УДК 621.383:621.396

Кременецька Я.А., к.т.н.; **Мельник Ю.В.,** к.т.н.;
Марков С.Ю., к.ф.-м.н.; **Градобоєва Н.В.,** к.т.н.;

МОДЕЛЮВАННЯ РАДІОКАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ ХВИЛЬ З ВИКОРИСТАННЯМ ТЕХНОЛОГІЇ RoF

Kremenetska Y.A., Melnyk Yu.V., Markov S.Y., Hradoboyeva N.V. Modeling a millimeter-wave radio communication channel using RoF technology. The paper suggests an approach to the modeling of radio channels in the millimeter range based on quasi-optical modeling of the radio link energy budget, and also on the basis of an analysis of independent noise components produced during the generation of radio signals by photonic methods, as well as interference of the signal. It is analyzed that modern mathematical models of MMD channels often use not fundamental physical approaches, but empirical models based on channel measurements, or approximate models to losses in free space. It is shown that the signal-to-noise ratio, as well as the phase noise component, is of greatest importance in calculating the budget and losses of the millimeter-wave radio channel. It is noted that the new concepts for the development of energy coverage models for 5G and the next generation should be based on models approximating the physical patterns of propagation of radio waves and analysis of noise parameters.

Keywords: millimeter waves, radio-photonics, radio channel capacity, radio link energy budget, signal-to-noise ratio

Кременецька Я.А., Мельник Ю.В., Марков С.Ю., Градобоєва Н.В. Моделювання радіоканалу зв'язку міліметрового діапазону хвиль з використанням технології RoF. В роботі запропоновано підхід до моделювання радіоканалів в міліметровому діапазоні на основі квазіоптичного розрахунку енергетичного бюджету радіолінії, а також на основі аналізу незалежних складових шуму, які виникають при генерації радіосигналів фотонними методами, а також створюються інтерференційними завадами сигналу. Показане, що сучасні математичні моделі каналів ММД часто використовують не фундаментальні фізичні підходи, а емпіричні імовірнісні моделі, засновані на вимірюванні характеристик каналів, або наближені до моделей втрат у вільному просторі. Показане, що найбільше значення в розрахунках бюджету і втрат радіоканалу міліметрового діапазону хвиль має відношення сигнал/шум, а також фазова складова шуму. Відзначено, що нові концепції розробки моделей енергетичного покриття для систем 5G і наступних поколінь, повинні ґрунтуватися на моделях наближених до фізичних закономірностей поширення радіохвиль та аналізу шумових параметрів.

Ключові слова: міліметрові хвилі, радіо фотоніка, пропускна здатність, енергетичний бюджет радіолінії, відношення сигнал/шум

Кременецкая Я.А., Мельник Ю.В., Марков С.Е., Градобоева Н.В. Моделирование радиоканала связи миллиметрового диапазона волн с использованием технологии RoF. В работе предложен подход к моделированию радиоканалов в миллиметровом диапазоне на основе квазиоптического расчета энергетического бюджета радиолинии, а также на основе анализа независимых составляющих шума, возникающих при генерации радиосигналов фотонными методами, а также создаются интерференционными помехами сигнала. Показано, что современные математические модели каналов ММВ часто используют не фундаментальные физические подходы, а эмпирические вероятностные модели, основанные на измерении характеристик каналов, или приближенные к моделям потерь в свободном пространстве. Показано, что наибольшее значение в расчетах бюджета и потерь радиоканалу миллиметрового диапазона волн имеет отношение сигнал / шум, а также фазовая составляющая шума. Отмечено, что новые концепции разработки моделей энергетического покрытия для систем 5G и последующих поколений, должны основываться на моделях приближенных к физическим закономерностям распространения радиоволн и анализа шумовых параметров.

Ключевые слова: миллиметровые волны, радио фотоника, пропускная способность, энергетический бюджет радиолинии, отношение сигнал / шум

© Кременецька Я.А., Мельник Ю.В., Марков С.Ю., Градобоєва Н.В., 2018

Вступ

На сучасному етапі розвитку систем зв'язку бездротових мереж одним із завдань є збільшення швидкості передачі до декількох Гбіт/с, що можливо при використанні частотного ресурсу міліметрового діапазону хвиль (ММД), оскільки швидкість передачі даних перетворюється в попит на доступну смугу пропускання.

Унікальні властивості міліметрових хвиль (ММХ), а також можливості розширення радіо ресурсу до декількох десятків гігагерц з використанням ММД дають переваги в порівнянні з іншими використовуваними зараз радіодіапазонами, а також в деяких застосуваннях і з оптичними системами зв'язку. Можливість поширення з невеликими втратами в вікнах прозорості атмосфери, проникнення в неметалеві матеріали, стійкість перед перешкодами, вузька направленість і добра роздільна здатність випромінювання ММХ роблять їх перспективними в багатьох областях. Універсальне застосування міліметрових хвиль може привести до вдосконалення систем безпеки, відеоспостереження та комунікацій. Освоєння технологій ММХ є важливою ланкою в розвитку 5 G (і наступних поколінь), в мобільному стільниковому зв'язку, в «Інтернеті речей» (Internet of Things), в системах зв'язку з використанням безпілотних літальних апаратів.

Дослідження в області створення моделей енергетичного покриття і вибір методу модуляції сигналів ММД є основоположними для проектування таких систем. Для визначення показників ефективності (спектральної, енергетичної) систем ММД необхідне знання шумів і нелінійних спотворень сигналу (нелінійних шумів). Зокрема, для каналу шириною B Гц з адитивним білим гаусівським шумом вираз для пропускної здатності відповідно до формули Шенона [1] має вигляд:

$$C = B\log_2\left(1+P_S/N_0B\right), \tag{1}$$

де P_S/N_0B - задане відношення сигнал / шум, P_S - потужність сигналу, а N_0 - спектральна щільність потужності шуму, B - ширина смуги пропускання.

Отже, пропускна здатність збільшується із збільшенням смуги каналу B. Однак на практиці вона обмежена нормами і/або апаратними обмеженнями. Спектральну ефективність SE прийнято оцінювати питомою швидкістю передачі [2], тоді для радіоканалу її можна виразити наступним чином [3,4]:

$$SE = \frac{C}{B}\left[\text{біт/с/Гц}\right] = \log_2(1+K\cdot SINR), \tag{2}$$

де K – коефіцієнт, що коригує значення $SINR$ для різних видів модуляції і кодування, а також невідповідність між практичними та теоретичними результатами.

$$SINR = \frac{P_{RX}}{N_{int}+N_{TX}+N_{RX}}, \tag{3}$$

де P_{RX} - потужність прийнятого сигналу, N_{int} - інтерференційні завади, в поняття яких будемо вкладати суму з шумів, пов'язаних із завадами від інших каналів зв'язку N_K, шумів пов'язаних з молекулярним розсіюванням в атмосфері і розсіюванням на неоднорідностях (турбулентності) в атмосфері N_{scatt}, завади (посилення) сигналу, пов'язані з явищами дифракції та відбиття на об'єктах (властивим, наприклад, міській забудові) N_{NLOS}.

$$N_{int} = N_K + N_{scatt} + N_{NLOS}, \tag{4}$$

де N_{RX} - втрати сигналу в приймачі, N_{TX} - шум джерела сигналів, в суму якого входить не тільки тепловий шум, а й інші складові, пов'язані зі способом генерації сигналів.

Для реалізації систем ММД, передбачається використання інтеграції радіо і оптичних технологій. Такі системи називають радіо-ефірними (англ. Radio over fiber, RoF) [5]. Вони мають переваги в порівнянні з електронними системами за способами: формування і модуляції інформаційних сигналів, конвертації міліметрових хвиль в оптичному діапазоні, формування діаграм спрямованості фотонними методами за допомогою фазованих антенних

решіток (ФАР), частотного мультиплексування радіоканалів і передачі сигналів через оптичне волокно на великі відстані (десятки кілометрів) до віддаленої базової станції або дата-центру. Основні складові компоненти RoF: волоконно-оптичні лінії, лазери, модулятори, локальні низькочастотні генератори, підсилювачі, фотодетектори, які працюють в певних діапазонах частот (смугах), характеризуються потужністю корисного сигналу і характерних шумів. Аналіз шумів необхідний для розрахунку як втрат сигналу, так й енергетичного бюджету радіоканалів. В роботі [6] зазначено, що моделювання каналів для 5G є процесом, що розвивається, тому необхідні нові концепції розробки моделей поширення радіохвиль в ММД, засновані на фундаментальних фізичних, а не емпіричних підходах. Розробка правильних моделей поширення життєво важлива для довгострокового розвитку майбутніх безпроводових систем ММД, особливо в мобільній індустрії.

1. Аналіз математичних підходів моделювання втрат і енергетичного бюджету радіоканалу

У радіотехніці, зокрема при розрахунку бюджету радіорелейних систем, широко поширене класичне рівняння Фріїса [7]:

$$\frac{P_{\mathrm{RX}}}{P_{\mathrm{TX}}} = G_{\mathrm{R}} G_{\mathrm{T}} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2, \tag{5}$$

де G_R, G_T – коефіцієнти підсилення передаючої та приймальної антен, λ – довжина хвилі, d – відстань між антенами, параметр $PL_{\mathrm{FC}} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2$ називають втратами сигналу у вільному просторі.

Для мобільних систем використовуються моделі розрахунку втрат в радіоканалі наближені до втрат у вільному просторі, наприклад [8]:

$$P_{\mathrm{RX}} = P_{\mathrm{TX}} G_{\mathrm{TX}} G_{\mathrm{RX}} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 d^{-n}, \tag{6}$$

значення n знаходиться в діапазоні від 2 до 6.

З урахуванням втрат, пов'язаних з поглинанням в атмосфері рівняння (5) також використовується у вигляді:

$$\frac{P_{\mathrm{RX}}}{P_{\mathrm{TX}}} = \frac{1}{PL_{\text{атм}}(f_c, d)} G_{\mathrm{R}} G_{\mathrm{T}} \left(\frac{c}{4\pi d f_c} \right)^2, \tag{7}$$

де f_c - несуча частота, $PL_{\text{атм}}(f_c, d)$ - втрати сигналу пов'язані з поглинанням в атмосфері, $PL_{\text{атм}}(f_c, d) = e^{a(f_c)d}$, $a(f_c)$ - коефіцієнт поглинання середовища для ММД [9].

Для мобільних систем використовують імовірнісні моделі втрат і втрати наближені до втрат в вільному просторі [10], наприклад, CI-модель (англ. close-in; CI)

$$PL^{\mathrm{CI}}(f_{\mathrm{c}}, d)[\mathrm{dB}] = PL_{\mathrm{FS}}(f_{\mathrm{c}}, d_0)[\mathrm{dB}] + 10n \log_{10}\left(\frac{d}{d_0} \right) + \chi_{\sigma}^{\mathrm{CI}} \tag{8}$$

де d_0 - еталонна відстань ($d \geq d_0$), $\chi_{\sigma}^{\mathrm{CI}}$ - являє собою втрати через затінення, яке моделюється як нульова середня гаусівська випадкова величина зі стандартним відхиленням в дБ, n - показник втрати шляху, знайдений шляхом зведення до мінімуму помилки від даних вимірювання порівняно з (8).

Однак в рівнянні Фріїса (5), що містить параметр $\left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$, передбачається, що апертура антени залежить від довжини хвилі відповідним чином [7]:

$$A\left[\text{m}^2\right]=\frac{D\,\lambda^2}{4\pi}\,, \tag{9}$$

де враховується, що лінійний розмір антени L пов'язаний з шириною променя $\alpha\approx\frac{\lambda}{L}$.

Однак, для систем ММД, де для формування променя передбачається використання фазованих антенних решіток (ФАР), залежності (5) і (9) для розрахунку систем ММД не виконуються. Наприклад, в більш короткохвильових діапазонах на одиниці площі ФАР можна розмістити більше випромінюючих елементів. В роботі [11] відмічено, що апертуру ФАР чисельно визначити складно через безліч змінних, пов'язаних зі складною геометрією випромінюючих елементів, в якості яких використовуються рупорні ТЕМ антени. Це особливо складно зробити для міліметрового діапазону, для якого передбачається використання ФАР з великою кількістю елементів, а тим більше визначити залежність апертури ФАР від довжини хвилі. Також на основі експериментальних даних [6] виявлено, якщо фізичний розмір антени (наприклад, ефективна апертура) підтримується постійним за частотою на обох кінцях каналу (при ясній погоді), то втрата шляху в вільному просторі фактично зменшується квадратичне в міру збільшення частоти. Також передбачається, що на перших етапах застосування міліметрового діапазону в мобільних системах зв'язку, буде використання ММХ тільки для прямого каналу зв'язку від базовою станції до користувачів.

2. Квазіоптичний підхід моделювання енергетичного потенціалу радіолінії ММД

Для розрахунку шумів, пов'язаних з способом генерації сигналів ММД і інтерференційними завадами, скористаємося конусоподібною моделлю випромінювання антени (рис.1), яка використовується для розрахунку оптичних відкритих систем. Такий підхід є більш реалістичним для визначення спрямованості випромінювання антен ММД, в якому передбачається використання ФАР з безліччю випромінюючих елементів для формування вузько спрямованого випромінювання (до часток одного градуса).

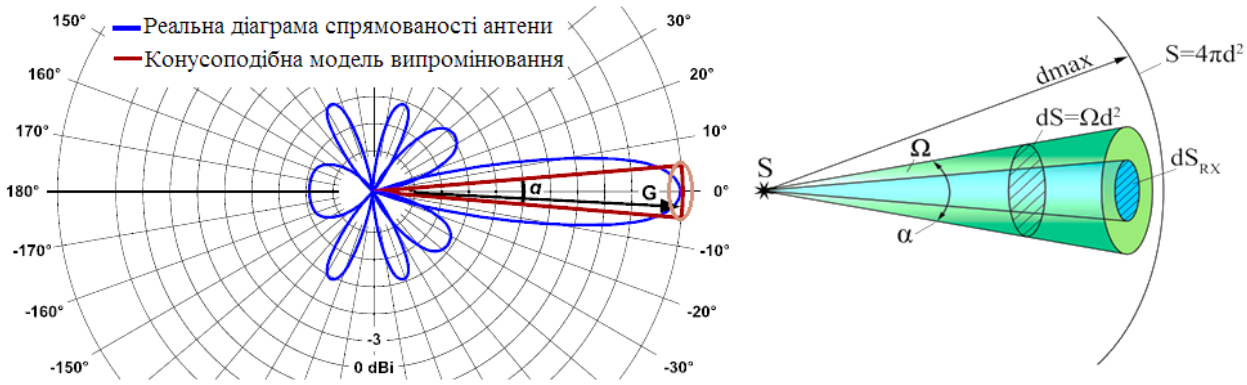

Рис. 1 Вузькоспрямована діаграма спрямованості і конусоподібна модель поширення випромінювання ММХ

Без урахування втрат в атмосфері для каналу прямої видимості для конусоподібної моделі випромінювання антени можна записати

$$P_{\text{ТХ}}=P_{\text{RX}}\frac{4\pi d^2}{D_{\text{ТХ}}A_{\text{RX}}}=P_{\text{RX}}\frac{\pi\alpha^2 d^2}{4A_{\text{RX}}}\,, \tag{10}$$

де A_{RX} — площа плоскої апертури використання поверхні; $D_{\text{ТХ}}$ коефіцієнт спрямованої дії, пов'язаний з коефіцієнтом підсилення співвідношенням (k - апертурний коефіцієнт) $D_{\text{ТХ}}=G_{\text{ТХ}}/k$; для вузько спрямованої антени $D_{\text{ТХ}}=\frac{4\pi}{\Omega}=\frac{2}{\left(1-\cos\left(\alpha/2\right)\right)}\approx\frac{8}{\alpha^2}$ (α – кут розкриву антени).

З урахуванням втрат сигналу в атмосфері:

$$P_{\text{TX}} = P_{\text{RX}} \frac{4\pi d^2 PL_{atm}(f_c, d)}{D_{\text{TX}} A_{\text{RX}}}, \quad (11)$$

де $PL_{atm}(f, d)$ - поглинання сигналу в атмосфері залежне від частоти несучої, гідро метеорів і відстані між передавачем і приймачем.

Для аналізу бюджету радіосистем необхідно визначити необхідну потужність сигналу в приймачі, тобто чутливість приймача: $P_{\text{RX-sens}} = \frac{P_{\text{S}}}{N}\left(N_{\text{int}} + N_{\text{TX}}\right)$, де P_{S}/N позначає необхідне відношення несучої до шуму для демодуляції (втрати сигналу N_{RX} в приймачі не враховуються). Знаючи чутливість приймача і отриману потужність на відстані d, можна обчислити перевищення сигналу над граничним рівнем, що є необхідним для вірного прийому (чутливістю), $M = P_{\text{RX}} - P_{\text{RX-sens}}$. Сигнал може бути відновлений належним чином, якщо його потужність на відстані d (біля приймальної антени) перевищує чутливість приймача, тобто $M \geq P_{\text{RX}} - P_{\text{RX-sens}}$.

Терміни втрати і шум часто не розрізняються, так як їх вплив на систему однаковий [11]. Тому для аналізу бюджету радіоканалу в ММД і інтерференційних втрат, як основу, використовуємо формулу (4). Такий квазіоптичний підхід з конусоподібною моделлю випромінювання антени зручно використовувати для аналізу інтерференційних шумів, шумів обумовлених молекулярним розсіюванням випромінювання ММХ, а також для NLOS (зони поза прямої видимості), що утворюються внаслідок дифракцій і відбиття.

3. Методи формування сигналів ММД, шуми і перешкоди в системі RoF

Для формування інформаційних сигналів в ММД найбільш прийнятними є оптоелектронні (фотонні) методи генерації. Фотонні способи формування сигналів міліметрового діапазону є більш вивченими в порівнянні з електронними методами, а також мають кращі характеристики щодо шумів, перелаштування частоти, ширині миттєвої смуги пропускання. В [12-14] розглянуто проблеми дизайну систем для ММД з використанням КМОП-технологій, починаючи від проблем на рівні пристрою і закінчуючи проблемами рівня архітектури. Зокрема розглянуто фазовий шум, дисбаланс IQ, а також серйозні технічні проблеми, що виникають при реалізації радіочастотних схем ММД.

Фотонні методи генерації і модуляції сигналів дозволяють перелаштовувати частоту з певним кроком, працювати в над широкої смузі, наприклад 10 ГГц, дозволяють передавати міліметрові сигнали через оптичне волокно на великі відстані (кілометри) до віддаленої станції (рис. 2), а також мультиплексувати канали за технологією WDM. Ключовим пристроєм в оптоелектронному методі прийому є фотодетектор, основними характеристиками якого являє робоча смуга, чутливість, вихідна потужність.

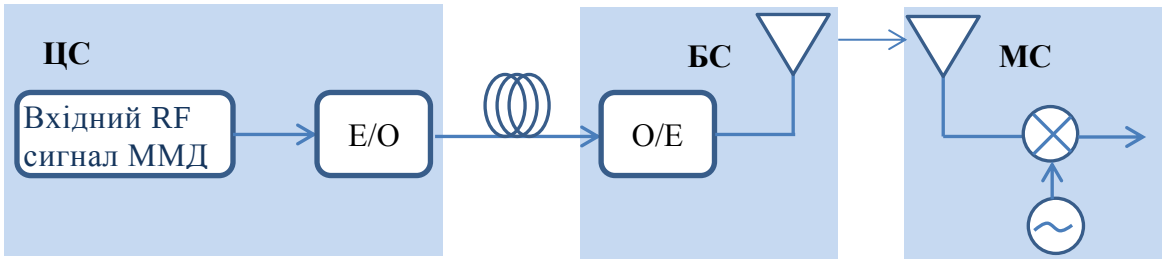

Рис. 2. Структура радіоканалу ММД для мобільної системи з використанням технології RoF; ЦС- центральна станція, БС - базова станція, МС - мобільна станція

Методи оптоелектронного формування радіосигналів ММД проаналізовано в [15]. Способом безпосередньої (прямої) модуляції лазера, в якому електричний мікрохвильовий сигнал перетворюється в оптичний сигнал, можливе використання мікрохвильового сигналу

тільки до 10 ГГц. Таке обмеження накладається електричними шумами радіочастотного безпосередньо модулюючого джерела (електричне накачування). Методами зовнішньої оптичної модуляції і оптичного множення на основі фазового модулятора або модулятора Маха-Цандера (MZM) експериментально досягнуто формування сигналу до 110 ГГц (теоретично можливо до 160 ГГц). Можна також формувати радіосигнал методом оптичного гетеродинування, в якому два або більше оптичних джерела, що мають різні довжини хвиль, об'єднані таким чином, що різниця в довжинах хвиль (оптичної частоті) дорівнює необхідній частоті сигналу міліметрового сигналу. Таким чином, можливе формування оптично конвертованого радіосигналу у всьому мікрохвильовому і терагерцевому діапазонах. Обмеження накладаються тільки пропускною здатністю фотодетектора, в якому відбувається перетворення оптичних бітів в електричних сигнал. В оптичному каналі різні шумові вклади представляють собою відносний шум інтенсивності (RIN), викликаний лазером, посиленим шумом спонтанного випромінювання (ASE) через оптичні підсилювачі і тепловим і дробовим шумом, що генерується в PD. Таким чином, незалежні вклади шуму можна легко підсумувати як джерела струму, оскільки всі вони діють разом під час оптоелектронного (O/E) перетворення [5]. У системах RoF оптичний сигнал генерується в центральній станції (ЦС) і передається через оптичне волокно до базової станції (БС) і від БС радіо сигнал доставляється на мобільні станції (МС) з частотою ММХ (рис. 2). Можливі джерела шуму в радіоканалі ММД представлені на рис. 3.

Рис.3 Можливі джерела шуму і завад в радіоканалі ММД з використанням RoF технології

Як показник ефективності систем RoF застосовується величина вектору помилок (EVM). EVM передбачається для сигналу, складові шуму якого можна розглядати як гаусові випадкові процеси з нульовим середнім значенням. Для квадратурного-модульованого сигналу:

$$EVM = \sqrt{\frac{1}{SNR} + 2\left[1 - \exp\left(\frac{-\sigma_{\text{phase}}^2}{2}\right)\right]}\sqrt{\frac{1}{PAV}} \qquad (12)$$

де SNR - відношення сигнал/шум, σ^2_{phase} - середньоквадратичне значення (дисперсія) флуктуації фази, PAV - відношення пікового значення до середньої потужності сигналу (англ. peak-to-average energy ratio) для даної схеми модуляції [16].

Незалежні складові шуму в оптичному каналі можна розглядати як гаусові випадкові процеси з нульовим середнім і їх можна підсумувати як джерела струму, так як вони формуються під час оптоелектронного перетворення в фотодетекторі [5]:

- флуктуації оптичної інтенсивності лазера σ_{RIN};

- шум оптичного підсилювача, в якому крім шуму підсиленого сигналу $\sigma_{\text{sig-ASE}}$ також присутній підсилений шум спонтанного випромінювання (ASE), який генерується всередині самого підсилювача $\sigma_{\text{ASE-ASE}}$;

- тепловий шум σ_{thermal}, викликаний випадковим рухом носіїв в провіднику, який призводить до випадкових флуктуацій струму, що генерується;

- дробовий шум або квантовий шум σ_{shot}, який представляє випадкові флуктуації сигналу через дискретності величини заряду.

В оптичному діапазоні дробовий шум може спостерігатися як флуктуації емісії носіїв, що призводить до випадкових флуктуацій фотоструму. Тепловий і дробовий шуми генеруються в фотодіоді, в якому крім генерації фотоструму, необхідно також враховувати темновий струм, що представляє випадкові флуктуації сигналу через дискретності величини заряду.

Підсилений спонтанний шум лінійного оптичного підсилювача (ASE), оптичний вихід якого встановлений в PD, виражається в складових $\sigma^2_{\text{sig-ASE}}$ - биття між сигналом та шумом, $\sigma^2_{\text{ASE-ASE}}$ - биття шуму ASE з самим собою.

$$\sigma^2_{\text{noise}} = \sigma^2_{\text{thermal}} + \sigma^2_{\text{shot}} + \sigma^2_{\text{RIN}} + \sigma^2_{\text{sig-ASE}} + \sigma^2_{\text{ASE-ASE}}, \tag{13}$$

$$\sigma^2_{\text{thermal}} = \frac{4k_{\text{B}}TB_{\text{el}}}{R_L}, \sigma^2_{\text{shot}} = 2q\Re P_{\text{opt}}B_{\text{el}}, \ \sigma^2_{\text{RIN}} = 10^{\frac{RIN^{dB}}{10}} P^2_{\text{opt}}\Re^2 B_{\text{el}},$$

$$\sigma^2_{\text{sig-ASE}} = 2\left(\Re \cdot G_{\text{opt}}\right)^2 P_{\text{opt}}NF_{\text{opt}}B_{\text{el}}h\nu_{\text{opt}}, \ \sigma^2_{\text{ASE-ASE}} = \left(\Re G_{\text{opt}}NF_{\text{opt}}h\nu_{\text{opt}}\right)^2 B_{\text{opt}}B_{\text{el}},$$

де k_{B} - стала Больцмана, T - температура, B_{el} - ширина смуги сигналу, що одержана після перетворення оптичного сигналу в електричний в PD, q - заряд електрона,

P_{opt} - середня оптична вхідна потужність, R_L - опір навантаження, $\Re$ - чутливість фотодіоду, G_{opt} - коефіцієнт підсилення оптичного підсилювача,

NF_{opt} - коефіцієнт шуму оптичного підсилювача, B_{opt} - ширина спектру оптичного підсилювача, $h\nu_{\text{opt}}$ - енергія фотона, RIN – відносний шум інтенсивності: $RIN = 2\left\langle P^2_{\text{opt}}(t)\right\rangle \Big/ \left\langle P_{\text{opt}}\right\rangle^2$, де чисельник є середньоквадратичним розподілом оптичного шуму інтенсивности, знаменник – квадрат середнього значення оптичної потужності.

Потужність сигналу дорівнює $S = \Re^2 P^2_{\text{opt}} R_L$.

Таким чином відношення сигнал/шум на виході PD можна записати у вигляді:

$$SNR_{\text{PD,out}} = \frac{S}{\sigma^2_{\text{noise}}} = \frac{P^2_{\text{opt}}R_L}{B_{\text{el}}\left(\frac{4k_{\text{B}}T}{R_L\Re^2} + 2q\frac{P_{\text{opt}}}{\Re} + 10^{\frac{RIN^{dB}}{10}}P^2_{opt} + 2G^2_{\text{opt}}P_{\text{opt}}NF_{\text{opt}}h\nu_{\text{opt}} + \left(G_{\text{opt}}NF_{\text{opt}}h\nu_{\text{opt}}\right)^2 B_{\text{opt}}\right)} \tag{14}$$

Пасивні оптичні та електричні компоненти, такі як оптичні волокна, електричні кабелі, роз'єми і т.д. не впливають на загальний шум, тому ними можна знехтувати. Експериментальні результати [17] показують, що коли ширина лінії оптичного джерела знаходиться в межах 50 МГц і відстань передачі - 50 км, хроматична дисперсія волокна

SSMF вносить незначне погіршення фазового шуму, тому модулятор MZM також може розглядатися як пасивний компонент без шумових вкладів. У MZM присутні тільки втрати хвилеводу, які не створюють шуму.

Після фотодіоду електричний сигнал проходить через підсилювач, що створює лише малі шуми, та підсилювач потужності (створю шуми середньої потужності). Коефіцієнт шуму такого каскаду підсилювачів визначається за формулою Фрііса:

$$NF_{\text{Amp}} = NF_{\text{LNA}} + \left(\frac{NF_{\text{LNA}} - 1}{G_{\text{LNA}}} \right) \quad (15)$$

де NF_{Amp} – загальний коефіцієнт шуму каскаду підсилювачів, NF_{LNA} – коефіцієнт шуму підсилювача, що створює малий шум, NF_{MPA} – коефіцієнт шуму підсилювача потужності, G_{LNA} – коефіцієнт підсилення підсилювача, що створює малий шум.

Крім згаданих вище шумових перешкод важливий також фазовий шум, так як він знижує продуктивність системи. Фазовий шум обмежує можливість виявлення сигналів в системі, так як він впливає на частоту помилок в цифрових додатках. При моделюванні впливу фазового шуму на значення EVM виявленого сигналу на основі когерентного приймача, можна припустити, що значення фазового шуму перевищує значення SNR і PAV = 1. Аналіз фазових шумів наведено в роботі [18].

4. Порівняльний аналіз шумів і втрат

Для визначення величини чутливості приймача треба оцінити відношення потужності несучої до потужності шуму, яке необхідне для досягнення правильної демодуляції і декодування КАМ модульованого сигналу. Для квазі безпомилкового прийому в каналах Релея швидкість коду становить 3/4, а захисний інтервал становить одну чверть корисної тривалості символу (біт/помилка BER = 2×10-4) [19]. При модуляції QPSK і довжини IFFT/FFT 1024, швидкість передачі даних може досягати 2 Гбіт/с за стандартом IEEE 802.15.3c [20]. Відношення $P_S/N \approx 10.7$ дБ, чутливість приймача з урахуванням теплового шуму (чинник шуму близько 10 дБ) становила - 50 ÷ -60 дБм [20]. Вихідна потужність електричного сигналу ММД (після оптоелектронного перетворення) в діапазоні 69-110 ГГц з пересройкою частоти 125 кГц становила максимум 0 дБ (хоча для діапазону 30-70 ГГц наведено в [20] 10-18 дБм).Відношення 10,7 дБ, чутливість приймача з урахуванням теплового шуму (чинник шуму близько 10 дБ) становить - 50 ÷ -60 дБм [20].

Табл. 1. Порівняльні дані втрат і значення сигнал/шум для ММД

Дані до розрахунку: $P_{\text{RX-sens}}$ = -60 дБм, d = 100 м, $a(f_c)$ = 0,8 дБ/км, $A_{\text{RX}} = 10^{-3}$ м^2 , α= 5 град., f_c = 28 ГГц, $P_{\text{el,outPD}}$ = 0 дБм, B= 2 ГГц, RIN= 140 дБ/Гц, NF_{Amp}= 10 дБ, $\Re$ =0,8 А/Вт	
SNR(для теплового шуму $N_{\text{tem}} \approx$ - 90 дБм)	~ 60 дБ
SNR(після оптоелектроннонго перетворення, без урахування фазового шуму)	~ 48 дБ
SINR міжканальне	~ 15 дБ (для распределения Пуассона: $\lambda = 10^{-4}, p = 10^{-2}, BER = 10^{-5}$ [21])
SINR (для шуму, спричиненого молекулярним розсіюванням)	Молекулярне розсіювання призводить до більш низьких значень SINR. У той час як втрати молекулярного поглинання додатково зменшують інтерференційні перешкоди [22]
Втрати вільного простору	~ 100 дБ
Втрати в каналі в моделях, наведених в [6]	~ 100 дБ (LOS mmMAGIC, $h_{\text{БС}}$ = 10 м), NLOS ~ 150 дБ, ~ 125 дБ (NLOS 5GCM, $h_{\text{БС}}$ = 10 м),

Висновки

В роботі показано, що вивчення впливу шумів на якість цифрового каналу зв'язку в ММД радіохвиль є важливою сучасною задачею. Показане, що при використанні ФАР традиційні співвідношення для розрахунку бюджету радіолінії та апертури антен стають неточними. Для вирішення цієї проблеми запропонований квазіоптичний підхід до моделювання енергетичного потенціалу радіолінії ММД хвиль з використанням конусоподібної моделі діаграми спрямованості антен. Показана перевага фотонних методів формування інформаційних сигналів над електронними. Наведена класифікація шумів в радіолініях ММД, які виникають при використанні фотонних методів формування сигналу. Одержаний вираз для відношення сигнал/шум на виході фотодетектора з урахуванням складових шуму, які описуються квазіоптичною моделлю.

Список використаної літератури

1. Shannon C. E., "A mathematical theory of communication," Bell Sys. Tech. J., 27(3) (1948): 379–423.

2. Verdu S., "Spectral efficiency in the wideband regime," IEEE Trans. Inf. Theory, 48(6) (2002): 1319–1343.

3. Fodor G, "Performance Comparison of Practical Resource Allocation Schemes for Device-to-Device Communications," Wireless Communications and Mobile Computing 2018file:///C:/Users/%D0%9F%D0%9A/Downloads/3623075%20(2).pdf.

4. Dahlman E., Parkvall S., Skold J., and Beming P., "3G Evolution HSPA and LTE for Mobile Broadband," Oxford: Academic Press. (2008): 648.

5. Urick V. J., McKinney J. D. and Williams K. J., "Fundamentals of Microwave Photonics," Hoboken, NJ, USA, Wiley (2015): 488.

6. Rappaport T. S., Xing Y., MacCartney G. R., Molisch Jr., A. F., Mellios E., and Zhang J., "Overview of millimeter wave communications for fifth-generation (5G) wireless networks," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 65 (12) (2017): 6213-6230.

7. Долуханов М. П., "Распространение радиоволн," М.: Сов. радио (1972): 152.

8. Rappaport T. S., MacCartney G. R., Samimi Jr., M. K. and Sun S., "Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design," IEEE Transactions on Communications, 63(9) (2015): 3029-3056.

9. Rothman L. S. et al., "High-resolution transmission molecular absorption database harvard-smithson center for astrophysics," 2014: - https://www.cfa.harvard.edu.

10. Rappaport T. S. et al, "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work!," Proceedings IEEE, 1(10) (2013): 335-349.

11. Хансен Р. С., "Фазированные антенные решетки," М. : Техносфера (2012): 560.

12. Скляр Б., "Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение", М.: Вильямс (2003): 1104.

13. Razavi B., "Design of Millimeter-Wave CMOS Radios: A Tutorial," IEEE Transactions on Circuits and Systems, 56(1) 2009: 4-16.

14. Yong S. K., Xia P., and Valdes-Garcia A., "60GHz Technology for Gbps WLAN and WPAN," John Wiley & Sons, (2011): 1-16.

15. Niknejad A. M. and Hashemi H., "Mm-Wave Silicon Technology, 60 GHz and Beyond," Springer, ISBN 978-0-387-76558-7, USA, (2008): 1-302.

16. Кременецька Я.А., Фелінський Г.С., Мельник Ю.В., Бондаренко Є.О., "Особливості формування сигналів міліметрового та терагерцового діапазонів," Наукові записки УНДІЗ, 3(47) (2017): 50 – 63.

17. Wolf R., Ellinger F., and Eickhoff R., "On the Maximum Efficiency of Power Amplifiers in OFDM Broadcast Systems with Envelope Following," Springer- Mobile Lightweight Wireless Systems of the series Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, 45 (2010): 160-170.

18. Qi G., Yao J., Seregelyi J., Paquet S., Bélisle C., Zhang X., Wu K., and Kashyap R., "Phase-Noise Analysis of Optically Generated Millimeter-Wave Signals With External Optical Modulation Techniques," J. Lightwave Technol, 24 (2006): 4861-4875.

19. "Digital Video Broadcasting (DVB): Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television," ETSI EN 300 744, V.1.5.1, European Telecommunications Standards Institute, 2004.

20. Yang H., Smulders P.F.M., Herben M.H.A.J., "Channel characteristics and transmission performance for various channel configurations at 60 GHz," EURASIP J. Wireless Commun. Networking, (2007): 1-15.

21. Andrews J. G., Bai T., Kulkarni M. N., Alkhateeb A., Gupta A., Heath R. W., "Modeling and analyzing millimeter wave cellular systems," IEEE Transactions on Communications, 65(1) (2017): 403-430.

22. Petrov V., Komarov M., Moltchanov D., Jornet J. M. and Koucheryavy Y., "Interference and SINR in Millimeter Wave and Terahertz Communication Systems with Blocking and Directional Antennas," IEEE Transactions on Wireless Communications, 16 (3) (2017): 1791-1808.

Автори статті

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

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

Марков Сергій Юхимович – кандидат фізико-математичних наук, доцент кафедри Телекомунікаційних технологій, Державний університет телекомунікацій, Київ, Україна.

Градобоєва Неля Вікторівна – кандидат технічних наук, доцент кафедри Телекомунікаційних технологій, Державний університет телекомунікацій, Київ, Україна.

Authors of the article

Kremenetska Yana Adolfivna - candidate of sciences (technical), associate professor of the Department of telecommunication technologies, State University of Telecommunications, Kyiv, Ukraine.

Melnyk Yuriy Vitaloyovych - candidate of sciences (technical), head of the Department of telecommunication technologies, State University of Telecommunications, Kyiv, Ukraine.

Markov Serhiy Yukhymovych - candidate of physical and mathematical sciences, associate professor of the Department of telecommunication technologies, State University of Telecommunications, Kyiv, Ukraine.

Hradoboyeva Nelya Viktorivna - candidate of sciences (technical), associate professor of the Department of telecommunication technologies, State University of Telecommunications, Kyiv, Ukraine.

Дата надходження в редакцію: 15.01.2018 Рецензент: д.т.н., доцент В.Ф. Заїка