

УДК 621.385.12

Кременецька Я.А., к.т.н.; Фелінський Г.С., д.-ф.н.;
Мельник Ю.В., к.т.н.; Бондаренко Є.О., магістр

ОСОБЛИВОСТІ ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ МІЛІМЕТРОВОГО ТА ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНІВ ДЛЯ РАДІОФОТОННИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

Kremenetskaya Ya.A., Felinskiy G.S., Melnik Yu.V., Bondarenko E.O. Features of the signals formation in millimeter and terahertz wavebands for radio-photon communication systems.

The optoelectronic methods of millimeter and terahertz waves' generation for various signal modulation techniques are presented. Methods for optical generation of millimeter wave signals using external modulation are limited theoretically up to 160 GHz. The use of optical heterodyning of two laser radiations, whose frequency difference corresponds to the frequency of radio emission, is possible throughout the terahertz range. It is analyzed that the use of bands above 100 GHz in open media is limited by the insufficient speed of current photodetectors. Based on the use of millimeter wave (terahertz) waves, both in open systems and fiber optics, different approaches are possible to the choice of the method of compaction and modulation of the signal. Based on the requirements of coherent or incoherent reception of signals for various variants in different systems and media, it is necessary to analyze the phase and amplitude noise arising during the generation and modulation of signals.

Keywords: millimeter range, terahertz range, optoelectronic methods of radio signal generation, radio-photonics, fiber-ether systems, methods of signal modulation, multiplexing methods

Кременецька Я.А., Фелінський Г.С., Мельник Ю.В., Бондаренко Є.О. Особливості формування сигналів міліметрового та терагерцового діапазонів для радіофотонних систем зв'язку.

Розглянуто методи оптоелектронного формування сигналів міліметрового і терагерцового діапазонів для різних способів модуляції несучої частоти. Проаналізовано фактори, що обмежують генерацію хвиль у міліметровому та терагерцовому діапазонах, які пов'язані з граничною частотою модулаторів та обмеженнями за швидкодією фотоприймачів. Виходячи з варіантів використання міліметрових (терагерцових) хвиль, як у відкритих системах, так і волоконно-оптичних лініях запропоновано підходи до вибору способу модуляції сигналів та ущільнення каналів.

Ключові слова: міліметровий діапазон, терагерцовий діапазон, оптоелектронні методи формування радіосигналів, радіофотоніка, волоконно-ефірні системи, методи модуляції сигналів, методи ущільнення каналів

Кременецкая Я.А., Фелинский Г.С., Мельник Ю.В., Бондаренко Е.А. Особенности формирования сигналов миллиметрового и терагерцового диапазонов для радиофотонных систем связи.

Рассмотрены методы оптоэлектронного формирования сигналов миллиметрового и терагерцового диапазонов для различных способов модуляции несущей частоты. Проанализированы факторы, ограничивающие генерацию волн в миллиметровом и терагерцовом диапазонах, связанные с граничной частотой модулаторов и ограничениями по быстрдействию фотоприемников. Исходя из вариантов использования миллиметровых (терагерцовых) волн, как в открытых системах, так и волоконно-оптических линиях предложены подходы к выбору способа модуляции сигналов и уплотнения каналов.

Ключевые слова: миллиметровый диапазон, терагерцовый диапазон, оптоэлектронные методы формирования радиосигналов, радиофотоника, волоконно-эфирные системы, методы модуляции сигналов, методы уплотнения каналов

Вступ

Освоєння частотних ресурсів міліметрового і терагерцового діапазонів є одним із шляхів вирішення проблеми підвищення пропускної здатності телекомунікаційних систем (рис. 1). До терагерцового діапазону електромагнітних хвиль зараз прийнято відносити частоти від 100 ГГц до 10 ТГц [1], до міліметровому - від 30 до 300 ГГц. Стандарти для міліметрового діапазону (ММД) вже використовуються в системах близького доступу, наприклад стандарти 802.11ad, WirelessHD.

© Кременецька Я.А., Фелінський Г.С., Мельник Ю.В., Бондаренко Є.О., 2017

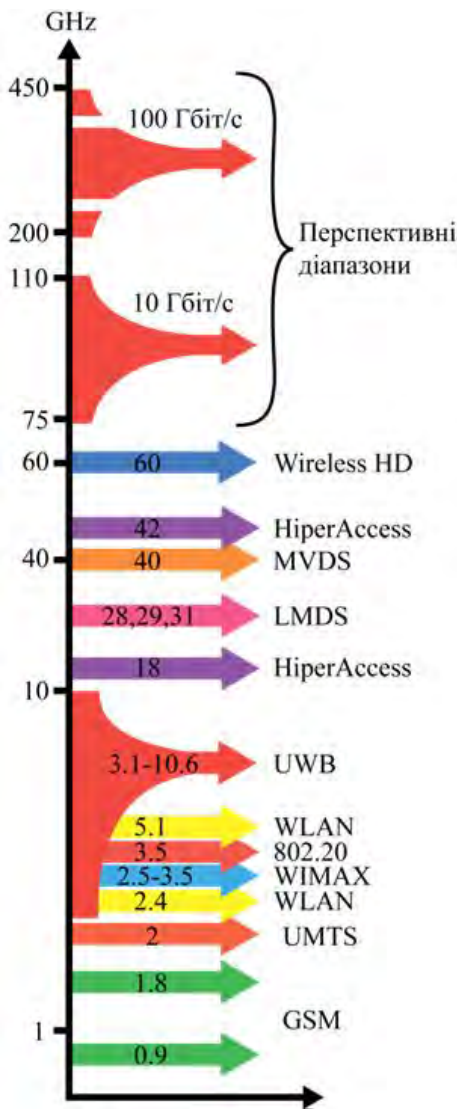


Рис. 1. Використання спектра різними радіосервісами

У мобільних системах передбачається використання міліметрових хвиль (ММХ) для організації малих сот (до 200 м) і конвертація ММХ у волоконно-оптичних лініях для з'єднання базових станцій між собою і з дата-центрами. Такі системи називають ще як волоконно-ефірні системи RoF (radio-over-fiber). Більш важливі в освоєнні міліметрового діапазону є діапазони в вікнах прозорості атмосфери 30, 75-110 ГГц з можливістю передачі до 10 Гбіт/с в каналах шириною 2 ГГц (8 x 250 МГц) [1]. Для ультрависокої продуктивності безпроводових систем розглядаються спектральні вікна в діапазоні частот від 200 до 450 ГГц, де є додаткові (але низькі) втрати через поглинання води, проте існує можливість передачі інформації на короткі відстані (до 100 м) [1]. Кожне з вікон в діапазоні 200-450 ГГц має ширину смуги декількох десятків ГГц. Це робить їх придатними для реалізації швидкостей до 100 Гбіт/с в безпроводових системах, уникаючи ускладнень застосування високої спектральної ефективності шляхом використання простих форматів модуляції, наприклад, BPSK або QPSK. Використання діапазону 275-450 ГГц також планується MCE-R для використання в мобільному та фіксованому зв'язку [1].

Окрім забезпечення величезної пропускної спроможності інформаційних систем, ММХ надають унікальні можливості формувати відеозображення високої просторової роздільної здатності з використанням невеликих фізичних апертур антен. Завдяки своїй довжині хвилі, що дорівнює 1-10 мм, ММХ менше послаблюються в атмосфері, ніж оптичні хвилі та можуть проникати крізь широке коло розповсюджених матеріалів. Тому ММХ

використовуються в аеропортах, в контрольнопропускних пунктах, для запобігання автомобільних зіткнень, біохімічної діагностики, тощо. Отже, майбутні системи міліметрового і терагерцового діапазонів, безсумнівно, знайдуть застосування не тільки для передачі інформації, а й для комплексного та ефективного вирішення низки актуальних проблем сьогодення.

Оптимальний вибір типу модуляції сигналів та мультиплексування (ущільнення) радіоканалів є ключовою проблемою реалізації систем міліметрового і терагерцового діапазонів. Так як вибір типу модуляції і ущільнення пов'язаний з необхідними критеріями спектральної і енергетичної ефективностей у відповідності з необхідною продуктивністю мережі. У мобільних системах оптимальний вибір методу модуляції сигналів ММД суттєво залежить від обмежень на розміри сот і щільності абонентів в них, потужності передавача, а також повинен враховувати особливості поширення, формування і випромінювання сигналів ММД, тощо. Для міського сценарію використання ММХ вважається найбільш доцільним у дрібноклітинних і щільних бездротових мережах [2], де невелика кількість користувачів будуть пов'язані із заданою базовою станцією. Тому, наприклад, найбільш перспективним є використання модуляції однієї несучої (SCM), тимчасове і просторове розділення каналів ММД [2].

Оскільки системи RoF включаються в бездротові системи зв'язку, то в них використовується конвертація міліметрових сигналів в оптичні. Це потребує нових фотонних методів модуляції електромагнітних хвиль (EMX), особливо у терагерцовому діапазоні, з підвищеними технічними вимогами як для частотних характеристик модуляторів, так і до швидкодії фотодетекторів. Також необхідно враховувати квазіоптичні особливості поширення MMX і терагерцових хвиль у відкритих системах і в міській забудові. В першу чергу такими особливостями є шуми та підсилення сигналу, що утворюються у результаті дифракції і багатьох відбиттів. Аналіз цих особливостей потребує застосування квазіоптичної моделі бюджету радіоканалу. Окрім цього, передача даних на рівні з'єднання базових станцій у волоконно-оптичному середовищі також вимагає більш складних технологій формування сигналів і модуляції [3,4]. Однак, вирішення вказаних проблем дозволяє включити до переліку стандартних такі сервіси для бездротових систем ММД, як мультимедійні послуги з високою роздільною здатністю для мобільних пристроїв, бездротовий розподіл відео в некодованому виді та високошвидкісні бездротові локальні мережі.

Реалізація ММД пристроїв вимагає використання гібридних технологій, сумісність з якими необхідно враховувати, наприклад, аналогово-цифрові, а також оптоелектронні методи формування діаграм спрямованості фазованих антенних решіток. Вважається, що мобільні системи ММД надаватимуть кожному користувачу власне радіочастотне діаграмоутворення з вузькоспрямованим інформаційним каналом. Також для MMX технологій передбачається смуга для одного каналу до 10 ГГц з миттєвою обробкою сигналу, що також вимагає оптичних методів обробки сигналів. Тому на розвиток оптичних методів формування і обробки радіосигналів важливий вплив чинять досягнення в фотонній інтегральній техніці, кремнієвій фотоніці.

Генерація міліметрових хвиль може бути здійснена як електронними, так і оптичними методами. Однак, незважаючи на досягнення в напівпровідникових технологіях, електронні пристрої можуть генерувати стабільні сигнали з низьким фазовим шумом тільки на частотах, що не перевищують кількох МГц. При множенні частоти до ГГц, фазовий шум збільшується на 6 дБ для кожного подвоєння частоти [3]. Оптоелектронні методи формування міліметрового сигналу є більш вивченими і вже реалізовані практично, а також мають кращу фазову стабільність, суттєві переваги за ваговими і розмірними параметрами, за енергоефективністю, за модуляційними характеристиками (тонке масштабування у широкому діапазоні за частотою та амплітудою).

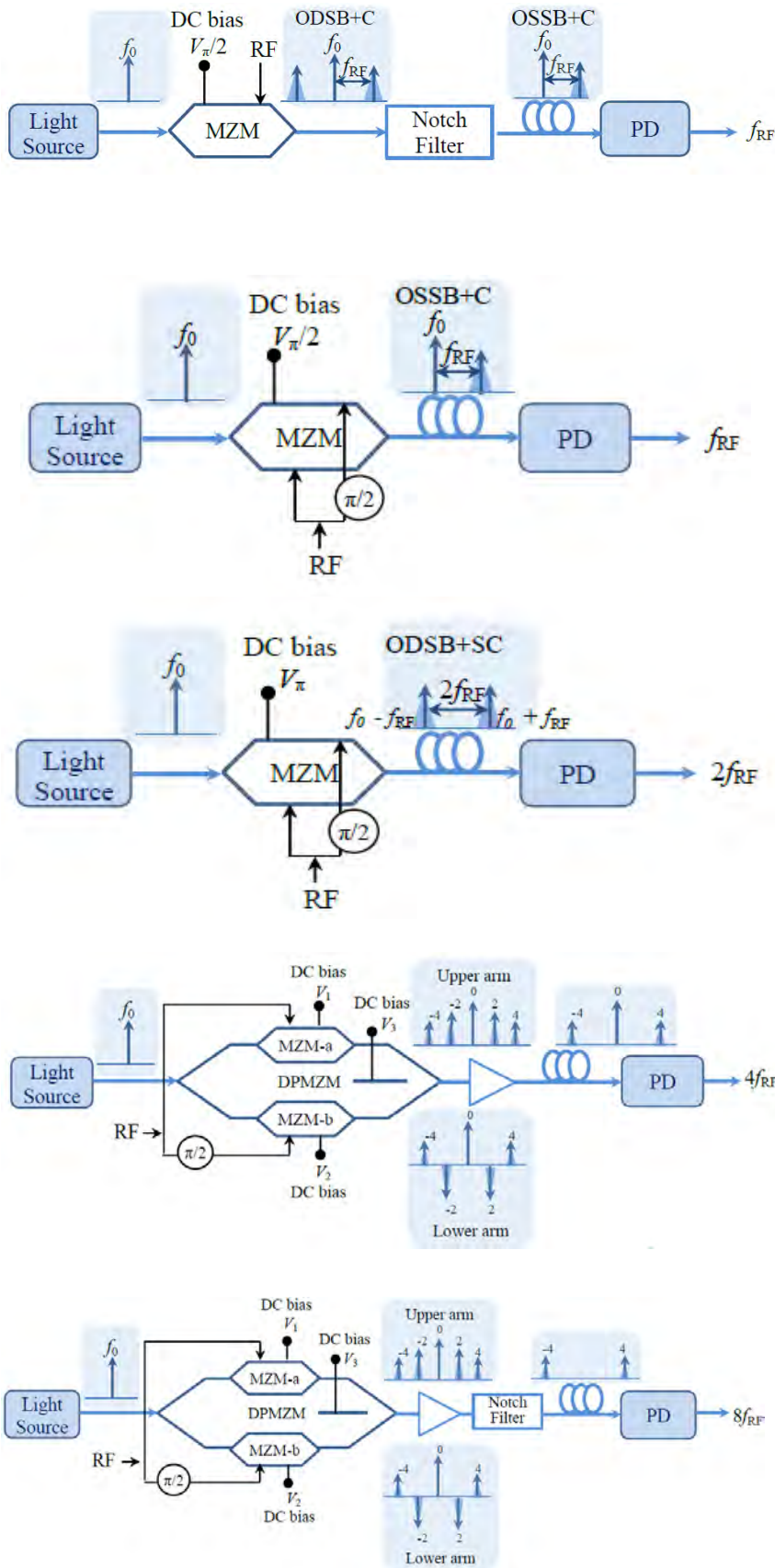
Можна виділити такі основні підходи для оптоелектронного формування сигналів ММД:

1. Метод прямої модуляції струмом накачування лазера. Типові лазерні діоди, що використовуються для прямої модуляції, лазерний діод з розподіленою зворотним зв'язком (P33), лазерний діод з резонатором Фабрі-Перо, лазер поверхневого випромінювання з вертикальним каналом (VCSEL) [3].

У методі прямої модуляції струм зміщення лазера модулюється з використанням стабільного радіочастотного сигналу, тому на виході лазера будуть генеруватися дві смуги бічні смуги. Однак фазовий шум сигналу MMX, що генерується, безпосередньо пов'язаний з якістю застосованого радіочастотного джерела. Пропускна здатність методу обмежена до 10 ГГц, що недостатньо для генерації міліметрових хвиль [4].

2. Метод зовнішньої модуляції з використанням когерентних спектральних ліній від одного джерела оптичного випромінювання. Метод зовнішньої модуляції за інтенсивністю [3], в якому за допомогою модулятора Маха-Цендера (MZM) формуються два фазо-корельовані оптичних сигнали. Так формують оптичний сигнал з амплітудною модуляцією за наступними схемами: подвійна бічна смуга та несуча (ODSB + C, optical double sideband with carrier), одна бічна смуга та несуча (OSSB + C, optical single sideband with carrier), подвійна бічна смуга з придушенням несучої (DSB-OCS, optical carrier-suppressed double sideband). Частотний подвоєувач, що заснований на двоелектродних модуляторах Маха-Цендера (DEMZM), вперше був продемонстрований в 1992 році [5].

Потім були досягнуті більш високі коефіцієнти множення 4,6,8 [6,10,11]. На рис.2 представлені базові схеми зовнішньої модуляції на основі MZM, DEMZM і двохпаралельного Маха-Цендера (DPMZM) в яких отримана модуляція MMB.



а) Генерація НВЧ-сигналів OSSB + C на основі зовнішньої модуляції з використанням MZM і оптичного режекторного фільтра, за допомогою якого видаляється одна з бічних смуг ODSB + C [7].

б) Формування 38 ГГц сигналу OSSB + C з допомогою DEMZM, зміщеного в квадратурній точці, і з радіочастотним сигналом, поданим з фазовим зміщенням $\pi/2$ між електродами [8].

в) Формування 40 ГГц сигналу DSB-OCS за допомогою DEMZM, зміщеного в мінімальній точці пропускання ($V\pi$) для придушення оптичної несучої. У такій реалізації частота RF (radio frequency) керуючого генератора в два рази менша за частоту, що отримана на виході PD [9].

г) Чотириразове множення частоти керуючого сигналу RF 10 (18) ГГц для формування міліметрових сигналів 40 (72) ГГц в оптоволокну за допомогою DPMZM та оптичної фільтрації. Коефіцієнт придушення гармонік більше 36 дБ [10].

д) Восьмикратне множення частоти керуючого сигналу RF 4,6 (5,3) ГГц і отримання 36,8 (42,4) ГГц. Основні елементи схеми: DPMZM і режекторний фільтр (для придушення несучої). Коефіцієнт придушення несучої та гармонік більше 30 дБ [11].

Рис. 2. Базові схеми на основі MZM, де експериментально отримана генерація MMB

Такі підходи вимагають високошвидкісних оптоелектронних пристроїв, включаючи модулятори, PD, а також НВЧ генераторів, змішувачів, фільтрів (оптичних і радіочастотних). Однак більшість пристроїв ще в стадії розробки [4].

Сучасні MZM мають верхню граничну частоту модуляції близько 40 ГГц [12], однак запропоновані в [8], способи модуляції, засновані на DPMZM здатні формувати міліметрові сигнали до 160 ГГц в волоконно-оптичних лініях. Крім того, методи засновані на MZM потребують напругу постійного зміщення і напівхвильову напругу ($V\pi$), які залежать від частоти, що перешкоджає перестроюванню частоти системи. Для систем на основі MZM потрібні схеми управління для підлаштування напруги постійного зміщення, яке зсувається або дрейфує під час роботи модуляторів. Також застосування оптичних фільтрів перешкоджає безперервному перестроюванню частоти. Однак автори роботи [11] пропонують використовувати режим роботи, в якому DEMZM зміщений в максимальній точці передачі передавальної функції для придушення оптичних бічних смуг непарного порядку. В цьому випадку не потрібно настроювання оптичного фільтру (використовується волоконна брегівська ґратка (ВБГ) з фіксованими довжинами хвиль), що значно спрощує реалізацію системи. При цьому генеруються дві смуги міліметрових сигналів, які можуть налаштуватися з 37,6 до 50 ГГц з подвоєнням частоти (від 75,2 до 100 ГГц з множенням частоти в чотири рази) при частоті гетеродину 18,8-25 ГГц. Для вибіркового підсилення гармонік в роботі [12] використовувався фільтр Фабрі-Перо, в роботі [13] - волоконний кільцевий резонатор, де оптичні гармоніки високого порядку підсилювалися на ефекті вимушеного розсіювання Бріллюена.

У методі множення частоти на основі MZM оптичні гармоніки сильно корельовано. Оскільки шум рівномірно розподілений в оптичному імпульсі, то це сприяє формуванню сигналів ММД з низьким шумом. Єдиною проблемою цього методу є низький рівень потужності гармонік, особливо в разі гармонік високого порядку, що погіршує відношення сигнал/шум. Для придушення оптичних бічних смуг непарного або парного порядку модулятор MZM повинен бути зміщений в точці мінімуму або максимуму передавальної функції, що викличе проблему зсуву, яка може привести до низької надійності системи або складної схеми управління.

Зовнішня модуляція ММВ на основі фазового модулятора.

Інший підхід зовнішньої модуляції заснований на оптичних фазових модуляторах (PM), який не потребує ані радіочастотних або оптичних фільтрів, ані регулювання напруги постійного зміщення. Фазовий модулятор не володіє такою ж внутрішньою характеристикою оптичних втрат, як квадратурного-зміщений MZM (рис.3) [3]. Базова схема на основі фазового модулятора показана на рис.3, де оптична несуча від лазерного джерела, що перебудовується, надходить в оптичний фазовий модулятор через поляризаційний контролер (PC).

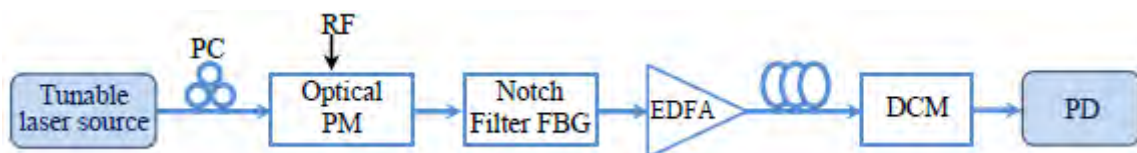


Рис.3. Формування міліметрового сигналу з використанням оптичного фазового модулятора [4]

На відміну від MZM, який може бути зміщений для придушення непарних або парних порядків бічних смуг, оптичний фазовий модулятор генерує всі бічні смуги, включаючи оптичну несучу. Тому для відсікання оптичної несучої використовується вузькосмуговий фільтр на основі волоконної брегівської решітки (FBG, fiber Bragg gratings). В експерименті [4] довжина хвилі оптичної несучої була налаштована відповідно до максимальної довжини

хвилі загасання FBG. Решта бічних смуг на виході FBG були підсилені волоконним підсилювачем, легованих ербієм (EDFA), а потім передавалися по одномодовому волокну. Для підтримки одного і того ж фазового співвідношення між оптичними бічними смугами використовувався компенсатор дисперсії (DCM). Під час налаштування сигналу задавального генератора від 18,8-25 ГГц локально і дистанційно генерувалися дві смуги MMX сигналів від 37,6-50 ГГц і від 75,2 до 100 ГГц з високою спектральною чистотою.

В роботі [16] запропонована схема на основі фазових модуляторів, в якій сигнали на 60 ГГц генеруються шляхом множення частоти вхідного радіочастотного сигналу RF (7,5 ГГц) на коефіцієнт 8 (рис. 4).

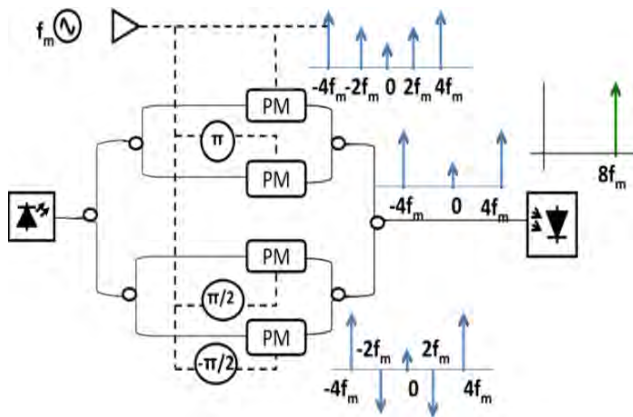


Рис. 4. Схема оптичного генератора MMX, за якою отримано сигнал на 60 ГГц [14]

Для оптичного гетеродинування можна використовувати два лазера (або більше), які працюють на різних частотах або двохчастотні лазери. Однак, як у випадку двохчастотного лазера, так гетеродинування випромінювань двох незалежних лазерів (рис. 5), важко отримати сильну кореляцію між двома модами і, отже, це призведе до генерації сигналів ММД з високим фазовим шумом.

Для створення мікрохвиль з низьким рівнем шуму запропоновано багато методів, основні з них: 1) фазова синхронізація за допомогою оптичної замкнутої петлі фазового автопідстроювання частоти (OPLL, optical phase lock loop), 2) інжекційна синхронізація (OIL, optical injection locking), 3) двохчастотне лазерне джерело [4].

OPLL. У методі OPLL фаза одного лазера активно придушується фазою другого (рис.5б). Для досягнення ефективного придушення фази два лазера повинні бути вузькосмуговими для зменшення часу затримки зворотного зв'язку.

В результаті биття оптичних мод двох лазерів на виході фотоприймача генерується міліметровий сигнал, фаза якого порівнюється з фазою керуючого радіочастотного генератора вхідного сигналу RF в змішувачі. Отриманий сигнал фазової похибки (напряга пропорційна різниці фаз між вхідним RF сигналом і отриманим на виході фотоприймача) використовується для налаштування частоти лазера LD2 (шляхом зміни довжини лазерного резонатора або струму накачування). При належному часі затримки зворотного зв'язку відносні фазові коливання між двома лазерами значно зменшуються. Система OPLL може генерувати мікрохвильовий сигнал, що безперервно настроюється від 6 до 34 ГГц з шириною спектральної лінії менше 1 МГц [2]. Однак недоліками цього методу є висока складність налаштування і необхідність чистого сигналу керуючого радіочастотного генератора.

OIL. Структурна схема методу OIL показана в рис.5в, що складається з основного ведучого лазера і двох підлеглих лазерів. Ведучий лазер модулюється RF сигналом і, отже, навколо центральної довжини хвилі на виході ведучого лазера генеруються кілька оптичних бічних смуг різних порядків. Цей сигнал вводиться в два підлеглих лазера, які вибираються таким чином, що їхні власні довжини хвиль близькі до двох бічних смуг n -го порядку, наприклад до бічних смуг -2 -го і $+2$ -го, так що випромінювання двох підлеглих лазерів

З використанням комбінації MZM і оптичного фазового модулятора в роботі [17] показана можливість формування оптичного сигналу DQPSK і FSK модуляції на частоті 40 ГГц.

3. Метод оптичного гетеродинування. Змішування двох оптичних сигналів у фотоприймачі, різниця між частотами яких відповідає міліметровому сигналу (рис.5а) - є найбільш перспективним методом для формування сигналів вище 30 ГГц, включаючи терагерцовий діапазон, однак труднощі накладаються смугою пропускання фотоприймача.

будуть придушені на зазначених частотах. Метод OIL зменшує фазовий шум сигналу, що генерується сигналом RF, і дозволяє використовувати низькочастотні сигнали в якості опорного джерела [4]. Однак OIL допускає невеликий діапазон відбудови і демонструє порівняно високий ступінь складності.

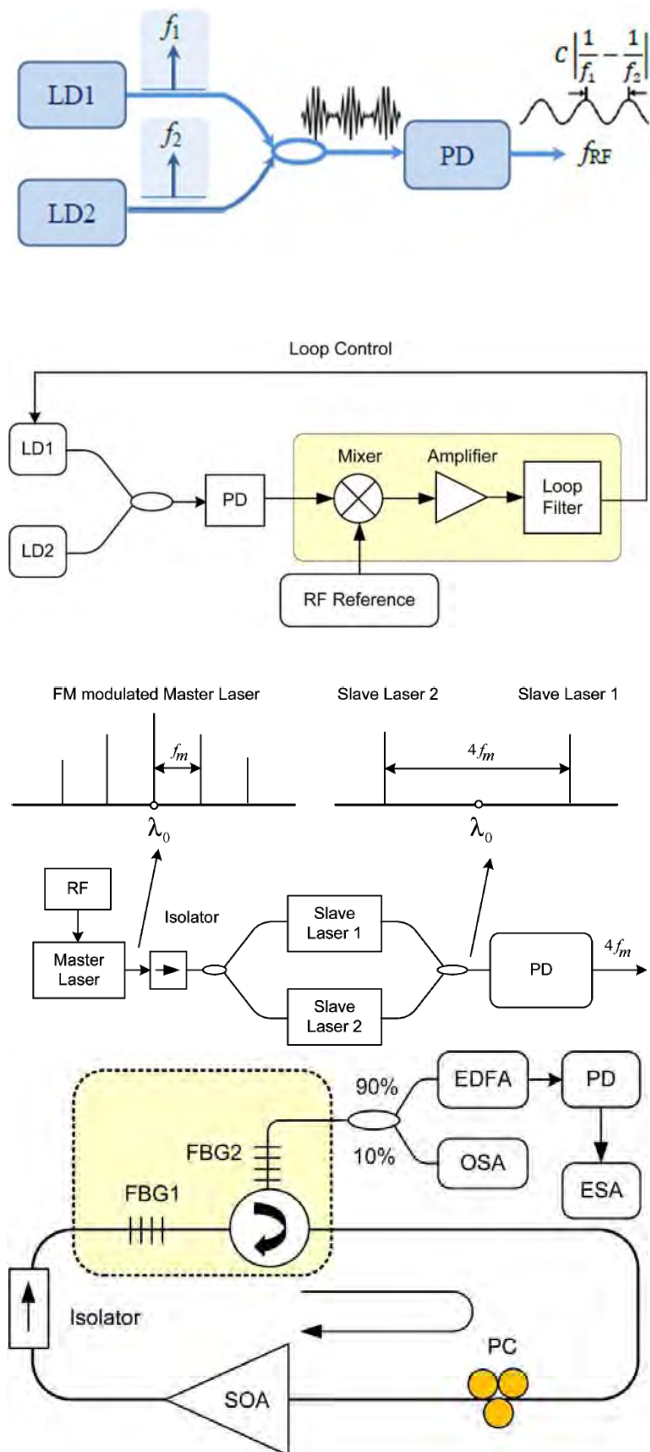


Рис. 5. Базові схеми оптичного гетеродинування двох оптичних лазерних випромінювань близьких по частоті (биття) в фотодіоді для отримання MMX

В роботі [18] було експериментально отримано, що об'єднання технологій OIL і OPLL дає ще більш низький шум (на частоті вихідного сигналу 26 ГГц).

Двохчастотні лазери. Якщо оптичні несучі випромінюються з одного і того ж лазерного джерела, то вони переважно когерентні, тому ефективним є виділення частот за допомогою оптичних фільтрів. Через те, що дві довжини хвиль генеруються з одного резонатору, фазова

а) Схема оптичного гетеродинування з використанням двох незалежних перестроювальних за частотою лазерів. Частота лазерного випромінювання може бути регульована за допомогою зміни температури лазерів.

б) Схема петлі оптичної фазової синхронізації (OPLL), що складається з двох вузькосмугових лазерів LD1 і LD2, фотодіода, змішувача, гетеродину RF, петлевого фільтру [4].

в) Схема оптичного блокування інжекції (OIL), що складається з одного основного (Master Laser) і двох підлеглих лазерів (Laser1 і Laser2), задавального генератора RF, фотодіода [4].

г) Схема двохчастотного волоконно-кільцевого лазера для генерації MMX: оптичний підсилювач (SOA), FBG1 і FBG2 оптичні перестроювальні фільтри [4].

кореляція між двома довжинами хвиль краща, ніж при використанні двох лазерних джерел, які працюють незалежно. У схему двохчастотного лазера (див. рис.5з) для відбору оптичних несівних входять оптичні перестроювальні фільтри [4]:

- на основі волоконних брегівських ґраток (FBG). Нещодавно виробники впровадили фільтр FBG, який представляє собою формувач хвиль із просторовими модуляторами світла, діапазон налаштування яких досягає 20 ГГц з шириною смуги 100 МГц;

- на основі інтерферометра Фабрі-Перо (FP, Fabry Perot), які використовують інтерференцію відбитих світлових хвиль в резонаторі. Пристрої на основі FP досягають смуги пропускання до 3 ГГц при 1550 нм (у вільному спектральному діапазоні до 51 ГГц) і пропускна здатність змінюється незалежно від довжини хвилі.

4. Некогерентні методи демодуляції.

Складні формати модуляції і методи когерентної демодуляції використовуються в системах зв'язку для підвищення пропускної здатності. Однак для них потрібне складне та дороге обладнання, наприклад фазово-корельовані лазери, вузькосмугові фільтри, лазери з пасивною синхронізацією мод, високо стабільні керуючі радіочастотні генератори, тощо. У роботі [19] досліджувалися показники когерентних і некогерентних методів понижуючого перетворення, які використовуються в системі RoF 60 ГГц для генерації і модуляції із корельованими і некорельованими лазерними джерелами. Показано, що вплив фазового шуму лазерів на величину вектора похибок (EVM) некогерентного прийому сильно знижується в порівнянні з когерентним прийомом (рис.6).

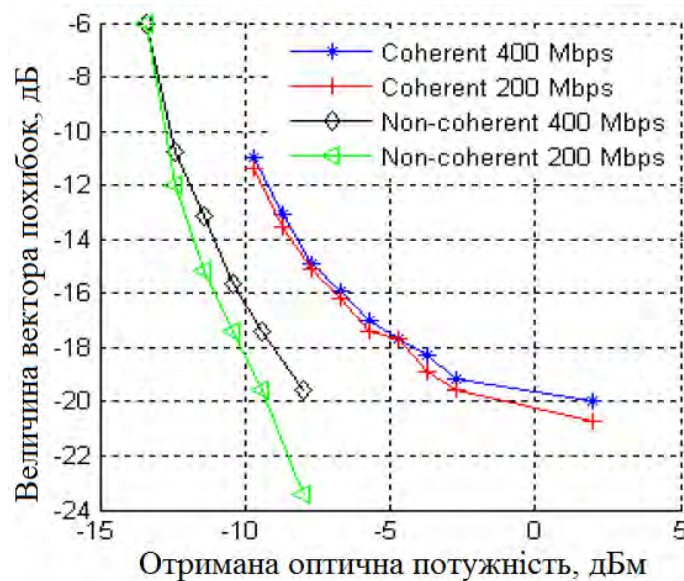


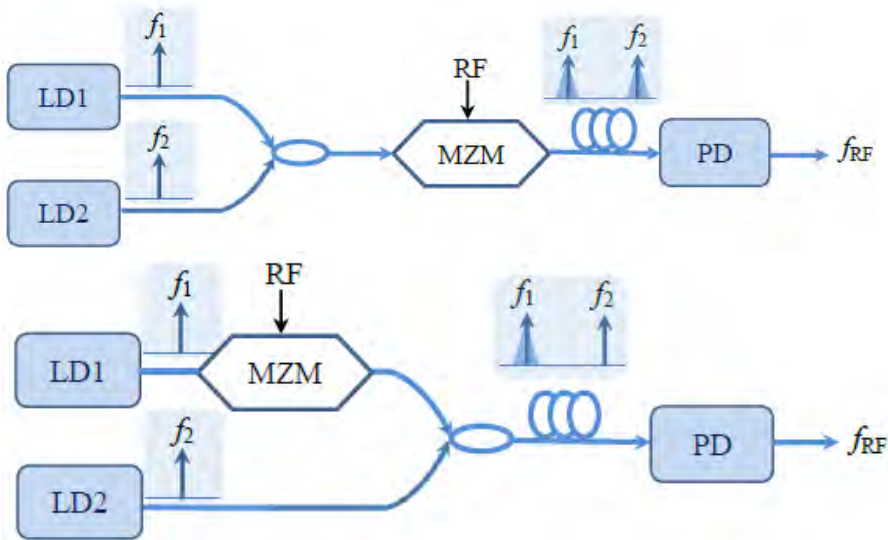
Рис. 6. Величина вектора похибок у порівнянні з отриманою оптичною потужністю для когерентних і некогерентних приймачів при 400 і 200 Мбіт/с для модуляції QPSK

Генерація міліметрових сигналів, заснована на гетродинуванні двох незалежних DFB лазерах і некогерентному детекторі, отримана в роботі [18] для несівної 100 ГГц для методів модуляції 16 QAM, QPSK, OOK і швидкості передачі даних понад 1 Гбіт/с.

В роботі [21], продемонстрували такі системи (рис. 7) для некогерентного демодуляції з використання форматів модуляції DPSK, ASK, FSK.

5. Метод селективного посилення на основі ефекту вимушеного розсіювання Брілюена.

Лазери з перестроюванням за частотою можна отримати, наприклад, на основі ефекту вимушеного розсіювання Брілюена (SBS, stimulated Brillouin scattering) - нелінійний процес, який відбувається в оптичних волокнах, що призводить до утворення зворотної розсіяної стоксової хвилі. Ширину смуги, профіль підсилення та довжину хвилі процесу SBS можна регулювати в діапазоні від десятків МГц до 10 ГГц.



а) дані накладені на дві незалежні оптичні несівні частоти, які рознесені на $|f_1 - f_2| = 35,75$ ГГц, аналогічно формату модуляції OCS-DSB [21]

б) дані накладені на одну оптичну несучу та далі об'єднану з іншою оптичною несучою, які рознесені на $|f_1 - f_2| = 35,75$ ГГц, подібно формату модуляції OSSB + C [21].

Рис. 7. Схеми некогерентних оптоелектронних методів модуляції сигналів ММД, що використовують гетеродинування випромінювань двох некорельованих лазерних діодів

В роботі [15] пропонується отримати високу вихідну потужність і високе відношення сигнал/шум в ММД методом селективного незалежного посилення оптичних гармонік на основі ефектів вимушеного розсіювання Бріллюена (точніше методі селективного посилення бічної смуги Бріллюена (BSSA)).

Схема установки генерації сигналу міліметрового сигналу на основі методу множення частоти з використанням MZM для генерації гармонік з високою оптичною модуляцією в поєднанні з високим оптичним кільцевим резонатором представлена на рис. 8.

В такому методі оптичне генерування вибіркового спектра формується на оптичних гармоніках, які незалежно посилюються на ефекті Бріллюена, тим самим зберігається хороше наближення до фазового шуму сигналу несівної частоти ММД. В даній установці отримано оптична генерації 65 ГГц сигналу з низьким рівнем шуму, гранична частота визначалася тільки пропускнуною здатністю фотодіода.

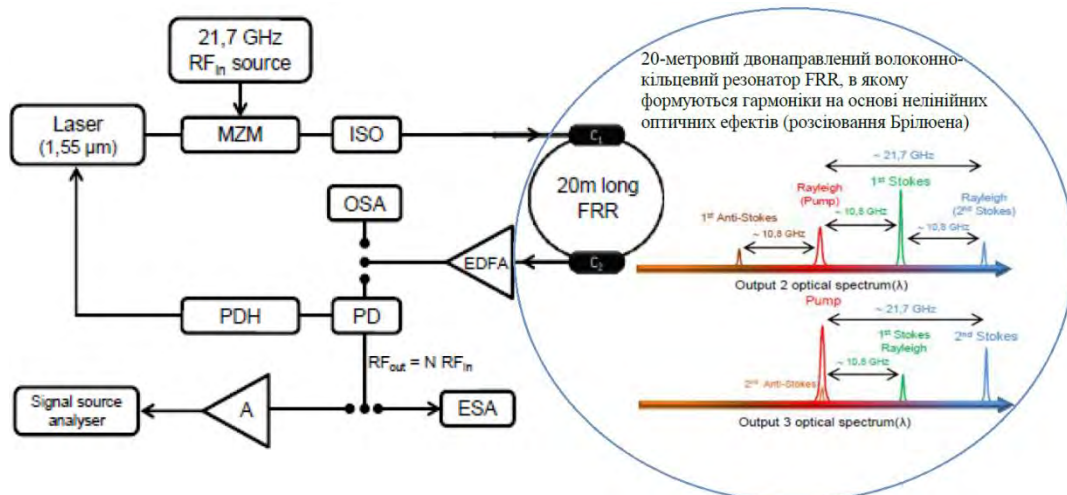
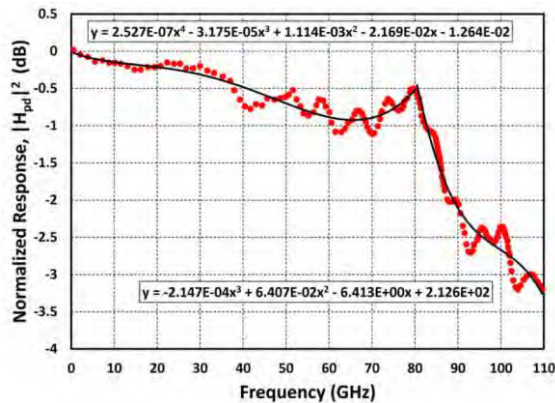
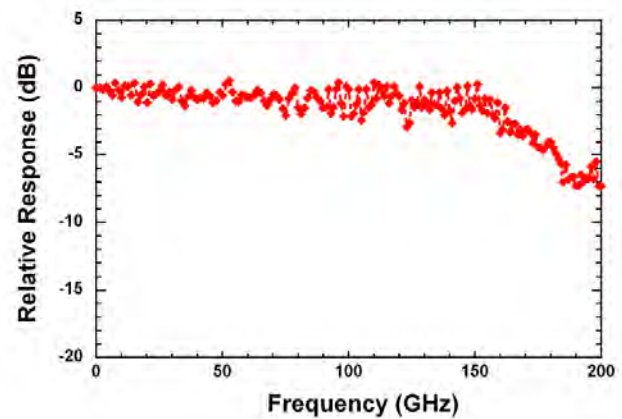


Рис. 8. Установка BSSA з використанням FRR довжиною 20 метрів; ISO: ізолятор; EDFA: волоконний підсилювач, легований ербієм; OSA: аналізатор оптичного спектру; PD: фотодіод; PDH: система лазерної стабілізації (Pound-Drever-Hall); ESA: аналізатор електричного спектру; А: підсилювач ММБ; •••: оптичні і радіочастотні перемикачі [15]

6. Обмеження смуги пропускання фотоприймача. Для освоєння безпроводових міліметрових технологій для частот вище 60 ГГц (особливо 75-110 ГГц) можуть бути встановлені обмеження, що накладаються часом відгуку р-і-п фотодіода, тобто смуга пропускання р-і-п фотодіода обмежена 70 ГГц [3,19,20]. Однак, останнім часом в області фотонних технологій спостерігалася величезна еволюція. Було запропоновано і продемонстровані фотодіоди UTC-PD (unitraveling-carrier photodiode) з одним типом носія електричного заряду, які можуть працювати в області міліметрового і субміліметрового діапазонів. Фотодіоди UTC-PD продемонстрували пропускну здатність до 110 ГГц і вихідну потужність, що генерується, понад 1 мВт на частоті 120 ГГц [22] (рис. 9). У поєднанні з технологією Photonic Integrated Circuit (PIC) фотодетектор UTC-PD може бути інтегрований з перестроювальними лазерами, підсилювачами і модуляторами на одному фотонному чипі.



а)



б)

Рис. 9. Частотний відгук, нормований на рівень потужності самої низької частоти (1 ГГц) а) фотодіод р-і-п U2T p (S/N 89775 B9W.0163) $R_i = R_o = 50$ Ом для фотострумів $I_{dc} = 3,75$ мА [20], б) фотодіод типу UTC-PD для фотоструму 5 мА и напрузі зворотного зміщення 3 В [22]

Також в роботі [22] продемонстровано пристрій UTC-PD на частоті 170 ГГц, який досяг чутливості 0,27 А/Вт на довжині хвилі 1,55 мкм з пропускну здатністю 3 дБ і вихідною потужністю до -5 дБм.

7. Математичне моделювання форми струму в фотодіоді.

Оптичне перетворення з підвищенням частоти з використанням зовнішньої модуляції на основі MZM, як було описано вище, було отримано для схем з подвійною бічною смугою (ODSB + C) та з однією бічною смугою (OSSB + C) [5,6]. Формування сигналів з модуляцією DSB-OCS (з придушеною оптичною несучою) було отримано шляхом зміщення DEMZM в квадратурній точці (посередині між піком і нулем коефіцієнта передачі) [8,9].

Електричний струм на виході PD можна знайти наступним чином [3]:

$$I(t) = \Re E^2(t), \quad (2)$$

де $E(t)$ - форма оптичного сигналу на вході фотоприймача, \Re - чутливість фотоприймача.

Оптичне поле на виході DEMZM. Якщо не враховувати втрати потужності сигналу в модуляторі і прийняти, що коефіцієнт поділу потужності двох плечей збалансованого MZM дорівнює 0,5, тоді оптичне поле на виході MZM може бути виражене в такий спосіб [1,20]:

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

де E_0 і ω_0 - амплітуда та частота оптичної несучої $E(t) = E_0 \cos(\omega_0 t)$,

$V(t) = V_{\text{bias}} + V_m \cos(\omega_{\text{RF}} t)$ - прикладена напруга, яка керує різницею фаз $\Phi[V(t)]$ оптичної несучої, що індукована між двома плечима MZM, V_{bias} - напруга постійного зміщення, V_{π} -

напівхвильова напруга MZM, V_m - амплітуда та ω_{RF} - циклічна частота електричного вхідного сигналу RF.

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

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

З використанням функцій Бесселя, як це описано в [1] можна виразити:

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

де J_n функція Бесселя першого роду n -го порядку.

Якщо напругу зсуву встановлено на $V_{bias} = V_\pi$, $\cos b = 0$, $\sin b = 1$ (MZM зміщений в нульовій точці) модуляція сигналу MMB буде типу DSB-OCS, і може бути записана як:

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

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

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

Функції Бесселя $J_1(\pi/2)$, $J_3(\pi/2)$, $J_5(\pi/2)$ мають значення 0,5668, 0,0690, 0,0022 та 0,00003581 відповідно.

Оптичне поле на виході фазового модулятора. Форма сигналу модульована фазовим модулятором, а потім відфільтрована оптичним режекторним фільтром (рис. 2), визначається наступною формулою [16]:

$$E_{out}(t) = E_0 \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos\left[\left(\omega_0 + n\omega_{RF}\right)t + n\frac{\pi}{2}\right] - J_0(\beta) \cos(\omega_0 t) \right\}, \quad (6)$$

де E_0 и ω_0 - амплітуда і частота оптичної несівної $E(t) = E_0 \cos(\omega_0 t)$, ω_{RF} - частота модулюючого електричного сигналу ММД, $J_n(\beta)$ - функція Бесселя першого роду порядку n , $\beta = (\pi/V_\pi) \cdot V_m$, V_π - напівхвильова напруга, V_m - амплітуда модулюючого електричного сигналу $V(t) = V_m \cos(\omega_{RF} t)$.

Оптичне поле на виході DPMZM може бути виражено як [10]:

$$E_{out}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \left\{ \cos(\omega_0 t) \cos[m \cos(\omega_{RF} t)] + \cos(\omega_0 t) \cos[m \cos(\omega_{RF} t + \pi/2)] \right\} \quad (7)$$

яке можна виразити через функції Бесселя:

$$E_{\text{out}}(t) = \sqrt{2}E_0 J_0(m) \cos(\omega_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}E_0 J_{4n}(m) [\cos(\omega_0 t - 4n\omega_{\text{RF}} t) + \cos(\omega_0 t + 4n\omega_{\text{RF}} t)] \quad (8)$$

де J_{4n} - функція Бесселя першого рода порядку $4n$.

Спектр сигналу, який поступає в фотодіод:

$$E_{\text{out}}(t) = E_0 \{ J_2(m) \cos[(\omega_0 + \omega_{\text{RF}})t] + J_2(m) \cos[(\omega_0 - \omega_{\text{RF}})t] + J_6(m) \cos[(\omega_0 + 6\omega_{\text{RF}})t] + J_6(m) \cos[(\omega_0 - 6\omega_{\text{RF}})t] \} \quad (9)$$

Функції Бесселя $J_2(\pi/2)$, $J_6(\pi/2)$ мають значення 0,4854, 0,0145 відповідно.

Оптичне поле в результаті гетеродинування сигналів. Електричні поля двох оптичних хвиль, які змішуються в фотоприймачі PD для отримання третього сигналу з відповідною різницевою частотою можуть бути записані таким чином [20]:

$$E_1(t) = E_{01} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (10)$$

$$E_2(t) = E_{02} \cos(\omega_2 t + \varphi_2).$$

де E_{01} та E_{02} - амплітуди, φ_1 та φ_2 - фази, ω_1 та ω_2 - циклічні частоти двох оптичних хвиль. Сумарне електричне поле може бути задано формулою $E(t) = E_1(t) + E_2(t)$. Тоді струм на виході PD можливо знайти наступним чином:

$$I(t) = \Re(E_{01}^2 + E_{02}^2 + 2E_{01}E_{02} \cos((\omega_2 - \omega_1)t + (\varphi_2 - \varphi_1))), \quad (11)$$

Висновки

З аналізу особливостей формування сигналів міліметрового та терагерцового діапазонів для радіофотонних систем зв'язку [1-22] можливо зробити наступні висновки.

Методи зовнішньої модуляції на основі оптоелектронних модуляторів шляхом множення частоти вхідного радіочастотного сигналу RF дозволяють генерувати сигнали міліметрового діапазону до 100 ГГц (теоретично до 160 ГГц).

Методи оптичного гетеродинування дозволяють конвертувати в волоконно-оптичному середовищі радіосигнали в усьому терагерцевому діапазоні, проте для генерації радіосигналів для відкритих систем головним обмежуючим фактором є смуга пропускання фотодіода.

Фотодіоди р-і-n-типу, які використовують для перетворення оптичних полів в електричні сигнали міліметрового діапазонів мають смугу пропускання, що обмежена значенням 70 ГГц. Новий тип фотодіодів UTC-PD дозволяє формувати сигнали ММД приблизно до 120 ГГц.

Некогерентні методи понижуючого перетворення (оптичного гетеродинування), що використовуються в системі RoF 60 ГГц, менш за все схильні до впливу фазового шуму лазерів, які корельовані за частотою, так і лазерів, що незалежно працюють. Величина вектора похибок некогерентного прийому сильно знижується у порівнянні з когерентним прийомом.

Для оптоелектронних методів генерації сигналів міліметрового і терагерцового діапазонів перспективним рішенням є використання лазерів з перестроюванням за частотою на основі ефекту вимушеного розсіювання Бріллюена. Пропускна здатність, профіль підсилення сигналу та довжину хвилі в процесі SBS можна регулювати в діапазоні від десятків МГц до 10 ГГц.

У системах RoF для 60 ГГц експериментально отримана передача в оптоволоконні на відстань до 16 км і в безпроводовій частині 3-5 м, із застосуванням методів модуляції QPSK, КАМ-16. В діапазоні 75-110 ГГц з використанням форматів модуляції OOK, BPSK експериментально показана можливість передачі зі швидкістю до 10 Гбіт/с в безпроводовій частині до 800 м з шириною каналу 2-5 ГГц. Однак, теоретично у вікнах прозорості 75-110 ГГц можливо передавати сигнали на відстань від декількох сотень метрів до кількох

кілометрів.

Тому в будь-якому випадку використання терагерцового і міліметрового діапазонів: в волоконно-оптичному середовищі, вільному просторі, всередині приміщень, в міському сценарії, необхідно використовувати оптимальні методи ущільнення і модуляції сигналу ММД. Для кожного методу формування сигналу необхідно враховувати фазовий (амплітудний) шум, граничну або необхідну потужність передавача (залежність фазового і амплітудного шуму від отриманої оптичної потужності сигналу RF), відстань, кількість інформації (необхідну швидкість передачі), враховувати особливості поширення ММХ у відкритих системах, оптимальну складність і вартість обладнання.

Також, виходячи з особливостей формування (модуляції) і поширення сигналів міліметрового та терагерцового діапазонів як в волоконно-оптичних так і у відкритих системах, проектування радіофотонних телекомунікаційних мереж і систем, можливо, найбільш буде залежати від нижнього фізичного рівня OSI.

Список використаної літератури

1. Edstam J., Hansryd J., Carpenter S., Emanuelsson T., “Ericsson Technology Review: Microwave backhaul evolution – reaching beyond 100GHz” The new microwave backhaul frontier 2017 MICROWAVE BACKHAUL FRONTIER 2017: – <https://www.ericsson.com/assets/local/publications/ericsson-technology-review/docs/2017/etr-beyond-100ghz.pdf>.
2. Shokri-Ghadikolaei H., Fischione C., Fodor G., Popovski P. and Zorzi M., “Millimeter wave cellular networks: A MAC layer perspective”. IEEE Trans. Commun., 63 (10) (2015): 3437-3458.
3. Urick V. J., McKinney J. D. and Williams K. J., “Fundamentals of Microwave Photonics”, Hoboken, NJ, USA, Wiley (2015): 488.
4. O’Reilly J. J., Lane P. M., Heidemann R. and Hofstetter R., “Optical generation of very narrow linewidth millimeter wave signals,” Electron. Lett., 28(25) (1992): 2309–2311.
5. Yao J., “Microwave Photonics”, Journal of Lightwave Technology, 27(3) (2009): 314-335.
6. Park J., Sorin W. V. and Lau K. Y., “Elimination of the fiber chromatic dispersion penalty on 1550 nm millimeter –wave optical transmission”, Electron. Letters, 33 (1997): 512-513.
7. Smith G. H. and Novak D., “Broadband millimetre-wave (38 GHz) fiber-wireless transmission system using electrical and optical SSB modulation to overcome dispersion effects,” IEEE Photon. Technol. Lett. 10(1) (1998): 141– 143.
8. Syamsuri Yaakob et. al, “Characterisation of DSB-OCS technique for 40GHz radio over fibre system”, 18th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC), (15-17 Oct. 2012): 472 – 477.
9. Lin C. T., Shih P. T., Chen J., Xue W. Q., Peng P. C., and Chi S., “Optical millimeterwave signal generation using frequencyquadrupling technique and no optical filtering,” IEEE Photon. Technol. Lett., 20(9-12) (2008): 1027-1029.
10. Zhang Y. and Pan S., “Experimental Demonstration of Frequency-Octupled Millimeter-wave Signal Generation Based on a Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator”, Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Wireless Technology and Applications (IMWS), IEEE MTT-S International, Nanjing, China, (18-20 Sept. 2012): 1-4.
11. Yu J., Jia Z., Yi L., Su Y., Chang G. and Wang T., “Optical millimeter-wave generation or up-conversion using external modulators,” IEEE Photon. Technol. Lett., 18 (2005): 265-267.
12. Qi G., Yao J. P., Seregelyi J., Bélisle C. and Paquet S., “Optical generation and distribution of continuously tunable millimeter-wave signals using an optical phase modulator,” J. Lightw. Technol., 23(9) (2005): 2687–2695.
13. Shen P., Gomes N. J., Davies P. A., Shillue W. P., Huggard P. G. and Ellison B. N., “High-purity millimeter-wave photonic local oscillator generation and delivery”, in Proc. Int. Microw. Photonics Topical Meeting, (10–12 Sept. 2003): 189–192.
14. Saleh K., Merrer P.H., Llopis O., Cibiel G., “Millimeter wave generation using Brillouin scattering in a high Q fiber ring resonator Microwave Photonics”, International Topical Meeting on Microwave Photonics, (11-14 Sept. 2012): 164-167.

15. Guemri R., Lucarz F. and Hall T. J., “Filter less millimeter-wave optical generation using optical phase modulators without DC bias,” IEEE 10th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), Grenoble, France, (30 June-3 July 2014).
16. Kawanishi T., Sakamoto T. and Izutsu M., “High-speed control of lightwave amplitude, phase, and frequency by use of electrooptic effect,” IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 13(1) (2007): 79–91.
17. Bordonalli A. C., Walton C. and Seeds A. J., “High-performance phase locking of wide linewidth semiconductor lasers by combined use of optical injection locking and optical phase-lock loop,” J. Lightw. Technol., 17(2) (1999): 328–342.
18. Islam A. R., Bakaul M., Nirmalathas A. and Town G. E., “Simplification of millimeter-wave radio-over-fiber system employing heterodyning of uncorrelated optical carriers and self-homodyning of RF signal at the receiver,” Opt. Express, 20 (2012): 5707–5724.
19. Khayatzadeh 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), Alexandria, VA, USA, (28-31 Oct. 2013): 138-141.
20. Urlick V. J., Sunderman C. S., Diehl J. F. and Peterson N. D., “W-band technology and techniques for analog millimeter-wave photonics,” Naval Res. Lab., Washington, DC, USA, 2015: 23, - <http://www.dtic.mil/get-tr-doc/pdf?AD=ADA622901>.
21. Rouvalis E., Chtioui M., Van Dijk F., Lelarge F., Fice M.J., Renaud C.C., “170 GHz uni-traveling carrier photodiodes for InP-based photonic integrated circuits Optics express”, 20(18) (2012): 20090-20095.
22. Lin C. T., Chen J., Dai S. P., Peng P. C. and Chi S., “Impact of nonlinear transfer function and imperfect splitting ratio of MZM on optical up-conversion employing double sideband with carrier suppression modulation,” Journal of Lightwave Technology, 26(15) (2008): 2449-2459.

Автори статті

Кременецька Яна Адольфівна – кандидат технічних наук, доцент кафедри телекомунікаційних технологій, Державний університет телекомунікацій, Київ, Україна.

Фелінський Георгій Станіславович – доктор фізико-математичних наук, член Вченої ради Державного університету телекомунікацій, Київ, Україна.

Мельник Юрій Віталійович – кандидат технічних наук, завідувач кафедри телекомунікаційних технологій, Державний університет телекомунікацій, Київ, Україна.

Бондаренко Євген Олександрович – магістр, Державний університет телекомунікацій, Київ, Україна.

Authors of the article

Kremenetskaya Yana Adolfova - candidate of sciences (technical), associate professor of telecommunication technologies department, State University of Telecommunications, Kyiv, Ukraine.

Felinskyi Georgii Stanislavovich - doctor of Physics and Mathematics, member of the Academic Council of the State University of Telecommunications., Kyiv, Ukraine.

Melnik Yury Vitalievich- candidate of Technical Sciences, head of the department of telecommunication technologies, State University of Telecommunications., Kyiv, Ukraine.

Bondarenko Evgen Aleksandrovich - master of the State University of Telecommunications, Kyiv, Ukraine.

Дата надходження в редакцію: 05.08.2017 р.

Рецензент: д.т.н., проф. В.А. Дружинін