

Кременецька Я. А., Марков С. Ю., Морозова С. В., Морозов Д. М.

...Державний університет телекомунікацій, Київ

ЗАСТОСУВАННЯ ІНТЕГРАЦІЇ ГІБРИДНИХ ОПТОЕЛЕКТРОННИХ ТЕХНОЛОГІЙ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ НАСТУПНОГО ПОКОЛІННЯ

Проведено аналіз методів оптичного гетеродинування для отримання радіочастотних сигналів. Описані методи генерації радіочастотного сигналу, в яких використовується модулятор Маха-Цендера. Показані переваги цих методів по шумовим характеристикам і коефіцієнту множення частоти; наведені дані, що показують сучасний рівень досягнень гібридних оптоелектронних технологій та визначені шляхи наступних досліджень.

Ключові слова: оптоелектронні технології, оптичне гетеродинування, модулятор Маха-Цендера, коефіцієнт множення частоти

Kremenetska Ya. A., Markov S. Yu., Morozova S. V., Morozov D. M.

State University of Telecommunications, Kyiv

APPLICATION OF INTEGRATION OF HYBRID OPTOELECTRONIC TECHNOLOGIES IN THE NEXT GENERATION NETWORKS

The paper discusses the use of hybrid optoelectronic technology in the telecommunications of the future. These technologies are applicable as methods of optoelectronic generation of a radio signal, methods of modulating optical radiation with an RF signal and methods of transmitting an radio frequency signal over long distances via fiber optic lines. The paper compares heterodyning to obtain radio frequency signal; the advantages and disadvantages of these methods are shown; describes the methods of generating a radio frequency signal, which use a Mach-Zehnder modulator, shows the advantages of these methods in terms of noise characteristics and frequency multiplication factor. The data showing the current level of achievements of hybrid optoelectronic technologies. For the scheme for obtaining a quadrature modulated signal of the millimeter wavelength range, an expression is written for the voltage at the output of the modulator; decomposition of this voltage into rows by harmonics of the radio-frequency modulating signal; the values of the coefficients of the first harmonics are found, which allows us to estimate the amplitudes of the signals at the modulator output for given harmonic components. The calculation results show that the amplitudes of the first harmonics are sufficient to generate a radio frequency signal; given structural diagrams to generate radio frequency signals with the possibility of multiplying the frequency of 2, 4, 6, 8 times. It is noted that phase distortions, non-linearity of the characteristics of receiving and transmitting equipment can limit the practical use of spectral-effective types of modulation. It is shown that the study of the configuration of systems based on hybrid fiber - wireless technologies, modulation and multiplexing methods with polarization separation for wireless communication channels in the millimeter range are promising directions for finding solutions to increase the capacity of telecommunication systems.

Keywords: optoelectronic technology, optical heterodyning, Mach-Zehnder modulator, frequency multiplication factor

ПРИМЕНЕНИЕ ИНТЕГРАЦИИ ГИБРИДНЫХ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ СЛЕДУЮЩЕГО ПОКОЛЕНИЯ

Кременецкая Я. А., Марков С. Е., Морозова С. В., Морозов Д. Н.

... Государственный университет телекоммуникаций, Киев

Проведен анализ методов оптического гетеродинирования для получения радиочастотных сигналов. Описанные методы генерации радиочастотного сигнала, в которых используется модулятор Маха-Цендера.

© Кременецька Я. А., Марков С. Ю., Морозова С. В., Морозов Д. М., 2018

Показаны преимущества этих методов по шумовым характеристикам и коэффициенту умножения частоты; приведены данные, показывающие современный уровень достижений гибридных оптоэлектронных технологий и определены пути последующих исследований.

Ключевые слова: оптоэлектронные технологии, оптическое гетеродинамирование, модулятор Маха-Цендера, коэффициент умножения частоты

1. Вступ

Глобальний мобільний трафік даних стрімко зростає. Наприклад, Cisco [1] повідомляє, що трафік виріс в 4000 разів за останнє десятиліття і майже в 400 мільйонів разів за останні 15 років, і щомісячний глобальний мобільний трафік може зрости до 2021 року до $30 \cdot 10^6$ Тбайт. Ericsson прогнозує ще більше зростання трафіку (рис. 1).

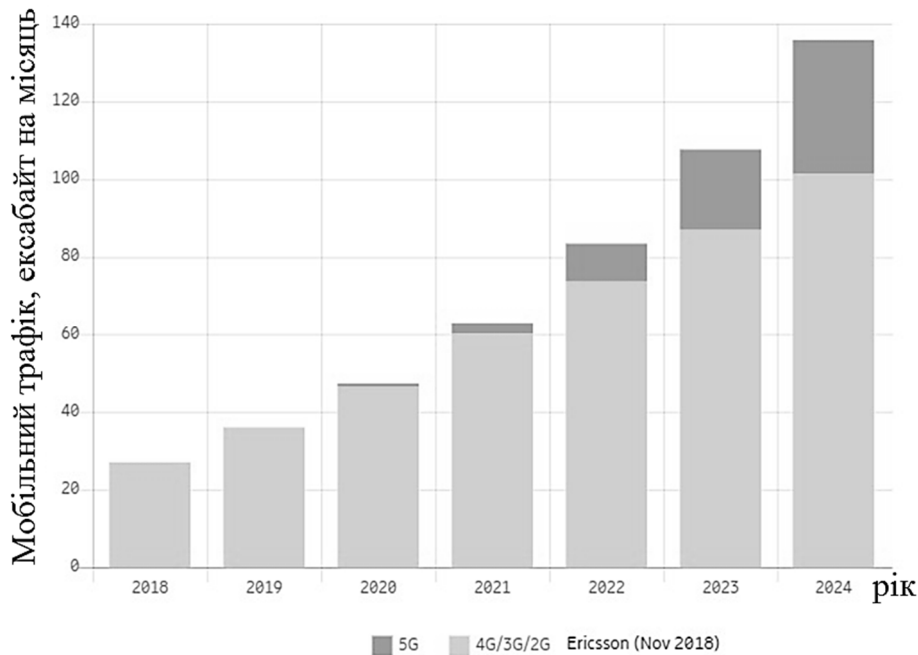


Рис.1. Зростання мобільного трафіку за прогнозами Ericsson [2]

Згідно теореми Шенона [3], можна виділити дві технологічні альтернативи для збільшення швидкості передачі даних: підвищення спектральної ефективності (модуляція високого порядку) і використання широкої смуги модуляції. Смуга пропускання в міліметровому діапазоні (ММД) хвиль становить значну частину невикористаного частотного спектру від 30 до 300 ГГц, який є важливим ресурсом для майбутніх систем безпроводового зв'язку. Частотний ресурс ММД забезпечує використання ширини смуги модуляції в кілька ГГц, що є рішенням збільшення швидкості передачі даних в безпроводових системах зв'язку. Наприклад, при використанні смуги пропускання понад 60 ГГц було досягнуто швидкість передачі майже 100 Гбіт/с [4].

Для вирішення проблем підвищення пропускну здатності ведуться дослідження в різних напрямках. Основні з них можна сформулювати в групи, які показані на рис. 2. Крім того, об'єднання цих напрямків може ще значніше збільшити пропускну здатність телекомунікацій.

2. Аналіз літературних даних і постановка проблеми

Використання гібридних оптоелектронних технологій для генерації і модуляції, передачі сигналів ММД, а також оптоелектронних методів формування діаграм спрямованості ФАР може не тільки істотно підвищити пропускну здатність, але й вирішити проблеми слабких місць в конфігурації безпроводових мереж. Наприклад, зі збільшенням

трафіку передбачається зменшення розмірів стільників, так як високочастотне випромінювання ММД, внаслідок поглинання, блокування, апаратних обмежень, не завжди може використовуватися для трафіку високої ємності на великі відстані. Надвисокі швидкості безпроводової передачі (більш ніж 40 Гбіт/с) вже з'явилися [5]. Однак створювати такі супер швидкісні безпроводові системи складно через обмеження смуги пропускання електронних пристроїв [6].



Рис. 2. Методи для збільшення пропускної здатності телекомунікаційних систем

Волоконно-ефірна інтеграція (або технологія RoF) має переваги як оптоволоконної, так і безпроводової передачі. Волоконно-оптичні лінії можуть з'єднувати базові станції і центри обробки інформації з забезпеченням високої пропускної здатності за рахунок можливості спектрального мультиплексування та використання форматів модуляції високого порядку. А також в волоконні лінії зв'язку можуть конвертуватися сигнали в ММД. До того ж існуючі проблеми аналогово-цифрового перетворення в смугах 10 ГГц електронними методами поки проблематичні, тому оптоелектронні методи є ефективним рішенням для обробки сигналів в ММД [6]. До технології безшовної волоконно-ефірної інтеграції відносять гібридні оптоелектронні методи генерації, модуляції і передачі сигналів ММД.

Метод оптичного гетеродинування оптичних несучих від двох незалежних лазерів (некогерентне гетеродинування, тобто змішування в фотодетекторі некогерентних сигналів) дозволяє отримати швидкості 0,5-1 Гбіт/с на несучій частоті 100 ГГц [7]. Однак для мобільних системах п'ятого покоління, передбачається ще більші швидкості передачі. До того ж через некогерентність двох джерел цьому методу властива нестабільність частоти.

Іншим методом є метод оптичного гетеродинування двох оптичних несучих від одного багаточастотного лазера, вибір несучих здійснюється оптичним фільтром. У цьому методі можна реалізувати різні несучі радіосигналу ММД шляхом підбору частотного інтервалу з безлічі оптичних несучих, що генеруються лазером. Перевага даного методу полягає в тому, що генерація сигналу ММД може бути реалізована з використанням оптоелектронних

пристроїв з меншою пропускнуною спроможністю. Однак, такий метод також має недоліки через складну структуру і менше значення SNR. Цей метод дозволяє конвертувати радіосигнали ММД у волоконно-оптичне середовище в діапазоні 100 - 1 ТГц (в [6] до 5 ТГц), але обмеження для перетворення в електричний сигнал накладаються смугою пропускання фотодіоду (60-120 ГГц).

Оптоелектронні методи генерації сигналу ММД на основі модулятора Маха-Цендера (ММЦ) мають переваги в тому, що дві оптичні під несучі від одного лазерного джерела мають однакову частоту і фазу, що ефективно пригнічує фазовий шум. Застосовуючи схему на основі одного ММЦ отримана гранична частота модуляції близько 40 ГГц [8], за допомогою паралельного з'єднання ММЦ (ДПММЦ) отримане множення частоти радіочастотного сигналу (РЧ) сигналу (до восьмикратного). Таким чином, регулювання частоти в схемах ДПММЦ не є гнучким. Однак амплітудні і фазові алгоритми попереднього кодування можуть змінюватися для різних форматів модуляції, включаючи QPSK, 8QAM, 16QAM, 64QAM, 128QAM і ін. [9].

Методи генерації ММХ на основі ММЦ мають наступні недоліки: обмеження конвертації до 160 ГГц в волоконно-оптичних лініях, низький рівень потужності гармонік, що при посиленні погіршує відношення сигнал/шум. Ці методи також обмежені смугою пропускання при перетворенні оптичних доменів в електричні сигнали в фотодетекторах. Однак, оптоелектронні методи модуляції для сигналів ММД високого порядку можуть використовуватися в передачі їх по оптоволоконним лініям. Зокрема, комерційні лінії зв'язку з пропускнуною здатністю 100 Гбіт/с реалізуються в каналах з смугою пропускання більш ніж 100 ГГц в форматі квадратурної цифрової фазової модуляції з мультиплексуванням поляризацій (PM-QPSK), де швидкість 25 Гбіт/с закодована в фазу і амплітуду кожної з двох поляризацій [6]. В даний час експериментально отримані інтеграції волоконно-ефірних систем в ММД з гігабітними швидкостями (табл. 1).

Швидкості передачі даних в гібридних оптоелектронних системах в ММД Табл. 1

Частота	Досягнуті швидкості, тип модуляції, відстань в безпроводовій і оптоволоконній лінії та інше
60 ГГц	10 Гбіт/с; QPSK, QAM-16; в безпроводовій частині 2-6 м; в оптоволоконні на відстань до 16 км ширина каналу 2-5 ГГц, [10]
75-110 ГГц	10 Гбіт/с; OOK, BPSK; в безпроводовій частині до 800 м; в оптоволоконні на відстань до 16 км, ширина каналу 2-5 ГГц, [10]
75-110 ГГц	20 Гбіт/с; QPSK; відстань безпроводової передачі 30 мм [11]
75-110 ГГц	40 Гбіт/с; 16QAM; відстань безпроводової передачі 30 мм [12]
75-110 ГГц	100 Гбіт/с; мультиплексування з розподілом по поляризації 16QAM (PDM-16QAM); відстань безпроводової передачі 1,2 м [13]
60 ГГц,	12,7 Гбіт/с, OFDM, оптоволоконні відстань 4,5 км, отримана оптична потужність -17 дБм та EVM=12 на виході [14]
75-110 ГГц	25 Гбіт/с; QPSK, оптичне некогерентне гетеродинування; безпроводова відстань до 2,13 метра; в оптоволоконні відстань 22,8 км [15]
237,5 ГГц	100 Гбіт/с ГГц; 16QAM; оптичне когерентне гетеродинування; безпроводова передача на відстань 20 м з пониженням частоти на прийомі [16].
375-450 ГГц	80 Гбіт/с; 16-QAM, оптичне когерентне гетеродинування; радіовипромінювання отримано за допомогою електричного приймача на основі змішувача Шоткі після 0,5 м безпроводового поширення [17]

З аналізу літературних даних, особливо експериментальних досягнень в області оптоелектронних систем в ММД, можна зробити висновок, що для практичної реалізації високої пропускної здатності мереж виникають значні складнощі. Пов'язані вони з тим, що доступна смуга пропускання визначається не тільки доступним спектром, але і пропускною спроможністю обладнання. Обмежуючі характеристики передавально-приймального обладнання можуть вплинути на вибір типу модуляції та множинного доступу, ширину каналу, дальність передачі сигналу, ускладнення конфігурації систем і т.п. У даній роботі зроблено спробу знаходження альтернативних методів рішення вищезазначених проблем та математичного обґрунтування можливості формування квадратурних модульованих радіосигналів оптоелектронними методами.

3. Мета і задачі дослідження

Метою дослідження є математичне обґрунтування можливостей отримання модульованого сигналу ММД за різними оптоелектронними методами на основі когерентного та некогерентного детектування оптичного сигналу, в яких використовується модулятор Маха-Цендера. Проаналізувати ці методи по шумовим характеристикам і коефіцієнту множення частоти. Проаналізувати та знайти альтернативні методи модуляції та множинного доступу для телекомунікаційних систем на основі гібридних волоконно-ефірних технологій в ММД. Виділити переважні особливості оптоелектронної обробки радіосигналів ММД, що можуть бути використані для розробки конфігурації гібридних волоконно-ефірних мереж та збільшенні їх пропускної спроможності. Розробити напрямки для подальших ключових досліджень в області освоєння ММД в телекомунікаційних системах наступного покоління

4. Оптоелектронні методи для отримання квадратурного модульованого сигналу в міліметровому діапазоні та їх математичне обґрунтування

В останні декілька років запропонована низка методів для реалізації систем RoF, які можуть генерувати і передавати РЧ несучу з використанням зовнішньої модуляції інтенсивності. В них використовується биття бічних смуг та для системи RoF може бути забезпечена стабільність радіочастотної несучої, частота якої залежить тільки від радіосигналу, що управляє. Крім того, зовнішня модуляція інтенсивності в поєднанні з технікою множення частоти може реалізувати генерацію високочастотного сигналу ММД з зменшеною пропускною здатністю для оптичних та електричних компонент передавача.

4.1. Метод множення частоти радіочастотного сигналу та його квадратурної модуляції на основі ММЦ. На рис. 3 представлена принципіальна схема одержання модульованого сигналу ММД на основі одного зовнішнього модулятора ММЦ [9].

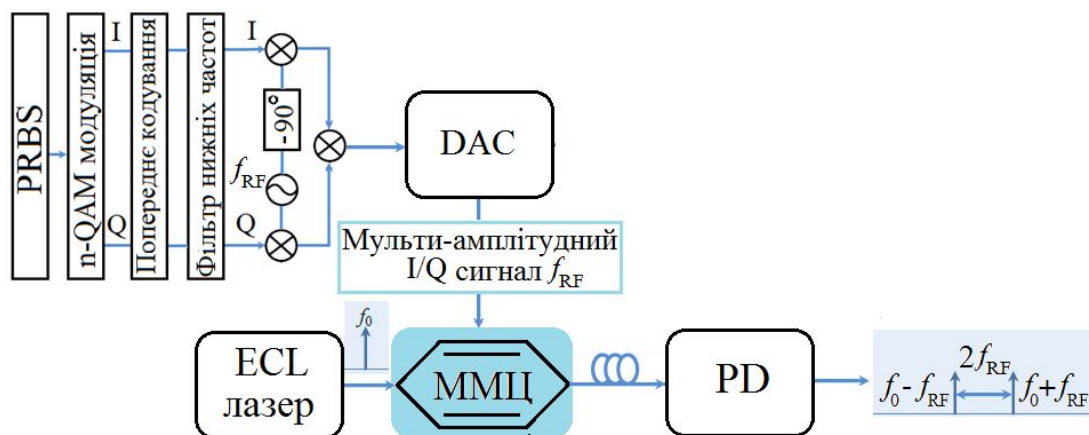


Рис. 3. Принципова схема генерування квадратурного модульованого сигналу ММД, яка ґрунтується на одному ММЦ та попередньо кодованому управляючому приводі

На рис. 3 використовуються такі позначення: PRBS – генератор псевдовипадкової бітової послідовності, DAC – цифро-аналоговий перетворювач; PD – фотодетектор; ECL – лазер з зовнішньою резонаторною порожниною.

Якщо не враховувати втрати потужності сигналу в модуляторі і прийняти, що коефіцієнт поділу потужності двох плечей збалансованого ММЦ дорівнює 0,5, тоді оптичне поле на виході ММЦ може бути виражене в такий спосіб [18]:

$$E_{\text{out}}(t) = E_0 \cos \left[\frac{\Phi[V_{RF}(t)]}{2} \right] \cos(\omega_0 t) = E_0 \cos \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{V_{\text{bias}}}{V_{\pi}} + \frac{V_m}{V_{\pi}} \cos(\omega_{RF} t) \right) \right] \cos(\omega_0 t), \quad (1)$$

де E_0 та ω_0 – амплітуда та частота оптичної несучої $E(t) = E_0 \cos(\omega_0 t)$; $V_{RF}(t) = V_{\text{bias}} + V_m \cos(\omega_{RF} t)$ – прикладена напруга, яка управляє різницею фаз $\Phi[V(t)]$ оптичної несучої, що індукована між двома плечима ММЦ; V_{bias} – напруга постійного зміщення; V_{π} – напівхвильова напруга ММЦ; V_m – амплітуда напруги, що управляє; ω_{RF} – колова частота електричного вхідного сигналу RF.

Вводячи коефіцієнти $m = (\pi/2) \cdot (V_m/V_{\pi})$ – глибина модуляції, $b = (\pi/2) \cdot (V_{\text{bias}}/V_{\pi})$ – постійний фазовий зсув, вираз (1) можна переписати в вигляді:

$$E_{\text{out}}(t) = E_0 \{ \cos b \cdot \cos[m \cos(\omega_{RF} t)] - \sin b \cdot \sin[m \cos(\omega_{RF} t)] \} \cdot \cos(\omega_0 t). \quad (2)$$

При розкладанні рівняння (2) в ряди по гармонікам сигналу модуляції одержаний вираз, якій дає можливість оцінки амплітуд гармонік на виході модулятора [6]:

$$E_{\text{out}}(t) = E_0 \cos b \left\{ \begin{aligned} & J_0(m) \cos(\omega_0 t) + \\ & \sum_{n=1}^{\infty} \left[J_{2n}(m) \times \cos(\omega_0 t + 2n\omega_{RF} t - n\pi) \right] + \\ & \left[+ J_{2n}(m) \cos(\omega_0 t - 2n\omega_{RF} t + n\pi) \right] \end{aligned} \right\} + \\ + E_0 \sin b \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \left[\begin{aligned} & J_{2n-1}(m) \times \\ & \cos \left(\omega_0 t + (2n-1)\omega_{RF} t - n\pi \right) \right. \\ & \left. + J_{2n-1}(m) \cos(\omega_0 t - (2n-1)\omega_{RF} t + n\pi) \right] \right\}, \quad (3)$$

де J_n функція Бесселя першого роду n -го порядку.

Якщо напругу зсуву встановлено на рівні $V_{\text{bias}} = V_{\pi}$, тоді $b = \pi/2$, $\cos b = 0$, $\sin b = 1$ (режим роботи ММЦ з зміщенням в нульовій точці). Модуляція сигналу ММД приймає вид DSB-OCS, і вихідну напругу можна записати наступним чином:

$$E_{\text{out}}(t) = E_0 \sum_{n=1}^{\infty} \left[J_{2n}(m) \cos(\omega_0 t + 2n\omega_{RF} t - n\pi) + \right. \\ \left. + J_{2n-1}(m) \cos(\omega_0 t - (2n-1)\omega_{RF} t + n\pi) \right]. \quad (4)$$

В спектрі залишаються тільки оптичні бічні смуги непарного порядку і відсутній вхідний сигнал, якій є управляючим. В результаті квадратичний фотодіод (PD) дає двочастотний сигнал $2\omega_{RF}$. Амплітуди генерованих оптичних бічних смуг пропорційні амплітудам відповідних функцій Бесселя, які пов'язані із глибиною модуляції m виразом.

$$E_{\text{out}}(t) = E_0 \{ -J_1(m) \cos[(\omega_0 + \omega_{RF})t] - J_1(m) \cos[(\omega_0 - \omega_{RF})t] + \\ + J_3(m) \cos[(\omega_0 + 3\omega_{RF})t] + J_3(m) \cos[(\omega_0 - 3\omega_{RF})t] - \\ - J_5(m) \cos[(\omega_0 + 5\omega_{RF})t] - J_5(m) \cos[(\omega_0 - 5\omega_{RF})t] \}. \quad (5)$$

Функції Бесселя $J_1(x)$, $J_3(x)$, $J_5(x)$, при $x = \pi/2$ мають значення 0,5668, 0,0690, 0,0022 відповідно.

Якщо напругу зсуву встановлено на $V_{bias}=2V_{\pi}$, тоді $b=\pi$, $\cos b=1$, $\sin b=0$ (ММЦ працює в режимі зміщення в бік максимуму коефіцієнту пропускання) в спектрі залишаються бічні смуги парного порядку:

$$E_{out}(t) = E_0 \sum_{n=1}^{\infty} [J_{2n}(m) \cos(\omega_0 t + 2n\omega_{RF} t - n\pi) + J_{2n}(m) \cos(\omega_0 t - 2n\omega_{RF} t + n\pi)]. \quad (6)$$

Для $n=2, 4, 6$ вираз (6) можна записати у наступному вигляді:

$$E_{out}(t) = E_0 \{ -J_2(m) \cos[(\omega_0 + 2\omega_{RF})t] - J_2(m) \cos[(\omega_0 - 2\omega_{RF})t] + J_4(m) \cos[(\omega_0 + 4\omega_{RF})t] + J_4(m) \cos[(\omega_0 - 4\omega_{RF})t] - J_6(m) \cos[(\omega_0 + 6\omega_{RF})t] - J_6(m) \cos[(\omega_0 - 6\omega_{RF})t] \}. \quad (7)$$

Функції Бесселя $J_2(x)$, $J_4(x)$, $J_6(x)$, при $x=\pi$ мають значення 0,35283, 0,033996, 0,0012024 відповідно.

Коли дві сформовані під несучі першого порядку гетеродинне змішуються в фотодіоді, основна складова струму на виході фотодіоду визначається як:

$$I_{RF} = \Re E_{out}^2 = \frac{1}{2} J_1^2(m) \cos 2\omega_{RF} \quad (8)$$

де \Re – струмова чутливість фотоприймача.

4.2. Генерація та модуляція векторного сигналу ММД з попереднім кодування фази і амплітуди. Впровадження вдосконаленої векторної модуляції сигналу в системах RoF може подолати обмеження недостатніх ресурсів спектру та значно підвищити швидкість безпроводової передачі [9]. Для генерації векторного сигналу фотонної багато амплітудної квадратурно-амплітудної модуляції (QAM) в ММД довжин хвиль може бути застосовано схему, що показана на рис. 4. Генерація векторного сигналу забезпечується одним ММЦ в комбінації з оптичним селективним перемикачем довжин хвиль (англ. wavelength selective switch, WSS), з якого селективним чином обираються бічні смуги необхідного порядку для гетеродинного биття.

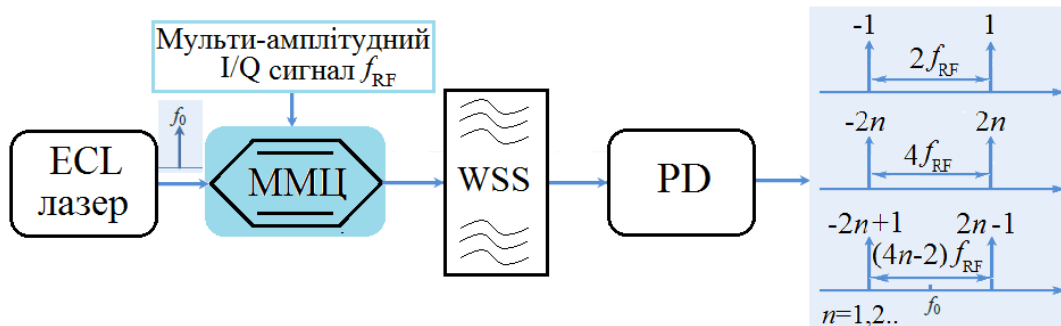


Рис. 4. Схема генерування квадратурно модульованого сигналу міліметрового діапазону з можливістю множення частоти f_{RF} сигналу управляючого електроприводу в 2 (4, 6, 8) рази

Регулювання частоти не є гнучким через використання попереднього кодування передавача (по амплітуді і фазі). На виході ММЦ з'являється кілька оптичних піднесучих. Потім дві піднесучі з певним частотним інтервалом можуть бути відфільтровані за допомогою WSS, і на виході фотодіоду одержується необхідний QAM модульований сигнал на заданій несучій ММД з заданою амплітудою і фазою. Множення частоти I/Q сигналу в 2 (4, 6, 8) може бути досягнуто, коли ММЦ працює в режимі зміщення в різних точках (максимальної і мінімальної вихідної інтенсивності), WSS програмується на різні смугові канали.

В разі вдосконаленої векторної модуляції, радіочастотна несуча f_{RF} генератору, що управляє, переносить дані модуляції QAM з множиною амплітуд на двох електродний модулятор ММЦ, якій модулює вихідний сигнал лазера на частоті f_0 . Поле безперервної хвилі лазера E_{OF} та напруга сигналу, що управляє, можуть бути виражені наступним чином:

$$E_{OF}(t) = E_0 \cos(\omega_0 t); \quad V_{RF}(t) = V_{3M} + V_m \cos(\omega_{RF} t + \varphi(t)), \quad (9)$$

де V_m и $\varphi(t)$ – амплітуда та фаза управляючого радіочастотного електричного сигналу на частоті f_{RF} , V_{3M} – напруга постійного зміщення.

Для модуляції QPSK, V_m є сталою величиною. Для модуляції QAM8 вона має декілька різних значень, тоді дані приводу передають I/Q модуляцію з множинною амплітудою. Таким чином, коли ММЦ зміщений в бік максимуму коефіцієнту пропускання, його вихідний сигнал може бути виражений у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} E_{out}(t) &= E_0 (i\omega_0 t) \exp[im \cos(\omega_{RF} t + \varphi(t))] + E_0 \exp(i\omega_0 t) \exp[-im \cos(\omega_{RF} t + \varphi(t))] = \\ &= E_0 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m) \exp[i(\omega_0 + 2n\omega_{RF})t + i2n\varphi(t)], \quad m = (\pi/2V_{\pi}) \cdot V_m \cos[\varphi(t)]. \end{aligned} \quad (10)$$

Коли селективний перемикач WSS використовується для вибору двох оптичних під несучих порядку $2n$ та рознесення частот $4nf_{RF}$ ($n = 1, 2 \dots$), на виході WSS сигнал може бути виражений у вигляді:

$$E_{WSS} = 2E_0 J_{2n}(m) \left[\exp(i(\omega_0 + 2n\omega_{RF})t + i2n\varphi(t)) + \exp(i(\omega_0 - 2n\omega_{RF})t - i2n\varphi(t)) \right]. \quad (11)$$

В результаті оптичного гетеродинування на виході фотодіоду основна складова струму, що генерується приймає вигляд

$$I_{RF} = \frac{1}{2} \Re J_{2n}^2(m) \cos(4n\omega_0 t + 4n\varphi(t)), \quad n = 1, 2 \dots \quad (12)$$

Аналогічним чином генерується оптичний сигнал от двох електродного ММЦ, якій зміщений в своїй мінімальній точці передачі у випадку, коли форма сигналу, що управляє, має вигляд (9):

$$\begin{aligned} E_{out}(t) &= E_0 (i\omega_0 t) \exp \left[im \cos(\omega_{RF} t + \varphi(t)) + i\frac{\pi}{2} \right] + \\ &+ E_0 \exp(i\omega_0 t) \exp \left[-im \cos(\omega_{RF} t + \varphi(t)) - i\frac{\pi}{2} \right] = \\ &= E_0 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(m) \exp \left[i(\omega_0 + (2n-1)\omega_{RF})t + i(2n-1)\varphi(t) \right]. \end{aligned} \quad (13)$$

В цьому випадку на виході ММЦ формуються оптичні під несучі непарного порядку з інтервалом в $2f_{RF}$. Якщо WSS налаштований на вибір двох оптичних під несучих з однаковим порядком $2n-1$ та частотний інтервал дорівнює $(4n - 2)f_{RF}$, $n = 1, 2 \dots$, тоді сигнал на виході WSS може бути виражений як:

$$E_{WSS} = 2E_0 J_{2n-1}(m) \left[\exp(i(\omega_0 + (2n-1)\omega_{RF})t + i(2n-1)\varphi(t)) + \exp(i(\omega_0 - (2n-1)\omega_{RF})t - i(2n-1)\varphi(t)) \right]. \quad (14)$$

Після квадратичного перетворення сигналу в фотодіоді форма струму, що генерується, приймає наступний вигляд:

$$I_{RF} = \frac{1}{2} \Re J_{2n-1}^2(m) \cos[(4n-2)\omega_0 t + (4n-2)\varphi(t)], \quad (15)$$

З цього виразу видно, що в даному методі множення частоти також одночасно приводить до множення фази з одним і тим самим коефіцієнтом.

Окрім того, амплітуда та фаза модульованого вихідного сигналу передавача мають задовольняти вимогам:

$$A_{TX} \propto J_n^2 \left\{ \left(\pi / 2V_\pi \right) \cdot V_m \cos [\varphi(t)] \right\}, \quad \varphi_{TX} \propto 2n\varphi(t), \quad n=1,2,3\dots \quad (16)$$

де n – порядок обраних оптичних піднесучих.

З (16) видно, що амплітуда і фаза радіочастотного сигналу, що управляє, повинні бути попередньо закодовані. Для відомих даних багато амплітудної QAM модуляції значення A_{TX} і φ_{TX} являють собою попередньо кодовану амплітуду і фазу, які можуть бути призначені радіочастотному управляючому сигналу. Слід зазначити, що коли дані передавача модулюються за методом QPSK, тоді потрібно тільки попереднє кодування фази. Однак коли дані передавача приймають сигнали з багато амплітудною QAM модуляцією, *наприклад* 8QAM, то потрібна попереднє кодування фази і амплітуди. Тому, алгоритми амплітудного і фазового попереднього кодування можуть змінюватися при використанні різних форматів модуляції.

5. Обговорення результатів дослідження альтернативних методів ММД

Фазові спотворення, нелінійність характеристик приймально-передавального обладнання можуть, *наприклад*, обмежити практичне використання спектрально-ефективних видів модуляції на несучих ММД. *Наприклад*, нелінійність характеристики фотодіоду може становити близько 3 дБ, інших оптоелектронних компонентів до 14 дБ в смузі 10-110 ГГц [6].

Незважаючи на те, що сигнали ММД можуть забезпечити малі затримки (порядку наносекунд), велика доступна смуга пропускання вимагає високої частоти дискретизації, яка, *щонайменше*, вдвічі перевищує смугу пропускання. Крім того, через величезну ширину смуги, що доступна в кожній з смуг ММД, їх частотні компоненти мають незалежне загасання, що призводить до появи каналів з різними частотними характеристиками загасання. В якості рішення велике значення має використання широкосмугових методів, таких як мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів (OFDM), множинний доступ з кодовим розділенням каналів (MC-CDMA). Використання OFDM на частотах ММХ має значні переваги, тому воно вже розгорнуте в IEEE802.15.3с. Однак метод OFDM страждає від високого PAPR та є чутливим до фазового шуму, що веде до зменшення ефективності лінійних підсилювачів потужності класу А. Таким чином погіршуються загальні характеристики системи. Альтернативним методом можливо є модуляція с однією несучою (SCM), тому що метод SC-FDE допускає використання енергозберігаючих нелінійних підсилювачів, а також є стійким до фазових шумів [19]. Для ММД можуть розглядатися менш складні методи модуляції, такі як частотна маніпуляція (FSK), амплітудна маніпуляція (ASK), двох позиційна маніпуляція (OOK) та імпульсна модуляція положення (PPM), як обговорене в роботі [20].

За допомогою інтеграції гібридних волоконно-ефірних технологій можливо також реалізувати мультиплексування в ММД з поділом по поляризації, що ще більше може підвищити ефективність використання MIMO технологій. Також в гібридних системах можна зменшити вплив поляризаційної модової дисперсії і інших лінійних і нелінійних оптичних спотворень при передачі. Виділимо наступні переваги, які можна реалізувати за допомогою інтеграції волоконно-ефірних технологій:

- формування та модуляція в форматі високого порядку сигналів у всіх радіочастотних діапазонах, включаючи перспективні смуги 18-27 ГГц, 33-50 ГГц, 57-64 ГГц, 71-76 ГГц, 81-86 ГГц;

- передача конвертованих радіосигналів по оптичному волокну на великі відстані і мультиплексування радіоканалів за технологією WDM;

- просторове мультиплексування, включаючи просторове мультиплексування з множинним вводом та виводом (MIMO);

- мультиплексування, що інтегроване з технікою оптичного поляризаційного мультиплексування.

6. Висновки

Інтеграція гібридних оптоелектронних технологій може об'єднати переваги як оптичних так і безпроводових систем. Завдяки більш широкій смузі пропускання оптичні системи здатні обробляти сигнали міліметрового діапазону та забезпечити високу пропускну здатність систем. Оптоелектронні методи можливо будуть ключовим рішенням для генерації, модуляції сигналів і формування діаграм спрямованості фазованих антенних решіток, методів просторового мультиплексування за технологією МІМО в міліметровому діапазоні. Гігабітні швидкості передачі інформації, які необхідні для майбутніх телекомунікаційних мереж, можливо реалізувати з'єднанням базових станцій і центрів обробки інформації по волоконним лініям, в яких можливо реалізувати конвертацію міліметрових радіоканалів в оптичний діапазон з використанням форматів модуляції високо порядку і мультиплексування WDM. Подальше дослідження конфігурації систем на основі гібридних волоконно-ефірних технологій, методів модуляції та мультиплексування з поділом по поляризації для безпроводових каналів зв'язку в міліметровому діапазоні є перспективними напрямками для знаходження рішень збільшення пропускну здатності телекомунікаційних систем.

7. Список використаної літератури

1. Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2015–2020, Cisco, San Jose, CA, USA. - Feb. 2016. [Online]. Available: <http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/serviceprovider/visual-networking-index-vni/mobile-white-paper-c11-520862.html>.
2. Ericsson Mobility Visualizer 2018. Available: <http://www.ericsson.com/TET/trafficView/>.
3. Shannon C. E. A mathematical theory of communication / C. E. Shannon // Bell Syst. Tech. J. – 1948. - Vol. 27. - №3, P. 379–423.
4. Boes F. Ultra-broadband MMIC-based wireless link at 240 GHz enabled by 64GS/s DAC / F. Boes et al. // in 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz), Tucson, AZ. – 2014. - P. 1-2.
5. Yu J. Faster than fiber: Over 100-Gb/s signal delivery in fiber wireless integration system / J. Yu, X. Li, and N. Chi // Opt. Express. - 2013. - №19. – P. 22885–22904.
6. Urick V. J. Fundamentals of Microwave Photonics / V. J. Urick, J. D. McKinney and K. J. Williams // Hoboken NJ. – USA, Wiley. – 2015. – 488 p.
7. Khayatzadeh R. Coherent and non-coherent receivers in 60-GHz RoF system based on passively mode-locked laser / R. Khayatzadeh, J. Poette, H. Rzaigui, and B. Cabon // IEEE Microwave Photonics (MWP). – Alexandria, VA, USA. – 28-31 Oct. – 2013. – P. 138-141.
8. O'Reilly J. J. Optical generation of very narrow linewidth millimeter wave signals / J. J. O'Reilly, P. M. Lane, R. Heidemann and R. Hofstetter // Electron. Lett. – Dec. 1992. – Vol. 25. – № 28. – P. 2309-2311.
9. Yu J. Tutorial: Broadband fiber-wireless integration for 5G+ communication / Yu Jianjun, Li Xinying, Wen Zhou // J. APL Photonics. – 2018. – Vol. 3. – <https://doi.org/10.1063/1.5042364>
10. Yu J. Cost-effective optical millimeter technologies and field demonstrations for very high throughput wireless-over-fiber access systems / J. Yu, G.-K. Chang, Z. Iia, A. Chowdhury, M.-F. Huang, H.-C. Chien, Y.-T. Hsueh, W. Jian, C. Liu, and Z. Dong // J. Light w. Technol. – 2010. – Vol. 28. – №16. – P. 2376-2397.
11. Kanno A. 20-Gb/s QPSKW-band (75-110GHz) wireless link in free space using radio-over-fiber technique / A. Kanno, K. Inagaki, I. Morohashi, T. Sakamoto, T. Kuri, I. Hosako, T. Kawanishi, Y. Yoshida, and K.-I. Kitayama // IEICE Electron. Express 8. – 2011. – P. 612-617.
12. Kanno A. 40 Gb/s W-band (75-110 GHz) 16-QAM radio-over-fiber signal generation and its wireless transmission / A. Kanno, K. Inagaki, I. Morohashi, T. Sakamoto, T. Kuri, I. Hosako, T. Kawanishi, Y. Yoshida, and K.-I. Kitayama // European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC). – Geneva. – 2011. – №10. – P.1-112.

13. Pang X. 100 Gbit/s hybrid optical fiber-wireless link at W-band (75–110 GHz) / X. Pang, A. Caballero, A. Dogadaev, V. Arlunno, R. Borkowski, J. S. Pedersen, L. Deng, F. Karinou, F. Roubeau, D. Zibar, X. Yu, and I. Tafur Monroy // *Opt. Express*. – 2011. – Vol. 19. – № 25. – P. 24944-24949.
14. Cao, Li F. Synchronized signaling delivery for broadband 60 GHz in-building optical wireless network based on digital frequency division multiplexing and digital Nyquist shaping / Cao, F. Li, C. M. Okonkwo, H. P. A. van den Boom, M. Chen, B. Yang, S. Zou, E. Tangdionga, L. Chen, and A. M. J. Koonen // *Opt. Express*. – 2013. – Vol. 21. – № 1. – P. 270-275.
15. Kanesan T. Experimental verification of optimized LTE-RoF system for eNB cell radius improvement / T. Kanesan et al. // *IEEE Photonics Technol. Lett.* – 2012. – №24. – P. 2210.
16. Koenig S. 100 Gbit/s wireless link with mm-wave photonics / S. Koenig, F. Boes, D. Lopez-Diaz et al. // in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, Los Angeles. - California. – 2012. – PDPD5B.4.
17. Jia Shi. THz photonic wireless links with 16-QAM modulation in the 375-450 GHz band / Jia, Shi et al. // *Optics Express*. – 2016. – Vol. 24. – № 21. – P. 23777-23783.
18. Qi G. Generation and distribution of a wide-band continuously tunable millimeter-wave signal with an optical external modulation technique / Qi G., J. P. Yao, J. Seregelyi, S. Paquet, and C. Belisle // *IEEE Microwave Theory and Techniques*. – Oct. 2005. – Vol. 53. – №10. – P. 3090-3097.
19. Falconer D. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems / D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson // *IEEE Commun. Mag.* Apr. 2002. – Vol. 40. – №4. – P. 58-66.
20. Hemadeh I. A. Millimeter-Wave Communications: Physical Channel Models, Design Considerations, Antenna Constructions, and Link-Budget / I. A. Hemadeh, K. Satyanarayana, M. Ek-Hajjar, K. Hanzon // *IEEE Communications Surveys and Tutorials*. – 2018. – Vol. 20. – №2.

8. References

1. Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2015–2020, Cisco, San Jose, CA, USA, (2016). [Online]. Available: <http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/serviceprovider/visual-networking-index-vni/mobile-white-paper-c11-520862.html>. Web.
2. Ericsson Mobility Visualizer (2018). [Online]. Available: <http://www.ericsson.com/TET/trafficView/>. Web.
3. Shannon C. E. «A mathematical theory of communication.» *Bell Syst. Tech. J.* 27(3) (1948): 379–423. Print.
4. Boes F. et al. «Ultra-broadband MMIC-based wireless link at 240 GHz enabled by 64GS/s DAC.» in *39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*, Tucson, AZ (2014): 1-2. Print
5. Yu J., Li X., and Chi N. «Faster than fiber: Over 100-Gb/s signal delivery in fiber wireless integration system.» *Opt. Express* (19) (2013): 22885–22904. Print
6. Urick V. J., McKinney J. D. and Williams K. J. «Fundamentals of Microwave Photonics.» Hoboken NJ. (2015): 488. Print.
7. Khayatzaadeh R., Poette J., Rzaigui H., and Cabon B. «Coherent and non-coherent receivers in 60-GHz RoF system based on passively mode-locked laser.» *IEEE Microwave Photonics (MWP)*. (2013): 138-141. Print.
8. O'Reilly J. J., Lane P. M., Heidemann R. and Hofstetter R. «Optical generation of very narrow linewidth millimeter wave signals» *Electron. Lett.* 25(28) (1992): 2309–2311. Print.
9. Jianjun Yu, Xinying Li, Wen Zhou. Tutorial: Broadband fiber-wireless integration for 5G+ communication J. *APL Photonics*, (2018) 3. <https://doi.org/10.1063/1.5042364>. Web.

10. Yu J., Chang G.-K., Iia Z., Chowdhury A., Huang M.-F., Chien H.-C., Hsueh Y.-T., Jian W., Liu C., and Dong Z. «Cost-effective optical millimeter technologies and field demonstrations for very high throughput wireless-over-fiber access systems.» *J. Light w. Technol.* 28(16) (2010): 2376–2397. Print.
11. Kanno A., Inagaki K., Morohashi I., Sakamoto T., Kuri T., Hosako I., Kawanishi T., Yoshida Y., and Kitayama K.-I. «20-Gb/s QPSKW-band (75-110GHz) wireless link in free space using radio-over-fiber technique.» *IEICE Electron. Express* 8. (2011): 612–617. Print.
12. Kanno A., Inagaki K., Morohashi I., Sakamoto T., Kuri T., Hosako I., Kawanishi T., Yoshida Y., and Kitayama K.-I. «40 Gb/s W-band (75-110 GHz) 16-QAM radio-over-fiber signal generation and its wireless.» in *European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)* (10) (2011): 1-112. Print.
13. Pang X., Caballero A., Dogadaev A., Arlunno V., Borkowski R., Pedersen J. S., Deng L., Karinou F., Roubeau F., Zibar D., Yu X., and Tafur Monroy I. «100 Gbit/s hybrid optical fiber-wireless link at W-band (75–110 GHz).» *Opt. Express.* 19(25) (2011): 24944–24949. Print.
14. Cao, Li F., Okonkwo C. M., van den Boom H. P. A., Chen M., Yang B., Zou S., Tangdionga E., Chen L., and Koonen A. M. J. «Synchronized signaling delivery for broadband 60 GHz in-building optical wireless network based on digital frequency division multiplexing and digital Nyquist shaping» *Opt. Express.* 21(1) (2013): 270–275. Print.
15. Kanesan T. et al. «Experimental verification of optimized LTE-RoF system for eNB cell radius improvement.» *IEEE Photonics Technol. Lett.* 24 (2012): 2210. Print.
16. Koenig S., Boes F., Lopez-Diaz D. et al. «100 Gbit/s wireless link with mm-wave photonics» in *Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*. (2012). PDPD5B.4. Print.
17. Jia, Shi et al. «THz photonic wireless links with 16-QAM modulation in the 375-450 GHz band.» *Optics Express.* 24(21) (2016): 23777-23783 Print.
18. Qi, Yao J. P., Seregelyi J., Paquet S., and Belisle C. «Generation and distribution of a wide-band continuously tunable millimeter-wave signal with an optical external modulation technique.» *IEEE Microwave Theory and Techniques.* 53(10) (2005): 3090-3097. Print.
19. D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, «Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems.» *IEEE Commun. Mag.* 40(4) (2002): 58–66. Print.
20. Hemadeh I. A., Satyanarayana K., Ek-Hajjar M., Hanzon K. «Millimeter-Wave Communications: Physical Channel Models, Design Considerations, Antenna Constructions, and Link-Budget.» *IEEE Communications Surveys and Tutorials.* 20(2) (2018). Print.

Автори статті (Authors of the article)

Кременецька Яна Адольфівна – к.т.н., доцент кафедри телекомунікаційних технологій (Kremenetska Yana Adolfivna – PhD in technic, associate professor of the department of telecommunication technologies). Phone: +380 67 302 2242. E-mail: ya.cremen@ukr.net.

Марков Сергій Юхимович – к.т.н., доцент кафедри телекомунікаційних технологій (Markov Serhii Yukhymovych – PhD in technic, associate professor of the department of telecommunication technologies). Phone: +380 68 124 2065. E-mail: sergem43@ukr.net.

Морозова Світлана Володимирівна – ст. викладач кафедри фізики (Morozova Svitlana Volodymyrivna – senior lecturer of physics department). Phone: +380 50 387 9025. E-mail: svmorozova@ukr.net.

Морозов Дмитро Миколайович – магістр (Morozov Dmytro Mykolaiovych – master studies in electronics and telecommunications), Державний університет телекомунікацій, Київ, Україна. Phone: +380 96 570 2814. E-mail: morozovi@meta.ua.