

УДК 621.385.12

Кременецька Я. А., Градобоева Н. В., Морозова С. В.*Державний університет телекомунікацій, Київ***ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМ МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ МЕТОДОМ СТВОРЕННЯ ЗОН ПІДСИЛЕННЯ СИГНАЛУ ВНАСЛІДОК ДИФРАКЦІЙ ТА ВІДБИВАНЬ**

Показана можливість підсилення сигналу міліметрового діапазону в зоні прямої видимості, а також для зон поза прямою видимістю, в умовах міської забудови. Запропонована багатопроменева модель розрахунку бюджету каналу, що враховує втрати та підсилення сигналу при дифракції та відбитті, а також надлишок шляху та розбіжність променів. Результати роботи можуть бути використані при проектуванні мобільних систем міліметрового діапазону п'ятого покоління.

Ключові слова: міліметрові хвилі, мобільні системи, енергетична ефективність, бюджет радіоканалу, дифракція, зони підсилення сигналу, багатопроменева модель сигналу, NLOS

Kremenetska Ya. A., Hradoboieva N. V., Morozova S. V.*State University of Telecommunications, Kyiv***INCREASE IN ENERGY EFFICIENCY OF MILLIMETRES SYSTEMS BY THE METHOD OF CHANNEL GAIN DUE TO DIFFRACTION AND REFLECTION**

The paper analyses the millimetre-wave channel budget model, taking into account the radiation characteristics of a narrow-beam antenna. The proposed multi-beam model takes into account the overall gain and the millimetre wave channel losses that are the result of diffraction, reflection, absorption, excess of the rays path and divergence. This model can be used in the design of millimetre-wave mobile systems for the urban scenario. Because of the millimetre wave signal power limitations, as well as high losses in the atmosphere and scattering on obstacles (or the impossibility of passing), it is believed that the millimetre waves use is limited to 100-200 meters in the urban area. In addition, because of the very difficult conditions for the propagation of millimetre waves in the urban scenario, it is practically impossible to create analytical methods for calculating the radio channel energy budget. However, using the quasi-optical features of the millimetre wave's propagation and narrowly directed antennas radiation, this work shows the possibility gain the channel from the line-of-sight zone. A multi-beam model is proposed that takes into account the losses and amplification of the signal during diffraction, reflection and absorption, as well as excess path and beam divergence, which can be used in the design of millimetre-wave mobile systems for urban scenarios with a significant improvement in energy efficiency.

Keywords: millimetre-wave, mobile cellular systems, energy efficiency, radio channel budget, diffraction, gain channel, multipath signal model, NLOS

Кременецкая Я. А., Градобоева Н. В., Морозова С. В.,*Государственный университет телекоммуникаций, Киев***ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА МЕТОДОМ СОЗДАНИЯ ЗОН УСИЛЕНИЯ СИГНАЛУ ВСЛЕДСТВИЕ ДИФРАКЦИЙ И ОТРАЖЕНИЙ**

Показана возможность усиления сигнала миллиметрового диапазона в зоне прямой видимости, а также для зон вне прямой видимости, в условиях городской застройки. Предложена многолучевая модель расчета бюджета канала, который учитывает потери и усиления сигнала при дифракции и отражении, а также излишек пути и расхождение лучей. Результаты работы могут быть использованы при проектировании мобильных систем миллиметрового диапазона пятого поколения.

Ключевые слова: миллиметровые волны, мобильные системы, энергетическая эффективность, бюджет радиоканала, дифракция, зоны усиления сигнала, многолучевая модель сигнала, NLOS.

Вступ. Останнім часом проводяться експерименти, в яких досліджуються можливості використання міліметрових хвиль (ММХ) для мобільних стільникових систем в умовах щільної міської забудови, пропонуються емпіричні моделі втрат сигналу, аналізуються методи багатоканального розподілу ресурсів [1-5]. Обмеження застосування міліметрового діапазону (ММД) пов'язані з високими втратами в атмосфері (у вікнах поглинання), розсіюванням, неможливістю проходження (або з великими втратами) через завади, з причин малого розміру довжини хвилі 1-10 мм.

Дослідження щодо поширення ММХ, проведені під керівництвом Т. Рапапорта [5] в Нью-Йоркському університеті, припускають використовувати багатопробну модель поширення. Через обмеження за потужністю сигналу ММД, а також високими втратами, аналізуються вузькоспрямована передача в сотах малого радіусу (до 200 м) і прояви шумових завод. З причини складних умов поширення радіохвиль ММД, особливо в міських умовах, аналітичні методи розрахунку енергетичного покриття створити складно.

Однак можна припустити, що виходячи з певних властивостей даного просторового радіоканалу ММД в заданих координатах (когерентність, напрям, кут розкриття антени, розподіл потужності) і його поширення в заданих координатах забудови з відомими відбиваючими властивостями покриття, можливо з певною ймовірністю створити енергетичну модель покриття мережі. Наприклад, автори в [6] пропонують механізм формування зондування завод в безпроводових мережах персонального доступу (WPAN, wireless personal area network), який перевершує сліпі алгоритми вибору на 15-31%. Також квазіоптичні властивості ММД можуть виявлятися в перерозподілі інтенсивності хвильового поля при дифракції на перешкодах, розміри і форми яких відповідають довжині хвилі і можливі в міському сценарії. Розуміння залежності параметрів радіоканалу від геометрії забудови може привести, наприклад, до можливості «посилення» поля хвилі при проходженні через завади, наприклад, краю будівель, будівельні елементи, а також інтерференційні накладення при відбиванні від різних будівельних поверхонь, і таким чином можливе підвищення енергетичної, а отже і спектральної ефективностей систем ММД.

Також цікавим може бути аналіз можливості спеціального (прогнозованого) створення посилення сигналу ММД для зон поза прямою видимістю (NLOS, non-line-of-sight) за допомогою відбивань і кутових дифракцій, які природним чином можливі в сучасній міській забудові або можуть бути створені штучно.

У роботах [7] використовували дифракцію для вивчення впливу рельєфу і рослинності на середні втрати на трасі. Множинні дифракційні ефекти і відбивання вивчалися у [8] для міської забудови в різних моделях на основі променів, що включають процеси відбивання і дифракції на окремих будівлях при побудові мобільних систем дециметрового діапазону. За допомогою імітацій Монте-Карло для прогнозування статистики радіоканалу (кутовий розкид, часова затримка) в [8] було отримано, що такий підхід може генерувати значення для статистичних дескрипторів радіоканалу, які використовуються в сучасних системах зв'язку, і показують, що ці значення для дециметрового діапазону залежать від розподілу, розмірів і форми будівлі в різних містах.

1. Особливості випромінювання і прийому антен ММД. Антени використовуються для перетворення струмів і напруг, що генеруються передавальною схемою, в електромагнітні поля, що поширюються в просторі. За відсутності матеріальних обмежень, що відбивають або розсіюють хвилі, поля поширюються у вигляді сферичних хвиль, амплітуди яких змінюються обернено пропорційно відстані від антени. Напруженість поля і поляризація також можуть залежати від напрямку поширення.

Будемо вважати, що для параболічних дзеркальних антен в дальній польовій зоні антена випромінює сферичні поля:

$$E = a_r E_0 \frac{e^{-ikr}}{r} \sqrt{D_{TX}(\alpha)}, \quad (1)$$

де r – радіальна відстань від антени; $D_{TX}(\alpha)$ – коефіцієнт спрямованої дії антени;

$k = \omega/c = 2\pi/\lambda$ – хвильове число, яке забезпечує, що фаза kr в (1) є постійною за сферами, центрованими на антені;

a_r – одиничний вектор, що описує напрям поляризації електричного поля;

E_0 – амплітуда напруженості електричного поля.

Для квазіоптичного характеру поширення хвиль ММД (рис. 1) та у випадку, коли прийомна й передавальна антени мають однакову поляризацію електричного (магнітного) поля, можна записати [8, 9]:

$$E = a_r \sqrt{\frac{P_{TX}}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}\epsilon_0/\mu_0}} \frac{e^{i(\omega t - kr)}}{r} \sqrt{D_{TX}(\alpha)}, \quad (2) \quad P_{RX} = P_{TX} \frac{4A_{RX}}{\pi\alpha^2 r^2} = P_{TX} \frac{D_{TX}(\alpha)A_{RX}}{4\pi r^2}, \quad (3)$$

де множник $\frac{4\pi r^2}{D_{TX}(\alpha)}$ визначає втрати сигналу, пов'язані з розбіжністю випромінювання;

P_{RX} – потужність на вході приймальної антен; P_{TX} – потужність передавальної антени;

A_{RX} – ефективна площа приймальної антени $A_{RX} = KA_{phys}$, $0 < K < 1$.

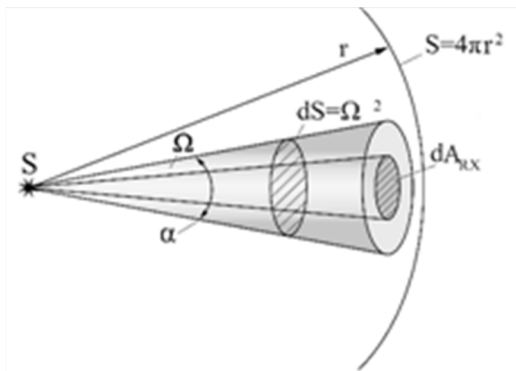


Рис. 1. Спрямоване випромінювання з кутом α розкриття антени

У загальному випадку в радіотехніці вважається, що з умови взаємозворотності параметрів антен $D_{TX}A_{RX} = D_{RX}A_{TX}$ [9].

Однак для міліметрового діапазону, виходячи з фізичних і технологічних особливостей випромінювання ММД, а також для вузько спрямованого випромінювання, така умова виконуватись не буде (кут розкриття антен міліметрового діапазону може становити частини одного градуса).

Також не виконується співвідношення для ефективної площі антени

$$A = \frac{D\lambda^2}{4\pi} \quad (4)$$

Формула для апертури антени (4) виведена виходячи із законів дифракції електромагнітних хвиль, з яких випливає, що ширина променя $\alpha = \lambda/L$, де L – лінійний розмір симетричної вібраторної антени [9]. Вираз (4) з певним наближенням справедливий і для дзеркальних параболічних антен.

Однак для фазованих антенних решіток апертура антени згідно [10] може бути виражена як $A \approx \sqrt{\lambda/Nd}$, де N – кількість випромінюючих елементів, d – міжелементна відстань. Для міліметрового діапазону застосовуються випромінювальні елементи типу V -подібних смугових диполів і рупорні ТЕМ антени. Однак через велику кількість змінюваних параметрів (довжина рупора, геометрія провідника, товщина і діелектрична проникність діелектричної підкладки, ...), дуже складно (або неможливо) обчислити апертуру антени ММД [9]. До того ж, якщо врахувати оптоелектронні методи формування діаграми спрямованості фазованної антенної решітки, це ще більше ускладнить завдання. Тому, для розрахунку бюджету систем ММД будемо використовувати як основу формулу (3).

2. Модель бюджету каналу ММД з урахуванням зон підсилення сигналу.

На рис. 2 подані варіанти посилення сигналу ММД для міської забудови, які будуть аналізуватися нижче.

У тінювих областях дифраговане поле забезпечує єдиний внесок в повне поле, а коефіцієнт посилення каналу, який визначається відношенням прийнятої і переданої потужностей, відповідно до формули (3) і [8] може бути обчислений за формулою:

$$\frac{P_{RX}}{P_{TX}} = \frac{D_{TX}(\alpha)A_{RX}}{4\pi} \frac{|D(\theta)|^2}{\cos \psi} \frac{1}{r_1 r_2 (r_1 + r_2)}, \quad (5)$$

де $|D(\theta)|$ – коефіцієнт дифракції, а кути θ, ψ та відстані r_1, r_2 , що визначають дифракційне посилення, показані на рис. 2 в,г.

Ефективне значення коефіцієнта зменшення поля при дифракції на декількох клинах в кількості M однакової висоти (рис. 2) згідно [8] може бути подане за допомогою формули

$$Q_e = \frac{1}{\sqrt{\rho_0}} |D(\theta_0)| \frac{1}{M-1}.$$

При наявності розсіювачів може спостерігатися декілька шляхів поширення, які випромінюються антеною в різних напрямках і надходять у приймальну антену з різних сторін. У цьому випадку розрахунки будуть виконуватися для кожного окремого шляху, але при обчисленні повної прийнятої потужності необхідно когерентно додавати поля через окремі шляхи, які враховують посилення антени в різних напрямках.

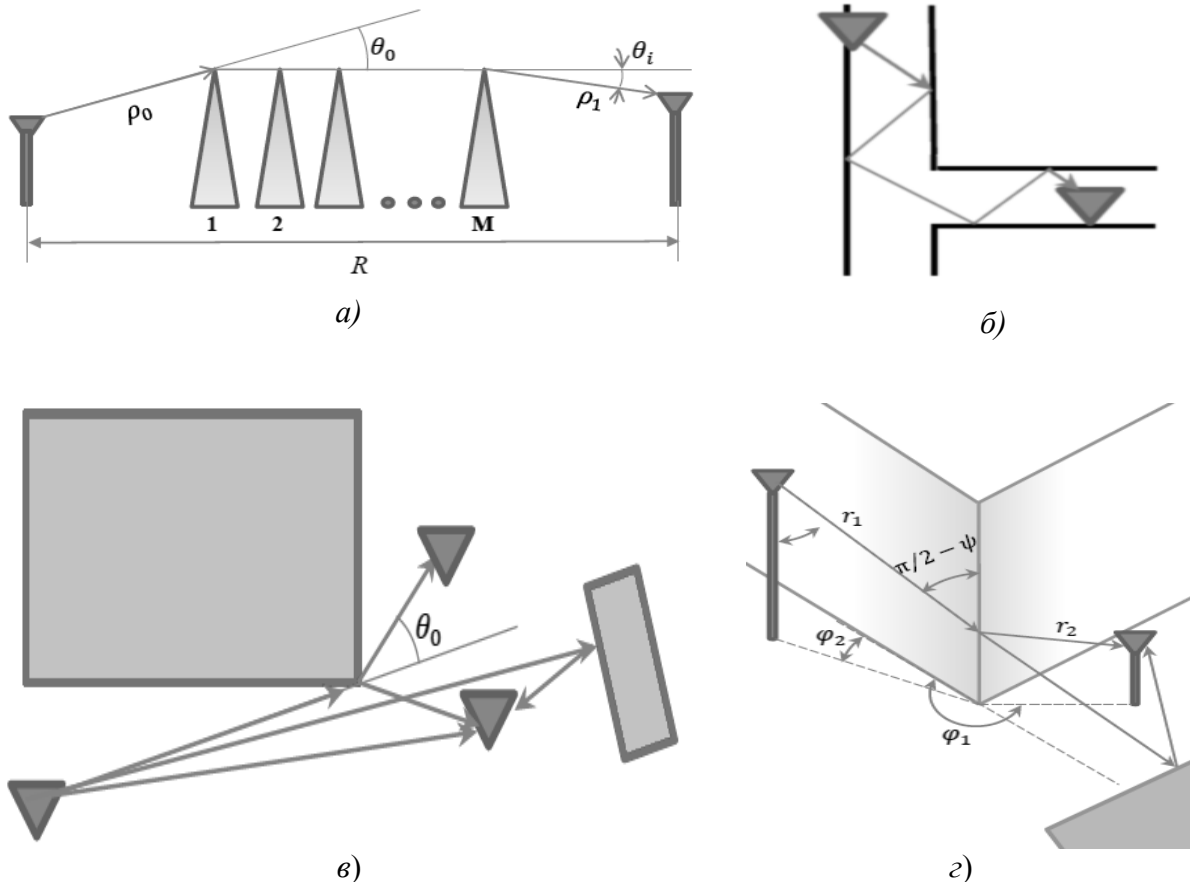


Рис. 2. Варіанти результуючого посилення сигналу ММД для міської забудови:

- а) множинна дифракція на клинах; б) множинне відбивання;
в) і г) посилення за рахунок відбивання і дифракції на прямокутних кутах

Загальний бюджет каналу міліметрового діапазону утворюється внеском променів, які надходять в приймальну антену. В результаті сигнал, що надходить в приймальну антену, зазнає втрат, зумовлених такими факторами:

- 1) розбіжністю випромінювання в атмосфері в зоні прямої видимості;
- 2) згасанням в атмосфері для різних гідрометеорів в залежності від довжини хвилі;
- 3) згасанням в зоні прямої видимості за рахунок проходження через різні матеріали (об'єкти) (тіньовий фактор).

Посилення сигналу зумовлене:

- 1) суперпозицією полів при відбиванні (розсіюванні) випромінювання;

- 2) суперпозиції полів хвиль за рахунок дифракції на елементах міської забудови;
- 3) вузько спрямованим випромінюванням передавальної антени;
- 4) ефективною площею приймальної антени.

Для міської забудови передбачається, що в ММД радіус дії стільників буде близько 100 м та площа приймальної антени користувача можливо не більше 10 см^2 , тому усереднений коефіцієнт посилення можна виразити як суму променів чотирьох видів:

- 1) промені, які здійснюють тільки відбивання (чотири відбивання, що вносять істотний внесок в сигнал) на стінах будівлі;
- 2) промені, які дифрагують одноразово на кутах побудови з відбиванням до або після дифракції;
- 3) промені, які двічі дифрагують на будівельних кутах, з або без множинних відбивань;
- 4) промені, що пройшли через заваду з частковим поглинанням без відбивань і дифракції, які привносять найменший по потужності внесок в прийнятий сигнал (визначається як тінювий фактор).

Загальне посилення каналу (в разі нехтування перетворенням поляризації), є результатом посилення для кожного променя, пов'язаним в залежності від умов проходження, а саме з відбиванням (перша складова добутку), пропусканням (друга складова) і дифракційним підсиленням (третья складова):

$$\frac{P_{RX}}{P_{TX}} = \frac{D_{TX}(\alpha)A_{RX}}{4\pi r^2} \times \sum_j \left(\prod_m p_m(\theta_j) \frac{|\Gamma_m(\theta_{mj})|^2}{\rho_m} \prod_n p_n(\theta_j) |T_n(\theta_{nj})|^2 \prod_l p_l(\theta_j) \frac{|D(\theta_{lj})|^2}{\rho_l} \right), \quad (7)$$

де $\rho_m, \rho_l > 1$ – коефіцієнти, що визначають надлишок шляху променів при відбиваннях і дифракції; $p(\theta_j)$ – ймовірність відповідного процесу для певних умов; Γ , T , D – коефіцієнти відбивання, пропускання та дифракції відповідно.

Внаслідок вузькоспрямленості випромінювання антен міліметрового діапазону і малої дальності передачі (для мобільних систем), m , n і l повинні приймати певні значення, що залежать від геометрії забудови.

3. Аналіз дифракції на основі геометричної теорії дифракції (ГДТ). Використовуючи наближення Кірхгофа, Гюйгенс визначив, що поля, які досягають будь-якої математичної поверхні між джерелом і приймачем, можна розглядати як джерела вторинних хвиль на поверхні, які, в свою чергу, генерують отримані поля. Строгий аналіз дифракції на поглинаючому екрані [11] показує, що коефіцієнт дифракції однаковий для обох можливих поляризацій електричного поля. Як наслідок, ортогональні поляризації не будуть з'єднуватися, і для знаходження комплексної амплітуди дифрагованого поля можна використовувати скалярне наближення Кірхгофа. Припущення поглинаючого екрану, реалістичне у багатьох безпровідних каналах, дозволяє уникнути додаткової складності, необхідної для ретельного обліку поляризації [8]. Дослідження дифракції для плоских хвиль [12] на краю поглинаючого напівекрану дають аналогічні результати і з іншими перешкодами (клин, кут будівлі, та ін.) при інших граничних умовах (рис. 3).

Поле навколо певного променя подібне полю плоскої хвилі і, коли промінь зустрічає ребро, він генерує дифраговані поля, які поблизу краю подібні до тих, які генеруються падаючою плоскою хвилею (рис. 4). Аналіз дифракції на поглинаючому екрані, проведений в [8] на основі ГТД, показує, що сумарне електричне поле має такі складові:

$$E_z(x, y, 0) = E_0 e^{-ikx} U(\theta) + E_0 e^{-i\pi/4} \frac{e^{-ik\rho}}{\sqrt{\rho}} D_{UTD}(\theta), \quad (8)$$

де $U(\theta)$ – одинична ступінчаста функція в першому члені вказує на те, що падаюче поле присутнє в освітленій області $U(\theta)=1$ ($y > 0$) (рис. 4), але не в тінювий

області $U(\theta) \neq 1 (y < 0)$; другий доданок являє собою циліндричну хвилю, що генерується дифрагуючим краєм, $\rho = \sqrt{x^2 + y^2}$;

$E_0 e^{-kx}$ – плоска хвиля, що генерується віддаленим джерелом і поширюється уздовж осі $x (z=0)$;

$D_{UTD}(\theta)$ – коефіцієнт дифракції для єдиної теорії дифракції (зумовлений інтерференцією прямого і діфрагованого внесків на межі тіні):

$$D_{UTD}(\theta) = D_{GTD}(\theta) F(S); \tag{9}$$

$D_{GTD}(\theta)$ – коефіцієнт дифракції відповідно до геометричної теорії дифракції;

$F(S)$ – функція переходу (пов'язана з інтегралами Френеля);

θ – кут між віссю x і лінією від краю до точки приймача, так що $\sin \theta = y / \rho$.

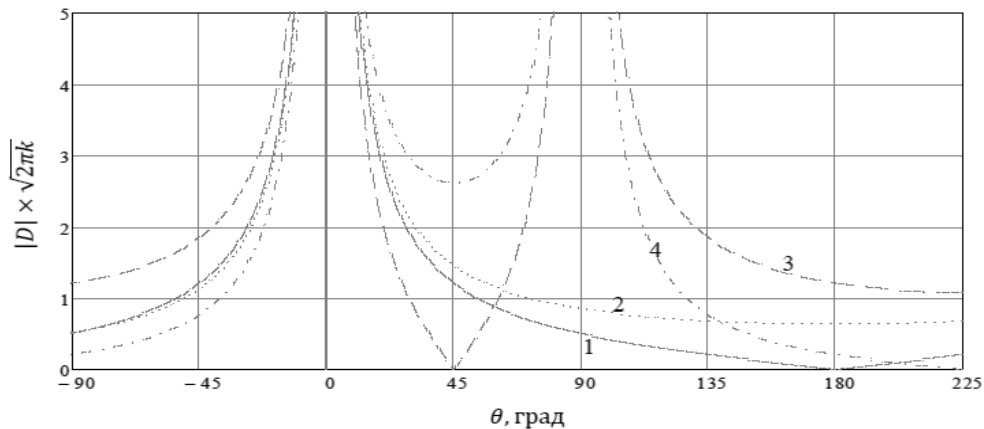


Рис. 3. Порівняння моделей залежності коефіцієнтів дифракції від кута θ .

1 – метод наближення Кірхгофа-Гюйгенса; 2 – модель клина з поглинаючими гранями [11];

3 – модель тонкого провідного екрану з поляризацією E паралельно краю;

4 – модель тонкого провідного екрану з поляризацією H паралельно до краю $\varphi = 45$ град.

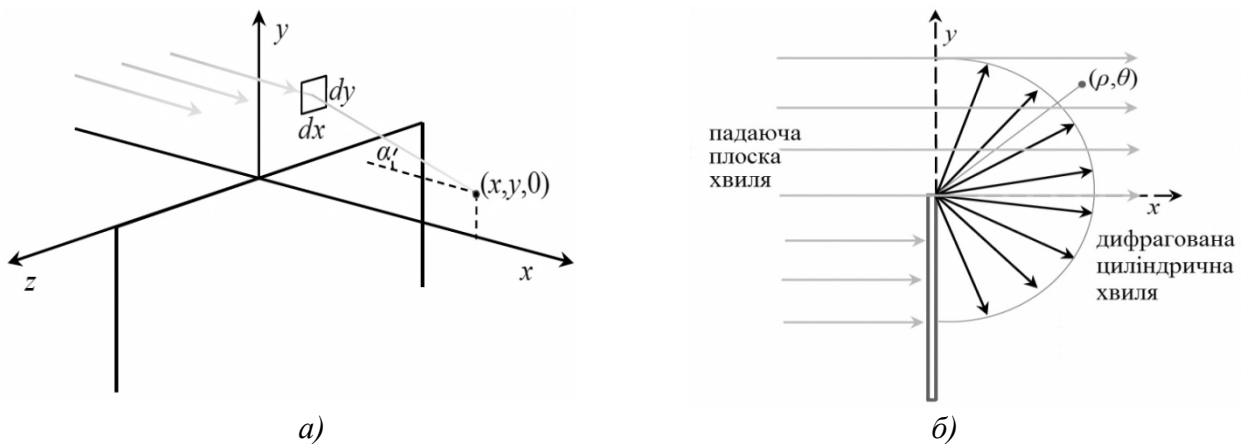


Рис.4. Плоска хвиля, що пройшла через поглинаючу напівплощину:

а) – в освітленій області; б) – циліндричні хвилі, утворені дифракцією на краю

4. Дифракція для прямокутного провідного клина. Для прямокутного провідного клина [8] (рис. 3) коефіцієнт дифракції ГДТ дорівнює

$$D(\theta) = D_1 + D_2 + \Gamma_{E,H} (D_3 - D_4), \tag{10}$$

де $\Gamma_{E,H}$ визначається відповідно до поляризації падаючих хвиль (E або H), паралельних ребру клина:

$$D_{1,2} = \frac{-1}{3\sqrt{2\pi k}} \cot\left(\frac{\pi \pm (\varphi_1 - \varphi_2)}{3}\right); \quad D_{3,4} = \frac{-1}{3\sqrt{2\pi k}} \cot\left(\frac{\pi \pm (\varphi_1 + \varphi_2)}{3}\right);$$

$$\theta = \pi - (\varphi_1 - \varphi_2).$$

Дифракційне поле для променів, нахилених до краю під кутом ψ (рис. 2а):

$$E_D(r, \theta) = E_0 \sqrt{D_{\text{ТХ}}(\alpha)} e^{-i\pi/4} \frac{D(\theta)}{\cos \psi} \frac{e^{-ik(r_1+r_2)}}{\sqrt{r_1 r_2 (r_1 + r_2)}}. \quad (11)$$

Функція $F(S)$ переходу в тіньову область може бути обчислена з використанням виразу [8]:

$$F(S) = \sqrt{2\pi S} \left[f(\sqrt{2S/\pi}) + ig(\sqrt{2S/\pi}) \right]. \quad (12)$$

На рис. 5 і рис. 6 показані залежності коефіцієнта дифракції для різних $\lambda, r_2, \varphi_2, \theta$.

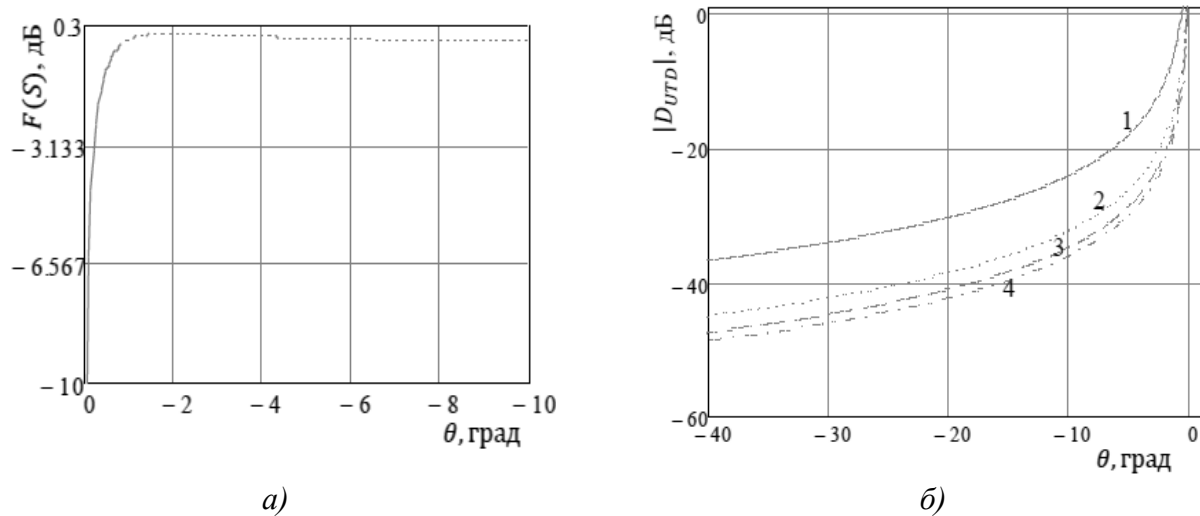


Рис. 5. Розраховані моделі: а) – залежності функції переходу $F(S)$ від кута θ ; б) – залежності коефіцієнта дифракції UTD від кута θ при $r_1 = 100$ м та $\varphi_2 = 10$ град:
1) $r_2 = 5$ м, 2) $r_2 = 15$ м, 3) $r_2 = 30$ м, 4) $r_2 = 45$ м

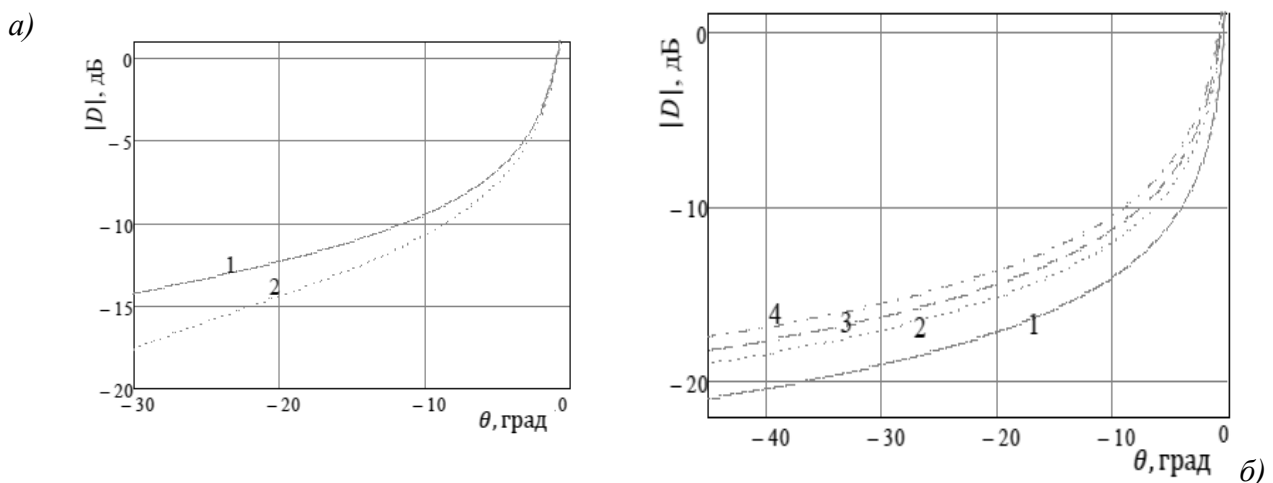


Рис. 6. Розраховані залежності коефіцієнта дифракції ГТВ від кута θ :
а): 1) для $\varphi_2 = 10$ град, 2) для $\varphi_2 = 35$ град $\lambda = 10$ мм);
б) для різних довжин хвиль ($\varphi_2 = 45$ град): 1) $\lambda = 2$ мм, 2) $\lambda = 5$ мм, 3) $\lambda = 7$ мм, 4) $\lambda = 10$ мм

Функції f , g , S пов'язані з інтегралами Френеля, як показано в [8]. В областях простору, освітлених геометричними оптичними полями, дифраговані поля значні тільки поблизу границі тіні (рис. 5а).

5. Втрати і посилення сигналу ММД на відбиваннях. Залежно від характеристик поверхні відбивання променів розділяють на дзеркальне і дифузне. Для міліметрових хвиль 1-10 мм швидше за все необхідні різні підходи, що враховують шорсткість і розмір нерівностей. Дифузне розсіювання, наприклад, для дециметрового діапазону часто не включають в алгоритми розрахунку бюджету. Однак для вузько спрямованого випромінювання ММХ для міського сценарію, де мають місце металеві поверхні, пластикові дзеркала, бетонні та гіпсові конструкції, необхідно враховувати поверхневі шорсткості, а також не можна нехтувати шаруватими поверхнями (фарба, подвійне скло).

Завдання, пов'язані з розсіюванням електромагнітних хвиль шорсткими поверхнями, можуть бути вирішені на основі чисельного моделювання, що базується на методах інтегральних або диференціальних рівнянь при розв'язанні основної крайової задачі Максвелла. Однак такі чисельні підходи є досить складними і, як правило, трудомісткими. Замість цього за певних умов можна використовувати аналітичні наближення, і як показано в [13], такі алгоритми є дуже стійкими з точки зору отриманих рішень і дозволяють моделювати, оптимізувати енергетичне покриття.

Якщо вважати розподіл нерівностей на поверхні Гаусовим, тоді можливо використати, як показано в [13], множення на коефіцієнта відбивання, отриманий з рівнянь Френеля, на коефіцієнт шорсткості Релея:

$$K_{Rayl} = \exp\left[-\frac{1}{2}(4\pi\delta \cos \theta_j / \lambda)^2\right], \quad (13)$$

де θ_j – кут падіння і відбивання;
 δ – стандартне відхилення, що характеризує шорстку поверхню;
 λ – довжина електромагнітної хвилі у вільному просторі.

Коефіцієнт відбивання є функцією кута падіння і зменшується для кутів, менших за кут Брюстера $\theta_B = n \arctg \sqrt{\epsilon_r}$, а також зростає для кутів, більших за кут Брюстера. Також в роботі експериментально визначено, що для терагерцового діапазону (від 100 ГГц) більшу відбиваючу здатність має ТЕ поляризація, ніж ТМ. Коефіцієнти відбивання Γ_{TE} і Γ_{TM} пов'язані з коефіцієнтами поглинання і заломлення рівняннями Френеля [14]:

$$\Gamma_{TE} = \frac{Z \cos \theta_j - Z_0 \cos \theta_t}{Z \cos \theta_j + Z_0 \cos \theta_t}, \quad \Gamma_{TM} = \frac{Z \cos \theta_t - Z_0 \cos \theta_j}{Z \cos \theta_t + Z_0 \cos \theta_j}, \quad (14)$$

де $\theta_t = \arcsin(\sin(\theta_j)Z/Z_0)$ – кут заломлення;

Z_0 – імпеданс вільного простору $Z_0 = 377 \Omega$;

Z – хвильовий імпеданс матеріалу, що відбиває електромагнітні хвилі, який можна визначити на основі наступного виразу:

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0(n^2 - (\beta\lambda/4\pi)^2 - i(2n\beta\lambda/4\pi))}}, \quad (15)$$

де μ_0 та ϵ_0 – магнітна і діелектрична проникності вільного простору;

n та β – показники заломлення і поглинання будівельного матеріалу відповідно.

Для терагерцового діапазону (від 100 ГГц) в роботі [15] наведені n та β для різних будівельних матеріалів.

Для різних довжин хвиль міліметрового діапазону значення коефіцієнтів відбивання (для бетону), помножених на коефіцієнт Релея, наведені на рис. 7.

З рис.7 видно, що частотні та кутові залежності коефіцієнта відбивання мають значні відмінності, а також інтерференція відбитих хвиль може призводити як до посилення, так і до згасання сигналу.

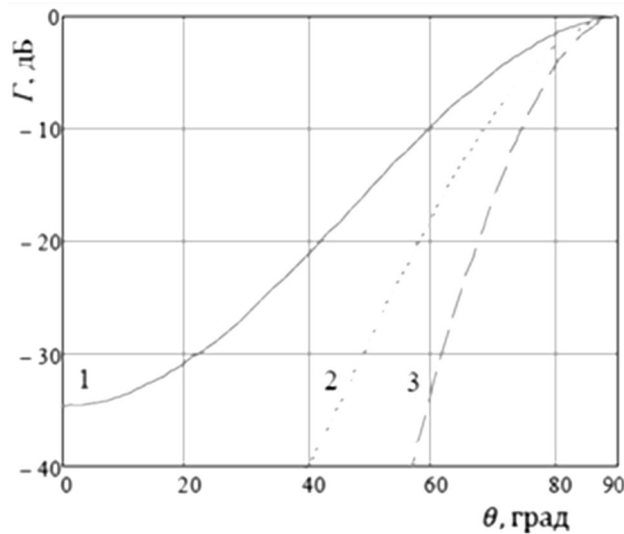


Рис. 7. Розрахована залежність коефіцієнта відбиття (помноженого на коефіцієнт шорсткості Релея) від кута падіння ММВ ТЕ поляризації:
1) $\lambda = 10$ мм; 2) $\lambda = 5$ мм; 3) $\lambda = 3$ мм

Висновки. З порівняння коефіцієнтів посилення за рахунок дифракцій (рис. 5,6) і за рахунок відбивань (рис. 7), видно, що більш істотним є внесок процесу відбивання. Однак сумарний внесок враховує багатопроменеву модель з множинними дифракціями та відбиваннями для різних шляхів θ_j може призвести до істотного посилення шляху. Для NLOS сумарний внесок відбивання і дифракції може призвести до посилення близько 5 дБ (для певних умов). У запропонованій аналітичній моделі багатопроменевого каналу показана можливість посилення сигналу за рахунок суперпозиції відбитих, дифрагованих променів, а також втрати, пов'язані з поглинанням і розбіжністю випромінювання. Рішення на основі посилення за рахунок дифракцій і відбивань можуть бути використані при проектуванні мобільних систем міліметрового діапазону для міського сценарію, що дозволить істотно підвищити енергетичну ефективність.

Список використаної літератури. References

1. Shokri-Ghadikolaei H., Fischione C., Fodor G., Popovski P., Zorzi M. "Millimeter wave cellular networks: A MAC layer perspective". *IEEE Trans. Commun.* 10(63) (2015): 3437-3458.
2. Sun S., MacCartney G., Rappaport T. "Millimeter-Wave Distance-Dependent Large-Scale Propagation Measurements and Path Loss Models for Outdoor and Indoor 5G Systems". *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Davos, Switzerland* (10-15 April 2016): 1-5.
3. Rangan S., Rappaport T., Erkip E. "Millimeter wave cellular wireless networks: Potentials and challenges". *CoRR*. Vol. abs/1401.2560 (2014). – <http://arxiv.org/abs/1401.2560> (2017.08.16)
4. Khan F., Z., Rajagopal S. "Millimeter-wave mobile broadband with large scale spatial processing for 5G mobile communication". *Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton '12), Communication, Control, and Computing. Monticello, IL, USA* (1–5 October 2012): 1517–1523.
5. Rebato M., Mezzavilla M., Rangan S., Boccardi F., Zorzi M. "Understanding Noise and Interference Regimes in 5G Millimeter-Wave Cellular Networks". *Proc. of 22th European Wireless Conf. (EW '16)", Oulu, Finland.* (18-20 May 2016). – <http://ieeexplore.ieee.org/document/7499308/>.

6. Cai R., Chen Q., X. Peng, Liu D. "Spatial sharing algorithm in mmwave WPANs with interference sense beamforming mechanism". *Military Communications Conference (MILCOM 2013), San Diego, California, USA (18-20 November 2013)*: 163–168.
7. Yarkoni N., Blaunstein N., "Prediction of propagation characteristics in indoor radio communication environments". *Progress In Electromagnetics Research* 59 (2006): 151–174.
8. Bertoni H. L. "Radio Propagation for Modern Wireless Systems". *New Jersey, Prentice Hall PTR* (2000): 258.
9. Долуханов М. П. "Распространение радиоволн [Distribution of radio waves]". *Moskva, Svyaz'* (1972): 336.
10. Hansen R. C. "Phased Array Antennas". *New Jersey, John Wiley & Sons* (2009): 547.
11. Felsen L., Marcuvitz N. "Radiation and Scattering of Waves". *New Jersey, Prentice Hall Englewood Clis* (1972): 888.
12. Jacob M., Priebe S., Dickhoff R., Kleine-Ostmann T., Chrader T., and Kurner T., "Diffraction in mm and sub-mm wave indoor propagation channels". *IEEE Trans. Micro. Theory. Tech.*, 3(60) (2012): 833–844.
13. Залипаев В. В., Костин А. В. "Строгие и приближенные методы моделирования рассеяния волн на локализованном возмущении идеально проводящей поверхности [Strict and close methods of modelling of waves dispersion on noncommunicative indignation of ideally conducting surface]". *Журнал технической физики* 1 (2000): 3-9.
14. Saunders S. R. "Antennas and propagation for wireless communication systems". *New York, John Wiley & Sons* (1999): 426.
15. Piesiewicz R., Jansen C., Mittleman D., Kleine-Ostmann T., Koch M., Kurner T., "Terehertz characterization of building materials". *Electronics Letters* 141(18) (2000): 1002-1004.

Автори статті

Кременецька Яна Адольфівна – кандидат технічних наук, доцент кафедри телекомунікаційних технологій, Державний університет телекомунікацій, Київ. Тел.: +380 (67) 302 22 42. E-mail: ya.cremen@ukr.net.

Градобоєва Неля Вікторівна – кандидат технічних наук, професор кафедри телекомунікаційних технологій, Державний університет телекомунікацій, Київ. Тел.: +380 (66) 673 13 00. E-mail: gradob@ukr.net.

Морозова Світлана Володимирівна – старший викладач кафедри фізики, Державний університет телекомунікацій, Київ. Тел.: +380 (65) 387 90 25. E-mail: svmorozova@ukr.net.

Authors of the article

Kremenetska Yana Adolfivna – candidate of sciences (technical), associate professor of telecommunication technologies department, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel.: +380 (67) 302 22 42. E-mail: ya.cremen@ukr.net.

Hradoboieva Nelia Viktorivna – candidate of sciences (technical), professor of telecommunication technologies department, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel.: +380 (66) 673 13 00. E-mail: gradob@ukr.net.

Morozova Svitlana Volodymyrivna – senior lecturer of physics department, State University of Telecommunications, Kyiv. Tel.: +380 (65) 387 90 25. E-mail: svmorozova@ukr.net.

Дата надходження
в редакцію: 27.08.2017 р.

Рецензент:
доктор фізико-математичних наук, професор
Г. С. Фелінський
*Київський національний університет
імені Тараса Шевченка*