УДК 621.385.12 DOI: 10.31673/2412-4338.2019.011221

Кременецька Я. А., Марков С. Ю., Градобоєва Н.В., Харченко Є.М.
Державний університет телекомунікацій, Київ

АНАЛІЗ ОБМЕЖУЮЧИХ ТА КОМПНЕСУЮЧИХ ФАКТОРІВ ПРИ РОЗРАХУНКУ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ РАДІОСИСТЕМ В МІЛІМЕТРОВОМУ ДІАПАЗОНІ

У статті запропоновано при аналізі спектральної ефективності та енергетичного бюджету радіосистем в міліметровому діапазоні використовувати квазіоптичну модель розрахунку енергетичного потенціалу радіолінії, враховувати втрати, пов'язані не тільки з поглинанням в атмосфері (інших середовищах), блокуванням сигналу в міській забудові і т.ін., а й шуми, нелінійні характеристики, обмеження приймально-передавального обладнання.

Ключові слова: *міліметровий діапазон, енергетична ефективність, загасання в вільному просторі, радіофотоніка, вузькоспрямовані антени, енергетичний бюджет радіолінії, відношення сигнал/шум.*

Kremenetska Ya. A., Markov S. Yu., Zhukova E.R. *State University of Telecommunications, Kyiv*

ANALYSIS OF LIMITING AND COMPENSATING FACTORS WHEN CALCULATING THE ENERGY EFFICIENCY OF RADIO SYSTEMS IN THE MILLIMETER RANGE

The article proposes approaches for analyzing the energy efficiency of radio systems on the basis of the comparison of the Friis model, the quasi-optical model and the theory of the formation of phase diagrams of phased array antennas. The problems of simulation of radio systems with a narrow directional diagram, which compensates for losses, are discussed. It has been shown that in the organization of communication in direct channels, for example, from the base station to the user, which is planned in the first stages of using the millimeter range in mobile systems, perhaps a more efficient quasi-optical model of calculation of the energy potential. It is suggested that for calculation of energy and spectral efficiency of systems in a millimeter range a model of calculation taking into account limiting factors is necessary. It is also suggested that, in analyzing the spectral efficiency and the energy budget of radio systems in the millimeter range, not only the losses associated with absorption in the atmosphere (other media), blocking of the signal in urban development, etc., but also noise, nonlinear characteristics, constraints of acceptance, transmitting equipment. Modern calculation models should take into account such limiting and compensating factors, taking into account the latest technological advances, especially those related to optoelectronic processing of radio signals in millimeter wavelengths and throughput up to 10 Gbit/s. The results of calculations of the radio link budget according to the typical calculation (based on the Friis formula) are shown, based on the quasi-optical model, and on the basis of the theory of the formation of the phase diagram of the phased array antennas. Thus, the antenna design plays a significant role in achieving the required gain and beam formation in millimeter wave ranges. Therefore, the energy budget of the communication link (system) depends mainly on the characteristics of the base station and the mobile station, such as: transmit power, antenna gain, signal/noise ratio and required communication bandwidth.

Keywords: *millimeter range, energy efficiency, free-space attenuation, radiophotonics, narrowly directed antennas, radio energy budget, signal-to-noise ratio.*

Кременецкая Я. А., Марков С. Ю., Жукова Е.Р.
Государственный университет телекоммуникаций, Киев

АНАЛИЗ ОГРАНИЧИВАЮЩИХ И КОМПНЕСУЮЧИХ ФАКТОРОВ ПРИ РАСЧЕТЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОСИСТЕМ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ

В статье предложено при анализе спектральной эффективности и энергетического бюджета радиосистем в миллиметровом диапазоне использовать квазиоптическую модель расчета

© *Кременецька Я. А., Марков С. Ю., Градобоєва Н.В., Харченко Є.М. 2019*

энергетического потенциала радиолинии, учитывать потери, связанные не только с поглощением в атмосфере (других средах), блокировкой сигнала в городской застройке и т.д., но и шумы, нелинейные характеристики, ограничения приемо-передающего оборудования.

***Ключевые слова*:** *миллиметровый диапазон, энергетическая эффективность, затухание в свободном пространстве, радиофотоника, узконаправленные антенны, энергетический бюджет радиолинии, отношение сигнал/шум.*

1. Вступ. Більшість сучасних стандартів радіозв'язку працюють в мікрохвильовому діапазоні від 2 до 5 ГГц, що теоретично обмежує потенційні ресурси для підвищення пропускної здатності. Однак прогнозоване зростання мобільного трафіку, можливості передачі відео формату UHDTV або 3DTV, інших послуг, вимагає підвищення швидкостей передачі інформації більше 1 Гбіт/с. Для цього необхідно розширення частотних ресурсів до міліметрового діапазону (ММД, 30 - 300 ГГц) і навіть більше короткохвильового терагерцового (300-3000 ГГц). Фахівці поки досліджують різні варіанти архітектур роботи таких систем для організації малих стільників, транзитної передачі і радіо мостів в вікнах прозорості атмосфери 28 ГГц, 38 ГГц, Е-діапазону (71-76 ГГц і 81-86 ГГц, 92-95), і вікно поглинання 60 ГГц.

Проте, поширення міліметрових хвиль (ММХ) обмежене високими втратами в атмосфері, міській забудові, листві дерев, біологічних об’єктах і т.д. [1]. Однак, через особливості поширення (випромінювання) сигналів ММД спектральна ефективність зростає зі збільшенням щільності розподілу базових станцій (щільності розміщення випромінюючих елементів фазованих антенних решіток), що має контраст з інтерференційною обмеженістю більш низьких частот, що використовуються в сучасних системах стільникового зв'язку. Поки немає загальноприйнятої моделі розрахунку енергетичного бюджету і алгоритму роботи таких мереж. Причинами, можливо, є недостатнє вивчення фізичних властивостей поширення ММХ і апаратні обмеження, хоча з 2020 року вже прогнозується застосування міліметрового діапазону в мобільних системах [2,3].

На даний момент вже створені та працюють кілька стандартів для бездротових персональних мереж в діапазоні 60 ГГц, наприклад, ECMA-387, IEEE 802.15.3c і IEEE 802.11ad. Для реалізації бездротових систем п'ятого покоління в ММД проводяться експерименти. Так, в роботах [4-7] показане, що ослаблення сигналу при дощі і поглинання в атмосфері не створюють значних додаткових втрат на трасі в діапазонах 28, 38 ГГц для розмірів стільників в міській забудові до 200 м. Для радіорелейних ліній в діапазоні 70-80 ГГц типове значення дальності знаходиться в межах від 3 до 7 км при гігабітних швидкостях в радіоканалі [8]. І навіть Google проводить тестування в ММД в своїх стратосферних проектах зв'язку, наприклад, в проекті Skybender [9].

У багатьох розрахунках енергетичного потенціалу радіоканалу основними втратами вважаються втрати в «вільному» просторі, які враховуються у формулі Фріїса. Однак, в роботах [1,10] обговорюються проблеми моделювання радіосистем ММД з вузькою діаграмою спрямованості, що компенсує втрати, а в [11] навіть зроблений акцент на геометричному ефекті загасання в «вільному» просторі в тракті передачі для певної частоти між двома ізотропними антенами. Тому вважається за необхідне проаналізувати математичну модель розрахунку енергетичних втрат в радіолінії ММД щоб повною мірою оцінити енергетичний і частотний потенційні ресурси радіосистем, що працюють в цьому діапазоні.

2. Основні підходи до визначення бюджету радіоліній ММД розрахованих на основі формули Фріїса, квазіоптичної моделі (що використовують для відкритих оптичних систем) та теорії фазованих антенних решіток. Термін втрати в «вільному просторі» $\left(4\pi R/\lambda\right)^2$ використовується в рівнянні Фріїса ($P_{\mathrm{RX}} = P_{\mathrm{TX}} G_{\mathrm{TX}} G_{\mathrm{RX}} \left(\lambda/4\pi R\right)^2$). В дБ втрати у вільному просторі виражаються наступним чином

$$PL_{FC}[\text{дБ}] = 92{,}4 + 20\lg\left(f_c(\text{ГГц})\right) + 20\lg\left(R(\text{км})\right), \quad (1)$$

де R - відстань між приймачем RX і передавачем TX, f_c – частота несучої.

З виразу (1) зрозуміло, що при кожному подвоєнні відстані та при кожному подвоєнні частоти втрати у вільному просторі збільшуються на 6 дБ. Це показане на рисунку 1.

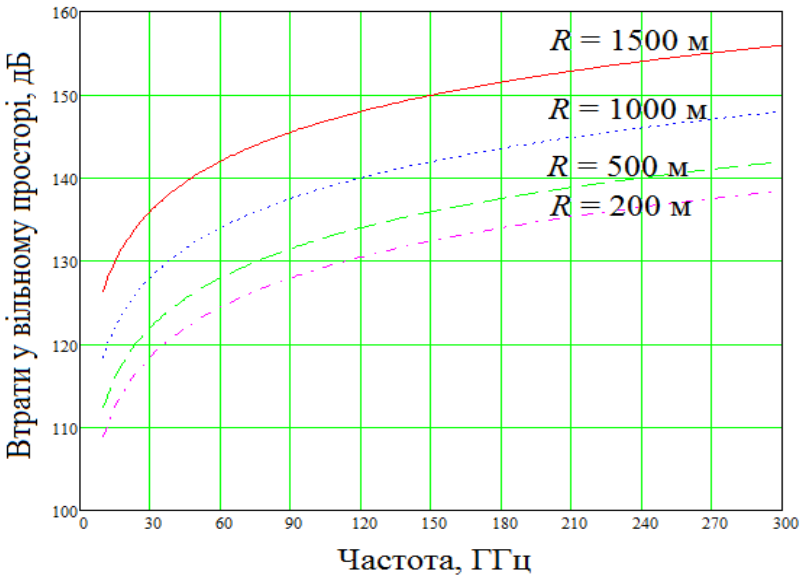

Рис.1. Залежність втрат у вільному просторі від частоти в міліметровому діапазоні

Також було зазначено, що при збільшенні частоти до ГГц, фазовий шум збільшується на 6 дБ при кожному подвоєнні частоти [12].

При виведенні формули Фріїса використовується частотно залежний вираз для апертури (ефективної площі) антени $A_{\text{eff}} = D(\alpha)\lambda^2/4\pi$, де D(α) коефіцієнт направленої дії антени. На більш високих частотах апертура антени може мати меншу площу (для даного $D(\alpha)$). В іншому варіанті, якщо виразити $D(\alpha) = 4\pi A_{\text{eff}}/\lambda^2$, формула Фріїса матиме вигляд:

$$P_{\text{RX}}/P_{\text{TX}} = A_{\text{TX}}A_{\text{RX}}/(\lambda R)^2 . \quad (2)$$

З рівняння (2) можна зробити висновок, що для фіксованої площі апертури втрати при поширенні зменшуються зі збільшенням частоти.

Значення апертури і коефіцієнта направленої дії антени також залежать від типу антени, яка використовується. Для реалізації систем зв'язку в ММД ключовим рішенням є метод просторового мультиплексування MIMO (особливо в сценаріях NLOS, в яких використовується багато не прямих променів), а також формування вузьких діаграм спрямованості за допомогою антенних решіток. Формування вузьких діаграм спрямованості використовується не тільки для збільшення енергетичного потенціалу радіолінії, але також може використовуватися для багатокористувацького зв'язку в ММД при реалізації множинного доступу із просторовим розподілом (SDMA) для розділення потоків даних до різних користувачей. Відстань рознесення антен впливає на перешкоди сигналу. Незалежність сигналу MIMO зазвичай визначається критерієм Релея, який залежить від робочої довжини хвилі, кількості передавальних і приймальних антен і відстані між антенами як на передачі так і на прийомі:

$$R \le \frac{n d_{\text{TX}} d_{\text{RX}}}{\lambda}, \quad (3)$$

де n - кількість антен, а d_{TX} та d_{RX} - відстань між передавальними та приймальними

антенами відповідно, λ - робоча довжина хвилі.

На рисунку 2 наведені графіки залежності відстані між антенними елементами (d_{TX} та d_{RX}) від частоти при різних значеннях критерію Релея. З цього рисунку видно, що для ММД навіть масиви антен в технології MIMO можуть мати відносно невелики розміри.

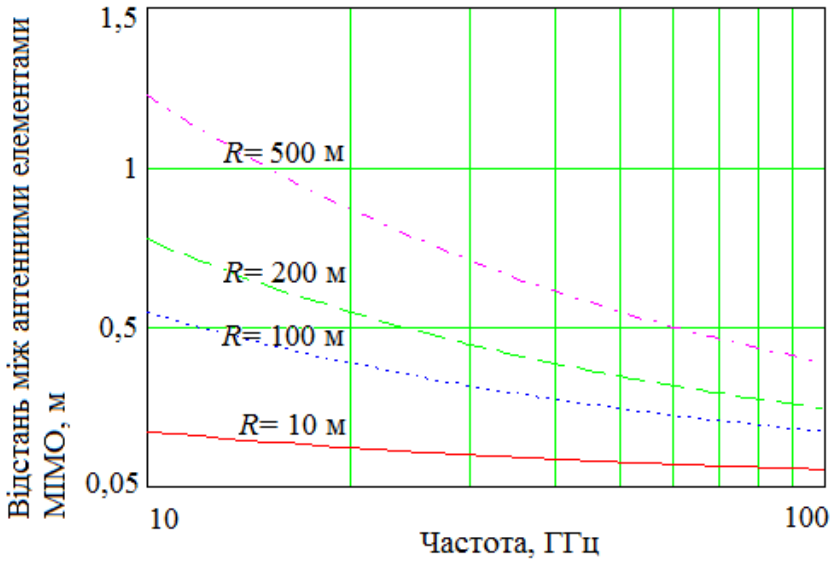

Рис.2. Залежність відстані між антенними елементами MIMO ($d_{TX} = d_{RX}$) від робочої частоти за критерієм Релея для різних відстаней *R* між передавачем і приймачем, *n* = 10 (формула 3)

Розглянемо формування променя з використанням антеної решітки, сконструйованої з масиву антенних елементів *N*, які можуть бути розміщені у відповідності до різної геометрії. Відстань між різними елементами *d* антени та їх кількість *N* грає важливу роль з точки зору підсилення сигналу, а також спрямованості променя, особливо в ММД (рис.3). Оптоелектронно керовані антенні решітки являють собою ключові засоби забезпечення спрямованости зв'язку в ММД. Через малу довжину хвилі 1-10мм елементи решіток ФАР можуть бути компактно упаковані до малих розмірів антени в цілому.

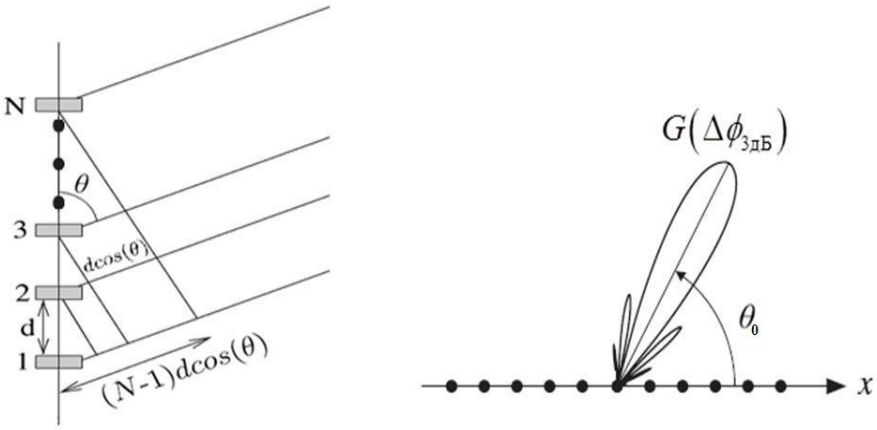

Рис. 3. Формування діаграми спрямованості ФАР з *N* елементарними випромінювачами, коефіцієнтом підсилення $G\left(\Delta\phi_{3дБ}\right)$ і кутом сканування θ_0 ($\Delta\Psi\phi_{3дБ}$ – ширина променя на рівні 0,5 дБ)

Множник ФАР AF записується у вигляді:

$$\mathrm{AF}=\sum_{n=0}^{N-1}e^{in\psi}=e^{\frac{i(N-1)}{2}\psi}\left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)}\right], \tag{4}$$

де $\psi=(2\pi/\lambda)d\cos\theta+\beta=kd\cos\theta+\beta$, d – відстань між випромінюючими елементами ФАР, λ – довжина хвилі випромінювання, $k=2\pi/\lambda$ – хвильове число, β - фаза збудження ФАР (складання полів всіх випромінювачів ФАР), яка активується джерелом через фазові зміни, що накладаються на струми, які проходять через елементи решітки [12].

Аналізуючи множник решітки (AF) можна знайти з (4) умову для її мінімального підсилення

$$\theta_n=\cos^{-1}\left(\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta\pm\frac{2n}{N}\pi\right)\right),$$

де n = 0,1,2,…., $n\neq N,2N$,
для максимального підсилення:

$$\theta_m=\cos^{-1}\left(\frac{\lambda}{2\pi d}(-\beta\pm m\pi)\right),$$

де m = 0,1,2,…

З формули (4) видно, що важливими чинниками, які впливають на формування діаграми спрямованості є кількість елементарних випромінювачів ФАР і відстань між ними.

Для зменшення впливу бічних пелюсток ФАР дотримуються відстані $d \leq \lambda/2$ між випромінюючими елементами. Однак при $d < \lambda/2$ промінь стає ширше, що призводить до втрати спрямованості. Оптимальна відстань d між випромінювачами становить $\lambda/2$, коли бічні пелюстки не спостерігаються і зберігається спрямованість випромінювання.

Для лінійної ФАР з керованою формою діаграми спрямованості, що містить N випромінюючих елементів (рис. 3), ширину променя $\Delta\phi_{3\text{дБ}}$ на рівні половинної потужності (рівень 0,707 по полю, або - 3 дБ) можна визначити наступним чином [12]:

$$\Delta\phi_{3\text{дБ}}=\begin{cases}\dfrac{50,76^\circ}{\sin\theta_0}\dfrac{\lambda}{Nd}b, & \text{для } 0^\circ<\theta_0<180^\circ\\[2ex] 107,86^\circ\sqrt{\dfrac{\lambda}{Nd}}b, & \text{для } \theta_0=0^\circ,180\end{cases} \tag{5}$$

b – коефіцієнт, що залежить від рівня бічних пелюсток діаграми спрямованості (чим більше ослаблення бічних пелюсток, тим більше коефіцієнт розширення). Ширина променя $\Delta\phi_{3\text{дБ}}$ для рівномірної лінійної антенної решітки, спрямованої в бажаному напрямку θ_0, одержується шляхом лінеаризації хвильової функції ψ навколо $\theta=\theta_0$.

Коефіцієнт спрямованої дії антени визначається як $D_{\text{ТХ}}(\alpha)=4\pi/\Omega=2/\left(1-\cos(\alpha/2)\right)$, α – кут розкриття антени.

Прирівнюючи $\Delta\phi_{3\text{дБ}}=\alpha$ для квазіоптичної моделі, одержимо наступний вираз:

$$P_{\text{RX}} = P_{\text{TX}} \frac{D_{\text{TX}}(\alpha) A_{\text{RX}}}{4\pi r^2} \approx \frac{4 A_{\text{RX}}}{\pi \alpha^2 r^2}, \quad (6)$$

де множник $\frac{4\pi r^2}{D_{\text{TX}}(\alpha)}$ визначає втрати сигналу, що пов'язані з розбіжністю випромінювання. Звідси отримаємо:

$$D_{\text{TX}}(\Delta\phi_{\text{3дБ}}) = 4\pi/\Omega = 2\Big/\left(1-\cos\left(\Delta\phi_{\text{3дБ}}/2\right)\right). \quad (7)$$

З виразу (5) видно, що ширина променя (спрямованість антенної решітки) залежить від кількості елементів решітки, а також залежить від кута відхилення від напрямку нормалі до розкриву ФАР [12]. Збільшення кількості елементів призводить до формування більш вузьких променів з більш високою щільністю потужності випромінювання.

Таким чином, конструкція антени грає істотну роль в досягненні необхідного підсилення та формування променя в ММД. В залежності від простору, якій доступний для масиву антен, вимог до підсилення антени, як базової станції, так і мобільної станції, необхідне обрати відповідний тип антен для використання. Енергетичний бюджет лінії зв'язку (системи зв'язку) залежить головним чином від характеристик базової та мобільної станцій, таких як: потужність передачі, підсилення антени, відношення сигнал/шум (SNR) і необхідна пропускна здатність каналу зв'язку.

Для успішного встановлення з'єднання в каналі з швидкістю передачі інформації 3,1 Гбіт/с у відповідності з пропускною здатності каналу Шенона потрібне значення SNR 15,69 дБ. Однак, на основі аналізу можливих шумів для систем в ММД реальне мінімальне значення SNR складає близько 25 дБ.

3. Сумарне підсилення фазованої антенної решітки. Завдання формування каналів зі смугою 500-МГц в загальної смузі 100 ГГц з чутливістю приймача -71 дБм, потужністю шуму в 6 дБм і запасом в 10 дБ часто вважається можливим [13]. Підсилення приймальної антени в 12 дБі (тобто по відношенню до ізотропного випромінювача) для мобільної станції передбачається реалістичним [14], оскільки воно може бути досягнуто за допомогою чотирьохелементного масиву (така відповідність випливає з (5)).

Для базової станції сумарне підсилення антени становить для $d = \lambda/2$ [14]: $G_{\text{BS}} = \left(\eta G_{\text{el}} N\right)$, де η характеризує здатність антенної решітки направляти промінь тільки в потрібному напрямку. У значеннях дБі підсилення G_{BS} антени може розглядатися як сума підсилень, отриманих масивом та одним елементом:

$$G_{\text{BS}}(\text{дБі}) = 10\lg\eta + G_{\text{el}}(\text{дБі}) + G_{\text{array}}\left(\text{дБ}\right), \quad (8)$$

де додатковий коефіцієнт 15 дБі виходить з масиву $G_{\text{array}}\left(\text{дБ}\right)$.

Щоб отримати підсилення 15 дБі з масиву с η = 1, потрібно $10^{15/10} \approx 32$ антенних елемента. Однак на практиці $\eta \neq 1$, тому потрібно більш ніж 32 антенних елементи в залежності від спрямованості решітки. Як показано в [14] для η = 0,75 потрібно близько 40 антенних елементів, щоб отримати підсилення масиву на 15 дБі, а для η = 0,5 потрібно до 60 антенних елементів. Однак, через високі та різні втрати при поширенні сигналів ММД експоненціальне зростання числа антенних елементів від частоти не спостерігається, як показано на рис.4.

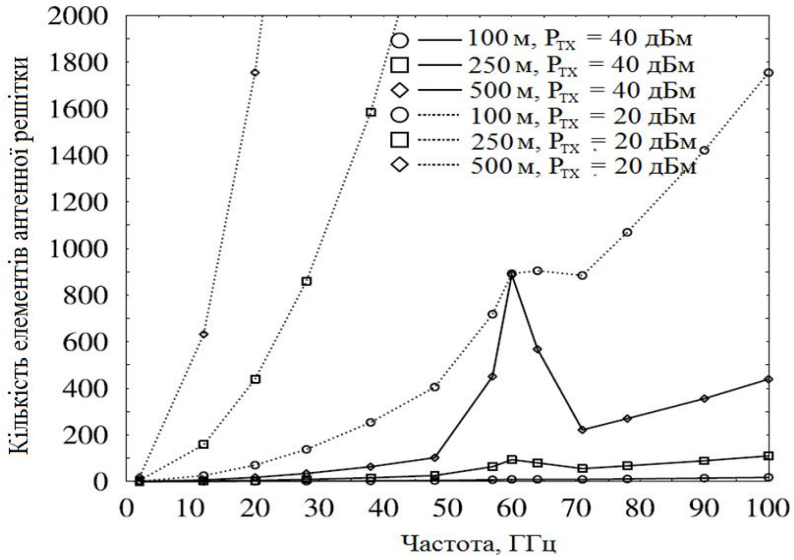

Рис.4. Залежність кількості антенних елементів ФАР для базової станції від несучої частоти для компенсації втрат в радіоканалі

4. Порівняння показників бюджету радіолінії ММД розрахованих за різними моделями. У таблиці 1 наведено для порівняння результати розрахунків енергетичного потенціалу радіоліній на частоті 30 ГГц на основі рівняння Фрііса (формула (4)), квазіоптичної моделі і за формулами (7,8).

Таблиця 1

Результати визначення бюджету радіолінії за типовим розрахунком (на основі формули Фрііса), на основі квазіоптичної моделі, та на основі теорії формуванні діаграми спрямованості ФАР

Параметри системи зв'язку	Результат розрахунку параметрів		
	Формула Фрііса	Квазіоптична модель (6)	Формули (7), (8)
Потужність випромінювання передавача, дБм	38	22	38
Отримана потужність, дБм	-70	-70	-70
Частота несучої, ГГц	30	30	30
Відстань TX-RX, м	500	500	500
Підсилення передавальної антени, dBi	25	25	-
Підсилення приймальної антени, dBi/ апертура приймальної антени,м^2	18	$8\cdot10^{-4}$	-
Кількість антенних елементів передавальної антени N_{TX} , $d_{TX} = d_{RX} = \lambda/2$	-	-	32
Кількість антенних елементів приймальної антени N_{RX}	-	-	6
Ширина каналу, ГГц	1	1	1
Втрати у вільному просторі (формула 1), дБ	116	-	116
Втрати на розбіжність випромінювання, дБ	-	65	-
Додаткові втрати: Тепловий шум, дБ Шум-фактор Затінення, завмирання, дБ SNR, дБ	 -84 6 10 20	 -84 6 10 30	 -84 6 10 20

На перших етапах застосування ММД в стільникових системах планується організація тільки вихідних каналів від базової станції до користувачів. Тому більш наближеною до реальних умов, можливо, буде квазіоптичного модель, яка застосовується для оптичних відкритих систем. Наприклад, для кута розкриття антени в 10 градусів площа апертури, відповідно до формули $A_{\text{eff}} = D(\alpha)\lambda^2/4\pi$, складає близько 20×10^{-4} м^2 для частоти несучої 30 ГГц.

5. Обговорення результатів дослідження. Основним обмежуючими факторами в моделі розрахунку енергетичного бюджету покриття радіосистемами ММД можливо є не тільки втрати у вільному просторі та поглинання. При формуванні сигналів ММД зі збільшенням потужності та складності форми сигналів також можуть збільшуватися шуми, нелінійність передавального обладнання. Такі обмеження також можуть виникнути при використанні QAM модуляції високого порядку, при якої зазвичай застосовують високе значення відношення пікової до середньої потужності (PAPR), оскільки коефіцієнт підсилення починає залежати від вхідної потужності сигналу, що вкрай небажано в складних інформаційних мережах.

Реалізація міліметрових систем радіозв'язку тісно пов'язана із застосуванням технологій фотоніки і гібридного аналогово-цифрового утворення діаграми, де також необхідно враховувати спотворення в процесі електрооптичного і оптоелектронного перетворення, пов'язаних, наприклад, з не лінійністю процесів в фотодіоді, в якому формується електричний сигнал ММД з модульованого оптичного сигналу. Наприклад, в [12] відзначається, що технології оптоелектронних перетворювачів (фотодетекторів), обмежені до частот 70-110 ГГц, хоча чутливість сучасних приймачів міліметрового діапазону в радіоастрономії може досягати більше 10-12 Вт/Гц$^{1/2}$. Нестабільність фази істотно може обмежувати транспортні відстані і інформаційну ємність каналів.

Для оцінки енергетичної та спектральної ефективності систем ММД необхідна модель розрахунку, що враховує обмежуючі фактори [13-16]:

- втрати в атмосфері;
- втрати сигналу в міській забудові, листві дерев і т.і.;
- апаратні обмеження модуляторів, фотодетекторів по фазовим шумам;
- законодавче обмеження потужності;
- ефект Допплеру, тощо.

А також необхідно враховувати методи, що компенсують втрати:

- адаптивні системи утворення діаграм в складних міських і погодних умовах;
- технологія MIMO (багато входів і багато виходів) з просторовим ущільненням (мультиплексуванням) каналів;
- пряме детектування і обробка сигналів в смузі до 10 ГГц на основі фотоніки (оптоелектроніки);
- адаптивна модуляція сигналу ММД відповідно до необхідних завдань та обмежень;
- гібридна топологія мережі, наприклад, використання волоконно-оптичних ліній для з'єднання базових станції (технологія RoF);
- високе ущільнення розміщення базових станцій (зменшення розмірів стільників);
- підсилення сигналу, яке пов'язане з ефектами відбиття та дифракції в міській забудові;
- технології, які здатні підтримувати гігабітну швидкість обробки сигналу (фотонні, квантові, ...), і т.д.

Сучасні моделі розрахунку мають враховувати вказані обмежуючі і компенсуючи фактори з урахуванням останніх технологічних досягнень, особливо пов'язаних з оптоелектронними методами обробки радіосигналів ММД, і пропускною здатністю до 10 Гбіт/с.

6. Висновки. Для аналізу спектральної та енергетичної ефективності телекомунікаційних систем в ММД, а також для моделювання каналів необхідно враховувати фактори, пов'язані з обмеженням (недосконалістю) приймально-передавального

обладнання, тому що методи формування сигналів в ММД принципово відрізняються від методів, прийнятих для більш низькочастотних діапазонів. Наприклад, в ММД для генерації і формування діаграми спрямованості антенних фазованих решіток ключовою технологією є оптоелектронні методи. Також фізичні особливості поширення хвиль ММД відрізняються, наприклад, від поширення хвиль дециметрового діапазону. Тому, для моделювання каналів і аналізу енергетичної ефективності необхідні принципово нові підходи.

Список використаної літератури

1. Жоую Пи Введение в широкополосные системы связи миллиметрового диапазона / Пи Жоую, Хан Фарук // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2012. – №3. – С. 86-94.

2. Preparing for a 5G World. Richard Adler. Communications and Society Program. – 2016. –https://www.yumpu.com/en/document/view/55693626/preparing-for-a-5g-world.

3. Sarabjot S. Tractable Model for Rate in Self-Backhauled Millimeter Wave Cellular Networks / S. Sarabjot, N. Mandar, G. Amitava, and // IEEE Journ. on Sel. Areas in Commun. – Oct. 2015. – Vol. 33. – №10. – P 2196-2211.

4. Rappaport S. Millimeter Wave Wireless Communications for 5G Cellular: It will work! Professor Theodore (Ted) // New York University School of Engineering. – 5 Sept. – 2014.

5. Sun S. Millimeter Wave Multi-beam Antenna Combining for 5G Cellular Link Improvement in New York City / S. Sun, et. Al // in Proc. IEEE ICC 2014. – June 2014.

6. Zhao H. 28 GHz millimeter wave cellular communication measurements for reflection and penetration loss in and around buildings in New York City / H. Zhao et al. // in Proc. IEEE ICC. – 2013. – P. 5163–5167.

7. Samimi M. K. 28 GHz angle of arrival and angle of departure analysis for outdoor cellular communications using steerable beam antennas in New York City / M. K. Samimi et al. // in Proc. IEEE VTC. – 2013. – P. 1–6.

8. Писарев Ю. Гигабитные радиорелейные станции диапазона 80 ГГц / Ю. Писарев // Журнал сетевых решений. – LAN – 2012. – № 3. – С. 58-61.

9. https://www.theguardian.com/technology/2016/jan/29/project-skybender-google-drone-tests-internet-spaceport-virgin-galactic.

10. Шахнович И. Миф о затухании свободного пространства: чего не писал Г. Т. Фриис / И. Шахнович // Первая миля. – 2014. – № 2. – С. 40-45.

11. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. / Б. Скляр // М.: издательский дом «Вильямс». – 2003. – 1104 с.

12. Orfanidis S. J. Electromagnetic Waves and Antennas. – Jun. 2016. [Online]. Available https://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/ch22.pdf.

13. Urick V. J. Fundamentals of Microwave Photonics / V. J. Urick, J. D. McKinney and K. J. Williams // Hoboken NJ. – USA, Wiley. – 2015. – 488 p.

14. Hemadeh I.A. Millimeter-wave communications: Physical channel models, design considerations, antenna constructions, and link-budget / I. A. Hemadeh, K. Satyanarayana, M. El-Hajjar, and L. Hanzo // IEEE Communications Surveys Tutorials. – Dec. 2018. – Vol. 20, №2, P. 870–913.

15. Rappaport T. S. Overview of millimeter wave communications for fifth-generation (5G) wireless networks (Invited Paper) / T. S. Rappaport, Y. Xing, G. R. MacCartney Jr., A. F. Molisch, E. Mellios, J Zhang // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – Dec. 2017. – Vol. 65. – №12. – P. 6213-6230.

16. Jianjun Yu Tutorial: Broadband fiber-wireless integration for 5G+ communication / Yu Jianjun, Li Xinying, Zhou Wen // J. APL Photonics. – 2018. – Vol. 3. - https://doi.org/10.1063/1.5042364.

References

1. Zhouiu Py, Faruk Khan «Introduction to Millimeter-band Broadband Communication Systems» *Electronics: science, technology, business,* 3 (2012): 86-94. Print

2. Preparing for a 5G World. Richard Adler. Communications and Society Program, (2016). https://www.yumpu.com/en/document/view/55693626/preparing-for-a-5g-world. Web

3. Sarabjot S., Mandar N., Amitava G., and «Tractable Model for Rate in Self-Backhauled Millimeter Wave Cellular Networks.» *IEEE Journ. on Sel. Areas in Commun*, 10(33) (2015): 2196-2211. Print

4. Rappaport S. «Millimeter Wave Wireless Communications for 5G Cellular: It will work! Professor Theodore (Ted).» *New York University School of Engineering*. (2014). Print

5. Sun S. et. «Millimeter Wave Multi-beam Antenna Combining for 5G Cellular Link Improvement in New York City.» *in Proc. IEEE ICC 2014,* (2014). Print

6. Zhao H. et al. «28 GHz millimeter wave cellular communication measurements for reflection and penetration loss in and around buildings in New York City.» *in Proc. IEEE ICC* (2013): 5163–5167. Print

7. Samimi M. K. et al. «28 GHz angle of arrival and angle of departure analysis for outdoor cellular communications using steerable beam antennas in New York City.» *in Proc. IEEE VTC* (2013): 1–6. Print

8. Pysarev Yu. «80 GHz Gigabit Radio Relay Stations» *Network Solutions Magazine* LAN 3 (2012): 58-61. Print

9. https://www.theguardian.com/technology/2016/jan/29/project-skybender-google-drone-tests-internet-spaceport-virgin-galactic. Web

10. Shakhnovych Y. «The myth about the attenuation of free space: what G. T. Friis did not write.» *First mile.* 2 (2014): 40-45. Print

11. Skliar B. «*Digital communication. Theoretical foundations and practical application*» M.: Publishing House "Williams", (2003): 1104. Print

12. Orfanidis S. J. «Electromagnetic Waves and Antennas.» (2016): https://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/ch22.pdf. Web

13. Urick V. J., McKinney J. D. and Williams K. J. «*Fundamentals of Microwave Photonics*.» Hoboken NJ, USA, Wiley, (2015): 488. Print

14. Hemadeh I.A. Satyanarayana K., El-Hajjar M. and Hanzo L. «Millimeter-wave communications: Physical channel models, design considerations, antenna constructions, and link-budget.» *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 2(20) (2018): 870–913. Print

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

16. Jianjun Yu, Xinying Li, Wen Zhou «Tutorial: Broadband fiber-wireless integration for 5G+ communication.» *J. APL Photonics*. 3 (2018). https://doi.org/10.1063/1.5042364. Web

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: +38(067) 302 2242. E-mail: ya.cremen@ukr.net.

Марков Сергій Юхимович – к.т.н., доцент кафедри телекомунікаційних технологій (Markov Serhii Yukhymovych – PhD (technical) in technic, Associate Professor of the Department of Telecommunication Technologies). Phone: +38(068) 124 2065. E-mail: sergem43@ukr.net.

Градобоєва Неля Вікторовна – к.т.н., доцент кафедри телекомунікаційних технологій (Gradoboeva Nelya Viktorovna – PhD in technic, Associate Professor of the Department of Telecommunication Technologies). Phone: +38(066) 673 1300. E-mail:gradob@ukr.net.

Харченко Євгеній Миколайович – магістрант (Kharchenko Evgeny Nikolaevich – undergraduate of the Department of Telecommunication Technologies). Phone: +38(097) 540 4564. E-mail: super.Evgeniy1984@ukr.net.

Рецензент: доктор техн. наук, професор **М. М. Климаш**, Національний університет "Львівська політехніка", Львів.