ – елементарні модулюючі сигнали у квадратурних каналах формувача фазо-модульованих сигналів рис. 8. Звичайно послідовність символів a і b отримують розщепленням вихідної інформаційної послідовності на парні та непарні символи. У випадку ФМ-4 символи a і b – двійкові рис. 8 [12–15].

У випадку модуляції повним відгуком слід забезпечити умови:

$$I^2(t) + Q^2(t) = \text{const}; \quad p(t) = q(t) = \text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_{\text{сум}} \\ 0, & T_{\text{сум}}, < t < 0 \end{cases}, \quad (18)$$

при цьому двійкові інформаційні символи дорівнюють $a_n = \pm 1$ і $b_n = \pm 1$. Якщо на інтервалі тривалістю $T_{\text{сум}} = 2T$ розташовано чотири можливі комбінації символів a і b , маємо наступні варіанти сигналів, які утворюють біортогональний ансамбль сигналів для ФМ-4:

$$\begin{aligned} r_0(t) &= \sqrt{\frac{E_{\text{сум}}}{T_{\text{сум}}}} (\cos \omega_n t + \sin \omega_n t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сум}}}{T_{\text{сум}}}} \cos(\omega_n t - \frac{\pi}{4}), \\ r_1(t) &= \sqrt{\frac{E_{\text{сум}}}{T_{\text{сум}}}} (\cos \omega_n t - \sin \omega_n t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сум}}}{T_{\text{сум}}}} \cos(\omega_n t + \frac{\pi}{4}), \\ r_2(t) &= \sqrt{\frac{E_{\text{сум}}}{T_{\text{сум}}}} (-\cos \omega_n t - \sin \omega_n t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сум}}}{T_{\text{сум}}}} \cos(\omega_n t + \frac{3\pi}{4}), \\ r_3(t) &= \sqrt{\frac{E_{\text{сум}}}{T_{\text{сум}}}} (-\cos \omega_n t + \sin \omega_n t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сум}}}{T_{\text{сум}}}} \cos(\omega_n t - \frac{3\pi}{4}), \end{aligned}$$

Тут слід зазначити, що в процесі формування послідовність вхідних двійкових інформаційних символів розділяється на послідовності a і b , які модулюють квадратурні підносійні, рис. 8. Тривалість

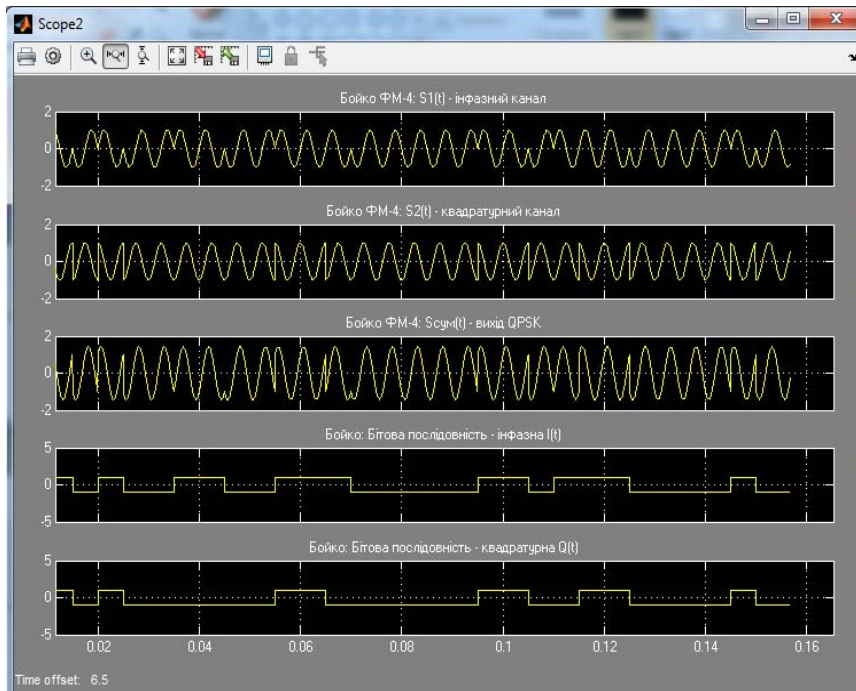


Рис. 8. Часові діаграми роботи модулятора ФМ-4 у відповідності до рис. 7

кожного символу на вході дорівнює T , а тривалість символів a і b дорівнює $T_{\text{сум}} = 2T$. На рис. 8. представлені часові діаграми роботи модулятора ФМ-4. Підвищення спектральної ефективності в схемі формування маніпульованих сигналів досягається, також, використанням спектрального мультиплексування. На рис. 6, на виході модуляторів M отримаємо оптичні сигнали поляризовані у взаємно перпендикулярних площинах. Використання поляризаційного мультиплексору в схемі дозволяє об'єднати сигнали квадратурної фазової маніпуляції в ортогональних площинах і отримати на виході передавача сигнал із

швидкістю інформативного потоку R_i та цифровою швидкістю передачі $R_{\text{сум}}/4$. Приймання та оброблення сигналів здійснюється на основі диференційного когерентного детектування [8].

Розробка та дослідження імітаційної схеми оптичної телекомунікаційної системи передачі інформації

Використаємо проведений вище математичний та фізичний опис роботи модуляторів оптичного випромінювання, та проведемо розробку імітаційної схеми оптичного телекомунікаційного каналу передачі інформації. Будемо проектувати модулятори оптичного випромінювання за допомогою паралельного з'єднання модуляторів Маха-Цендера, які представлено на рис. 3 та рис. 5. Вихідний сигнал кожного плеча інтерферометра Маха-Цендера представляє сигнал бінарної фазової маніпуляції ФМ-2, який зміщений по фазі під впливом керуючого коду який подається на електроди рис. 5, б. Очевидно, що в цьому випадку кількість рівнів маніпульованого світлового сигналу буде визначатись кількістю комірок утворених з електрооптичних модуляторів представлених на рис. 5. Формуємо сигнал квадратурної фазової маніпуляції. Для цього використаємо два електрооптичних модулятора у яких реалізується зсув по фазі на $\pi/2$ радіан. Далі, реалізуємо формувач сигналів ФМ-8. Схема буде містити чотири електрооптичні модулятори по два модулятори ФМ-2, у яких реалізується фазовий зсув оптичної хвилі на $\pi/4$ радіан. Схеми таких модуляторів представлено на рис. 9 та рис. 10, а імітаційні схеми оптичного каналу і підсистем представлені

на рис. 11–12.

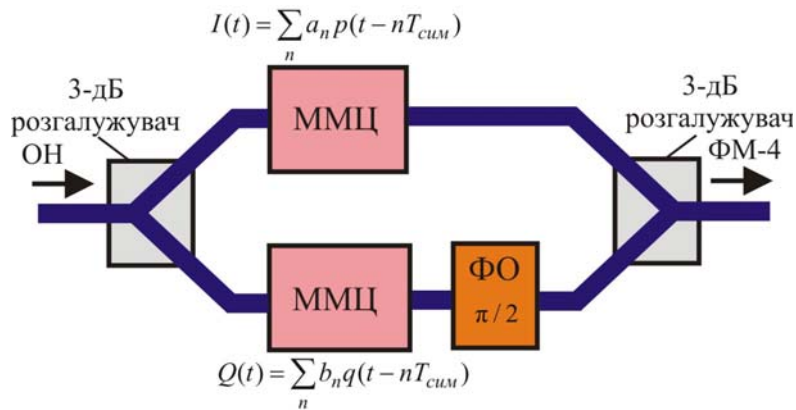


Рис. 9. Схема модулятора ФМ-4 для оптичної носійної: ОН – оптична носійна; ММЦ – електрооптичний модулятор (Маха-Цендера); ФО – фазообертач

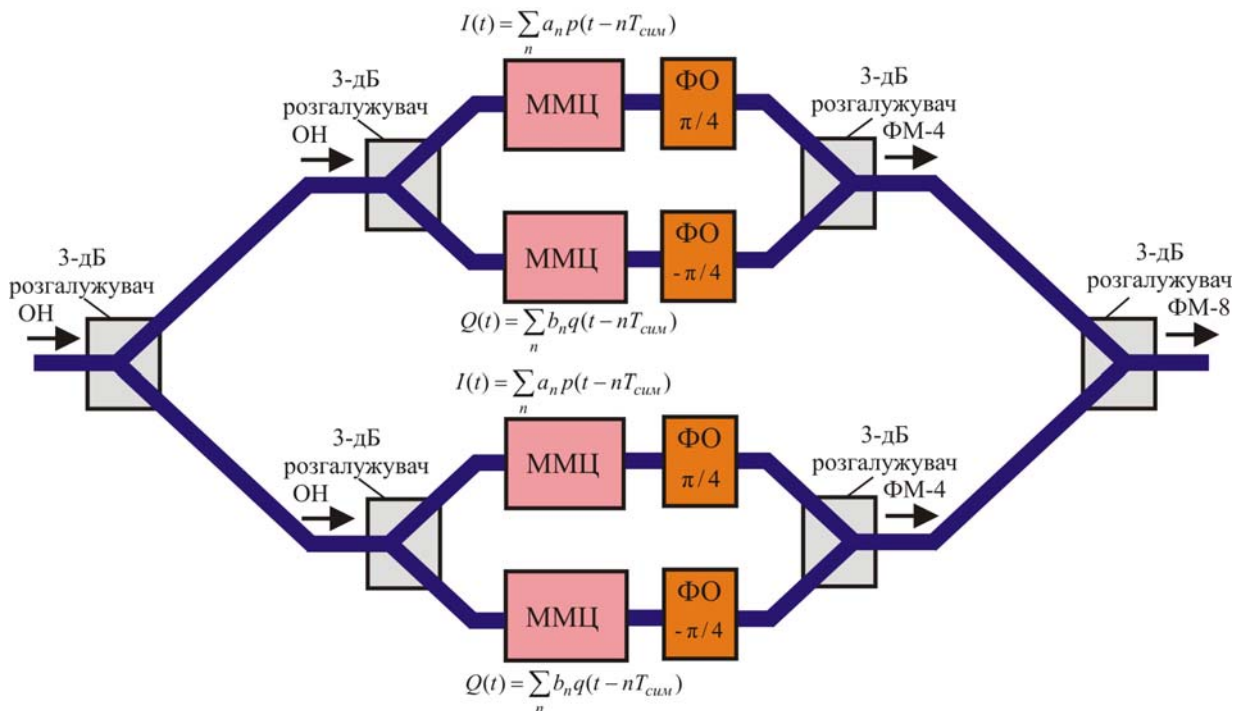


Рис. 10. Схема модулятора ФМ-8 для оптичної носійної: ОН – оптична носійна; ММЦ – електрооптичний модулятор (Маха-Цендера); ФО – фазообертач

На рис. 13–16 результати дослідження схеми оптичного каналу передачі інформації.

Тепер зупинимось коротко на особливостях запропонованої схеми оптичної телекомунікаційної системи передачі інформації яка представлена на рис. 11. В схемі пропонується використовувати модель оптичної лінії “Subsystem fiber channel” яка враховує вплив дисперсії на продуктивність системи. Контроль дисперсійних явищ особливо важливий у оптичних мережах із великою ємністю потоку, більше 10 Гбіт/с. При моделюванні використовували дані на стандартні одномодові волоконні світловоди [1]. Ми представили модель оптичного світловода як модель смугового фільтра. Передавальну функцію (розглядаємо частотну область) для лінійної моделі оптичного світловоду представимо наступним виразом із врахуванням того, що потужність світлового потоку спадає із збільшення довжини l за експонентою [3]:

$$G(f) = e^{-j\pi D(\lambda)\lambda f^2}, \tag{19}$$

де $D(\lambda)$ – дисперсія оптичного світловода; λ та f – робоча довжина хвилі оптичного випромінювання та частота.

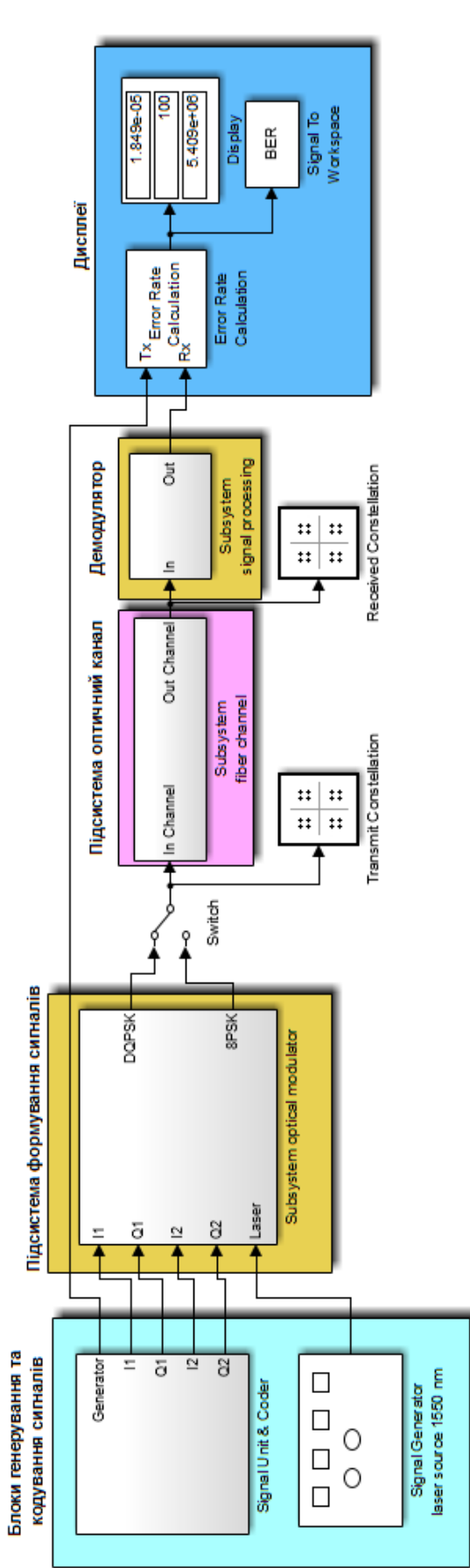
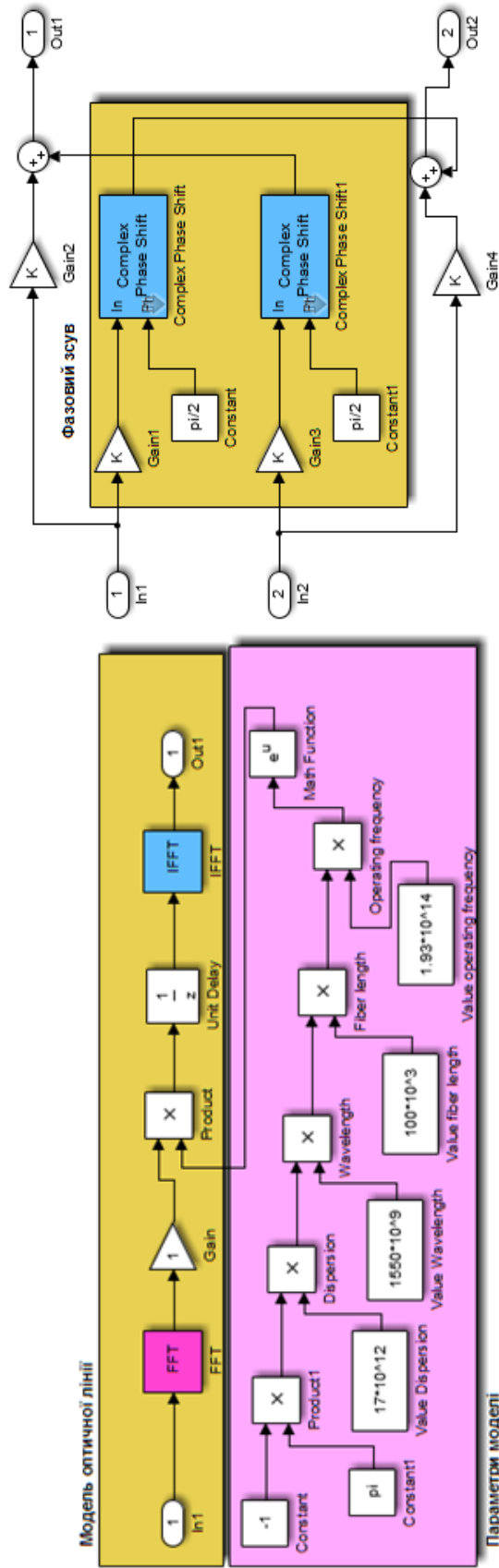


Рис. 11. Імітаційна схема оптичного каналу передачі інформації



б

а

Рис. 12. Фрагменти імітаційних схем підсистем оптичного каналу – а та модулятору оптичної носійної – б

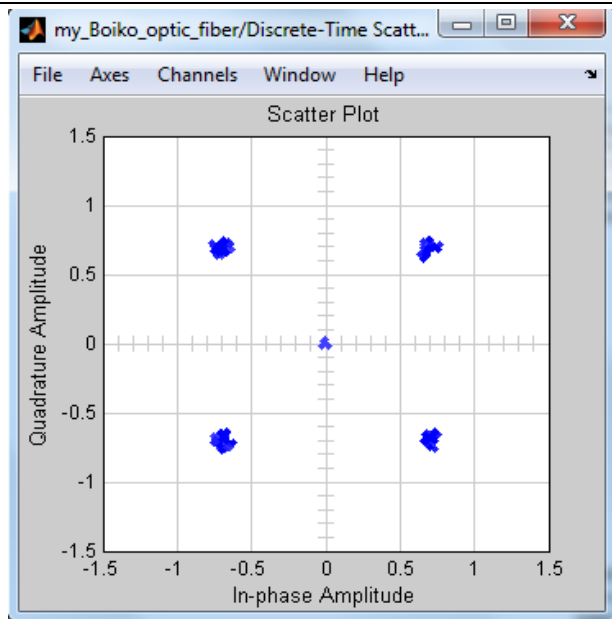


Рис. 13. Констеляційна діаграма ДФМ-4 отримана при симуляції роботи схеми

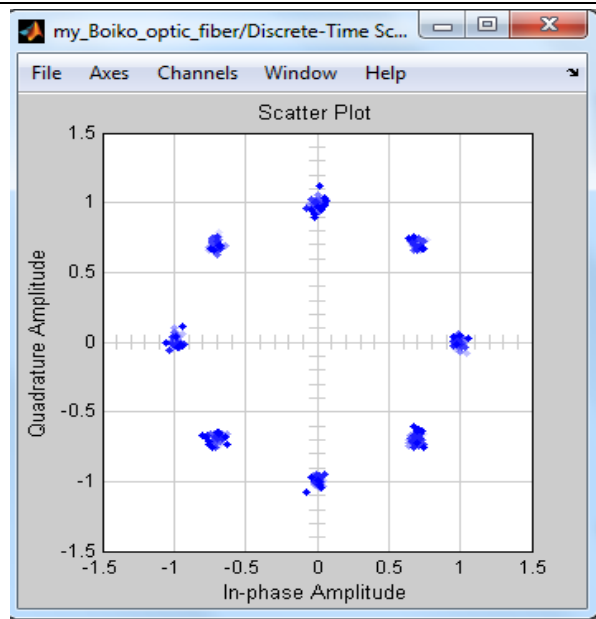


Рис. 14. Констеляційна діаграма ФМ-8 отримана при симуляції роботи схеми

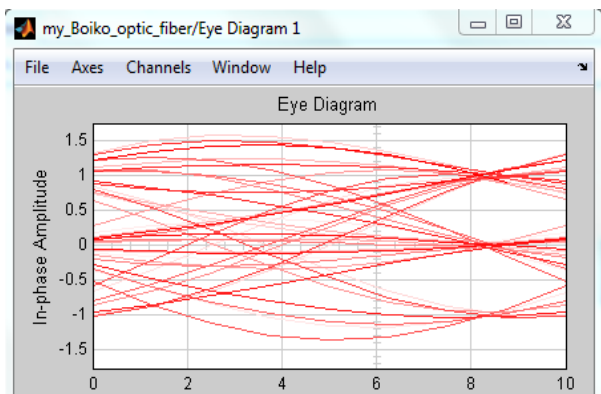


Рис. 15. Око-діаграма ДФМ-4 отримана при симуляції роботи схеми

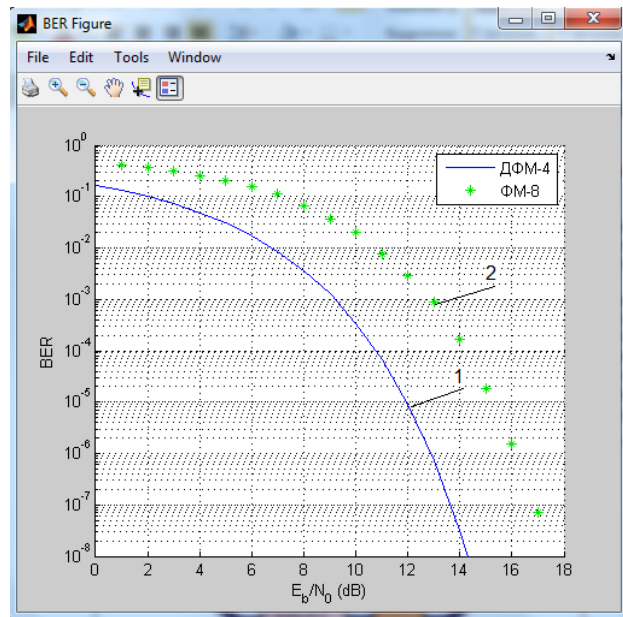


Рис. 16. Криві завадостійкості отримані для сигналів типу ДФМ-4 та ФМ-8

Таким чином з рис. 12 слідує, що вхідний маніпульований сигнал після прямого перетворення Фур'є (FFT) проходить через середовище з передавальною функцією (19), а далі виконується зворотне перетворення (IFFT). Такий підхід наглядно описує процес поширення оптичного поля в світловоді з заданим впливом дисперсії. Дослідження спрямовані на пошуку механізмів підвищення ефективності оптичних телекомунікаційних мереж виконаних за технології щільного спектрального розподілення каналів (DWDM). Тут особливий вплив має хроматична складова дисперсії $D(\lambda)$ на довжині хвилі 1,55 мкм яку ми вибрали для проведення моделювання. Коefіцієнт хроматичної дисперсії згідно до вимог ITU-T G.652 складає +17–18 пс/нм·км. Довжину лінії обирали 100 км, коefіцієнт затухання – 0,35 дБ/км на заданій довжині хвилі. В схемі після диференційного кодування [16–19], підсистема “Signal Unit&Coder” відбувається модуляція оптичної носійної, блок “Signal Generator” у підсистемі “Optical modulator”, фрагмент якої представлений на рис. 12 б. Після оптичного каналу сигнал потрапляє на когерентний демодулятор. На рис. 13–15 представлено констеляційні діаграми для сформованих багатопозиційних сигналів, око-діаграма. Окремо, на рис. 16 приведені криві завадостійкості оптичної телекомунікаційної системи.

Висновки

Отже, підсумовуючи викладене, варто відмітити наступні результати досліджень:

1. Запропоновано схеми формування сигналів багатопозиційної фазової маніпуляції для оптичних

телекомунікаційних систем передачі інформації.

2. Розроблені формувачі маніпульованих сигналів представляють собою паралельне з'єднання електрооптичних модуляторів, фазові зсуви в яких керуються цифровими інформаційними послідовностями.

3. Отримані математичні моделі для формалізованого опису роботи електрооптичних модуляторів для формування сигналів в телекомунікаційних системах.

4. Розроблено імітаційну схему оптичної телекомунікаційної системи із цифровими багаторівневими методами модуляції ФМ-4 та ФМ-8.

5. Порівняння отриманих форматів модуляції проведено за констеляційними діаграмами та окодіаграмою. ФМ-4 більш стійка до спотворень при передачі інформації. ФМ-8 кодується трьома бітами з рівномірним фазовим зсувом і створює можливості для підвищення швидкості передачі даних оптоелектронними засобами.

6. З отриманих кривих завадостійкості встановлюємо, що ДФМ-4 має енергетичний вигравш перед ФМ-8. Для рівня ймовірності бітової помилки $BER=10^{-7}$ вигравш сягає наближено – 3,3 дБ.

Література

1. Бойко Ю.М. Особливості визначення затухання при оптичній рефлектометрії волоконних світловодів / Ю.М. Бойко // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2010. – № 2. – С. 82–90.
2. Бойко Ю.Н. Механизмы прохождения прямого тока в фотодиодах Au-CdTe с модифицированной поверхностью / Ю.Н. Бойко, В.П. Махний // Физика и техника полупроводников. – Киев. – 2009. – № 5. Т. 43. – С. 630–632.
3. Т. Tamir, *Integrated optics*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 1975. 343 p.
4. Суэмацу Я. Основы оптоэлектроники / Я. Суэмацу, С. Катока ; пер. с яп. – М. : Мир, 1988. – 288 с.
5. Окуси Т. Волоконно-оптические датчики / Т. Окуси, К. Окамото ; пер. с яп. – Л. : Энергоатомиздат, 1990. – 256 с.
6. Шинкарук О.М. Основи функціонування багатоканальних систем передачі інформації : навч. посіб. для ВНЗ / О.М. Шинкарук, Ю.М. Бойко, І.І. Чесановський. – Хмельницький : ХНУ, 2011. – 231 с.
7. Бойко Ю.М. Аналіз цифрових методів модуляції/демодуляції в системах зв'язку та передачі інформації / Ю.М. Бойко // Вісник Хмельницького національного університету. – 2011. – № 1. – С. 99–103.
8. Шинкарук О.М. Приймання та оброблення сигналів : навч. посіб. для ВНЗ / О.М. Шинкарук, В.І. Правда, Ю.М. Бойко. – Хмельницький : ХНУ, 2013. – 365 с.
9. Juliy Boiko, Victor Stetsiuk, Victor Michan, "Improving noise immunity of QPSK demodulation of signals in digital satellite communication systems", *TCSET'2012 IEEE*, Feb., Lviv – Slavsko, pp. 257.
10. J.M. Boiko, Improving effectiveness for processing signals in data transmission channels with phase manipulation. 23rd International *IEEE* Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology", Sevastopol, September 9–13, pp. 262–263.
11. Бойко Ю. М. Способи підвищення завадостійкості оброблення сигналів з фазовою маніпуляцією у цифрових супутникових каналах передавання інформації / Ю. М. Бойко // Вісник Хмельницького національного університету. – 2012. – № 6. – С. 144–156.
12. F. Devaux, Y. Sorel and J. F. Kerdiles, "Simple measurement of fiber dispersion and of chirp parameter of intensity modulated light emitter", *Journal of Lightwave Technology*, December 1993, vol. 11, pp. 1937–1940.
13. Oleg Shynkaruk, Juliy Boiko, Oleksander Eromenko, "Measurements of the energy gain in the modified circuit signal processing unit", *TCSET'2016 IEEE*, Feb., Lviv – Slavsko, pp. 582–585.
14. Бойко Ю. М. Проблеми синтезу пристроїв тактової синхронізації приймачів супутникових телекомунікаційних систем передачі інформації / Ю. М. Бойко, О. І. Єрмоєнко // Вісник НТУУ КПІ. Телекомунікації, радіолокація і навігація, електроакустика. – К., 2014. – № 58. – С. 55–66.
15. Бойко Ю. М. Підвищення завадостійкості блоків оброблення сигналів супутникових засобів телекомунікацій на основі модифікованих схем синхронізації / Ю. М. Бойко // Вісник НТУУ КПІ. Телекомунікації, радіолокація і навігація, електроакустика. – К., 2015. – № 61. – С. 91–107.
16. Бойко Ю.Н. Моделирование устройства синхронизации на полифазном интерполяторе в средствах телекоммуникаций / Ю.Н. Бойко // Знание : сб. статей НИЦ. – Харьков, 2016. – Часть 1. – С. 70–77.
17. J. M. Boiko, A. I. Eromenko, Improvements Encoding Energy Benefit in Protected Telecommunication Data Transmission Channels. *Communications. Science Publishing Group, USA*. Vol. 2, No. 1. – P. 7–14. doi: 18.11648/j.com.20140201.12.
18. Бойко Ю.М. Можливості турбокодів щодо підвищення енергетичного вигравшу в каналах передавання інформації / Ю.М. Бойко // Зв'язок. – К., 2016. – № 2. – С. 16–25.
19. Anatoliy Semenko, Natalia Bokla, Andriy Shokotko, Vitaliy Lusenko, "Construction of microwave link using channel code division based on modified pseudorandom Gold sequences", *TCSET'2016 IEEE*, Feb., Lviv – Slavsko, pp. 843–847.