

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

**С.О. Кравчук, Л.О. Афанасьєва, Д.А. Міночкін,
І.М. Кравчук**

**ПОШИРЕННЯ
РАДІОХВИЛЬ В ЗОНІ
ПОКРИТТЯ
БЕЗПРОВОДОВИХ МЕРЕЖ
ЗВ'ЯЗКУ
ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ТА
ПРИКЛАДИ РОЗВ'ЯЗАННЯ ЗАДАЧ**

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра
за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»*

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2020

Поширення радіохвиль в зоні покриття безпроводових мереж зв'язку: теоретичні основи та приклади розв'язання задач [Електронний ресурс]: навч. посіб. для студ. спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / С.О.Кравчук, Л.О. Афанасьєва, Д.А. Міночкін, І.М. Кравчук; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 1,620 Мбайт). – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. –107с.

Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 2 від 01.10.2020.) за поданням Вченої ради інституту телекомунікаційних систем (протокол № 6 від 29.06.2020 р.)

Електронне мережне навчальне видання

ПОШИРЕННЯ РАДІОХВИЛЬ В ЗОНІ ПОКРИТТЯ БЕЗПРОВОДОВИХ МЕРЕЖ ЗВ'ЯЗКУ

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ТА ПРИКЛАДИ РОЗВ'ЯЗАННЯ ЗАДАЧ

Укладачі	<i>Кравчук Сергій Олександрович, д-р техн. наук, проф. Міночкін Дмитро Анатолійович, к.т.н.,с.н.с Афанасьєва Ліана Олександрівна Кравчук Ірина Михайлівна</i>
Рецензенти	<i>Кузавков В.В., д-р техн. наук, доц., начальник кафедри Побудови телекомунікаційних систем Військового інституту телекомунікацій та інформатизації імені Героїв Крут Радзівілов Г.Д., к.т.н., доц., начальник кафедри Технічного та метрологічного забезпечення Військового інституту телекомунікацій та інформатизації імені Героїв Крут</i>
Відповідальний редактор	<i>Правило В.В., канд. техн. наук, доцент</i>

Навчальний посібник охоплює основні положення з теоретичних основ представлення та розрахунку поширення радіохвиль в неоднорідній зоні покриття телекомунікаційних безпроводових систем. Після кожного розділу в навчальному посібнику наведені контрольні питання, приклади вирішення завдань, а також завдання для самостійного виконання, що надає практичних навичок та закріплює теоретичні знання. Призначено для студентів освітньо-професійної програми першого (бакалаврського) рівня вищої освіти зі спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка.

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020

ПЕРЕДМОВА

Інфокомунікаційні системи по територіальному охопленню можуть бути локальними чи глобальними, а структурно - провідними чи безпроводними. При цьому можливість взаємодії систем між собою або з користувачами забезпечується як апаратною, так і програмною платформами. Технологічний прогрес, що спостерігається в безпроводних інфокомунікаційних системах, відповідає розвитку багатьом сучасним безпроводним технологіям і пов'язаний із зручністю їх використання за підтримки прийнятної пропускну здатності. Безпроводний канал, як певне середовище поширення електромагнітної хвилі корисного сигналу, є важливою складовою будь-якої мережі безпроводного доступу. Його властивості визначають максимальну продуктивність безпроводної системи зв'язку. Таким чином, знання основних механізмів поширення електромагнітних хвиль з урахуванням на нього впливу навколишнього середовища є важливими для проектування зони покриття різних безпроводних інфокомунікаційних систем.

Навчальний посібник «Поширення радіохвиль в безпроводних мережах зв'язку: теоретичні основи та приклади розв'язання задач» призначений для підготовки бакалаврів всіх форм навчання зі спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка; підготовлений для набуття студентами навичок та компетентностей з використання на практиці методів аналізу і розрахунку характеристик безпроводних інфокомунікаційних систем, а також застосування отриманих в результаті вивчення знань при розробці інфокомунікаційних систем відповідно до технічного завдання.

Безпроводні канали відрізняються від провідних каналів багатопроменевим поширенням, тобто існуванням безлічі шляхів поширення від передавача до приймача, де сигнал може відбиватися,

дифрагувати або розсіюватися на своєму шляху. У розділі 1 розглянуто різні явища поширення сигналу та їх вплив на кожен багатопроменевий компонент.

У розділі 2 приводиться статистичний опис безпроводового каналу. Перешкоди різних багатопромених компонентів створюють як завмирання, тобто зміни прийнятої потужності в часі і/або місці, так і дисперсію затримки. Дисперсія затримки означає, що при передачі сигналу тривалістю T , прийнятий сигнал має більшу тривалість T' , і як наслідок, це призводить до міжсимвольної інтерференції. Цей ефект має істотний вплив на стільникові системи зв'язку, а також безпроводові локальні мережі, які ще більше схильні до впливу дисперсії затримки безпроводового каналу.

Для проектування, моделювання та планування бездротових систем потрібні моделі втрат на поширення радіохвиль. У розділі 3 наведені загальні імітаційні моделі та їх параметризація для різних типів місцевості.

Кожен розділ містить приклади розв'язання задач для кращого засвоєння викладеного теоретичного матеріалу, а також перелік питань та задач для самоперевірки.

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА	3
1. МЕХАНІЗМИ ПОШИРЕННЯ ХВИЛЬ	6
1.1 Затухання у вільному просторі.....	6
1.2 Відбиття та заломлення радіохвиль	24
1.2.1 Падіння хвиль під нахилом на границю поділу двох середовищ ..	24
1.2.2 Відбиття та заломлення для шаруватих діелектричних структур ..	25
1.2.3. Повне проходження хвилі через границю розподілу , кут Брюстера.....	26
1.3 Дифракція радіохвиль	34
1.3.1 Дифракція на одному екрані	34
1.3.2 Дифракція на кількох екранах.....	36
2 СТАТИСТИЧНИЙ ОПИС БЕЗПРОВОДОВОГО КАНАЛУ	45
2.1. Двопроменева модель безпроводового каналу	45
2.2. Затінення	49
2.3. Завмирання.....	56
2.4. Розширення затримки і ширина смуги когерентності	63
2.5. Допплерівське розширення і час когерентності	70
2.6. Кутове розширення і відстань когерентності.....	74
2.7. Статистики перетину рівня і тривалості завмирань	75
2.8. Умови виникнення маломасштабних завмирань	78
3. ЕМПІРИЧНІ МОДЕЛІ ВТРАТ НА ПОШИРЕННЯ РАДІОХВИЛЬ ..	86
3.1. Модель SUI для стандарту IEEE 802.16.....	86
3.2. Модель COST231-Уолфіш-Ікегамі	87
3.3. Модель COST231-Уолфіш-Ікегамі з виправленням Хата	90
3.4 Модель Окамури-Хата	91
3.5. Модель COST-231 Окамури-Хата	92
3.6. Модель COST-231 Окамури-Хата -IP Wireless	93
3.7. Модель ECC-33.....	94
3.8. Модель MOPEN	95
3.9. Модель Кся-Бертоні	97

1. МЕХАНІЗМИ ПОШИРЕННЯ ХВИЛЬ

1.1 Затухання у вільному просторі

Для передачі радіо сигналу необхідна наявність антенної системи. Гіпотетична антена без втрат з однаковою інтенсивністю випромінювання у всіх напрямках, що служить зручним еталоном для визначення властивостей спрямованості реальних антен називається ізотропною антеною. Для ізотропної антени енергія W радіохвилі розподілена рівномірно на поверхні уявної сфери і визначає потужність випромінювання

$$P = \frac{\partial W}{\partial t} \quad (1.1)$$

Щільність потоку потужності сигналу Φ , що випромінюється передавальною антеною повністю визначається розподіленням енергії електромагнітного поля в просторі та вимірюється в Вт/м². Так як, ізотропна антена у всіх напрямках випромінює однакову кількість енергії, то для неї Φ може розглядатися як функція тільки від відстані $\Pi_i(d)$

Запишемо рівняння густини потоку потужності сигналу через повну потужність, що підводиться до ізотропної антени.

$$P_{TX} = 4\pi d^2 \Pi_i(d), [\text{Вт}] \quad (1.2)$$

$$\Pi_i(d) = \frac{P_{TX}}{4\pi d^2}, [\text{Вт/м}^2] \quad (1.3)$$

Антени, що використовуються на практиці, не є ізотропними. В них енергія, що випромінюється в трьохмірному просторі, розподілена

нерівномірно. Цю властивість антен використовують для покращення характеристик [1]-[5].

Коефіцієнт спрямованої дії (КНД, або просто спрямованість) $G_{TX}(\theta, \phi)$ - це відношення щільності потужності фізичної антени в найбільш концентрованому напрямку до щільності потужності теоретичного ізотропного випромінювача при тому ж рівні повної випромінюваної потужності.

Коефіцієнт спрямованої дії (КНД) виражається як звичайне число, яке представляє собою безрозмірний коефіцієнт або значення в децибелах; і чим більше його значення, тим сильніше сфокусований промінь.

Коефіцієнт підсилення (КП) антени G_{TX} -це число, яке показує, у скільки разів щільність потоку потужності $\Pi(\theta, \phi)$ реальної (спрямованої) антени більше щільності потоку потужності $\Pi_E(\theta, \phi)$ еталонної (ненаправленої) антени для цього ж напрямку і на тому ж віддаленні за умови, що потужності, підведені до антен, однакові.

$$G_{TX}(\theta, \phi) = \frac{\Pi(\theta, \phi)}{\Pi_E} \quad (1.4)$$

Коефіцієнт підсилення G_{TX} дорівнює КНД антени в напрямку максимального випромінювання енергії:

$$G_{TX} = \max\{G_{TX}(\theta, \phi)\} \quad (1.5)$$

Величину G_{TX} також називають коефіцієнтом підсилення ізотропного випромінювача та вимірюють в dBi.

З урахуванням коефіцієнта підсилення передавальної антени, що вимірюється в разях,

$$\Pi = \frac{P_{TX} G_{TX}}{4\pi d^2}, [W/m^2] \quad (1.6)$$

Якщо коефіцієнт підсилення антени G_{TX} вимірюється в дБі, то добуток $P_{TX}G_{TX}$ називається еквівалентною потужністю ізотропного випромінювача (EIRP — Equivalent Isotropically Radiated Power)

Нехай на приймальну антену діє електромагнітна хвиля з щільністю потоку потужності P в її оточенні. Тоді, потужність сигналу на виході антени P_{RX} визначається з виразу

$$P_{RX} = PA_r, [W] \quad (1.7)$$

Ефективна площа антени (ефективна поверхня антени) - величина, що характеризує здатність приймальної антени збирати електромагнітне випромінювання, що на неї падає, тобто її ефективність.

$$A_r = \frac{G_{RX}\lambda^2}{4\pi}, [m^2], \quad (1.8)$$

де G_{RX} - коефіцієнт підсилення приймальної антени, [рази],

λ - довжина електромагнітної хвилі, [м].

З формул (1, 2, 3) з урахуванням коефіцієнта спрямованої дії передавальної антени отримаємо формулу ідеального радіозв'язку, яка також називається *формулою Фрііса*, або ж *рівнянням вільного простору*.

$$P_{RX}(d) = P_{TX}G_{TX}G_{RX}\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (1.9)$$

Коефіцієнт $\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$ також відомий як *коефіцієнт втрат вільного простору*.

Дія закону Фрііса обмежена дальньою зоною антени - тобто відстань між антенами TX і RX повинна дорівнювати хоча б одній відстані Релея. Відстань Релея, також відома як зона Фраунгофера, визначається як:

$$d_R = \frac{2L_a^2}{\lambda} \quad (1.10)$$

де L_a - найбільший розмір антени; додатковою умовою далекої зони має бути виконання співвідношень $d \gg \lambda$ та $d \gg L_a$.

У логарифмічних одиницях Закон Фрііса матиме наступний вигляд

$$P_{RX}|_{dBm} = P_{TX}|_{dBm} + G_{TX}|_{dB} + G_{RX}|_{dB} + 20 \log_{10}\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right) \quad (1.11)$$

Щоб краще вказати залежність від відстані, спочатку доцільно обчислити отриману потужність на відстані 1 м:

$$P_{RX}(1m) = P_{TX}|_{dBm} + G_{TX}|_{dB} + G_{RX}|_{dB} + 20 \log_{10}\left(\frac{\lambda|_m}{4\pi \cdot 1}\right) \quad (1.12)$$

Останній доданок рівняння (1.12) становить близько -32 dB на частоті 900 МГц і -38 dB на частоті 1800 МГц.

Фактична потужність, що приймається на відстані d (в метрах) становить:

$$P_{RX}(d) = P_{RX}(1m) - 20 \log_{10}(d|_m) \quad (1.13)$$

Як на вході так і на виході антени потужність сигналу також вимірюють як рівень по відношенню до еталонної величини потужності:

$$dBW: 10 \log_{10}\left(\frac{P_{TX}}{P_{0\ RX}}\right), \quad \text{де } P_{0\ RX} = 1W$$

$$dBm: 10 \log_{10}\left(\frac{P_{TX}}{P_{0\ RX}}\right), \quad \text{де } P_{0\ RX} = 1mW$$

Рівняння вільного простору часто виражається по відношенню до точки відліку d_0 , що знаходиться в зоні Фраунгофера:

$$P_{RX}(d) = P_{RX}(d_0) * \left(\frac{d_0}{d}\right)^2 \quad (1.14)$$

В якості значення d_0 прийнято вибирати: 1м – для приміщення, 100м або ж 1км – для відкритої місцевості.

Однією з найважливіших характеристик поширення радіосигналу є затухання у каналі зв'язку. Затухання L визначається як відношення потужності сигналу, що передається до потужності сигналу, що приймається та вимірюється в дВ як додатня величина.

Для вільного простору затухання в зоні Фраунгофера визначається як

$$L(d) = 10 \log_{10} \frac{P_{TX}}{P_{RX}} = -10 \log_{10} G_{TX} - 10 \log_{10} G_{RX} - 20 \log_{10} d - 20 \log_{10} 4\pi \quad (1.15)$$

Також існує більш зручна форма запису затухання у вільному просторі:

$$L(d) = 10 \log_{10} \frac{P_{TX}}{P_{RX}} = -10 \log_{10} G_{TX} |dB - 10 \log_{10} G_{RX} |dB - 20 \log_{10} d |km - 20 \log_{10} f |MHz + 32.44 \quad (1.16)$$

Рівень потужності сигналу на виході приймальної антени RX прийнято позначати в dBm, тоді рівняння (1.9) зручніше записати у вигляді:

$$P_{RX}(d) = P_{TX} + G_{TX} - L(d) + G_{RX} \quad (1.17)$$

Затухання сигналу $L(d)$ розраховується відповідно до моделі поширення.

Потужність сигналу обернено пропорційна четвертому ступеню відстані між передавачем TX і приймачем RX. Цей закон часто виправдовується для обчислення отриманої потужності для випадку, коли існує тільки пряма хвиля (пряма лінія зв'язку, line of sight -LOS), а також хвиля, що відбита від землі:

$$P_{RX}(d) \approx P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left(\frac{h_{TX} h_{RX}}{d^2}\right)^2 \quad (1.18)$$

Це рівняння видозмінює стандартний закон Фрііса, та показує, що прийнята потужність є незалежною від частоти. Крім того, з рівняння (1.18) слідує, що прийнята потужність збільшується з квадратом висоти як базової станції BS, так і мобільного терміналу MS.

Приклад 1.1

Завдання

Підсилення антени зазвичай визначається відносно ізотропної антени (випромінювання/поглинання однакове у всіх напрямках). Можна довести, що ефективна площа такої антени $A_{iso} = \lambda^2/4\pi$. Необхідно обчислити коефіцієнт підсилення кругової параболічної антени залежно від його радіуса r , де ефективна площа $A_e = 0,55A$, а A - фізична площа отвору.

Розв'язання.

Підсилення антени щодо ізотропної антени визначається як:

$$G = \frac{A_{eff}}{A_{iso}}$$

де A_{eff} - ефективна площа антени та $A_{iso} = \lambda^2/4\pi$ - ефективна площа ізотропної антени.

Для параболічної антени $A_{eff} = 0.55A$, де A - фізичний просвіт антени. Тоді коефіцієнт підсилення кругової параболічної антени залежно від його радіуса дорівнює:

$$G_{par} = \frac{0.55A}{\lambda^2/4\pi} = \frac{4\pi}{\lambda^2} * 0.55 * 4\pi r^2 = 2.2 \left(\frac{\pi r}{\lambda}\right)^2$$

Приклад 1.2

Завдання

При зв'язку з геостаціонарним супутником з Землі відстань між

передавальною (TX) і приймальною антенами (RX) складає приблизно 35 000 км. Припустимо, що закон Фрііса для втрат у вільному просторі застосовується (ігноруватимемо будь-які ефекти атмосфери), станції мають параболічні антени з підсиленням 60 дБ (Земля) і 20 дБ (супутник) відповідно, на несучій частоті 11 ГГц.

(а) Зобразіть бюджет радіолінії між переданою P_{TX} та прийнятою P_{RX} потужністю.

(б) Якщо для прийому RX супутника потрібна мінімальна прийнята потужність -120 дБм, яка потужність передачі потрібна для антени земної станції?

Розв'язання.

Підсилення антени $G_{TX} = 60$ дБ і $G_{RX} = 20$ дБ, несуча частота $f_c = 11$ ГГц.

(а) бюджет радіолінії показаний на рисунку 2.1.

$$\begin{aligned}
 L_p &= -10\log_{10}G_{TX} - 10\log_{10}G_{RX} - 20\log_{10}d - 20\log_{10}4\pi \\
 &= -10\log_{10}60 - 10\log_{10}20 - 20\log_{10}35 \cdot 10^6 - 20\log_{10}4\pi \\
 &= -17,78 - 13,01 - 150,88 - 21,98 \approx -204\text{dB}
 \end{aligned}$$

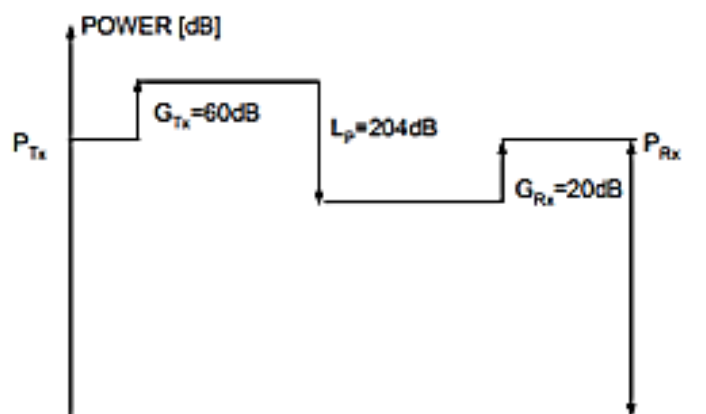


Рис. 1.1 Бюджет радіолінії між переданою P_{TX} та прийнятою P_{RX} потужністю

(б) Загальне загасання від приймальної до передавальної антени складає:

$$P_{TX} - P_{RX} = -G_{TX} - G_{RX} + L_{free} = -G_{TX} - G_{RX} + 20 \log_{10}\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) = -60 - 20 + 20 \log_{10}\left(\frac{4\pi \cdot 11 \cdot 10^9 \cdot 35 \cdot 10^6}{3 \cdot 10^8}\right) = 124.2 \text{ дБ},$$

де $\lambda = c/f_c$

Оскільки прийнята потужність складає:

$$P_{RX} = P_{TX} - 124.2 \text{ дБ}$$

Тоді передана потужність, необхідна для прийому на рівні -120 дБм, становить:

$$P_{TX} = P_{RX} + 124.2 = -120 + 124.2 = 4.2 \text{ дБм}$$

Приклад 1.3.

Завдання

Система зв'язку працює на частоті 1 ГГц з двома параболічними антенами діаметром 15 м на відстані 90 м.

а) Чи можна використовувати закон Фрііса для розрахунку отриманої потужності P_{RX} ?

(б) Обчислити бюджет радіолінії між входом передавальної антени та виходом приймальної антени, припускаючи, що закон Фрііса дійсний. Порівняйте P_{TX} і P_{RX} та прокоментуйте результат.

(в) Визначити відстань Релея як функцію підсилення G_{par} для кругової параболічної антени.

Розв'язання.

Задано наступні параметри:

$$f_c = 10^9 \text{ Гц}$$

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{10^9} = 0,3 \text{ м}$$

$$d = 90 \text{ м}$$

$$L_a = 15 \text{ м}$$

де d - відстань розділення між антенами, а L_a - максимальний розмір антени;

(а) тоді відстань Релея складає:

$$d_R = \frac{2L_a^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot 15^2}{0,3} = 1500 \text{ м}$$

що означає, що $d < d_R$, а значить, що закон Фрііса недійсний.

(б) Припускаючи, що закон Фрііса дійсний (незважаючи на результати (а)), знайдемо потужність:

$$\begin{aligned} P_{RX} &= P_{TX} + G_{TX} + G_{RX} - 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \\ &= P_{TX} + 2 \\ &\cdot 10 \log_{10} \left(\frac{0.55A}{\lambda^2/4\pi} \right) - 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) = P_{TX} + 20 \log_{10} \left(\frac{0.55A}{\lambda^2/4\pi} \right. \\ &\cdot \left. \frac{\lambda}{4\pi d} \right) = P_{TX} + 20 \log_{10} \left(\frac{0.55A}{\lambda d} \right) \end{aligned}$$

За вказаними даними отримаємо:

$$P_{RX} = P_{TX} + 20 \log_{10} \left(\frac{0.55 \cdot \pi \cdot 7.5^2}{0.3 \cdot 90} \right) = P_{TX} + 11 \text{ дБ}$$

Отримали, що на виході потужність вища ніж на вході! Це показує, що використання моделей поширення за межами їх діапазону може призвести до неточних результатів.

(в) відстань Релея можна обчислити:

$$d_R = \frac{2L_a^2}{\lambda}$$

для кругової параболічної антени $L_a = 2r$.

Тоді,

$$d_R = \frac{2 \cdot 4r^2}{\lambda}$$

Для кругової параболічної антени:

$$G_{par} = 2.2 \left(\frac{\pi r}{\lambda} \right)^2$$

Запишемо як:

$$r^2 = \frac{G_{par}}{2.2} \left(\frac{\lambda}{\pi} \right)^2$$

Тоді

$$d_R = \frac{8}{\lambda} \cdot \frac{G_{par}}{2.2} \left(\frac{\lambda}{\pi} \right)^2 = 0.37 \cdot \lambda \cdot G_{par}$$

Приклад 1.4.

Завдання

Для поширення по ідеально провідній площині землі величина загального прийнятого поля E_{tot} визначається як

$$|E_{tot}(d)| = E(1m) \frac{1}{d} 2 \frac{h_{TX} h_{RX}}{d} \frac{2\pi}{\lambda}$$

Покажіть, що якщо потужність передачі дорівнює P_{TX} , а коефіцієнти підсилення передавальної і приймальної антен рівні G_{TX} і G_{RX} відповідно, прийнята потужність P_{RX} визначається як

$$P_{RX}(d) = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left(\frac{h_{TX} h_{RX}}{d^2} \right)^2$$

Розв'язання

Отримана потужність визначається щільністю потоку потужності $\frac{|E|^2}{120\pi}$ [Вт/м²] помноженому на діючу приймаючу область антени A_{RX} , тобто:

$$P_{RX}(d) = \frac{|E|^2}{120\pi} \cdot A_{RX} = E(1m)^2 \frac{1}{d^2} 4 \left(\frac{h_{TX} h_{RX}}{d^2} \right)^2 \frac{4\pi^2}{\lambda^2} \frac{1}{120\pi} A_{RX}$$

Існує простий зв'язок між ефективною площею та посиленням антени

$$G_{RX} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{RX}$$

Звідки маємо

$$A_{RX} = \frac{G_{RX} \lambda^2}{4\pi}$$

Отже, вираз для P_{RX} , можна записати як:

$$\begin{aligned} P_{RX}(d) &= E(1m)^2 \frac{1}{d^2} 4 \left(\frac{h_{TX} h_{RX}}{d^2} \right)^2 \frac{4\pi^2}{\lambda^2} \frac{1}{120\pi} \frac{G_{RX} \lambda^2}{4\pi} \\ &= \frac{4E(1m)^2}{120} G_{RX} \left(\frac{h_{TX} h_{RX}}{d^2} \right)^2 \end{aligned}$$

Вираз $\frac{4E(1m)^2}{120} = 4\pi \frac{E(1m)^2}{120} = \text{EIRP}(1m) = P_{TX} G_{TX}$

Тоді

$$P_{RX}(d) = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left(\frac{h_{TX} h_{RX}}{d^2} \right)^2$$

Приклад 1.5.

Завдання

Базова станція (BS) з коефіцієнтом посилення антени 6 дБ та мобільна

станція (MS), з коефіцієнтом посилення антени 2 дБ, розташовані на висоті 10 м і 1,5 м, відповідно, у середовищі, де земля є ідеальним провідником. Висота двох антен становить відповідно 0,5 м і 15 см. BS передає сигнал з максимальною потужністю 40 Вт, а мобільна – з потужністю 0,1 Вт. Центральна робоча частота (дуплекс) приймальної і передавальної антен рівні і дорівнює 900 МГц.

(а) Обчислити потужність на виході приймальної антени (для BS та MS відповідно) в залежності від відстані d .

(б) Побудувати графік залежності отриманої потужності від відстані, на якій виконується умова дальньої зони антен.

Розв'язання.

Дано параметри:

BS	MS
$P_{TX} = 40 \text{ Вт}$	$P_{TX} = 0,1 \text{ Вт}$
$L_a = 0,5 \text{ м}$	$L_a = 0,15 \text{ м}$
$h_{BS} = 10 \text{ м}$	$h_{MS} = 1,5 \text{ м}$
$G_{BS} = 6 \text{ дБ}$	$G_{MS} = 2 \text{ дБ}$
$f_c = 900 \text{ МГц} \Rightarrow \lambda = \frac{1}{3} \text{ м}$	

Отримана потужність P_{RX} відстані d визначається як

$$P_{RX}(d) = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left(\frac{h_{TX} h_{RX}}{d^2} \right)^2$$

за умови, що $d \geq \frac{4h_{TX}h_{RX}}{\lambda}$.

(а) Потужність на мобільній станції складає

$$P_{RX,MS} = 10 \log_{10}(40) + 6 + 2 + 20 \log_{10} \left(\frac{d^2}{15} \right) = 47.5 - 40 \log_{10}(d) \text{ дБВт}$$

Потужність на базовій станції:

$$P_{RX,BS} = 10 \log_{10}(0.1) + 6 + 2 + 20 \log_{10} \left(\frac{d^2}{15} \right) = 21.5 - 40 \log_{10}(d) \text{ дБВт}$$

(б) Побудуємо графік залежності отриманої потужності від відстані (від 200 м до 3 км).

Використаємо формулу:

$$\frac{4h_{TX}h_{RX}}{\lambda} = \frac{4 \cdot 10 \cdot 1,5}{1/3} = 180 < d = 200 \text{ м,}$$

Тоді отримаємо:

$$d \geq d_R = \frac{2L_a^2}{\lambda}$$

Для мобільної станції:

$$d_{R,MS} = \frac{2 \cdot 0.15^2}{1/3} = 0.135 \text{ м,}$$

Для базової станції:

$$d_{R,BS} = \frac{2 \cdot 0.5^2}{1/3} = 1.5 \text{ м,}$$

що означає, що закон Фрііса дійсний на всіх відстанях.

Значення прийнятої потужності на відстані від 200 м до 3 км між BS та MS показано на рис.1.2.

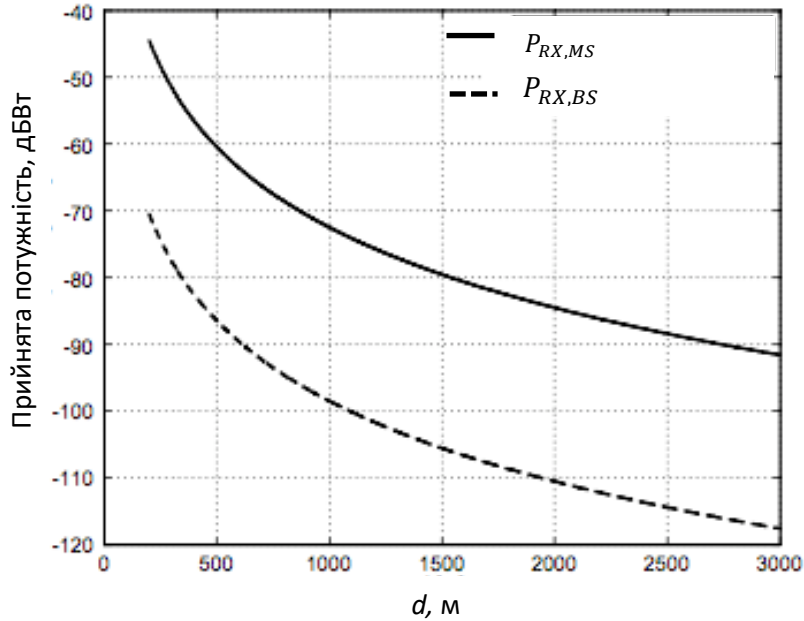


Рис 1.2 Потужність прийому на BS та MS як функція відстані.

Приклад 1.6.

Завдання

Для оцінки впливу електромагнітних хвиль від BS та MS використовується така система: розглядається зв'язок між BS та MS, що знаходяться на відстані d в діапазоні частот 900 МГц. Висота антен становить $h_{BS} = 10$ м і $h_{MS} = 1,5$ м. Коефіцієнти посилення антен становлять $G_{BS} = 6$ дБ і $G_{MS} = 2$ дБ, відповідно. На прямій лінії між BS та MS на відстані 3 м від MS знаходиться еталонна антена (RA) з висотою $h_{ref} = 1,5$ м. Данна антена приймає сигнали з обох станцій. Еталонна антена RA має коефіцієнт підсилення G_{ref} . Припустимо, що рівняння (1.17) може бути використано для описання поширення сигналу між BS та MS, а також між BS та RA, передача між MS і RA описується законом Фрііса на короткі відстані.

(а) Припустимо, що BS має на 10 дБ нижчу вимогу до прийнятої потужності, доступної на виході антени, та визначимо вирази для (як

функції відстані d і рівня чутливості приймальної антени $P_{RX,MS}^{\min}$ мобільної станції MS):

- (1) необхідна потужність передачі базової станції BS, $P_{TX,BS}$;
- (2) необхідна потужність передачі MS, $P_{RX,BS}$;
- (3) отримана потужність на еталонній антені RA з BS, $P_{RX,ref}^{BS}$;
- (4) отримана потужність на еталонній антені з MS, $P_{RX,ref}^{MS}$.

(б) Використовуючи вирази з пункту (а), визначити різницю в дБ між $P_{RX,ref}^{BS}$ і $P_{RX,ref}^{MS}$ як функцію від відстані d . Побудувати графік залежності різниці потужностей $P_{RX,ref}^{BS}$ та $P_{RX,ref}^{MS}$ від відстані ($d = 50 \dots 5000$ м)

Розв'язання.

Дано параметри:

BS	MS
$P_{RX,BS}^{\min} = P_{RX,MS}^{\min} - 10$ дБ	$P_{RX,MS}^{\min}$
$h_{BS} = 10$ м	$h_{MS} = 1,5$ м
$G_{BS} = 6$ дБ	$G_{MS} = 2$ дБ
$f_c = 900$ МГц $\Rightarrow \lambda = \frac{1}{3}$ м	

Отримана потужність на BS розраховується за формулою:

$$P_{RX}(d) = P_{TX} + G_{TX} + G_{RX} - 20 \log_{10} \left(\frac{d^2}{h_{TX} h_{RX}} \right)$$

Отримана потужність на MS:

$$P_{RX}(d) = P_{TX} + G_{TX} + G_{RX} - 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)$$

(а) Мінімальна прийнята потужність, необхідна MS становить P_{\min}

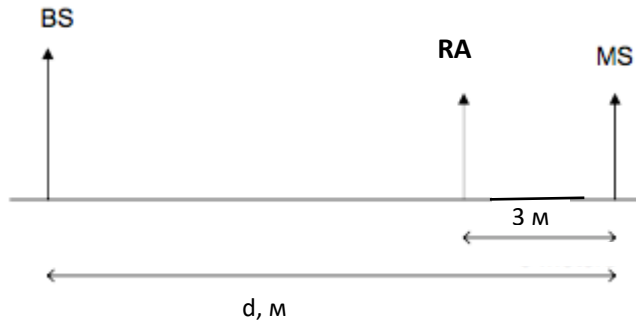


Рис 1.3: Антена з коефіцієнтом підсилення G_{ref} для вимірювання потужності на BS та MS.

1) Мінімальна необхідна потужності передачі BS розраховується за формулою:

$$P_{RX,BS}^{\min} = P_{TX,BS} + 6 + 20 \log_{10} \left(\frac{d^2}{15} \right) + 2$$

Тоді отримаємо:

$$\begin{aligned} P_{TX,BS} &= P_{RX,MS}^{\min} - 8 - 20 \log_{10}(15) + 40 \log_{10}(d) \\ &= P_{RX,MS}^{\min} - 31.5 \text{ дБ} + 40 \log_{10}(d) \end{aligned}$$

2) Мінімальна необхідна потужності передачі MS розраховується за формулою:

$$P_{RX,BS}^{\min} = P_{TX,MS} + 6 - 20 \log_{10} \left(\frac{d^2}{15} \right) + 2$$

Отримаємо:

$$P_{TX,MS} = P_{RX,BS}^{\min} - 31.5 \text{ дБ} + 40 \log_{10}(d) = P_{RX,MS}^{\min} - 41.5 \text{ дБ} + 40 \log_{10}(d),$$

де $P_{RX,BS}^{\min} = P_{RX,MS}^{\min} - 10$ дБ

3) Отримана потужність на еталонній антені RA з базової станції складає:

$$\begin{aligned} P_{RX,ref}^{BS} &= P_{TX,BS} + 6 + G_{ref} + 20\log_{10}(15) - 40\log_{10}(d) \\ &= P_{TX,BS} + G_{ref} + 29,5 \text{ дБ} - 40\log_{10}(d) \end{aligned}$$

і використовуючи результат з пункту 1(а) , отримаємо:

$$\begin{aligned} P_{RX,ref}^{BS} &= P_{RX,MS}^{\min} - 31,5 \text{ дБ} + 40\log_{10}(d) + G_{ref} + 29,5 \text{ дБ} - 40\log_{10}(d) \\ &= P_{RX,MS}^{\min} + G_{ref} - 2 \text{ дБ} \end{aligned}$$

4) При відстані $d_{ref,MS} = 3$ м між еталонною антеною RA та MS, прийнята потужність на опорній антені MS складає:

$$\begin{aligned} P_{RX,ref}^{MS} &= P_{TX,MS} + 2 - 20\log_{10}\left(\frac{4\pi d_{ref,MS}}{\lambda}\right) + G_{ref} \\ &= P_{TX,MS} + G_{ref} + 2 \text{ дБ} - 41\text{дБ} \\ &= P_{TX,BS} - 10 \text{ дБ} + G_{ref} + 2\text{дБ} - 41\text{дБ} = P_{TX,BS} + G_{ref} - 49\text{дБ} \end{aligned}$$

Використовуючи результат в п. 1 (а), отримаємо:

$$\begin{aligned} P_{RX,ref}^{MS} &= P_{RX,MS}^{\min} - 31,5 \text{ дБ} + 40\log_{10}(d) + G_{ref} - 49\text{дБ} \\ &= P_{RX,MS}^{\min} + G_{ref} - 80,5\text{дБ} + 40\log_{10}(d) \end{aligned}$$

Знайдемо різницю потужностей $P_{RX,ref}^{MS}$ та $P_{RX,ref}^{BS}$ в дБ

$$\begin{aligned}
P_{RX,ref}^{MS} - P_{RX,ref}^{BS} &= P_{TX,BS} + G_{ref} - 49 \text{ дБ} - P_{TX,BS} - G_{ref} - 29,5 \text{ дБ} \\
&+ 40\log_{10}(d) = -78,5\text{дБ} + 40\log_{10}(d)
\end{aligned}$$

Графік залежності різниці потужностей $P_{RX,ref}^{BS}$ та $P_{RX,ref}^{MS}$ від відстані ($d = 50 \dots 5000 \text{ м}$) показано на рисунку 4

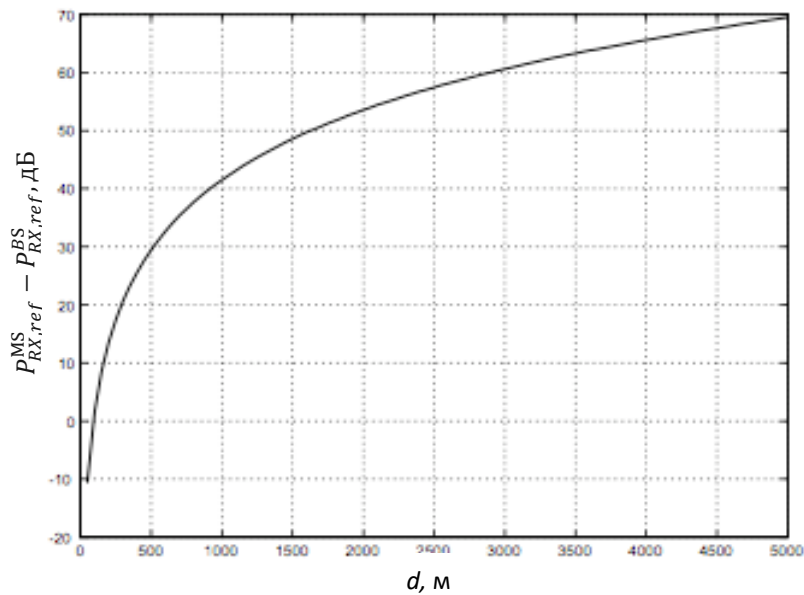


Рис. 1.4 Різниця потужностей на еталонній антені від MS та BS як функція відстані.

Визначаємо відстань, на якій MS та BS мають однакову потужність на еталонній антені RA:

$$P_{RX,ref}^{MS} - P_{RX,ref}^{BS} = -78,5\text{дБ} + 40\log_{10}(d) = 0\text{дБ}$$

тоді відстань має складати:

$$d = 10^{78,5/40} \approx 92 \text{ м}$$

Отже, для відстані між BS і MS з $d \geq 92 \text{ м}$, потужність мобільної станції на відстані 3 м буде перевищувати потужність BS.

1.2 Відбиття та заломлення радіохвиль

1.2.1 Падіння хвиль під нахилом на границю поділу двох середовищ

При падінні електромагнітної хвилі під нахилом на границю поділу двох середовищ, як і при нормальному, спостерігається відбиття і проходження хвилі в другу середовище. При падінні під нахилом поведінка хвилі біля межі середовищ залежить від напрямку її поляризації, тому аналіз зручно проводити окремо для хвиль з різною поляризацією. Будемо називати ТМ-хвилею (від англ. Transverse Magnetic Field) випадок, коли вектор електричного поля E збігається з площиною падіння, а вектор магнітного поля H розташований паралельно межі поділу, тобто поперечною до координати z . Також таку ситуацію називають паралельною поляризацією відповідно розміщення вектору E відносно площини падіння (рис. 1.5, а). Інший випадок відповідає перпендикулярній поляризації (рис. 1.5, б): вектор E перпендикулярний площині падіння, а вектор H їй паралельний [2]-[4].

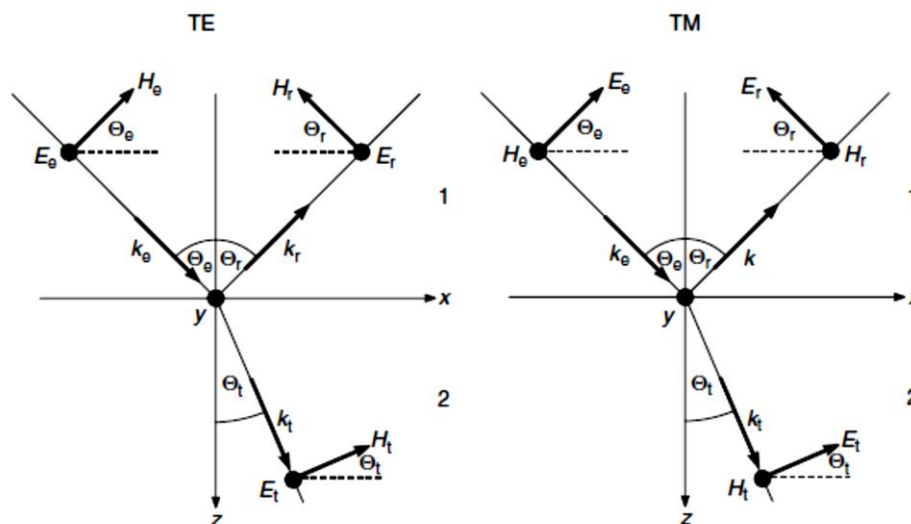


Рис.1.5 Відбиття і заломлення хвиль на границі поділу середовищ: а) паралельна поляризація, б) перпендикулярна поляризація

Його будемо називати ТЕ-хвилею (Transverse Electric Field). Позначимо кути падіння Θ_e , відбиття Θ_r і заломлення Θ_t , як кути між нормаллю до межі поділу та відповідними напрямками поширення хвиль.

Формули Френеля для ТМ-хвиль дозволяють визначити рівень відбиття і проходження електромагнітних хвиль при відомих параметрах середовищ і заданому куті падіння.

$$\rho_{TM} = \frac{\sqrt{\delta_2} \cos \Theta_e - \sqrt{\delta_1} \cos \Theta_t}{\sqrt{\delta_2} \cos \Theta_e + \sqrt{\delta_1} \cos \Theta_t} \quad (1.19)$$

$$T_{TM} = \frac{2\sqrt{\delta_2} \cos \Theta_e}{\sqrt{\delta_1} \cos \Theta_e + \sqrt{\delta_2} \cos \Theta_t} \quad (1.20)$$

Формули Френеля для ТЕ-хвиль:

$$\rho_{TE} = \frac{\sqrt{\delta_1} \cos \Theta_e - \sqrt{\delta_2} \cos \Theta_t}{\sqrt{\delta_1} \cos \Theta_e + \sqrt{\delta_2} \cos \Theta_t} \quad (1.21)$$

$$T_{TE} = \frac{2\sqrt{\delta_1} \cos \Theta_e}{\sqrt{\delta_1} \cos \Theta_e + \sqrt{\delta_2} \cos \Theta_t} \quad (1.22)$$

де $\rho_{TM} = E_r/E_e$ та $T_{TM} = E_t/E_e$ (аналогічно для ρ_{TE} та T_{TE})

Зауважимо, що коефіцієнт відбиття має як амплітуду, так і фазу.

1.2.2 Відбиття та заломлення для шаруватих діелектричних структур

У попередньому розділі обговорювалися відбиття і пропускання у напівпросторі діелектрика. Це становить інтерес, наприклад, для відбиття від землі та відбиття від елементів місцевості, таких як гори.

Схожої є проблема проходження через діелектричний шар, коли

користувач всередині будівлі обмінюється даними із зовнішньою базовою станцією BS або в пікосоті, де мобільна станція (MS) і BS знаходяться в різних кімнатах. У цьому випадку нас цікавить загасання й зсув фази хвилі, що проходить через стіну. Основна проблема діелектричних шарів добре відома з інших областей електротехніки - наприклад, технології оптичних тонких плівок, і результати можуть бути легко застосовані до безпроводового зв'язку.

Найпростіший та найважливіший випадок, коли діелектричний шар оточений з обох сторін повітрям. Коефіцієнти відбиття і передачі можуть бути визначені шляхом підсумовування парціальних хвиль, в результаті чого отримуємо загальний коефіцієнт передачі:

$$T = \frac{T_1 T_2 e^{-j\alpha}}{1 + \rho_1 \rho_2 e^{-2j\alpha}} \quad (1.22)$$

і коефіцієнт відбиття:

$$\rho = \frac{\rho_1 + \rho_2 e^{-j2\alpha}}{1 + \rho_1 \rho_2 e^{-2j\alpha}}, \quad (1.23)$$

де T_1 - коефіцієнт передачі хвилі з повітря в напівпростір діелектрика (з тими ж діелектричними властивостями, що й у розглянутого шару), а T_2 - коефіцієнт передачі від діелектрика в повітря.

Величина α являє собою електричну довжину діелектрика, які знаходяться під кутом Θ_t з шаром:

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r} d_{layer} \cos(\Theta_t) \quad (1.24)$$

де d_{layer} - геометрична довжина шару.

1.2.3. Повне проходження хвилі через границю розподілу, кут Брюстера

Розглянемо умови, при яких відбита хвиля відсутня ($\rho = 0$). Кут

падіння хвилі, при якому відсутня відбита хвиля від гнаниці розподілу, називається кутом Брюстера:

$$\Theta_{br} = \arctan \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}} \quad (1.25)$$

Розглянемо ці умови спочатку для ТМ-хвиль. Умова, при якому відбиття від границі поділу відсутнє виражається формулою:

$$\sin^2 \Theta_e = \frac{1 - \mu_2 \varepsilon_1 / \mu_1 \varepsilon_2}{1 - (\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2})^2}, \quad (1.26)$$

де μ, ε -електродинаміні параметри середовища.

Саме при такому значенні кута падіння, яке залежить від параметрів середовищ, спостерігається повне проходження хвилі в другу середу. Ці параметри повинні задовольняти умову $1 \geq \frac{1 - \mu_2 \varepsilon_1 / \mu_1 \varepsilon_2}{1 - (\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2})^2} \geq 0$. Дана умова нездійсненна при однакових значеннях діелектричної проникності середовищ.

Умова повного проходження *TE*-хвилі через границю поділу записується у вигляді:

$$\sin^2 \Theta_e = \frac{1 - \mu_1 \varepsilon_2 / \mu_2 \varepsilon_1}{1 - (\frac{\mu_1}{\mu_2})^2} \quad (1.27)$$

Дана умова може бути виконана лише для середовищ з різною магнітною проникністю.

Приклад 1.7.

Завдання

Передавальна антена розташована на відстані 20 м від цегляної стіни висотою 58 м ($\varepsilon_r = 4$), а приймальна антена - розташована з протилежної сторони стіни на відстані 60 м. Товщина стіни складає 10 см та може

розглядатися як без втрат. Нехай обидві антени мають висоту 1,4 м і використовують центральну робочу частоту 900 МГц.

(а) Враховуючи поперечні електричні хвилі (TE), визначте напругу поля на приймальній антені, викликану передачею через стіну E_{through} .

(б) Стіна може розглядатися як напів-нескінченний тонкий екран. Визначте напругу поля на приймальній антені, викликану дифракцією над стіною E_{diff}

(в) Визначте співвідношення величин двох напруженостей полів.

Розв'язання.

Маємо наступні параметри:

$$f_c = 900 \text{ МГц} \Rightarrow \lambda = \frac{1}{3} \text{ м}$$

$$\varepsilon_r = 4$$

$$\Delta d = 10 \text{ см}$$

$$d_{TX} = 20 \text{ м}$$

$$d_{RX} = 60 \text{ м}$$

$$h_{TX} = 1.4 \text{ м}$$

$$h_{RX} = 1.4 \text{ м}$$

$$h_{\text{wall}} = 58 \text{ м}$$

а) Оскільки цегляну стіну можна розглядати як середовище без втрат, то маємо

$$\delta_{\text{brick}} = \delta_2 = \varepsilon_0 \varepsilon_r$$

$$\delta_{\text{air}} = \delta_1 = \varepsilon_0$$

Тоді, коефіцієнт відбиття для перпендикулярних електромагнітних хвиль, що падають з повітря на цеглу, складає

$$\rho_1 = \frac{\sqrt{\delta_1} \cos \Theta_e - \sqrt{\delta_2} \cos \Theta_t}{\sqrt{\delta_1} \cos \Theta_e + \sqrt{\delta_2} \cos \Theta_t} = \frac{\sqrt{\varepsilon_0} \cos 0 - \sqrt{\varepsilon_0 \varepsilon_r} \cos 0}{\sqrt{\varepsilon_0} \cos 0 + \sqrt{\varepsilon_0 \varepsilon_r} \cos 0} = \frac{1 - \sqrt{\varepsilon_r}}{1 + \sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{1 - 2}{1 + 2} = -\frac{1}{3}$$

Коефіцієнт відбиття від цеглини до повітря:

$$\rho_2 = \frac{\sqrt{\delta_2} \cos \Theta_e - \sqrt{\delta_1} \cos \Theta_t}{\sqrt{\delta_2} \cos \Theta_e + \sqrt{\delta_1} \cos \Theta_t} = -\rho_1 = \frac{1}{3}$$

Відповідні коефіцієнти передачі:

$$T_1 = \frac{2\sqrt{\delta_1} \cos \Theta_e}{\sqrt{\delta_1} \cos \Theta_e + \sqrt{\delta_2} \cos \Theta_t} = \frac{2}{1 + \sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{2}{3}$$

$$T_2 = \frac{2\sqrt{\delta_2} \cos \Theta_e}{\sqrt{\delta_1} \cos \Theta_e + \sqrt{\delta_2} \cos \Theta_t} = \frac{2\sqrt{\varepsilon_r}}{1 + \sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{4}{3}$$

Тоді загальний коефіцієнт передачі може бути записаний як:

$$T = \frac{T_1 T_2 e^{-j\alpha}}{1 + \rho_1 \rho_2 e^{-2j\alpha}}$$

Підставимо

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\varepsilon_r} \Delta d \cos \Theta_t = \frac{2\pi}{1/3} \sqrt{4} \cdot 0.1 \cdot 1 = 1.2\pi$$

$$T = \frac{\frac{4}{3} \cdot \frac{2}{3} e^{-j1.2\pi}}{1 - \left(\frac{1}{3}\right)^2 \cdot e^{-j2.4\pi}} = -0.677 + j0.615$$

Отже, напруга поля на приймальній антені складає:

$$E_{through} = E_0(-0.677 + j0.615)$$

де E_0 - сила електричного поля приймача.

б) Дифракційне поле задається формулою:

$$E_{diff} = E_0 \left(\frac{1}{2} - \frac{\exp(j\pi/4)}{\sqrt{2}} F(\nu_F) \right)$$

його параметр Френеля ν_F задано як

$$\nu_F = \theta_d \sqrt{\frac{2d_{TX}d_{RX}}{\lambda(d_{TX} + d_{RX})}} = 1.99 \sqrt{\frac{2400}{1/3 \cdot 80}} = 18.854$$

де кут дифракції θ_d визначається як

$$\begin{aligned} \theta_d &= \arctan\left(\frac{h_{wall} - h_{TX}}{d_{TX}}\right) + \arctan\left(\frac{h_{wall} - h_{RX}}{d_{RX}}\right) \\ &= \arctan\left(\frac{56.6}{20}\right) + \arctan\left(\frac{56.6}{60}\right) = 1.99 \text{ rad} \end{aligned}$$

Якщо $F(18.85) \approx 0.4875 - 0.4886i$, тоді дифракційне поле становить:

$$E_{diff} = E_0 \left(\frac{1}{2} - \frac{\exp\left(\frac{j\pi}{4}\right)}{\sqrt{2}} (0.4875 - 0.4886i) \right) = E_0(-0.012 - j0.001)$$

(в) співвідношення величин двох напруженостей полів

$$\frac{|E_{through}|}{|E_{diff}|} = \frac{|E_0(-0.677 + j0.615)|}{|E_0(-0.012 - j0.001)|} = \frac{|-0.677 + j0.615|}{|-0.012 - j0.001|} = \frac{0.915}{0.012} = 76$$

Отже, через стіну надходить більше енергії, ніж дифрагується над нею.

Приклад 1.8.

Завдання

Доведіть, що для хвилі, що поширюється від середовища 1 до середовища 2, коефіцієнти відбиття для поперечних електричних хвиль (ТЕ) та поперечних магнітних хвиль (ТМ) можна записати як:

$$\begin{cases} \rho_{TM} = \frac{\varepsilon_r \cos \Theta_e - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e}}{\varepsilon_r \cos \Theta_e + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e}} \\ \rho_{TE} = \frac{\cos \Theta_e - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e}}{\cos \Theta_e + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e}} \end{cases}$$

якщо 1 середовище - повітря, а 2 - середовище без втрат з діелектричною постійною ε_r .

Розв'язання.

Оскільки середовище 1 - це повітря, ми маємо $\delta_1 = \varepsilon_0$. Середовище 2 - без втрат, отже, $\sigma_2 = 0$ і, таким чином, діелектрична постійна δ_2 є дійсною і дорівнює $\varepsilon_0 \varepsilon_r$.

$$\begin{aligned} \rho_{TM} &= \frac{\sqrt{\delta_2} \cos \Theta_e - \sqrt{\delta_1} \cos \Theta_t}{\sqrt{\delta_2} \cos \Theta_e + \sqrt{\delta_1} \cos \Theta_t} = \frac{\sqrt{\varepsilon_r \varepsilon_0} \cos \Theta_e - \sqrt{\varepsilon_0} \cos \Theta_t}{\sqrt{\varepsilon_r \varepsilon_0} \cos \Theta_e + \sqrt{\varepsilon_0} \cos \Theta_t} \\ &= -\frac{\cos \Theta_t - \sqrt{\varepsilon_r} \cos \Theta_e}{\cos \Theta_t + \sqrt{\varepsilon_r} \cos \Theta_e} \end{aligned}$$

Перепишемо $\cos \Theta_t$ як

$$\cos \Theta_t = \sqrt{1 - \sin^2 \Theta_t} = \sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon_r} \sin^2 \Theta_e}$$

Тоді

$$\rho_{TM} = -\frac{\sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon_r} \sin^2 \Theta_e} - \sqrt{\varepsilon_r} \cos \Theta_e}{\sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon_r} \sin^2 \Theta_e} + \sqrt{\varepsilon_r} \cos \Theta_e} = \frac{\varepsilon_r \cos \Theta_e - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e}}{\varepsilon_r \cos \Theta_e + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e}}$$

Аналогічно, для ПЕ хвиль маємо:

$$\begin{aligned}
\rho_{TE} &= \frac{\sqrt{\delta_1} \cos \Theta_e - \sqrt{\delta_2} \cos \Theta_t}{\sqrt{\delta_1} \cos \Theta_e + \sqrt{\delta_2} \cos \Theta_t} = \frac{\sqrt{\varepsilon_0} \cos \Theta_e - \sqrt{\varepsilon_r \varepsilon_0} \cos \Theta_t}{\sqrt{\varepsilon_0} \cos \Theta_e + \sqrt{\varepsilon_r \varepsilon_0} \cos \Theta_t} \\
&= \frac{\cos \Theta_e - \sqrt{\varepsilon_r} \cos \Theta_t}{\cos \Theta_e + \sqrt{\varepsilon_r} \cos \Theta_t} = \frac{\cos \Theta_e - \sqrt{\varepsilon_r} \sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon_r} \sin^2 \Theta_e}}{\cos \Theta_e + \sqrt{\varepsilon_r} \sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon_r} \sin^2 \Theta_e}} \\
&= \frac{\cos \Theta_e - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e}}{\cos \Theta_e + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e}}
\end{aligned}$$

Приклад 1.9.

Завдання

Хвилі поширюються в повітрі до матеріалу без втрат з діелектричною постійною ε_r .

(а) Визначити кут при якому $|\rho_{TM}| = 0$ Чи є відповідний кут для поперечних електричних хвиль ТЕ?

(б) Припускаючи, що $\varepsilon_r = 4,44$, побудуйте графік залежностей коефіцієнтів відбиття для поперечних електричних хвиль (ТЕ) та поперечних магнітних хвиль (ТМ). Знайти кут, для якого $|\rho_{TM}| = 0$.

Розв'язання.

В минулому прикладі 1.7 було отримано, що

$$\rho_{TM} = \frac{\varepsilon_r \cos \Theta_e - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e}}{\varepsilon_r \cos \Theta_e + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e}}$$

і дорівнює нулю, коли $\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e} = \varepsilon_r \cos \Theta_e$

Тоді: $\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e} = \varepsilon_r \cos \Theta_e \Leftrightarrow$

$$\varepsilon_r - 1 + \cos^2 \Theta_e = \varepsilon_r^2 \cos^2 \Theta_e \Leftrightarrow$$

$$\cos^2 \Theta_e = \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r^2 - 1} \Leftrightarrow$$

$$\Theta_e = \arccos \sqrt{\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r^2 - 1}} = \arctan \sqrt{\varepsilon_r}$$

Отриманий кут Θ_e - це кут, для якого не існує відбитої поперечної магнітної хвилі, такий кут називається кутом Брюстера.

Для поперечних електричних хвиль (ТЕ):

$$\rho_{TE} = \frac{\cos \Theta_e - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e}}{\cos \Theta_e + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e}}$$

що < 0 для всіх Θ_e оскільки

$$\cos \Theta_e - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e} = \sqrt{1 - \sin^2 \Theta_e} - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \Theta_e} < 0$$

для $\varepsilon_r > 1$.

(б) Для $\varepsilon_r = 4.44$

$$\Theta_e = \arccos \sqrt{\frac{4,44-1}{4,44^2-1}} = 64,6^\circ,$$

що також підтверджується на графіку (рис. 4)

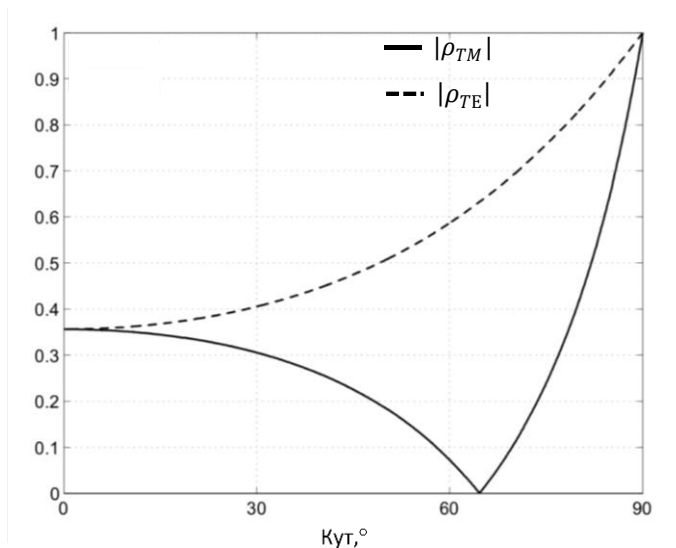


Рис. 1.6. Графік залежностей коефіцієнтів відбиття для поперечних електричних хвиль (ТЕ) та поперечних магнітних хвиль (ТМ) від кута.

1.3 Дифракція радіохвиль

1.3.1 Дифракція на одному екрані

Дифракція - просторовий і часовий перерозподіл хвильового поля при зустрічі радіохвиль з перешкодами. Радіохвиля, зустрічаючи при поширенні в однорідному середовищі перешкоду, змінюється по амплітуді і фазі і проникає в область тіні, відхиляючись від прямолінійного шляху. Дифракція - це явище, яке є причиною того, що поширення радіочастотної енергії від передавача до приймача відбувається в обхід шляху прямої видимості між ними. Ефект дифракційного проникнення радіохвилі в область тіні залежить від співвідношення між розміром перешкоди і довжиною хвилі і виражений тим сильніше, чим більше довжина хвилі. Її часто називають затінюванням (shadowing), оскільки дифрагованим полем може досягти приймача, навіть якщо воно затінене непроникною перешкодою.

В теорії дифракції вирішуються завдання опису поширення хвиль від однієї точки простору до іншої, коли на їхньому шляху виникають різні перешкоди (екрани, отвори). Існуюча теорія дифракції описує поширення поля відповідно до принципу Гюйгенса. На рис. 1.7 показано дифракцію однорідної плоскої хвилі на напівнескінченному екрані. Згідно з принципом Гюйгенса, кожна точку хвильового фронту можна вважати джерелом сферичної хвилі. Для однорідної плоскої хвилі суперпозиція цих сферичних хвиль призводить до іншої однорідної плоскої хвилі (на рис. 1.7 - перехід від площини А до В). Однак, якщо на екрані виключені частини точкових джерел (і пов'язані з ними сферичні хвилі), результуючий хвильовий фронт більше не є площиною (на рис. 1.7 - перехід від площини В до С). Конструктивні та деструктивні завади виникають в різних напрямках [2]-[5].

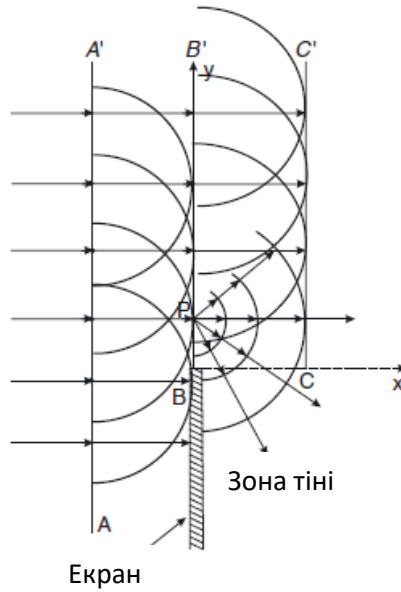


Рис.1.7- Принцип Гюйгенса

Повна напруженість поля визначається за формулою:

$$E_{total} = E_0 \left(\frac{1}{2} - \frac{\exp\left(\frac{j\pi}{4}\right)}{\sqrt{2}} F(v_F) \right), \quad (1.28)$$

$$F(v_F) = \int_0^{v_F} \exp\left(-j\pi \frac{t^2}{2}\right) dt \quad (1.29)$$

$$v_F = -2y/\sqrt{\lambda x} \quad (1.30)$$

де E_0 - напруженість поля в точці розташування приймальної антени за відсутності перешкоди і землі, v_F - параметр Френеля, а $F(v_F)$ — комплексний інтеграл Френеля.

Тепер розглянемо більш загальну геометрію на рисунку 1.8. Передавач TX знаходиться на висоті h_{TX} , приймач RX – на висоті h_{RX} , та екран розширюється від $-\infty$ до h_S . Таким чином, кут дифракції Θ_d становить:

$$\Theta_d = \arctan\left(\frac{h_S - h_{TX}}{d_{TX}}\right) + \arctan\left(\frac{h_S - h_{RX}}{d_{RX}}\right) \quad (1.31)$$

Параметр Френеля ν_F може бути виражено через кут дифракції θ_d як:

$$\nu_F = \theta_d \sqrt{\frac{2d_{TX}d_{RX}}{\lambda(d_{TX}+d_{RX})}} \quad (1.32)$$

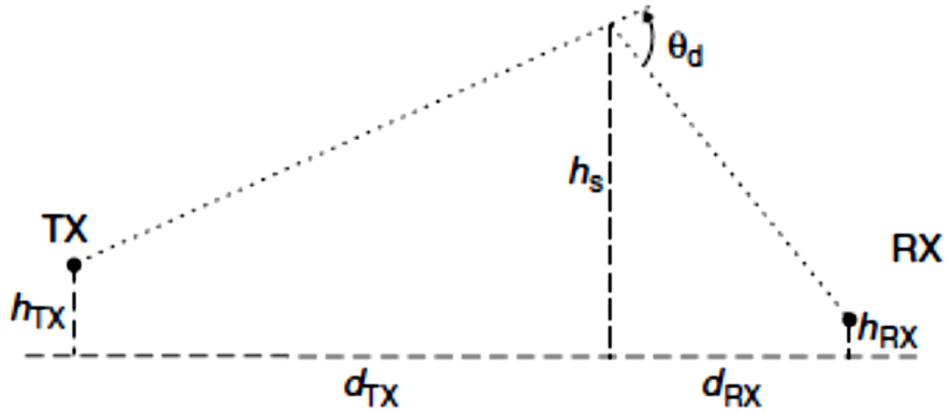


Рис 1.8 Геометрія для розрахунку параметрів Френеля

1.3.2 Дифракція на кількох екранах

На практиці ми зазвичай маємо випадки, коли між TX і RX розташовані кілька взаємодіючих об'єктів. Така ситуація виникає, наприклад, при поширенні по дахах в міському середовищі. На рис 1.9 видно, що дана ситуація може бути добре апроксимована дифракцією на кількох екранах. Дифракція на кількох екранах - є складною математичною проблемою, і, за винятком кількох випадків, точних рішень не існує. Тому, розглянемо декілька приблизних методів, що було запропоновано в літературі.

Метод Буллінгтона

Метод Буллінгтона замінює кілька екранів одним «еквівалентним» екраном. Цей еквівалентний екран отримується наступними чином: розташуйте тангенціальну пряму лінію від передавача TX до реальних перешкод і виберіть ту, яка має найбільший кут місця, щоб всі перешкоди

або торкалися цієї дотичної, або лежать нижче неї. Аналогічні дії виконуємо для приймача RX. Еквівалентний екран визначається на перетині дотичних TX і RX (рис.1.9).

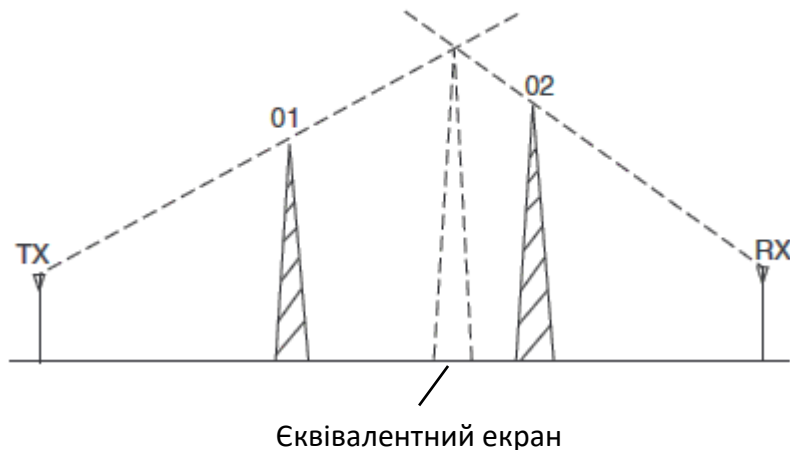


Рис. 1.9 Знаходження еквівалентного екрану методом Буллінгтона

Поле, отримане в результаті дифракції на цьому одному екрані, може бути обчислено відповідно до (1.28)

Незважаючи на значні неточності, основною перевагою методу Буллінгтона є простота застосування. Однак, більшість фізично існуючих екранів не враховуються на розташуванні еквівалентного екрану. Розглянемо рисунок 1.9:

якщо найвища перешкода знаходиться між екранами 01 і 02, вона може перебувати нижче тангенціальних ліній і, таким чином, не впливати на «еквівалентний» екран, навіть якщо воно вище, ніж екран 01 або екран 02. Насправді ж, високі перешкоди дійсно мають вплив на втрати при поширенні та викликають додаткове загасання. Таким чином, метод Буллінгтона має тенденцію давати оптимістичні прогнози прийнятої потужності.

Метод Епштейна – Петерсена

Низька точність методу Буллінгтона пояснюється тим, що лише дві перешкоди визначають еквівалентний екран, а отже, і загальний коефіцієнт дифракції. Підхід розраховує дифракційні втрати для кожного екрану окремо. Загасання певного екрану обчислюється шляхом приміщення віртуальних «ТХ» і «RX» на кінчиках екранів зліва і праворуч від цього розглянутого екрану. Коефіцієнт дифракції та затухання цього одного екрану можна легко розрахувати на основі принципів розділу 1.3.1. Потім підсумовуються ослаблення на різних екранах (в логарифмічному масштабі). Таким чином, спосіб включає в себе ефекти від всіх екранів. Незважаючи на це більш витончене моделювання, метод все ще тільки приблизний. Він використовує дифракційне загасання, засноване на припущенні, що RX знаходиться в далекому полі екрану. Однак, якщо два екрани розташовані близько один до одного, це припущення порушується, і можуть виникнути значні помилки. Неточності, викликані цим «допущенням в далекій зоні», можуть бути значно зменшені методом дифракції нахилу. При такому підході поле розширюється в ряд Тейлора. На додаток до члена нульового порядку (дальнього полю), який забезпечує безперервність електричного поля на екрані, також враховується член першого порядку, який використовується для забезпечення безперервності першої похідної поля. Це призводить до змінених коефіцієнтів A і D, які визначаються рівняннями рекурсії.

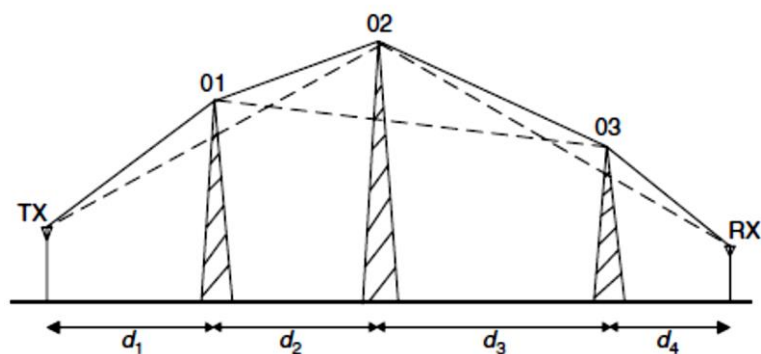


Рис. 1.10 Визначення екранів методом Епштейна-Петерсена

Метод Дейгоута

Метод Дейгоута подібний до методу Епштейна-Петерсена і також враховує ослаблення, викликані кожним екраном. Однак кути дифракції визначаються у методі Дейгота за допомогою наступного алгоритму:

- на першому етапі визначте загасання між TX і RX, якщо присутній тільки i -й екран (для всіх i);
- екран, який спричиняє найбільше загасання, визначається як «головний екран» - його індекс визначається як i_{ms} ;
- обчисліть загасання між TX і вершиною основного екрану, викликане j -м екраном (при цьому j змінюється від 1 до i_{ms}). Екран, що приводить до найбільшого згасання, називається «допоміжним головним екраном». Аналогічним чином обчисліть загасання між основним екраном і приймальним пристроєм, викликане j -м екраном ($j > i_{ms} + 1$);
- за необхідності повторіть процедуру для створення "допоміжних екранів";
- просумуйте втрати (в дБ) від усіх розглянутих екранів.

Метод Дейгоута застосовується у випадку, коли є один домінуючий екран, який створює більшість втрат. В іншому разі, це може привести до значних помилок.

Приклад 1.10.

Завдання

Зв'язок має здійснюватися з одного боку будівлі на іншу, як показано на рис.5, з використанням антен висотою 2 м. Конвертуйте будинок в серію напівнескінчених екранів і визначте напруженість поля на приймальній антені, спричинену дифракцією за методом Буллінгтона (рис.1.11).

(a) $f = 900$ МГц,

(b) $f = 1800$ МГц ,

(c) $f = 2.4$ ГГц .

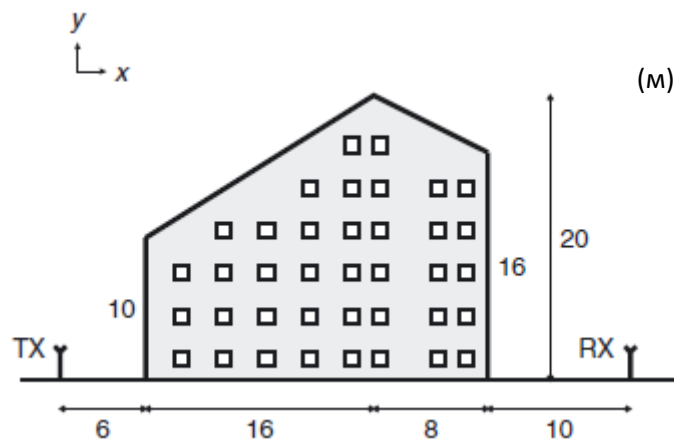


Рис 1.11 Геометрія прикладу задачі 10.

Розв'язання.

Спочатку зобразимо рисунок 1.12 відповідно до заданих параметрів, щоб визначити розмір і положення еквівалентного екрана. Висота h і відстань від передавача d_{TX} задаються простою тригонометрією:

$$\begin{cases} \frac{6}{8} = \frac{d_{TX}}{h-2} \\ \frac{10}{14} = \frac{40-d_{TX}}{h-2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} d_{TX} = \frac{840}{41} \approx 20.49 \text{ м} \\ h = \frac{1202}{41} \approx 29.32 \text{ м} \end{cases}$$

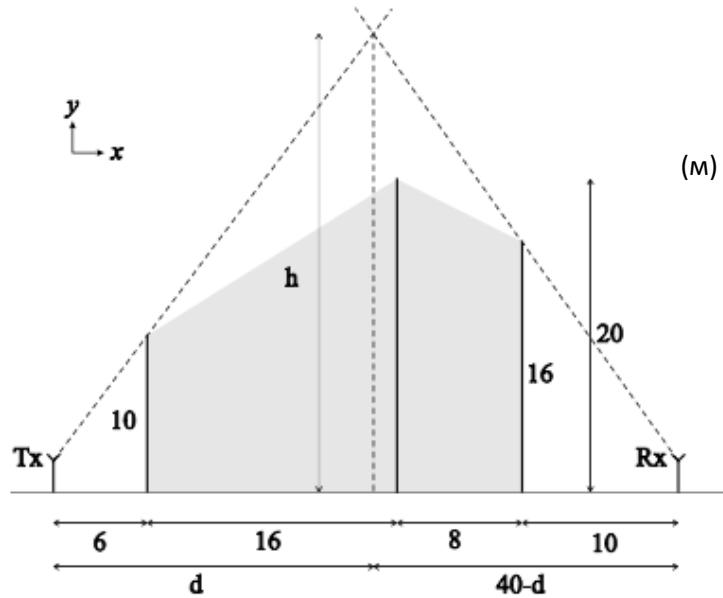


Рис.1.12.- Геометрія у вигляді екранів.

Зауважимо, що середній екран не впливає на результат.

(а) $f = 900$ МГц передбачає, що $\lambda = 1/3$ м.

Тоді для еквівалентного екрана:

$$\begin{aligned} \Theta_d &= \arctan\left(\frac{h - h_{TX}}{d_{TX}}\right) \\ &+ \arctan\left(\frac{h - h_{RX}}{d_{RX}}\right) = \arctan\left(\frac{29.32 - 2}{20.49}\right) \\ &+ \arctan\left(\frac{29.32 - 2}{40 - 20.49}\right) = 1.88 \text{ rad} \end{aligned}$$

$$v_F = \theta_d \sqrt{\frac{2d_{TX}d_{RX}}{\lambda(d_{TX} + d_{RX})}} = 1.88 \sqrt{\frac{2 - 20.49 \cdot (40 - 20.49)}{1/3 \cdot 40}} = 14.54$$

Загальне поле можна розрахувати як:

$$E_{total} = E_0 \left(\frac{1}{2} - \frac{\exp\left(\frac{j\pi}{4}\right)}{\sqrt{2}} F(14.54) \right)$$

де дається чисельна оцінка інтеграла Френеля:

$$F(14.54) = \int_0^{14.54} \exp\left(-j\pi \frac{t^2}{2}\right) dt \approx 0.483 - j0.486$$

Звідси величина сумарного отриманого поля визначається як:

$$\frac{|E_{total}|}{|E_0|} = \left| \frac{1}{2} - \frac{\exp\left(\frac{j\pi}{4}\right)}{\sqrt{2}} (0.483 - j0.486) \right| = |0.0154 + j0.0012| = 0.0155$$

(б) При $f = 1800$ МГц, $\lambda = 1/6$ м. Кут дифракції стає таким же, як у випадку (а).

Параметр та інтеграл Френеля можна записати:

$$v_F = \theta_d \sqrt{\frac{2d_{TX}d_{RX}}{\lambda(d_{TX} + d_{RX})}} = 1.88 \sqrt{\frac{2 - 20.49 \cdot (40 - 20.49)}{1/6 \cdot 40}} = 20.56$$

$$F(20,56) = \int_0^{20,56} \exp\left(-j\pi \frac{t^2}{2}\right) dt \approx 0.485 - j0.502$$

Таким чином, величина сумарного отриманого поля визначається як:

$$\frac{|E_{total}|}{|E_0|} = \left| \frac{1}{2} - \frac{\exp\left(\frac{j\pi}{4}\right)}{\sqrt{2}} (0.485 - j0.502) \right| = |0.0065 + j0.0088| = 0.0109$$

(в) При $f = 2.4$ ГГц, $\lambda = 0,125$ м.

Параметр та інтеграл Френеля можна записати:

$$v_F = \theta_d \sqrt{\frac{2d_{TX}d_{RX}}{\lambda(d_{TX} + d_{RX})}} = 1.88 \sqrt{\frac{2 - 20.49 \cdot (40 - 20.49)}{0,125 \cdot 40}} = 23.75$$

$$F(23,75) = \int_0^{23,75} \exp\left(-j\pi \frac{t^2}{2}\right) dt \approx 0.473 - 0.4869i$$

Таким чином, величина сумарного отриманого поля визначається як:

$$\frac{|E_{total}|}{|E_0|} = \left| \frac{1}{2} - \frac{\exp\left(\frac{j\pi}{4}\right)}{\sqrt{2}} (0.497 - j0.487) \right| = |0.0079 + j0.0052| = 0.0095$$

Запитання для самоперевірки

1. Дайте визначення явища дифракції в процесі поширення радіохвиль
2. Запишіть вираз для коефіцієнта спрямованої дії
3. Дайте визначення еквівалентної потужності ізотропного випромінювача
4. Дайте визначення поняття «втрати у вільному просторі»
5. Запишіть вираз для коефіцієнта втрат вільного простору
6. Запишіть формули Френеля для ТМ-хвиль
7. Запишіть формули Френеля для ТЕ-хвиль
8. Поясніть принцип Гюйленса.
9. Наведіть умови виникнення кута Брюстера.
10. В чому суть методу Булінгтона

Задачі для самоперевірки

1. Обчисліть відстань Релея квадратної антени з посиленням 20 дБ.

2. Обчисліть ефективні значення ρ і T для цегляної стіни товщиною 50 см на несучій частоті 4 ГГц для перпендикулярно падаючих хвиль.
3. Розглянемо дифракцію на екрані з $d_{TX} = 200$ м, $d_{RX} = 50$ м, $h_{TX} = 20$ м, $h_{RX} = 1,5$ м, $h_s = 40$ м, на центральній частоті 900 МГц. Обчислити коефіцієнт дифракції.
4. Є три екрана, 20 метрів один від одного, та висотою 30 м, 40 м і 25 м відповідно. Перший екран знаходиться в 30 метрах від TX, останній екран - в 100 метрах від RX. Висота TX 1,5 м, висота RX 30 м. Обчисліть затухання через дифракцію методом Дейгоута на частоті 900 МГц.

2 СТАТИСТИЧНИЙ ОПИС БЕЗПРОВОДОВОГО КАНАЛУ

2.1. Двопроменева модель безпроводового каналу

Наземне навколишнє середовище для поширення радіосигналу не є вільним простором. Відбиття радіохвиль від поверхні землі та інших навколишніх об'єктів значно ускладнюють прийом сигналу на стороні приймача із-за виникаючих при цьому амплітудних та фазових перекривлень. Копії відбитих сигналів можуть затухати по потужності, затримуватись в часі, зрушуватись по фазі або частоті у порівнянні з прямою радіохвилею.

Найпростішим наближенням до врахування багатошляховості поширення радіохвиль в наземних радіосистемах є двопроменева модель (two-ray approximation), яка дозволяє визначити зміни рівня сигналу в результаті складання променя, відбитого від землі, і прямого променя. Ця модель адекватно відображає процес поширення сигналу в районах з невеликою кількістю відбивачів, наприклад, сільських або шосейних доріг.

При наближенні асимптотично великого значення d , коли сума сегментів шляху відбиття променя ($d_{21} + d_{22}$) приблизно дорівнює відстані d (рис. 2.1), втрати поширення радіохвиль можуть бути записані у вигляді

$$L(d) = d^4 / (h_{TX} h_{RX})^2, \text{ раз}; \quad (2.1)$$

де h_{TX} і h_{RX} – висоти розташування передавальної і приймальної антен, відповідно. Із формули (2.1) видно, що поява другого шляху поширення, відмінного від шляху поширення по лінії прямої видимості, надає серйозний вплив на потужність приймального сигналу, функціонально залежного не тільки від відстані d , а й від висот розташування антен. Для двопроменевого

поширення приймальна потужність зворотно пропорційна четвертому ступеню відстані. Це означає, що в логарифмічному масштабі зменшення потужності сигналу складає 40 дБ на десять одиниць відстані, в той час як при однопроменевому поширенні сигналу у вільному просторі таке зменшення складає лише 20 дБ.

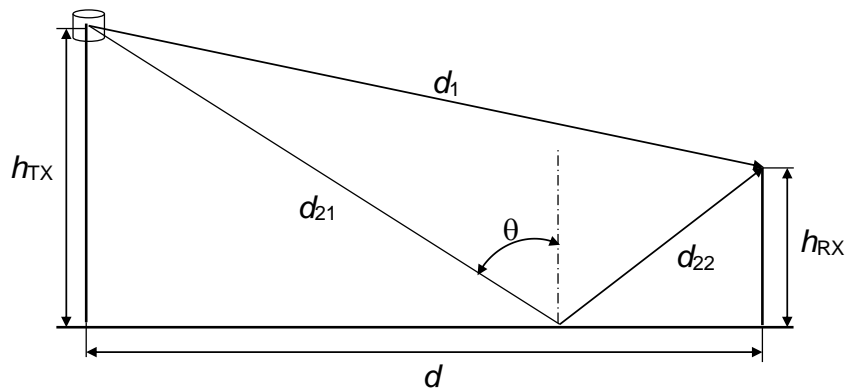


Рис. 2.1. Схематичне представлення двопроменевої моделі поширення радіохвиль (θ – кут відбиття)

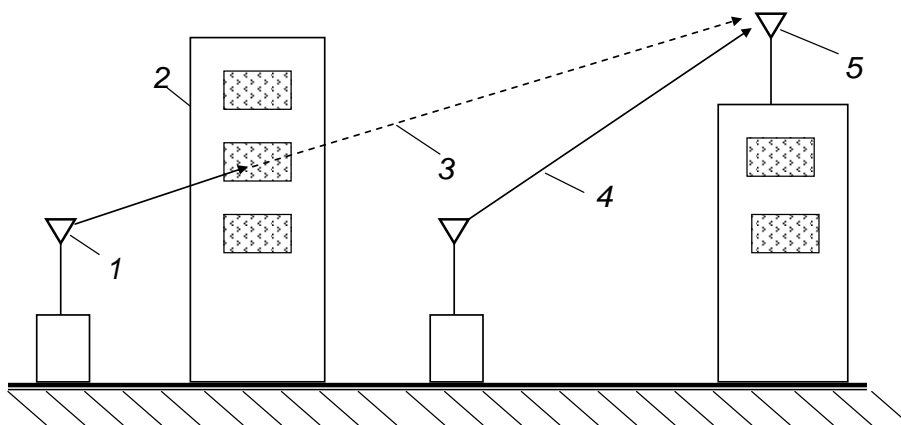


Рис. 2.2. Сценарій радіопередачі із затіненням:

1 – антена передавача (рухомого терміналу); 2 – будівля; 3 – ослаблений внаслідок затінення радіоканал; 4 – прямий радіоканал без перешкод; 5 – антена приймача (базової станції)

В реальних системах кількість шляхів багатопроменевого поширення набагато більше, ніж два, і залежить від особливостей навколишнього середовища. Тому при проектуванні реальних радіосистем часто використовуються емпіричні залежності. Так для визначення залежності середньої потужності сигналу від відстані до передавача використовується, так називана, модель загасання від логарифма відстані (Log-distance path loss), що відповідає результатам вимірювань при їхньому усередненні по всіх можливих положеннях приймальної антени на відстані d від передавача. Сам вираз для розрахунку загасання радіохвиль має вигляд

$$L(d) = L(d_0)(d/d_0)^\alpha, \text{ раз}$$

або в дБ

(2.2)

$$L(d) = L(d_0) + 10 \alpha \lg(d/d_0), \text{ дБ}$$

де d_0 – опорна відстань; $L(d_0)$ – втрати у вільному просторі на відстані d_0 (величина позитивна); α – коефіцієнт втрат на поширення радіохвиль, який залежить від типу навколишнього середовища (табл. 2.1); d – відстань між передавачем і приймачем ($d > d_0$).

Таблиця 2.1. Значення α для різних типів навколишнього середовища

Тип середовища	Значення коефіцієнта α
Вільний простір	2
Стільниковий радіозв'язок у міській місцевості	2,7...3,5
Затінений стільниковий радіозв'язок у міській місцевості	3...5
У будинку на лінії прямої видимості	1,6...1,8
У будинку з перешкодами на лінії поширення радіосигналу	4...6
На підприємствах з перешкодами на лінії поширення радіосигналу	2...3

Опорна відстань d_0 повинна бути досить великою для того, щоб на відстані d прийом сигналу провадився в дальній зоні антени, обумовленій так називаною відстанню Фраунгофера. Приклад 2.1 демонструє застосування виразу (2.2).

Приклад 2.1.

Розглянемо користувача працюючого в прямому каналі стільникової системи, в якій мають місце обслуговуюча БС, розташована від користувача на відстані 500 м, та три інтерферуючих (ставлячих заваду) БС на відстанях: 1, 2 і 4 км. Усі БС передають однаковий рівень потужності $P_{\text{ПРД}}$. Використовуючи емпіричну формули моделі загасання від логарифма відстані знайти для двох значень коефіцієнту $\alpha = 3$ і 5 відношення сигнал/завада SIR (signal-to-interference ratio) за умови знехтування шуму.

Розв'язання

Для $\alpha = 3$ потужність сигналу буде $P_{\text{ПРМ}} = P_{\text{ПРД}} (d_0/d)^3 / L(d_0)$, а потужність завад $P_{\text{інтерф}} = P_{\text{ПРД}} / L(d_0) d_0^3 [3(1)^{-3} + 3(2)^{-3} + 10(4)^{-3}]$.

Тоді відношення сигнал/завада можна розрахувати наступним чином:

$$\text{SIR} (\alpha = 3) = P_{\text{ПРМ}} / P_{\text{інтерф}} = 28,25 = 14,5 \text{ дБ};$$

$$\text{SIR} (\alpha = 5) = P_{\text{ПРМ}} / P_{\text{інтерф}} = 99,3 = 20 \text{ дБ}.$$

Даний приклад демонструє, що для покращення електромагнітного оточення в стільниковій системі (зниження відношення сигнал/завада) краще мати більші втрати на поширення сигналу, тобто більший коефіцієнт α .

2.2. Затінення

Моделі втрат на поширення радіохвиль дозволяють враховувати співвідношення між потужностями передавача і приймача в залежності від відстані між ними. Однак крім відстані на загальний рівень потужності прийому впливають ще багато факторів. Наприклад, дерева і будівлі можуть бути розташовані між антенами передавача і приймача, викликаючи при цьому тимчасову деградацію рівня сигналу на приймачі (рис. 2.2). В той же час між приймачем і іншим передавачем може бути лінія прямої видимості без перешкоджаючих об'єктів, що викличе на приймачі високий рівень сигналу. Так як в загальному випадку врахувати при моделюванні положення усіх перешкоджаючих об'єктів в зоні дії радіосистеми неможливо, тому введено стандартний метод врахування цих варіацій рівня потужності сигналу на приймачі як випадковий вплив, названий затіненням (shadowing). З урахуванням затінення вираз для втрат на поширення радіохвиль (2.2) прийме наступний вигляд

$$L(d) = L(d_0) (d/d_0)^\alpha / \chi, \text{ раз}$$

або в дБ

(2.3)

$$L(d) = L(d_0) + 10 \alpha \lg(d/d_0) - \chi, \text{ дБ}$$

де χ – випадковий процес затінення. Звідси слідує, що потужність на приймачі повинна моделюватись як випадковий процес. Тоді втрати на поширення радіохвиль можуть розглядатись як середні значення з дисперсією затінення χ . Так як затінення викликають макроскопічні об'єкти, то типова кореляційна відстань складає від одиниць до десятків метрів. Тому затінення часто відносять до так званих великомасштабних завмирань.

Значення затінення χ типово моделюється як логорифмічнонормальна випадкова змінна

$$\chi = 10^{x/10},$$

де $x \sim N(0, \sigma_s^2)$; $N(0, \sigma_s^2)$ – гаусівський (нормальний) розподіл із середнім значенням 0 і дисперсією σ_s .

Типові значення σ_s складають 6...12 дБ. На рис. 2.3 наведено приклад, який демонструє значний впливу затінення при середньому значенні експоненціального коефіцієнта втрат $\alpha = 2,7$ і $\sigma_s = 11,8$ дБ.

Знаючи розподіл у логарифмічному масштабі, особливо дисперсію σ_s , можна розрахувати імовірність того, що рівень прийнятого в заданій точці сигналу перевищує певний поріг. Такі розрахунки використовуються для оцінки зони радіопокриття БС.

Нехай $\chi = \lg X$, тоді якщо χ -гаусівська випадкова із середнім значенням μ та середньоквадратичним відхиленням σ , то X – є випадковою величиною із логарифмічно- нормальним розподілом:

$$p(x) = \frac{\lg e}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(\lg x - \mu)^2 / 2\sigma^2} \quad (2.4)$$

Так для багатоточкових розподільних систем MMDS у діапазоні 2,5 ГГц при обробці експериментальних вимірювань була застосована розглянута модель загасання. Виміри проводилися в м. Чикаго на трасах до 10 км і трьох різних висотах розташування приймальної антени 16,5, 10,4 й 5,2 м. Параметри такої емпіричної моделі зведені в табл. 2.2.

Таблиця 2.2. Параметри моделі загасання від логарифма відстані з урахуванням затінення для MMDS

Висота розташування / Тип приймальної антени	Значення параметрів при умовах			
	прямої видимості		непрямої видимості	
	α	σ_s , дБ	α	σ_s , дБ
5,2 м / спрямована	1,7	3,1	4,1	12,6
5,2 м / всеспрямована	2,1	3,5	4,2	10,5
10,4 м / спрямована	2,9	4,7	2,9	11,4
10,4 м / всеспрямована	2,6	4,6	3,3	10,1
16,5 м / спрямована	2,4	3,8	2,1	10,5
16,5 м / всеспрямована	2,4	3,4	2,7	9,4

Затінення є важливим проявом впливу навколишнього середовища на роботу безпроводових систем, яке може проявитись у значному зниженні відношення сигнал/шум.

Важливою характеристикою каналу систем мобільного зв'язку є імовірність переривання зв'язку (outage probability). В радіосистемах має місце поняття мінімального рівня потужності прийому P_0 , який визначає порогове значення потужності на вході приймача, нижче якої подальший прийом сигналу стає неможливим. Однак при наявності затінення даний поріг стає не детермінованим і, отже, його оцінка стає імовірною. Тому вводиться поняття імовірності переривання зв'язку $p_{out}(P_0, d)$ при наявності втрат на поширення і затінення як імовірність того, що потужність P_{RX} , що приймається, на даній відстані d опуститься нижче порогу P_0 :

$$p_{out}(P_0, d) = p(P_{RX}(d) < P_0) \quad (2.5)$$

При логарифмічно-нормальному розподілі сигналу, що приймається з повільним завмиранням, його рівень записується як $P_{RX}|_{дБ} + L$ дБ, де L дБ-гауссівська випадкова величина з нульовим середнім та середньоквадратичним відхиленням σ . Тоді, ймовірність переривання зв'язку

$$p_{out} = p \left[P_{RX} 10^{\frac{L}{10}} \leq P_0 \right] = p \left[L \leq 10 \log_{10} \frac{P_0}{P_{RX}} \right] = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(-\frac{F|_{дБ}}{\sqrt{2}\sigma} \right) \quad (2.6)$$

В загальному випадку для гауссівської випадкової величини X із середнім значенням μ і середньоквадратичним відхиленням σ

$$p[X \leq x] = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\mu - x}{\sqrt{2}\sigma} \right), \quad (2.7)$$

де $Q(z) = \operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$ - називається комплементарною функцією помилок, а

$$Q(x) = \operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt - \text{гауссівським інтегралом помилок.}$$

Запас на завмирання F визначається як відношення рівня потужності радіосигналу P_{RX} до рівня, при якому виконується задане відношення сигнал/шум (SNR). При відомому рівні шуму заданому співвідношенню SNR відповідає мінімальне значення рівня потужності P_0 . Тоді,

$$F = \frac{P_{RX}}{P_0} \quad (2.8)$$

Для більшого розуміння впливу затінення на роботу радіосистеми розглянемо конкретний числовий приклад 2.2 і 2.3.

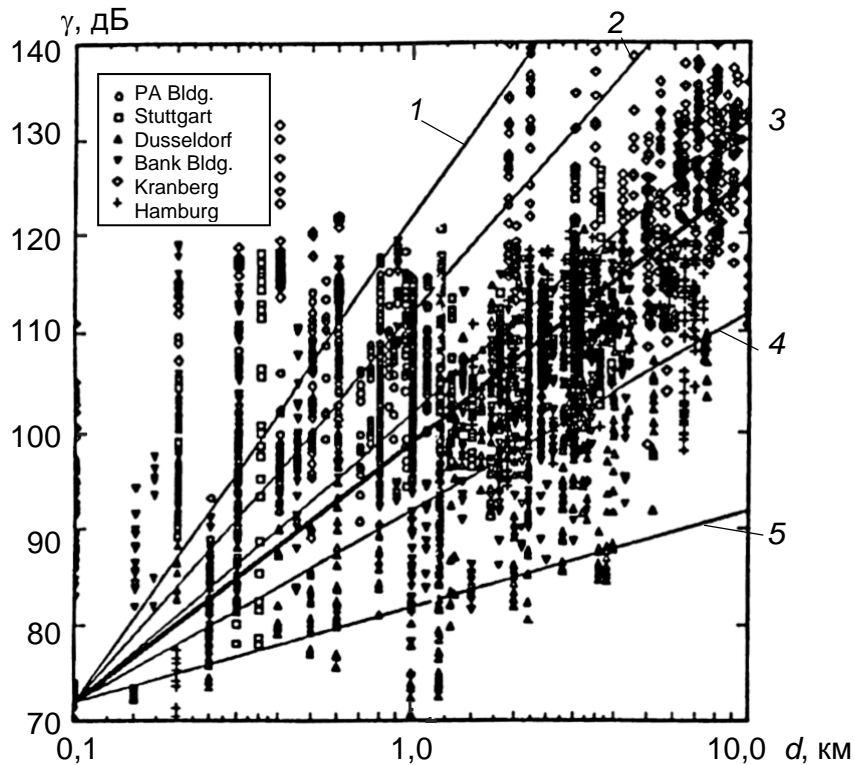


Рис. 2.3. Залежність втрат на поширення радіохвиль (у вигляді точкових вимірів та їх середньоквадратичних екстраполяцій) в ряді міст Німеччини від відстані між передавачем і приймачем d :

$$1 - \alpha = 5; 2 - \alpha = 4; 3 - \alpha = 3; 4 - \alpha = 2; 5 - \alpha = 1$$

Приклад 2.2.

Завдання

Маємо одностільникову радіосистему з параметрами каналу $\alpha = 3$, $L(d_0) = 40$ дБ, $d_0 = 1$ м і $\sigma_s = 6$ дБ. Прийнемо потужність передавача $P_{TX} = 1$ Вт (30 дБм) і ширину частотної смуги $\Delta f = 10$ МГц. При швидкості кодування $\frac{1}{2}$ (згорткове кодування) необхідне відношення сигнал/шум SNR повинно бути 14,7 дБ для модуляції КАМ16 і 3 дБ для ФМ2. Враховуємо коефіцієнт шуму приймача $N_f = 5$ дБ і спектральну потужність навколишнього шуму $N_0 = -173$ дБм/Гц.

Потрібно визначити який з наведених видів модуляції ФМ2 чи КАМ16 найбільш придатний для роботи радіосистеми в даних умовах на відстані 500 м від БС (центру кругового стільника).

Розв'язання

Для розв'язання даної задачі потрібно знайти вираз для SNR, а потім розрахувати імовірність порогів застосування модуляцій ФМ2 і КАМ16. Спочатку розрахуємо потужність на вході приймача в дБ

$$\begin{aligned} P_{RX} &= 10\lg P_{TX} - 10\lg L(d_0) - 10\lg d^\alpha + 10\lg \chi = \\ &= 30 \text{ дБм} - 40 \text{ дБ} - 81 \text{ дБ} + \chi(\text{дБ}) = -91 \text{ дБм} + \chi(\text{дБ}). \end{aligned}$$

Далі розрахуємо загальну потужність шуму в дБ

$$P_{ш} = N_0 + N_f + 10\lg \Delta f = -173 + 5 \text{ дБ} + 70 = -98 \text{ дБм}.$$

Тоді

$$SNR = P_{RX} - P_{ш} = -91 \text{ дБм} + \chi(\text{дБ}) + 98 \text{ дБм} = 7 \text{ дБ} + \chi(\text{дБ}).$$

В даному сценарії середнє значення SNR складає 7 дБ і воно добре відповідає для роботи ФМ2. $\chi(\text{дБ}) = x$ і має стандартну дисперсію 6 дБ, тому для розглянутої радіосистеми імовірність придатності модуляції ФМ2 складає

$$p[SNR \geq 3 \text{ дБ}] = p\left[\frac{\chi + 7}{\sigma_s} \geq \frac{3}{\sigma_s}\right] = p\left[\frac{\chi}{6} \geq -\frac{4}{6}\right] = Q(-4/6) = 0,75,$$

Імовірність придатності модуляції КАМ16 складає

$$p[SNR \geq 14,7 \text{ дБ}] = p\left[\frac{\chi + 7}{\sigma_s} \geq \frac{14,7}{\sigma_s}\right] = p\left[\frac{\chi}{6} \geq -\frac{4}{6}\right] = Q(7,7/6) = 0,097.$$

Підсумовуючи результати даного прикладу треба відмітити наступне. Хоча 75% користувачів можуть використовувати ФМ2 і отже мати швидкість передачі на фізичному рівні 5 Мбіт/с ($10 \text{ МГц} \cdot 1 \text{ біт/символ} \cdot 1/2$), та менше ніж 10% користувачів можуть використовувати КАМ16 зі швидкістю передачі даних до 20 Мбіт/с (4 біт/символ). Звісно без затінення усі користувачі зможуть мати доступ до передачі даних на ФМ2.

Приклад 2.3.

Завдання

Знайти імовірність переривання зв'язку на відстані 150 м каналу, що описується моделями втрат на поширення і затінення. Потужність передавача становить 100 мВт, $P_{\min} = -110,5 \text{ дБм}$, $L(d_0) = 31,54 \text{ дБ}$, $\alpha = 3,71$, $d_0 = 1 \text{ м}$.

Розв'язання

Маємо $P_{\text{ПРД}} = 10 \text{ мВт} = 10 \text{ дБм}$. Тоді за допомогою виразу (1.1а) знайдемо

$$\begin{aligned} P_{\text{out}}(-110,5 \text{ дБм}, 150 \text{ м}) &= p(P_{\text{RX}}(150 \text{ м}) < -110,5 \text{ дБм}) = \\ &= 1 - Q\left(\frac{P_{\min} - (P_{\text{І ДА}} - \gamma_0 - 10\alpha \lg(d/d_0))}{\sigma_s}\right) = \\ &= 1 - Q\left(\frac{-110 - (10 - 31,54 - 37,11 \lg(150))}{3,65}\right) = 0,049. \end{aligned}$$

Отже імовірність переривання зв'язку становить 5% є типовим для безпроводових систем.

2.3. Завмирання

Одним із найвпливовіших аспектів безпроводових каналів є наявність в них завмирань (fading), класифікація яких наведена на рис. 2.4. На відміну від розглянутих раніше втрат на поширення і затінення, які є впливом великомасштабних затухань (large-scale fading) від навколишніх об'єктів та відстані, найбільш впливовими в системах мобільного зв'язку є маломасштабні завмирання (small-scale fading). Для наочності на рис. 2.5 наведено залежність втрат на поширення, затінення маломасштабних завмирань від відстані.

Із багатьох фізичних факторів в радіоканалі найбільший вплив на формування маломасштабних завмирань надають наступні чотири: багатошляхове (багатопроменеве) поширення, швидкість руху, швидкість оточуючих об'єктів і ширина смуги передачі сигналу.

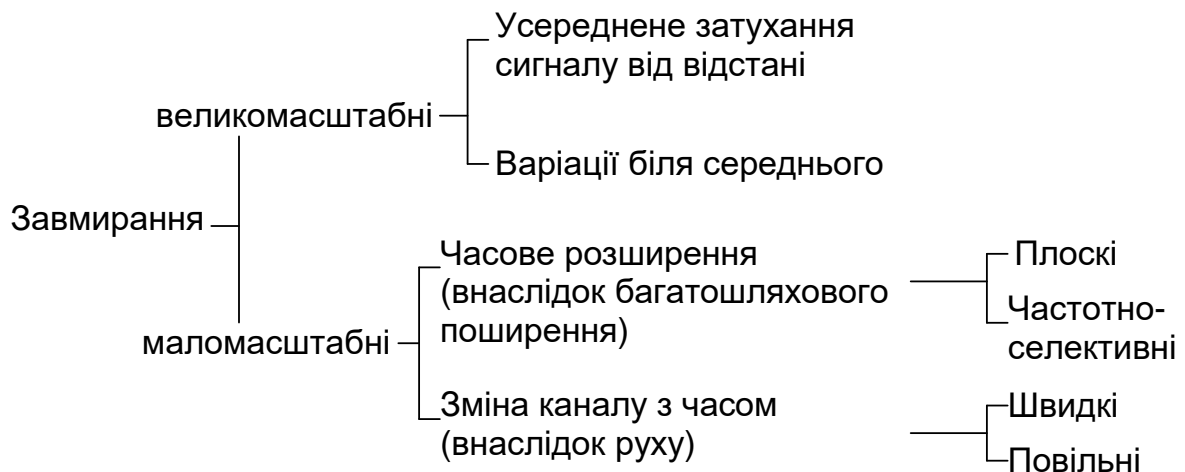


Рис. 2.4. Види завмирань в безпроводовому каналі систем мобільного зв'язку

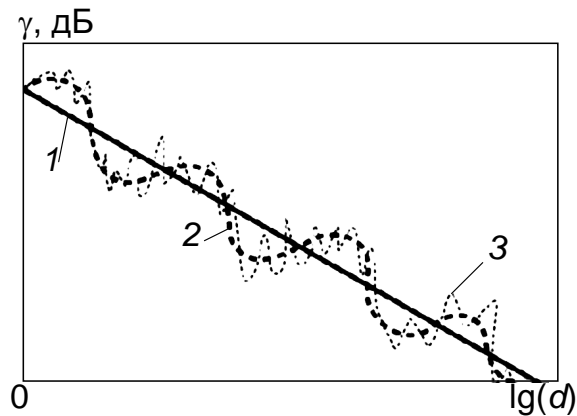


Рис. 2.5. Залежність втрат на поширення (1), затінення (2) і багатошляхових завмирань (3) від відстані

Багатошляхове поширення (multipath propagation). Наявність відбиваючих об'єктів і розсіювачів на шляху формування радіоканалу створюють навколишнє середовище, що постійно змінюється і, тим самим, сприяє розсіюванню енергії сигналу та випадкової зміни його амплітуди і фази з часом (рис. 2.6). Дані ефекти приводять до множинної версії переданого сигналу, який прибуває на приймальну антену. Випадкові фаза і амплітуда різних багато шляхових компонентів (копій) викликають флуктуації в напруженості поля сигналу, тим самим, породжуючи маломасштабні завмирання, переключування сигналу, або обох одночасно. Багатошляхове поширення часто продовжується на час, потрібний щоб порції сигналу основної смуги досягли приймача, який може визвати «розмазування» сигналу внаслідок міжсимвольної інтерференції.

Коли декілька копій сигналу досягають приймача приблизно одночасно, то їх комбінований вплив (підсумовування) може бути досить різним (рис. 2.7). В залежності від різниці фаз між прибувшими на вхід приймача копіями сигналу інтерференція може бути конструктивною або деструктивною. Тобто, рухаючи передавач чи приймач навіть на невелику

відстань, можна відчутно вплинути на амплітуду сигналу на прийомі. При цьому втрати на поширення і затінення можуть зовсім не змінюватись.

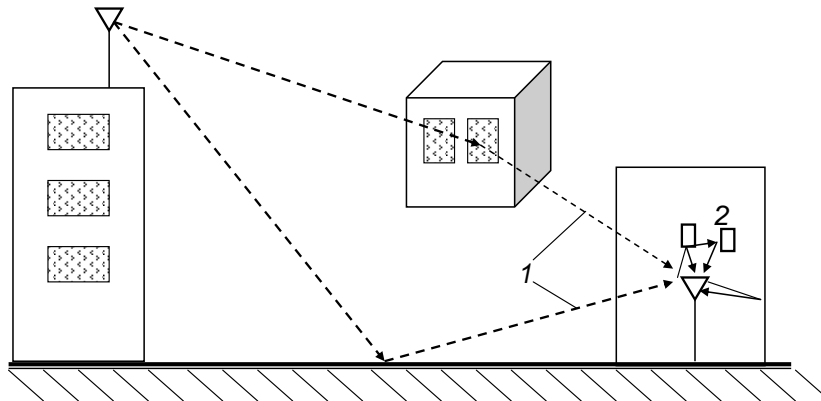


Рис. 2.6. Формування радіоканалу з декількома шляхами різної довжини (1) та місцевого розсіяння біля антени приймача (2)

Швидкість руху (speed of the mobile). Відносний рух між базовою станцією і мобільним терміналом вносить вклад у випадкову частотну модуляцію внаслідок різних доплерівських зсувів на кожній з багатошляхових компонент. Доплерівський зсув буде позитивним чи негативним в залежності від того як мобільний приймач рухається до, чи від базової станції.

Швидкість оточуючих об'єктів (speed of surrounding objects). Якщо об'єкти в радіоканалі рухаються, то вони викликають часові зміни доплерівського зсуву на багато шляхових компонентах. Якщо оточуючі об'єкти рухаються зі швидкістю більшою, ніж мобільний термінал, то даний вплив переважає в маломасштабних завмираннях. Напроти, якщо швидкість руху терміналу суттєво вища за швидкості об'єктів, то останніми можна зневажити.

Ширина смуги передачі сигналу (the transmission bandwidth of the signal). Якщо ширина смуги сигналу, що передається, більше, ніж смуга багатошляхового каналу, то сигнал, що приймається, буде мати перекручення, хоча напруженість поля прийнятого сигналу не зазнаватиме

завмирань від місцевих об'єктів (мало масштабні завмирання сигналу будуть незначні). Як буде показано далі, ширина смуги каналу може кількісно визначатись смугою когерентності, яка відноситься до специфічної багатошляхової структури каналу. Смуга когерентності є мірою максимальної частотної різниці, при якій сигнали строго стійко корелюються по амплітуді. Якщо сигнал, що передається, має вузьку ширину смуги в порівнянні з каналною, то амплітуда сигналу буде змінюватись швидко, але сигнал не зазнає перекручувань в часі. Таким чином, статистики маломасштабної напруженості поля сигналу і імовірності розмазування сигналу, які з'являються на маломасштабних відстанях, є дуже залежними від величин амплітуд і затримок компонентів багатошляхового каналу так як і від ширини смуги сигналу, що передається.

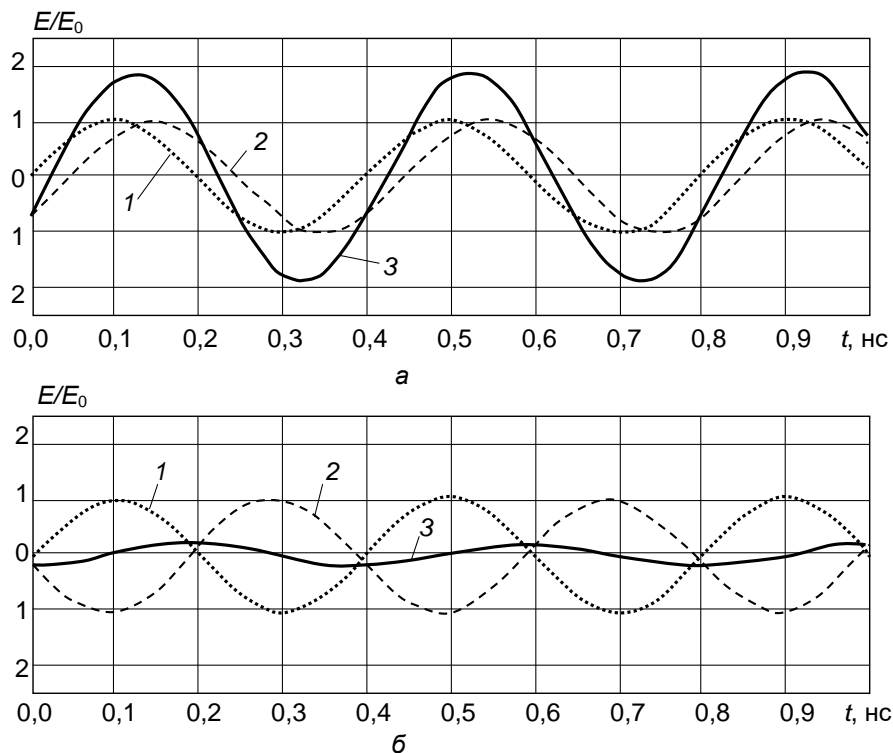


Рис. 2.7. Демонстрація різниці між конструктивною (а) і деструктивною (б) інтерференціями на частоті несучої $f_c = 2,5$ ГГц, що складає менше ніж 0,1 нс по фазі (відповідає різниці у відстані близько 30 мм): 1 – $x_1(t)$; 2 – $x_2(t)$; 3

$$- y(t) = x_1(t) + x_2(t)$$

Для формалізації розгляду звернемось знову до імпульсної характеристики каналу. Передавач чи приймач рухається один відносно іншого, що викликає зміну каналної характеристики $\mathbf{h}(t)$, яка може бути записана через дві розмірності: затримки τ і часу t (рис. 2.8). Тут затримка τ відповідає на питання як довго імпульсна характеристика каналу буде продовжуватись (зберігатись), а час t описує зміну імпульсної характеристики за певний проміжок часу Δt . Характеристика каналу випадково змінюється з відстанню і за часом. При цьому величини h_0, h_1, \dots, h_v можуть значно відрізнятись на момент часу $t + \Delta t$ проти попереднього моменту t . Канал може бути дуже різним у відповідності з розмірностями τ і t , тому для розгляду характеристики каналу використовують статистичні методи.

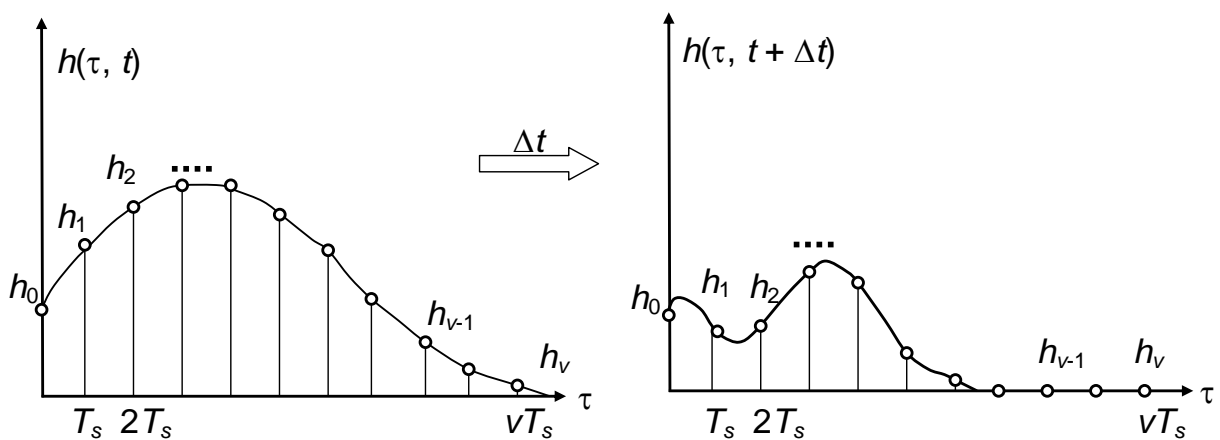


Рис. 2.8. Зміна імпульсної характеристики безпроводового каналу за час Δt

Найбільш важливою фундаментальною функцією в радіозв'язку, яка дозволяє судити про ступінь зв'язку (кореляції) сигналу з його зрушеною у часі копією, є двовимірна автокореляційна функція (autocorrelation function) $A(\Delta\tau, \Delta t)$. Хоча двовимірність функції потребує для її відображення

трьохвимірної системи координат, та автокореляційна функція може бути виражена через дві простіші одномірні функції $A_t(\Delta t)$ і $A_\tau(\Delta \tau)$, де Δt і $\Delta \tau$ прагнуть до нуля. Автокореляційну функцію можна записати у наступному вигляді

$$\begin{aligned} A(\Delta \tau, \Delta t) &= M[h(\tau_1, t_1)h^*(\tau_2, t_2)] = \\ &= M[h(\tau_1, t)h^*(\tau_2, t + \Delta t)] = \\ &= M[h(\tau, t)h^*(\tau + \Delta \tau, t + \Delta t)]. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Тут за першим кроком прийнято, що характеристика каналу стаціонарна в широкому значенні WSS (Wide-Sense Stationary). Отже автокореляційна функція буде залежати тільки від $\Delta t = t_2 - t_1$. Другим кроком є прийняття того, що характеристики каналів шляхів приходу копій сигналу за різний час τ_1 і τ_2 є некорельованими. Це дозволяє залежність від конкретних τ_1 і τ_2 замінити на залежність від $\Delta \tau = \tau_2 - \tau_1$. Канал, який може бути описаний автокореляційною функцією (2.9), називається стаціонарним в широкому розумінні з некорельованим розсіянням WSSUS (Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering). Дана модель каналу на даний час є найбільш поширеною для опису завмирань в безпроводовому каналі систем мобільного зв'язку і в багатьох практичних застосуваннях дає достатньо точні результати.

Далі розглянемо які ключові параметри безпроводового каналу (табл. 2.3) із завмираннями необхідні для оцінки автокореляційної функції і як вони співвідносяться.

Таблиця 2.3

Ключові параметри безпроводового каналу систем мобільного зв'язку

Позна- чення	Назва мовами:	
	українською	англійською
α	коефіцієнт втрат на поширення радіохвиль	Pathloss exponent
σ_s	Середньоквадратичне відхилення логорифмічнонормального затінення	Lognormal shadowing standard deviation
f_D	Допплерівський зсув (максимальна доплерівська частота)	Doppler spread (maximum Doppler frequency)
T_c	Час когерентності каналу	Channel coherence time
τ_{\max}	Максимальний час розширення затримки	Channel delay spread (maximum)
τ_{rms}	Середньоквадратичне розширення затримки	Channel delay spread (RMS) ¹⁾
Δf_c	Ширина смуги когерентності каналу	Channel coherence bandwidth
θ_{rms}	Середньоквадратичне кутове розширення	Angular spread (RMS) ¹⁾
D_c	Відстань когерентності	Coherence distance
LCR	Швидкість перетину рівня	Level crossing rate
AFD	Середня тривалість завмирань	Average fade duration

¹⁾ RMS – Root mean square

2.4. Розширення затримки і ширина смуги когерентності

Важливим параметром безпроводового каналу слугує розширення (розсіяння) затримки (delay spread), що описує тривалість імпульсної характеристики каналу $h(\tau, t)$. Розширення затримки виражає тривалість часу, що пройшла між моментами приходу першої копії сигналу і останньої його копії. При умові $\Delta t \rightarrow 0$ розширення затримки може бути знайдено за допомогою функції $A_\tau(\Delta\tau)$, яку часто називають профілем інтенсивності багатошляховості (multipath intensity profile), профілем затримки потужності (power-delay profile) або профілем часового розширення потужності. Якщо функція $A_\tau(\Delta\tau)$ має значення, якими не можна нехтувати, на проміжку $(0, \tau_{\max})$, то максимальним розширенням затримки є граничне значення τ_{\max} . Даний параметр вимірюється при певному рівні потужності (рис. 1.9). Параметр τ_{\max} визначає як багато відліків ν буде потрібно для дискретного представлення імпульсної характеристики каналу

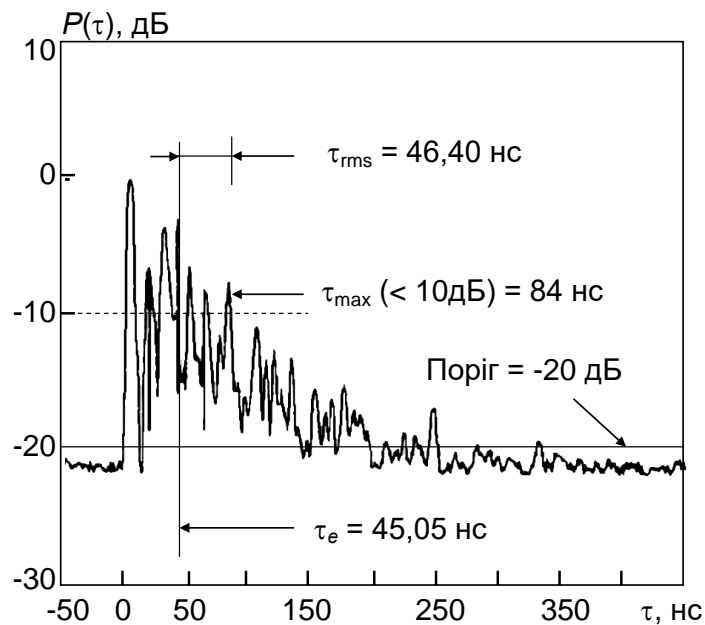
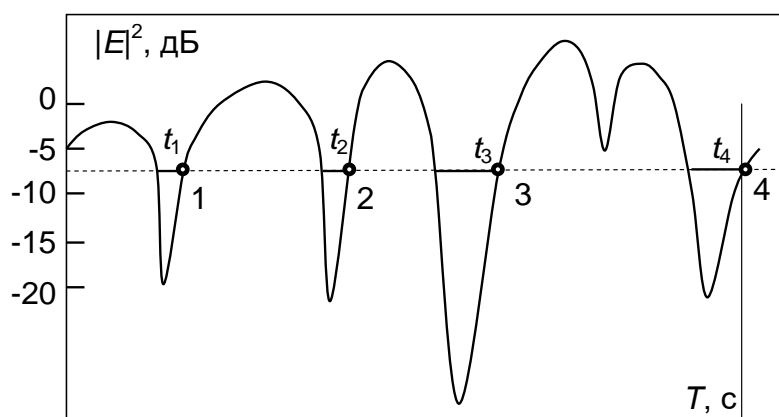
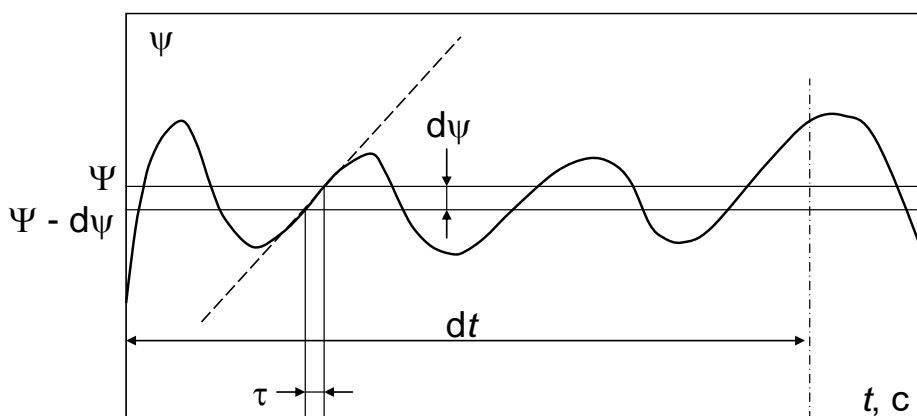


Рис. 2.9. Типовий профіль часового розширення потужності з параметрами затримки



a



б

Рис. 2.10. Визначення LCR і AFD (а), та вираження похідної $\dot{\psi}$ в графічному вигляді (б)

$$\nu = \tau_{\max} / T_s,$$

де T_s – час дискретизації (час вибірки). Однак τ_{\max} не є строгим, бо з точки зору математичної строгості відсутнє поняття величини, якою не можна нехтувати. Більш строго розширення затримки визначають терміни середнього τ_e і середньоквадратичного τ_{rms} розширень затримки, що можуть бути розраховані за відповідними виразами

$$\tau_e = \frac{\int_0^{\infty} \Delta\tau A_{\tau}(\Delta\tau) d(\Delta\tau)}{\int_0^{\infty} A_{\tau}(\Delta\tau) d(\Delta\tau)}, \quad (2.10)$$

$$\tau_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\Delta\tau - \tau_e)^2 A_{\tau}(\Delta\tau) d(\Delta\tau)}{\int_0^{\infty} A_{\tau}(\Delta\tau) d(\Delta\tau)}}. \quad (2.11)$$

Або у вигляді суми при використанні дискретного профілю розподілу потужності $P(\tau_k)$

$$\tau_e = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}, \quad (2.12)$$

$$\tau_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} - \tau_e^2}. \quad (2.13)$$

Величина τ_{rms} використовується як міра розкиду затримок і знаходиться із вимірів ширини або розширення характеристики каналу в часі. Великі значення τ_{rms} припускають велику дисперсію (розсіяння) каналу в часі і тривалу імпульсну характеристику каналу (великі значення ν), малі значення τ_{rms} вказують на те, що канал має низьку дисперсію і для його точної дискретизації потрібно небагато ν . Загалом має місце правило, що $\tau_{\text{max}} \approx 5\tau_{\text{rms}}$.

Отримані значення τ_{rms} у процесі вимірювань і моделювання всередині приміщень різних каналів мобільного зв'язку знаходяться в межах від 5 до 300 нс. Для мікростільника τ_{rms} знаходиться у діапазоні 0,35...2 мкс, а для макростільника дорівнює 5 мкс і більше. При цьому τ_{rms} значною мірою залежить від рельєфу навколишньої місцевості (рівнинна, пагорбкувата).

В табл. 2.4 і 2.5 представлені деякі типові значення τ_{rms} , причому в табл. 2.4 дані відносяться до суто звичайних систем мобільного зв'язку, а в табл. 2.5 – до перспективних систем мобільного зв'язку в більш високих частотних діапазонах.

Таблиця 2.4.

Типові величини середньоквадратичного розширення затримки, отримані із натурних вимірів

Навколишнє оточення	Частота, МГц	τ_{rms} , нс	Примітки
Місто	910	1300 середн. 3500 макс. 600 дисперсія	м. Нью-Йорк
Місто	892	$(10...25) \cdot 10^3$	Найгірший випадок для Сан-Франціско
Приміська смуга	910	200...310	Усереднений типовий випадок
Приміська смуга	910	1960...2110	Усереднений типовий випадок
Всередині приміщення	1500	10...50 25 середн.	Офісний будинок
Всередині приміщення	850	270 макс.	Офісний будинок
Всередині приміщення	1900	70...94 середн. 1470 макс.	Три будинки в Сан-Франціско

Таблиця 2.5.

Типові значення τ_{rms} і пов'язані з ним значення смуги когерентності

Навколишнє оточення	Частота, ГГц	τ_{rms} , нс	$\Delta f_c = 1/(5\tau_{\text{rms}})$, МГц
Місто	9,1	1300	0,15
Приміська смуга	9,1	1960	0,10
Всередині приміщення	9,1	270	0,70
Місто	5,3	44	4,50
Приміська смуга	5,3	66	3,00
Всередині приміщення	5,3	12,4	16,10

Смуга когерентності Δf_c (coherence bandwidth) як параметр радіоканалу вводить на основі статистичного зв'язку з іншим параметром – середньоквадратичним розширенням затримки, розглянутим раніше. Наявність зв'язку між значеннями цих параметрів підтверджена експериментально, однак встановити аналітичну залежність між ними не вдалося. Тому, базуючись на експериментальних даних, для практичного використання рекомендуються деякі наближені співвідношення.

Смуга когерентності представляє собою статистичну кількісну міру інтервалу частот радіоканалу, в якій канал може розглядатись як "гладкий". В даній смузі канал має постійний, не залежний від частоти, модуль коефіцієнту передачі і лінійну фазову характеристику; усі спектральні компоненти сигналу, що попадають в дану смугу, передаються по каналу з однаковим коефіцієнтом підсилення чи ослаблення и мають однаковий час затримки. Термін "смуга когерентності" зберігає зміст і для каналів зі змінними параметрами. Тому зміст терміну можна пояснити й іншими словами: смуга когерентності це інтервал частот, в якому будь-які

спектральні компоненти сигналу, що пройшов через канал, мають високий коефіцієнт кореляції амплітуд. Два гармонічні сигнали, різниця частот яких більше смуги когерентності, піддаються істотно різним перетворенням в каналі.

Смуга когерентності отримується як результат вимірювань максимального розділення між частотами f_1 і f_2 :

$$\begin{aligned} |f_1 - f_2| \leq \Delta f_c &\Rightarrow H(f_1) \approx H(f_2); \\ |f_1 - f_2| > \Delta f_c &\Rightarrow H(f_1) \text{ і } H(f_2) \text{ некорельовані.} \end{aligned}$$

Якщо смугу когерентності визначити як інтервал частот, в якому будь-які дві спектральні компоненти (копії) сигналу мають коефіцієнт кореляції вищий за 0,9, то її наближено можна записати у вигляді

$$\Delta f_c = 1 / (50 \tau_{\text{rms}}).$$

Якщо у якості мінімально допустимого значення коефіцієнту кореляції прийняти 0,5, то смуга когерентності буде характеризуватись іншим наближеним виразом:

$$\Delta f_c = 1 / (5 \tau_{\text{rms}}) \approx 1 / \tau_{\text{max}}. \quad (2.14)$$

Наявність взаємозв'язку між смугою когерентності і середньоквадратичним розширенням затримки можна пояснити наступним чином. Зміна різниці фаз між спектральними компонентами сигналу з частотою f_1 , викликане різницею $\Delta\tau$ затримок копій в каналі, рівно $\Delta\phi_1 = 2\pi f_1 \Delta\tau$ радіан, а для спектральних компонент з частотою $f_2 - \Delta\phi_2 = 2\pi f_2 \Delta\tau$. Тому зміна різниці фаз цих спектральних компонент $|\Delta\phi| = 2\pi |f_1 - f_2| \Delta\tau = 2\pi \Delta f$

$\Delta\tau$. Зсув істотно впливає на результат складання цих спектральних компонент, коли, наприклад, він досягає значення $\pi/2$ (критерію Релея). Звідси смуга когерентності $\Delta f_c = \Delta f = 1/(4 \Delta\tau)$, що близько до відношення (2.7).

Приклад 2.4.

Завдання

Розрахувати середнє і середньоквадратичне розширення затримки при максимальному перевищенні затримки (10 дБ) для багатошляхового профілю потужності, наведеному на рис. 2.11. Оцінити 50% ширину смуги когерентності каналу. Чи буде даний канал придатний для систем аналогового типу AMPS (смуга пропускання 30 кГц) і цифрового GSM (смуга пропускання 200 кГц) без використання еквалайзера?

Розв'язання

Розширення затримки можна отримати за допомогою рівнянь (2.6). Запізнення кожного профілю вимірюється відносно першої копії сигналу, що надійшла на приймач. Середнє значення розширення затримки для даного профілю потужності буде

$$\tau_e = [(1) (5) + (0,1) (1) + (0,01) (0)] / [0,01 + 0,1 + 0,1 + 1] = 4,38 \text{ мкс.}$$

Тоді середньоквадратичне розширення затримки дорівнює

$$\tau_{\text{rms}} = \sqrt{21,07 - (4,38)^2} = 1,37 \text{ мкс.}$$

Ширина смуги когерентності знаходиться із рівняння (2.7)

$$\Delta f_c = \frac{1}{5\tau_{\text{rms}}} = \frac{1}{5(1,37 \hat{\epsilon} \tilde{n})} = 146 \hat{\epsilon} \tilde{\text{ö}}.$$

Тому що смуга когерентності більша, ніж 30 кГц, то система AMPS буде працювати без еквалайзера, а система GSM використовує смугу більшу, ніж смуга когерентності, тому їй для даного каналу потрібен еквалайзер.

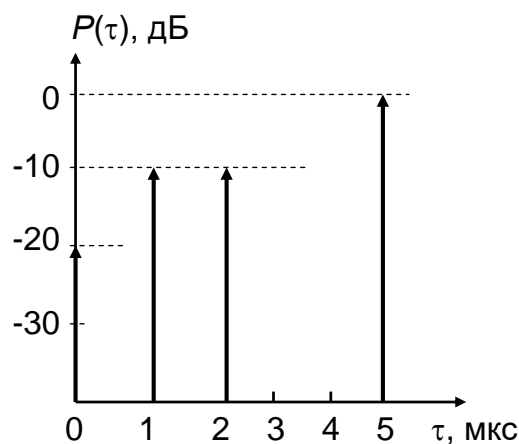


Рис. 2.11 Дискретний профіль потужності

2.5. Доплерівське розширення і час когерентності

Розширення затримки і смуга когерентності – це параметри, за допомогою яких описуються дисперсійні властивості каналу в часі в умовах, коли передавач, приймач і оточуючі їх об’єкти середовища поширення радіохвиль нерухомі. Ці властивості зберігаються і в динамічному режимі, коли передавач, приймач і розсіювачі радіохвиль рухаються у просторі. В такому режимі дисперсійні властивості реальних каналів можуть суттєво змінюватись із часом. Однак у динамічному режимі виникають і нові ефекти, про які дані параметри не мають ніякої інформації. В першу чергу потрібно назвати ефект доплерівського розширення (Doppler spread),

обумовлений змінами у часі властивостей каналу в динамічному (рухомому) режимі.

Розглянутий раніше профіль затримки потужності був викликаний багатошляховим розсіянням сигналу між передавачем і приймачем, а доплерівський спектр потужності викликається наявністю відносного руху між передавачем і приймачем. Доплерівський спектр потужності є Фур'є перетворенням $A_t(\Delta t)$:

$$\rho_t(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} A_t(\Delta t) \exp(-\Delta f \Delta t) (d\Delta t). \quad (2.15)$$

Миттєва частота коливання, що приймається,

$$f = f_0 + v \cos\theta / \lambda = f_0 + v \cos\theta f_0 / c_0 \quad (2.16)$$

може змінюватись при русі передавача, одночасному переміщенні передавача і приймача, переміщенні відбивачів, оточуючих передавач і приймач. У всіх випадках зміна частоти пропорційна радіальній швидкості $v \cos\theta$ зближення чи віддалення приймача і джерела сигналу. Тут v – абсолютна швидкість руху; θ – кут між напрямком руху і напрямком на передавач; λ – довжина хвилі при частоті несучого коливання f_0 ; c_0 – швидкість світла.

В реальних умовах поширення радіохвиль відбувається по багатьом шляхам, в результаті чого на приймальну антену падає багато плоских хвиль з різними значеннями кута θ ; тому сигнали деяких хвиль будуть мати позитивне значення доплерівського зсуву, в той час як можуть мати місце і хвилі з негативним значенням зсуву частоти. В результаті сигнал, що приймається і представляє собою суму різних хвиль, буде мати спектральну

густину потужності, відмінну від нуля в діапазоні частот від $f_0 - f_{D\max}$ до $f_0 + f_{D\max}$ навіть в тому випадку, коли передавач випромінює немодульоване несуче коливання, тобто, коли спектральна густина потужності випромінюваного сигналу представляється лише однією спектральною лінією. Величина $f_D = 2f_{D\max}$ називається доплерівським розширенням спектру і є важливим параметром багатошляхового каналу.

Таким чином, доплерівський зсув f_D признається кількісною мірою розширення спектру сигналу на виході каналу, обумовленого змінами в часі властивостей радіоканалу, і визначається як смуга частот, в якій спектральна щільність потужності доплерівського спектру суттєво відмінна від нуля. Прості розрахунки дозволяють показати, що для частоти несучого коливання близько 2 ГГц і швидкості руху об'єктів до 200 км/год доплерівський зсув не перевищує 500 Гц. Тому для більшості радіосистем доплерівський зсув зневажливо малий в порівнянні з шириною спектру корисного сигналу і на структуру лінійної частини приймача практично не надає впливу. Однак від значення даного параметру суттєво залежать властивості радіоканалу, які, у свою чергу, приводять до суттєвого ускладнення алгоритмів обробки сигналу при його демодуляції. Крім цього, постійне стремління сучасних радіосистем до освоєння нових, більш високочастотних діапазонів, веде до створення систем мобільного зв'язку вже в міліметровому діапазоні хвиль. Тоді ті ж прості розрахунки для швидкості руху 200 км/год і несучій частоті 50 ГГц дають доплерівський зсув порядку 10 кГц, а цим нехтувати, особливо для складних сигналів з багатьма несучими, неможливо.

Час когерентності T_c (coherence time) сигналу на виході радіоканалу є параметром, який характеризує швидкість зміни властивостей каналу в часовій області, представляє собою часову характеристику каналу, і в цьому значенні вона дуальна доплерівському розширенню, яке характеризує

змінність каналу в часі в частотній області. Можна прийняти, що параметри зв'язані зворотно пропорційною залежністю

$$T_c \approx 1 / f_{D\max}. \quad (2.17)$$

Час когерентності признається статистичною кількісною мірою довжини інтервалу часу, за який імпульсна характеристика каналу залишається практично незмінною, тобто для будь-якого моменту часу із цього інтервалу імпульсна характеристика одна й та сама. Іншими словами, час когерентності – це інтервал часу, в якому значення огинаючої сигналу мають високий коефіцієнт кореляції.

Деякі типові значення доплерівського зсуву і відповідного розрахункового часу когерентності наведені в табл. 2.6.

Також визначити T_c як міру очікуваного часу, за який характеристика каналу суттєво інваріантна, можна із просторово-часової кореляційної функції $R(T_c)$. При швидкості переміщення v і немодульованому неперервному сигналі з довжиною хвилі λ нормована $R(T_c)$ буде мати наступний вигляд: $R(T_0) = J_0((2\pi/\lambda)vT_0)$, де $J_0(.)$ – функція Бесселя першого роду нульового порядку. У табл. 2.7 наведено отримані значення часу когерентності для ряду високочастотних діапазонів, 50%-й кореляції і $v = 250$ км/год.

Таблиця 2.6.

Приклади доплерівського розширення			
Частота, ГГц	Швидкість руху, км/год	Максимальний доплерівський зсув, Гц	Час когерентності ($T_c = 1 / f_{D\max}$), мс
2,5	2	4,6	200
2,5	45	104,2	10
2,5	100	231,5	4
5,8	2	10,7	93
5,8	45	241,7	4
5,8	100	537,0	2

Таблиця 2.7.

Значення часу когерентності для різних діапазонів частот

f , ГГц	Час когерентності, мс
32,5	0,032
40	0,0261
43	0,0243
51	0,0205
56	0,0187
60	0,0174

2.6. Кутове розширення і відстань когерентності

В розглянутих раніше розділах основну увагу було приділено тому як характеристика каналу змінюється з часом і як на неї впливають затримки і ступінь кореляції. Однак характеристика радіоканалу також змінюється і в просторі. Тут ми не будемо розглядати усі численні аспекти просторово-часових властивостей радіоканалу, а зупинимось лише на декількох важливих узагальнених параметрах.

Середньоквадратичне кутове розширення каналу (RMS angular spread) θ_{rms} встановлює статистичний розподіл кута надходження потужності. Великі значення θ_{rms} вказують на те, що потужність в каналі поступає по багатьом напрямкам, а малі значення θ_{rms} вказують на те, що прийнята потужність в каналі є більш сфокусованою. Загалом великі значення θ_{rms} мають місце, коли є множина локальних розсіювачів, які сприяють більшому статистичному рознесенню в каналі. Відповідно при малих значеннях θ_{rms} має місце невелике статистичне рознесення.

Дуальним параметром до θ_{rms} слугує так звана відстань когерентності (coherence distance) D_c . При збільшенні кутового розширення D_c зменшується і навпаки. Відстань когерентності вказує на те, що будь-яка відібрана фізична позиція має особливі некорельовані амплітуду і фазу прийнятого сигналу. Апроксимацією цього правила є вираз

$$D_c \approx 0,2 \lambda / \theta_{\text{rms}}.$$

У випадку релєєвських завмирань і однорідному кутовому розширенню відстань когерентності може бути записана у вигляді

$$D_c \approx 9 \lambda / (16 \pi).$$

Звідси слідує, що відстань когерентності збільшується зі збільшенням довжини хвилі несучого коливання. Тобто, більш високочастотні системи мають більш короткі відстані когерентності.

Кутове розширення і відстань когерентності відіграють важливу роль в багатоантенних системах. Відстань когерентності визначає як далеко повинні бути рознесені антени, щоб бути статистично незалежними. Якщо відстань когерентності дуже мала, то антенні решітки можуть бути ефективно використані для забезпечення зростання рознесення. З іншої сторони, якщо відстань когерентності велика, то просторові обмеження можуть можливим віддати перевагу кооперації антенних решіток і використанню цифрового діаграмотворення.

2.7. Статистики перетину рівня і тривалості завмирань

Швидкість (кількість за секунду) перетинів рівня LCR (Level Crossing Rate) і середня тривалість завмирань AFD (Average Fade Duration) каналу

представляють собою дві важливі статистики другого порядку (рис. 2.10, а). Зауважимо, що до статистик другого порядку відносять статистичні характеристики, в яких є залежність від часу, а до статистик першого порядку відносять статистичні характеристики, які не є функціями часу. До останніх належать, наприклад, середнє значення, стандартне відхилення, розподіл щільності і інтегральна функція розподілу.

Статистики LCR і AFD використовуються для розробки кодів з корекцією помилок і схем рознесення в системах мобільного зв'язку. Вони роблять можливим співвіднести відношення часу зміни сигналу, що приймається, до рівня цього сигналу і швидкості руху. Як приклад, розглянемо пакетування помилок внаслідок завмирання сигналу. При умові, що пакети помилок виникають, коли рівень згинаючої сигналу падає нижче певного порогу, LCR може бути використана як підходяща міра частоти появи помилок, AFD дозволяє оцінити тривалість пакетів помилок.

При визначенні математичного сподівання кількості перетинів $n(\Psi)$ даного рівня Ψ випадкової функції $\psi(t)$ (функція припускається стаціонарною) позначимо спільну щільність імовірності параметру ψ і його першої похідної $\dot{\psi}$ через $p \geq (\psi, \dot{\psi})$. Похідна $\dot{\psi} = d\psi/\tau$, де τ – проміжок часу, необхідний для зміни ординати на $d\psi$. Співвідношення для похідної ілюструє рис. 2.10, б.

Загальне математичне сподівання кількості перетинів рівня Ψ за секунду (в позитивному напрямку) – середнє LCR – має вигляд

$$n_{\text{LCR}} = \bar{n}(\psi = \Psi) = \int_0^{\infty} \dot{\psi} p(\Psi, \dot{\psi}) d\dot{\psi}.$$

Для каналу із завмираннями з релеевським розподілом LCR може бути визначене наступним виразом

$$n_{\text{LCR_Reley}} = \sqrt{2\pi} f_D \rho \exp(-\rho^2), \quad (2.18)$$

де $f_D = v f_0 / c_0$ – доплерівська частота; $\rho = \psi / \psi_{\text{rms}}$; ψ_{rms} – середньоквадратичне відхилення ψ . При цьому мають місце декілька перетинів на високих і низьких рівнях з максимальною швидкістю при $\rho = 1/\sqrt{2}$ (по рівню 3 дБ нижче рівня RMS).

Для випадку каналу із завмираннями Райса вираз для LCR має вигляд

$$n_{\text{LCR_Rician}} = \sqrt{2\pi(K+1)} f_D \rho \exp(-K - (K+1)\rho^2) I_0(2\rho\sqrt{K(K+1)}), \quad (2.19)$$

де $I_0(\cdot)$ – модифікована функція Бесселя 0-го порядку. При $K = 0$ вираз (2.19) спроститься до форми LCR для релеевських завмирань.

Середня тривалість завмирань AFD визначається як середній період часу, за який сигнал, що приймається, нижче заданого рівня Ψ :

$$T_{\text{AFD}}(\psi = \Psi) = P_\psi(\psi \leq \Psi) / n_{\text{LCR}}, \quad (2.20)$$

де $P_\psi(\psi \leq \Psi)$ – імовірність того, що функція ψ описує прийнятий сигнал нижче порогового рівня Ψ . Співвідношення (2.20) показує, що інтегральна функція розподілу LCR і AFD взаємозв'язані. Якщо дві величини відомі, то третя може бути виражена через них.

Для випадку релеевських завмирань імовірність того, що сигнал x , що приймається, буде меншим, ніж поріг Ψ , дорівнює

$$P_x(x \leq \Psi) = \int_0^\Psi p(x) dx = 1 - \exp(-\rho^2), \quad (2.21)$$

де $p(x)$ – функція щільності імовірності релеєвського розподілу. Використовуючи вирази (2.18), (2.20) і (2.21) AFD для релеєвського каналу буде

$$T_{\text{AFD}} = \frac{\exp(\rho^2) - 1}{\rho f_D \sqrt{2\pi}}. \quad (2.22)$$

Середня тривалість завмирань сигналу допомагає визначити найбільш можливу кількість сигнальних бітів, які можуть бути втрачені під час завмирання. AFD перш за все залежить від швидкості руху і знижується при збільшенні доплерівського зсуву.

2.8. Умови виникнення маломасштабних завмирань

Розглянувши ключові параметри каналу зв'язку із завмираннями, повернемося до розгляду маломасштабних завмирань, що найбільш властиві якраз стільниковим системам мобільного зв'язку. Тепер за допомогою ключових параметрів можна визначити умови виникнення тих чи інших завмирань.

Плоскі завмирання

1. Смуга сигналу $\Delta f_c <$ ширині каналу Δf
2. Розширення затримки $<$ періоду символу T_s , що передається
3. Смуга когерентності $>$ періоду символу T_s , що передається

Частотно-селективні завмирання

1. Смуга сигналу $\Delta f_c >$ ширині каналу Δf
2. Розширення затримки $>$ періоду символу T_s , що передається
3. Смуга когерентності $<$ періоду символу T_s , що передається

Швидкі завмирання

1. Високе доплерівське розширення $f_c v \gg c_0$;
2. Час когерентності $<$ періоду символу T_s , що передається
3. Зміна характеристики каналу більш швидка, ніж зміна основного сигналу

Повільні завмирання

1. Низьке доплерівське розширення $f_c v < c_0$;
2. Час когерентності $>$ періоду символу T_s , що передається
3. Зміна характеристики каналу більш повільніша, ніж зміна основного сигналу

На рис. 2.11 наведено зв'язок умов виникнення маломасштабних завмирань і значень ключових параметрів, наведених вище.

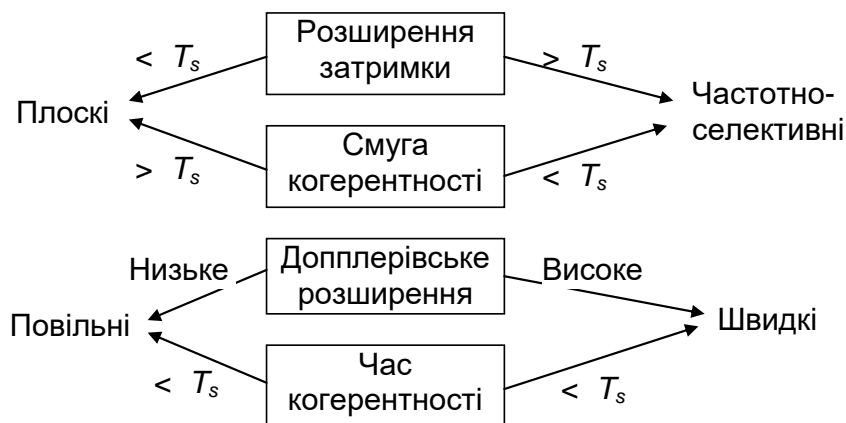


Рис. 2.11. Зв'язок умов виникнення мало масштабних завмирань і значень ряду ключових параметрів

Приклад 2.5.

Завдання

Для сигналу із релєєвськими завмираннями розрахувати LCR для $\rho = 1$, коли максимальний доплерівський зсув становить 20 Гц. Яка може бути максимальна швидкість рухомого терміналу з частотою несучої 900 МГц?

Розв'язання

Використовуючи вираз (2.8) знайдемо

$n_{\text{LCR}} = (2\pi)^{1/2} (20) (1) \exp(-1) = 18,44$ перетинів за секунду або 66384 перетинів за годину.

Максимальна швидкість v руху терміналу знаходиться із виразу для доплерівського зсуву $f_D = v f_0 / c_0$. Тоді маємо

$$v = f_D c_0 / f_0 = 20 \text{ Гц} (3 \cdot 10^8 \text{ м/с}) / (9 \cdot 10^8 \text{ Гц}) = 6,66 \text{ м/с} = 24 \text{ км/год.}$$

Приклад 2.6.

Завдання

Знайти середню тривалість завмирань релєєвського каналу для наступних значень порогу $\rho = 0,01; 0,1$ і 1 , коли доплерівська частота становить 200 Гц.

Розв'язання

Середню тривалість завмирань можна розрахувати за допомогою (2.12):

$$\text{для } \rho = 0,01 \quad T_{\text{AFD}} = [\exp(0,01^2) - 1] / [(0,01) 200 (2\pi)^{1/2}] = 19,9 \text{ мкс};$$

для $\rho = 0,1$ $T_{AFD} = [\exp(0,01^2) - 1] / [(0,01) 200 (2\pi)^{1/2}] = 200$ мкс;

для $\rho = 1$ $T_{AFD} = [\exp(0,01^2) - 1] / [(0,01) 200 (2\pi)^{1/2}] = 3,43$ мс.

Приклад 2.7.

Завдання

Знайти середню тривалість завмирань для порогового рівня $\rho = 0,707$, коли доплерівська частота становить 20 Гц. Для бінарної цифрової модуляції з бітовою швидкістю 50 біт/с оцінити: будуть релеевські завмирання повільними чи швидкими. Якою є середня кількість бітових помилок за секунду для даної швидкості передачі даних. Прийнято, що бітова помилка має місце при завмираннях, для яких $\rho < 0,1$.

Розв'язання

Середня тривалість завмирань розраховується згідно з виразом (2.12)

$$T_{AFD} = [\exp(0,707^2) - 1] / [(0,707) 20 (2\pi)^{1/2}] = 18,3 \text{ мс.}$$

Для швидкості передачі даних 50 біт/с бітовий період складає 20 мс. Тому, що бітовий період більший, ніж AFD, то для даної швидкості передачі сигнал піддається швидким релеевських завмиранням. Використовуючи вираз (2.12) можна знайти $T_{AFD}(\rho = 0,1) = 0,002$ с. Це значення менше, ніж тривалість одного біту. Тому тільки один біт в середньому буде втрачатись на протязі завмирання. Використовуючи (1.8) можна знайти $n_{LCR}(\rho = 0,1) = 4,96$ перетинів за секунду. Тоді загальна кількість помилкових бітів буде 5 за секунду, а отже $BER = (5 / 50) = 0,1$.

Приклад 2.8

Завдання

Розглянемо голосову систему передачі з прийнятним BER, коли потужність сигналу, що приймається, дорівнює своєму середньому значенню. Якщо BER погіршиться нижче свого прийнятного рівня протягом 120 мс, то будь-який зв'язок перерветься. Потрібно знайти діапазон доплерівської частоти для каналу з релеевськими завмираннями так, щоб середня тривалість часу, коли користувач має погіршення (збій) голосового повідомлення був меншим за 60 мс і переривання зв'язку не відбулось би.

Розв'язання

Тому, що потужність сигналу, що прийнято, є своїм середнім значенням, то $\rho = 1$, а з виразу (1.12) маємо

$$T_{\text{AFD}} = \frac{e-1}{f_D \sqrt{2\pi}} \leq t = 0,060,$$

Тоді

$$f_D \geq (e-1) / (0,06\sqrt{2\pi}) = 11 \text{ кГц}$$

Запитання для самоперевірки

1. Назвіть ключові параметри безпроводового каналу систем мобільного зв'язку.
2. У вільному просторі потужність сигналу знижується пропорційно відстані між передавальною і приймальною антенами з яким ступенем?

3. Для двопрменевої моделі поширення хвиль приймальна потужність зворотно пропорційна якому ступеню відстані?
4. Запишіть вираз для моделі загасання сигналу від логарифма відстані для наземних радіосистем.
5. Що таке опорна відстань в моделі загасання сигналу від логарифма відстані?
6. Як відрізняється коефіцієнт втрат на поширення радіохвиль для різних типів навколишнього середовища?
7. Що представляє собою ефект затінення на радіотрасі?
8. Що представляє собою імовірність переривання зв'язку в каналах радіосистем?
9. Запишіть вираз для гауссівського інтегралу помилок.
10. Дайте класифікацію завмирань в безпроводовому каналі.
11. Що представляють собою великомасштабні затухання?
12. Що представляють собою маломасштабні затухання?
13. Що представляє собою багато шляхове поширення сигналу?
14. Який вплив на формування маломасштабних завмирань надає швидкість руху?
15. Який вплив на формування маломасштабних завмирань надає швидкість оточуючих об'єктів?
16. Який вплив на формування маломасштабних завмирань надає ширина смуги передачі сигналу?
17. Дайте визначення розширення затримки і ширині смуги когерентності радіоканалу.
18. Дайте визначення доплерівського розширення і часу когерентності радіоканалу.
19. Дайте визначення кутового розширення і відстані когерентності радіоканалу.

20. Дайте визначення статистик перетину рівня і тривалості завмирань радіоканалу.

21. Наведіть умови виникнення маломасштабних завмирань.

Задачі для самоперевірки

1. Нехай якість зв'язку вважається задовільною, якщо відношення сигнал-шум на виході антени MS рівно 18 дБ. Рівень потужності сигналу на виході антени MS в точці відліку $d_0=1$ км дорівнює -30 дБм, при цьому показник затухання $\alpha=4$. Рівень потужності шуму на виході антени MS $P_{ш}=-100$ дБм. Знайти рівень потужності сигналу та відношення сигнал/шум на відстані $d=10$ км від передавальної антени. Визначити вірогідність порушення зв'язку, якщо вважати, що канал піддається повільним завмиранням із середньоквадратичним відхиленням $\sigma=6$ дБ.

2. Розглянемо систему мобільного радіозв'язку, що використовує модуляцію QPSK при швидкості передачі $24,3 \cdot 10^3$ символів/с і частоті 1900 МГц. Яка найбільша допустима швидкість транспортних засобів, що використовують таку систему зв'язку, якщо необхідно, щоб зміни фази в результаті спектрального розширення (доплерівського розширення) не перевищували 5° /символ?

3. Сигнал в системі мобільного радіозв'язку розширюється в часі. Швидкість передачі символів $R_s = 20 \cdot 10^3$ символів/с. Вимірювання в каналі показують, що середня надлишкова затримка поширення дорівнює 10 мкс, а другий момент надлишкової затримки дорівнює $1,8 \cdot 10^{-10}$ с². 1) Розрахуйте ширину смуги когерентності f_0 , якщо вона визначена як інтервал частот, в межах якого комплексна передавальна функція має кореляцію не менш 0,9. 2) Визначте, чи буде сигнал піддаватися частотно-селективним завмиранням.

5. Радіосистема зазвичай проектується таким чином, щоб приймач міг обробляти певну кількість доплерівського розширення в прийнятому сигналі, значно не втрачаючи при цьому продуктивності. Припустимо, що рухається тільки мобільний приймач RX і що максимальне доплерівське розширення вимірюється як подвоєний максимальний доплерівський зсув. Крім того, припустимо, що ви розробляєте систему мобільного зв'язку, яка повинна працювати на частотах 900 МГц і 1800 МГц. Якщо термінал рухається зі швидкістю 200 км/год, визначте допустиме максимальне доплерівське розширення. Якщо телекомунікаційна система працездатна при швидкості MS 200 км/год при використанні смуги частот 900 МГц, то на якій максимальній швидкості ви можете обмінюватися даними, якщо використовується смуга частот 1800 МГц (за умови, що таке ж доплерівське розширення є обмеженням)?

3. ЕМПІРИЧНІ МОДЕЛІ ВТРАТ НА ПОШИРЕННЯ РАДІОХВИЛЬ

Більшість безпроводових систем зв'язку функціонують в складному середовищі поширення хвиль, котре не можливо змоделювати точно, визначаючи траєкторію поширення променів і втрати на трасі поширення. Мають місце ряд моделей визначення втрат на трасі для прогнозування затухання в типовому робочому середовищі, наприклад для міських і приміських районів. Ці моделі головним чином базуються на даних емпіричних вимірювань із врахуванням частотного діапазону і географічного району. Не дивлячись на невисоку точність таких моделей, вони знаходять достатньо широке застосування [1], [2], [4].

3.1. Модель SUI для стандарту IEEE 802.16

Модель SUI (Stanford University Interim) була спеціально розроблена для застосування в системах стандарту IEEE 802.16.

Вхідні дані:

- Відстань між передавачем і приймачем d , км ($d > d_0 = 0,100$ км);
- Частота f , МГц (менш 11 000 МГц);
- Висота розташування антени передавача базової станції h_{BS} , м (10...80 м);
- Висота розташування антени приймача абонентського терміналу (мобільної станції) h_{MS} , м (обмежена в межах 2...10 м);
- Тип місцевості: A – горбкувата місцевість із щільністю масивів дерев від середньої до високої; B – середні умови поширення між місцевостями A и C ; C – найбільш плоска місцевість із низькою щільністю посадок дерев;

- Логарифмічно нормально розподілені втрати s , дБ (облік завмирань внаслідок затіненень від дерев і будов; стандартне відхилення становить звичайно 8,2...10,6 дБ).

Загасання поширення радіохвиль у моделі *SUI* дорівнює

$$\gamma = \gamma_0 + \gamma_1 10 \lg(d/d_0) + X_f + X_h + s, \text{ дБ} \quad (3.1)$$

де γ_0 - втрати у вільному просторі на відстані d_0 ; $\gamma_1 = a - b h_{\text{BS}} + c / h_{\text{BS}}$; a, b, c - параметри, що залежать від типу місцевості й частоти (наведені в табл. 3.1).

Таблиця 3.1. Модель стала для IEEE 802.16 у діапазоні 2,5...2,7ГГц

Коефіцієнти моделі	Тип місцевості		
	<i>A</i>	<i>B</i>	<i>C</i>
<i>a</i>	4,6	4,0	3,6
<i>b</i>	0,0075	0,0065	0,005
<i>c</i>	12,6	17,1	20,0

$$X_f = 6,0 \lg(f/2000);$$

$$X_h = -10,8 \lg(h_{\text{MS}}/2) \text{ для типу місцевості } A;$$

$$X_h = -10,8 \lg(h_{\text{MS}}/2) \text{ для типу місцевості } B;$$

$$X_h = -20,0 \lg(h_{\text{MS}}/2) \text{ для типу місцевості } C.$$

3.2. Модель COST231-Уолфіш-Ікегамі

Модель *COST231-Уолфіш-Ікегамі* (*COST231 Walfisch-Ikegami Model*) може застосовуватися у випадках, коли антена БС розташована як вище, так

і нижче лінії рівня дахів міської забудови. Модель визначає медіанне значення втрат передачі в умовах міської забудови.

Вхідні дані:

- Відстань між передавачем і приймачем d , км (обмежено в межах 0,02...5 км);
- Частота f , МГц (обмежена в межах 800...2000 МГц);
- Висота розташування антени передавача базової станції h_{BS} , м (обмежена в межах 4...50 м);
- Висота розташування антени приймача абонентського терміналу (мобільної станції) h_{MS} , м (обмежена в межах 1...3 м);
- Середня висота забудови (по дахах будинків) h_{roof} , м (до 20 м);
- Ширина доріг (вулиць) w , м (до 25 м, рекомендується бути рівною $b/2$);
- Відстань між будинками b , м (обмежено в межах 20...50 м);
- Кут орієнтації дороги (вулиці) щодо напрямку радіотраси (приходу хвилі) φ , град (0...90°);
- Розмір міста: середній або великий.

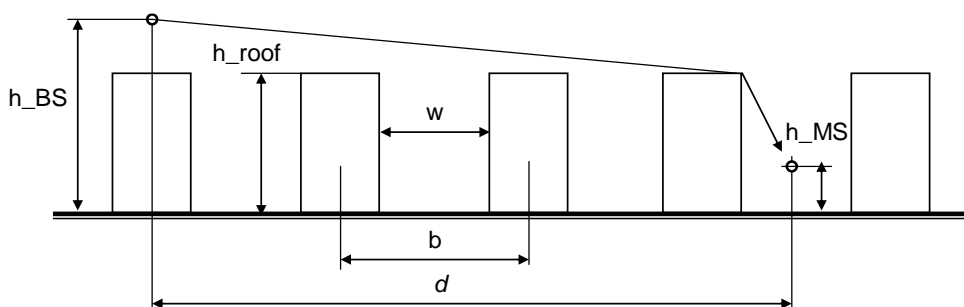


Рис. 3.1. Сценарій міської забудови для моделі COST231-Уолфіш-Ікегамі

На рис. 3.1 дається пояснення деяких вхідних параметрів. Слід зазначити, що середня помилка розрахунків різко зростає для значень h_{BS} , близьких

до h_{roof} . Оптимальною умовою вважається виконання нерівності $h_{\text{BS}} \gg h_{\text{roof}}$. Середня помилка виразів становить 3 дБ при стандартній девіації (відхиленні) 4...8 дБ. Параметри ϕ , b й w не піддаються фізичній інтерпретації у випадку мікростільника. Тому помилка прогнозування для мікростільника може бути значною. Модель не розглядає багатопроменеве поширення й, як результат, не бере до уваги напрямні хвильові ефекти вулиць. Але в ситуації, де поширення над дахами будинків домінує, модель приводить до гарних результатів. Відпрацьовування (калібрування) розрахункових співвідношень провадилося для європейських міст.

За умови $(\gamma_{\text{ris}} + \gamma_{\text{msd}}) \geq 0$

$$\gamma = 32,4 + 20 \lg(d) + 20 \lg(f) + \gamma_{\text{ris}} + \gamma_{\text{msd}}; \quad (3.3)$$

а в протилежному випадку

$$\gamma = 42,6 + 26 \lg(d) + 20 \lg(f); \quad (3.4)$$

де γ_{msd} – втрати, викликані багаторазовою дифракцією від рядів будинків (перешкод) (*Multiple screen diffraction Loss*), дБ; γ_{ris} – втрати на дифракцію й розсіювання хвиль на дахах будинків (*Roof-to-Street diffraction and scatter Loss*), дБ.

$$\gamma_{\text{msd}} = \gamma_{\text{bsh}} + k_a + k_d \lg(d) + k_f \lg(f) - 9 \lg(b), \quad (3.5)$$

де

$$\gamma_{\text{bsh}} = -18 \lg(1 + h_{\text{BS}} - h_{\text{roof}}), \quad \text{якщо } h_{\text{BS}} \geq h_{\text{roof}};$$

$$\gamma_{\text{bsh}} = 0, \quad \text{якщо } h_{\text{BS}} < h_{\text{roof}};$$

$$k_d = 18, \quad \text{якщо } h_{\text{BS}} \geq h_{\text{roof}};$$

$$k_d = 18 - 15(h_{\text{BS}} - h_{\text{roof}}) / h_{\text{roof}}, \quad \text{якщо } h_{\text{BS}} < h_{\text{roof}};$$

$$\begin{aligned}
k_a &= 54, && \text{якщо } h_{BS} \geq h_{roof}; \\
k_a &= 54 - 0,8 |h_{BS} - h_{roof}|, && \text{якщо } h_{BS} < h_{roof} \text{ й } d \geq 0,5; \\
k_a &= 54 - 0,8 |h_{BS} - h_{roof}| (d / 0,5), && \text{якщо } h_{BS} < h_{roof} \text{ й } d < 0,5; \\
k_f &= -4 + 0,7 (f / 925 - 1), && \text{для міста середніх розмірів і пригорода}; \\
k_f &= -4 + 1,5 (f / 925 - 1), && \text{для великого міста};
\end{aligned}$$

$$\gamma_{ris} = -16,9 - 10 \lg(w) + 10 \lg(f) + 20 \lg(h_{roof} - h_{MS}) + \gamma_{ori}, \quad (3.6)$$

де γ_{ori} - втрати, обумовлені орієнтацією вулиць щодо напрямку приходу сигналу й визначаються з наступних виразів:

$$\begin{aligned}
\gamma_{ori} &= -10 + 0,354 \varphi, && \text{якщо } 0^\circ \leq \varphi \leq 35^\circ; \\
\gamma_{ori} &= 2,5 + 0,075 (\varphi - 35), && \text{якщо } 35^\circ \leq \varphi \leq 55^\circ; \\
\gamma_{ori} &= 4,0 - 0,114 (\varphi - 55), && \text{якщо } 55^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ;
\end{aligned}$$

3.3. Модель COST231-Уолфіш-Ікегамі з виправленням Хата

Проведені компанією Nortel вимірювання загасання радіохвиль у Лондоні показали явну не згоду отриманих експериментальних результатів з моделлю COST231-Уолфіш-Ікегамі в частині залежності загасання від висоти розташування антени мобільного терміналу. Внаслідок цього була запропонована, так називане, виправлення Хата, що полягає в заміні параметра $20 \lg(h_{roof} - h_{MS})$ у моделі COST231-Уолфіш-Ікегамі на коригувальний параметр (виправлення Хата) у вигляді:

$$\begin{aligned}
a(h_{MS}) &= -[(1,1 \lg(f) - 0,7) h_{MS} - (1,56 \lg(f) - A) + \\
&20 \lg(h_{roof} - h_{MS}) - 20 \lg(h_{roof} - 3,5)], \quad (3.7)
\end{aligned}$$

де $A = 1,56 \lg(f) - (1,1 \lg(f) - 0,7) 3,5$; f – частота, МГц.

Тут виправлення Хата робиться нульовий при значенні $h_{MS} = 3,5$ м.

3.4 Модель Окамури-Хата

Модель Окамури-Хата (*Okumura-Hata Model*) виникла в результаті адаптації емпіричних формул до графіків, складених Окамурою і його співавторами. Ці формули добре апроксимують графіки в певних діапазонах несучих частот на квазігладкій земній поверхні.

Вхідні дані:

- Відстань між передавачем і приймачем d , км (1...20 км);
- Частота f , МГц (від 150 до 1500 МГц);
- Висота розташування антени передавача базової станції h_{BS} , м (30...200 м);
- Висота розташування антени приймача абонентського терміналу (мобільної станції) h_{MS} , м (обмежена в межах 1...10 м);
- Тип забудови: місто, пригород, сільська (відкрита) місцевість.

Для оцінки загасання сигналу Хата запропонував наступні емпіричні формули. У міській місцевості маємо:

$$\gamma_{\text{гир}} = 69,55 + 26,16 \lg(f) - 13,82 \lg(h_{BS}) - c + (44,9 - 6,55 \lg(h_{BS})) \lg(d), \text{ дБ} \quad (3.8)$$

де поправочний коефіцієнт c обчислюється по формулах:

$c = (1,1 \lg(f) - 0,7) h_{MS} - (1,56 \lg(f) - 0,8)$, для середнього міста й пригорода;

$c = 8,29 (\lg(1,54 h_{MS}))^2 - 1,1$ для великого міста й $f \leq 400$ МГц;

$c = 3,2 (\lg(11,75 h_{MS}))^2 - 4,97$ для великого міста й $f \geq 400$ МГц.

У приміській місцевості втрати при поширенні сигналу можна описати формулою

$$\gamma = \gamma_{\text{гip}} - 2 (\lg(f/28))^2 - 5,4, \quad (3.9)$$

а в умовах сільської (відкритої) місцевості втрати описуються виразом

$$\gamma = \gamma_{\text{гip}} - 4,78 (\lg(f))^2 + 18,33 \lg(f) - 40,94. \quad (3.10)$$

3.5. Модель COST-231 Окамури-Хата

Це розширення моделі Хата-Окамури на діапазон частот 1500...2000 ГГц, що було проведено Європейською кооперацією в області науково-технічних досліджень COST (*Cooperative in the Field of Science and Technical Research*).

Вхідні дані:

- Відстань між передавачем і приймачем d , км (1...20 км);
- Частота f , МГц (від 1500 до 2000 МГц);
- Висота розташування антени передавача базової станції h_{BS} , м (30...200 м);
- Висота розташування антени приймача абонентського терміналу (мобільної станції) h_{MS} , м (обмежена в межах 1...10 м);
- Тип місцевості: місто, пригород, сільська місцевість.

$$\gamma = 46,3 + 33,9 \lg(f) - 13,82 \lg(h_{\text{BS}}) - a_m + (44,9 - 6,55 \lg(h_{\text{BS}})) \lg(d) + C_m; \quad (3.11)$$

де

$a_m = (1,1 \lg(f) - 0,7) h_{\text{MS}} - (1,56 \lg(f) - 0,8)$ для умов сільської місцевості й пригорода;

$a_m = 3,20 (\lg(11,75 h_{\text{MS}}))^2 - 4,97$ для умов міста;

$C_m = 0$ дБ для умов сільської місцевості й пригорода;

$C_m = 3$ дБ для умов міста.

3.6. Модель COST-231 Окамури-Хата -IP Wireless

Дана модель є приватною модифікацією моделі COST-231 Хата-Окамури, що рекомендує англійською компанією IP Wireless для розрахунку загасання в системі TD-CDMA.

Вхідні дані:

- Відстань між передавачем і приймачем d , км (1...20 км);
- Частота f , МГц (від 1500 до 2000 МГц);
- Висота розташування антени передавача базової станції h_{BS} , м (30...200 м);
- Висота розташування антени приймача абонентського терміналу (мобільної станції) h_{MS} , м (обмежена в межах 1...10 м);
- Тип місцевості: центр міста із щільною забудовою, місто, пригород, сільська місцевість.

Загасання поширення в моделі COST-231 Хата-Окамури описується наступним виразом:

$$\gamma = 46,3 + 33,9 \lg(f) - 13,82 \lg(h_{BS}) - a_m + (44,9 - 6,55 \lg(h_{BS})) \lg(d) + C_m; \quad (3.12)$$

де $a_m = (1,1 \lg(f) - 0,7) h_{MS} - (1,56 \lg(f) - 0,8)$, а параметр C_m наведений у табл. 3.2.

Табл. 3.2. Морфологічний коригувальний параметр

Тип місцевості	Значення коригувального параметра C_m , дБ
центр міста із щільною забудовою	3
місто	-12,1
пригород	-32,3
сільська місцевість	

3.7. Модель ЕСС-33

Модель *ЕСС-33 (Electronic Communication Committee)* у межах *СЕРТ (European Conference of Postal and Telecommunications Administration)* була прийнята для систем широкосмугового радіодоступу в діапазоні 3,4...3,8ГГц в умовах середнього європейського міста. Тобто, дана модель загасання визначає модель «середнього міста» Європи. Вона також працює й для приміської місцевості.

Вхідні дані:

- Відстань між передавачем і приймачем d , км;
- Частота f , ГГц;
- Висота розташування антени передавача базової станції h_{BS} , м;
- Висота розташування антени приймача абонентського терміналу (мобільної станції) h_{MS} , м.

Загасання визначається з наступного виразу

$$\gamma = A_{fs} + A_{bm} - G_b - G_r, \text{ дБ} \quad (3.13)$$

де $A_{fs} = 92,4 + 20 \lg(d) + 20 \lg(f)$ - загасання у вільному просторі, дБ; $A_{bm} = 20,41 + 9,83 \lg(d) + 7,894 \lg(f) + 9,56 \lg(f) \lg(f)$ – основне значення медіанного загасання, дБ; $G_b = \lg(h_{BS}/200) (13,958 + 5,8 \lg(d) \lg(d))$ – коефіцієнт зменшення втрат на загасання, що залежить від положення антени БС, дБ; $G_r = (42,57 + 13,7 \lg(f)) (\lg(h_{MS}) - 0,585)$ - коефіцієнт зменшення втрат на загасання, що залежить від положення антени мобільної станції, дБ.

3.8. Модель *MOPEN*

Модель *MOPEN* походить зі скорочення іспанських слів, що позначають «Модель поширення для міських площ малих макростільників» (*Propagation Model for Urban Areas of Small Macrocells*).

Вхідні дані (див. рис. 3.2 і 3.3):

- Відстань між передавачем і приймачем d , км ;
- Частота f , МГц;
- Висота розташування антени передавача базової станції h_{BS} , м;
- Висота розташування антени приймача абонентського терміналу (мобільної станції) h_{MS} , м;
- Середня висота блоку забудови (по дахах будинків) h_{roof} , м;
- Ширина вулиці w , м (середня ширина всіх вулиць у зоні покриття сектора);
- Відстань між будинками b , м (половина середньої довжини блоків у зоні покриття сектора);
- Кут орієнтації дороги (вулиці) щодо напрямку радіотраси (приходу хвилі) (θ , град);
- d_{esq1} й d_{esq2} – відстані від розташування приймача до кожного з кутів вулиці.

Дана модель описує загасання як суму чотирьох незалежних параметрів:

$$\gamma = 32,4 + 20 \lg(d) + 20 \lg(f) + \gamma_{ris} + \gamma_{msd} + \gamma_{esq}; \quad (3.14)$$

де γ_{ris} – втрати, внаслідок дифракції від останньої будови блоку будинків, дБ; γ_{msd} – втрати, викликані багаторазовою дифракцією від рядів будинків

(перешкод), дБ; γ_{esq} – параметр поліпшення через обмеженість багаторазовості перешкод.

Модель *MOPEN* ураховує два нових параметри в порівнянні з раніше представленою моделлю *COST231-Уолфіш-Ікегамі*: нова функція кута орієнтації й урахування кута підйому поверхні, що підстилає. Тоді

$$\gamma_{ris} = 1,87 - 10 \lg(w) + 10 \lg(f) + 10,4 \lg(\Delta h_{MS}) + \gamma_{oriMOPEN}, \quad (3.15)$$

де $\gamma_{oriMOPEN} = -2,8(\phi/45)^4 + 13,2(\phi/45)^3 - 29,5(\phi/45)^2 + 30,3(\phi/45) - 3,5$, дБ

($h_{MS} = h_{roof} - h_{MS}$).

Втрати через багаторазову дифракцію визначаються в такий спосіб

$$\gamma_{msd} = +54 - 18 \lg(1 + \Delta h_{BS}) + [-4 + 0,7 (f / 925 - 1)] \lg(f) + 27,7 \lg(d) - 9 \lg(b), \text{ дБ}$$

де $h_{BS} = h_{BS} - h_{roof}$.

Слід зазначити, що висоти розташування антен БС і мобільного терміналу відраховують від рівня моря.

Наступна складова втрат моделює зміну сигналу уздовж блоку будинків

$$\gamma_{esq} = -11,32 + 3,3(\lg(d_{esq1}) + \lg(d_{esq2})), \text{ дБ} \quad (3.16)$$

де d_{esq1} й d_{esq2} – відстані від розташування приймача до кожного з кутів вулиці. Вираження дійсно для точок, які розташовуються далі ніж 7 м від обох кутів (зовнішня сторона кола на рис. 3.4).

Модель у діапазоні 900 МГц дає стандартну девіацію 5,1 дБ.

3.9. Модель Кся-Бертоні

Модель Кся-Бертоні являє собою дифракційну аналітичну модель, розроблену для розрахунків загасань на трасах систем рухливого зв'язку в міських і приміських зонах. На відміну від моделі Окамури-Хата дозволяє вести розрахунки в більше широкому діапазоні частот до 22000 МГц. Модель побудована на основі рівнянь хвильової оптики й розглядає різні механізми поширення радіохвиль в умовах міської забудови: поширення у вільному просторі, дифракцію на кромках будинків, відбиття від стін будинків й ін.

Вхідні дані:

- Відстань між передавачем і приймачем d , км ;
- Частота f , МГц;
- Висота розташування антени передавача базової станції h_{BS} , м;
- Висота розташування антени приймача абонентського терміналу (мобільної станції) h_{MS} , м;
- Середня висота блоку забудови (по дахах будинків) h_{roof} , м;
- Ширина вулиці w , м (середня ширина всіх вулиць у зоні покриття сектора);
- Відстань між будинками b , м (середній інтервал між кварталами);
- Відстань x по горизонталі між мобільною станцією й крайкою даху, на якій дифрагує хвиля, звичайно $x = w / 2$.

У випадку розташування антени БС вище за середній рівень дахів будинків (рис. 3.5) величина середніх втрат буде дорівнює

$$\gamma = -20 \lg[\lambda / (4000\pi d)] - 10 \lg[\lambda (1/\theta - 1/(2*\pi+\theta))^2 / (2\pi r)] - 10 \lg[2,35^2 ((h_{BS} - h_{roof}) / (1000 d) (b / \lambda)^{1/2})^{1,8}], \text{ дБ}$$

(3.17)

де $r = [(h_{\text{roof}} - h_{\text{MS}})^2 + x^2]^{1/2}$; $\lambda = 300 / f$, м; $\theta = \text{arctg}[(h_{\text{roof}} - h_{\text{MS}}) / x]$.

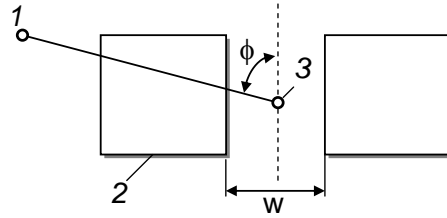


Рис. 3.2. Визначення кута орієнтації вулиці:

1 – положення антени БС; 2 – будова; 3 – мобільна станція

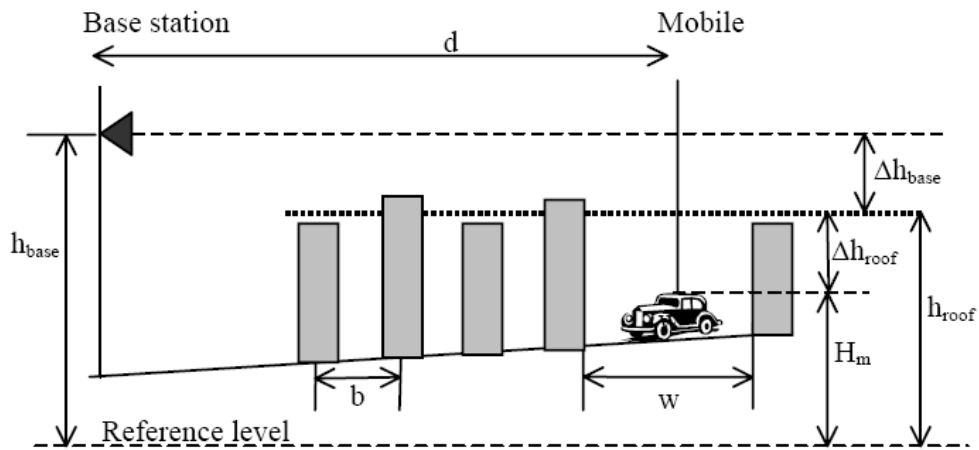


Рис. 3.3. Визначення параметрів міської зони

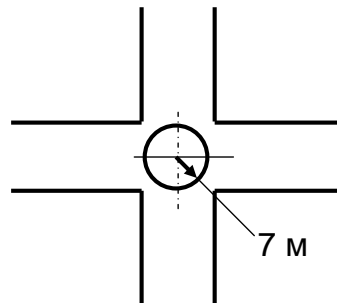


Рис. 3.4. Дійсна область для виразу γ_{esq}

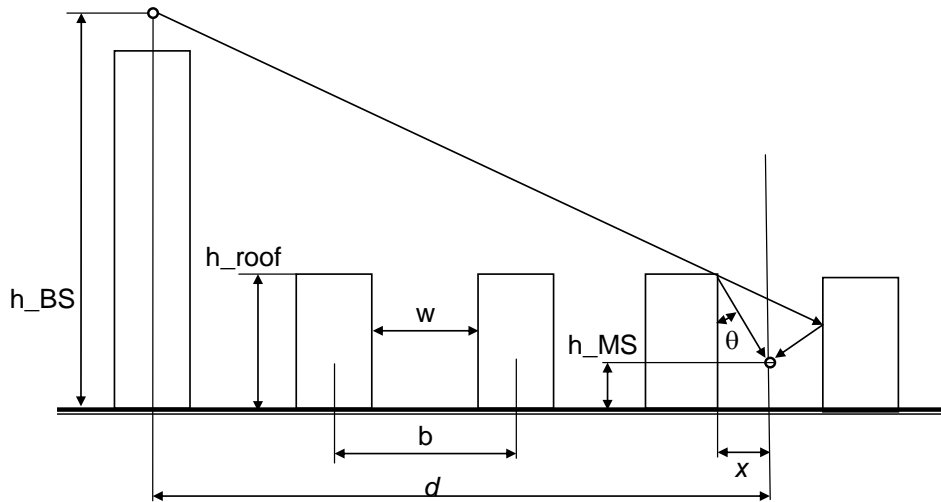


Рис. 3.5. Модель інтерференції променів у точці прийому

Модель Кся-Бертоні дозволяє оцінити середній рівень втрат і тих випадків, коли антена БС розташована на рівні дахів або нижче рівня дахів (такі прийоми працюють, коли необхідно «засвітити» обмежену локальну область: площа, сквер і т.д.). У цих випадках вирази для величини загасання будуть наступні:

- антена БС на рівні дахів:

$$\gamma = -20 \lg[\lambda / (2000 \pi 2^{1/2} d)] - 10 \lg[\lambda (1/\theta - 1/(2\pi+\theta))^2 / (2\pi^2 r)] - 20 \lg(b / d / 1000), \text{ дБ} \quad (3.18)$$

- антена БС нижче рівня дахів:

$$\gamma = -20 \lg[\lambda / (2000 \pi 2^{1/2} d)] - 10 \lg[\lambda (1/\theta - 1/(2\pi+\theta))^2 / (2\pi^2 r)] - 10 \lg((b / (2\pi (d/1000 - b))^2 \lambda (1/\phi - 1/(2\pi + \phi)) / ((h_{BS} - h_{roof})^2 + b^2)^{1/2}), \text{ дБ}$$

де $\phi = |\arctg[(h_{BS} - h_{roof}) / b]|$. (3.19)

Приклад 3.1.

Завдання

Визначити загасання у вільному просторі на відстані 20 км від

передавальної антени. Частота радіосигналу 900 МГц. Як для приймальної так і для передавальної антени коефіцієнти підсилення прийняти за одиничні.

Розв'язання

Дано наступні параметри

$$f_c = 900 \text{ МГц} \Rightarrow \lambda = \frac{1}{3} \text{ м}$$

$$G_{TX} = 1 \text{ дБ}$$

$$G_{RX} = 1 \text{ дБ}$$

$$d = 20 \text{ м}$$

$$\begin{aligned} L(d) &= 10 \log_{10} \frac{P_{TX}}{P_{RX}} \\ &= -10 \log_{10} G_{TX} |dB - 10 \log_{10} G_{RX} |dB - 20 \log_{10} d |km \\ &\quad - 20 \log_{10} f |MHz + 32.44 \\ L(d) &= -10 \log_{10} 1 |dB - 10 \log_{10} 1 |dB - 20 \log_{10} 0.02 |km \\ &\quad - 20 \log_{10} 900 |MHz + 32.44 = 33.98 + 26.02 + 32.44 \\ &= 92.44 \text{ dB} \end{aligned}$$

Приклад 3.2

Завдання

Базова станція мережі рухомого зв'язку випромінює радіосигнал частотою 850 МГц. На вхід передавальної антени BS подається сигнал потужністю 10 Вт. Антена базової станції розташована на висоті 50 м та має коефіцієнт підсилення 15 дБі. Відповідні параметри для антени абонентської станції MS: $h_{RX} = 1.5$ м, $G_{RX} = 3$ дБі. Побудувати залежність загасання та рівня потужності сигналу на виході приймальної антени MS P_{RX} (дБ) від відстані d (км) до антени BS для наступних моделей поширення:
а) модель вільного простору;

б) двопробенева модель;

в) модель Хати (COST231-Nata) для міста, передмістя, сільській місцевості.

При розрахунках значення d прийняти рівними від 1 до 20 км з кроком 1 км.

Розв'язання.

Дано наступні параметри

$$f_c = 900 \text{ МГц} \Rightarrow \lambda = \frac{1}{3} \text{ м}$$

$$G_{TX} = 1 \text{ дБ}$$

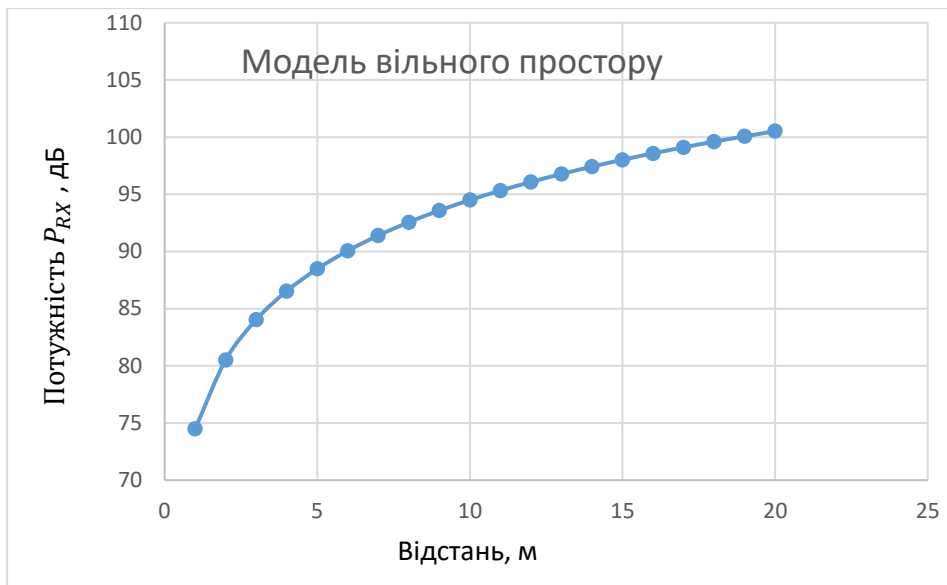
$$G_{RX} = 1 \text{ дБ}$$

$$d = 20 \text{ м}$$

а) Виконаємо розрахунки та побудуємо залежність загасання на виході приймальної антени MS P_{RX} (дБ) від відстані d (км) до антени BS для моделі вільного простору

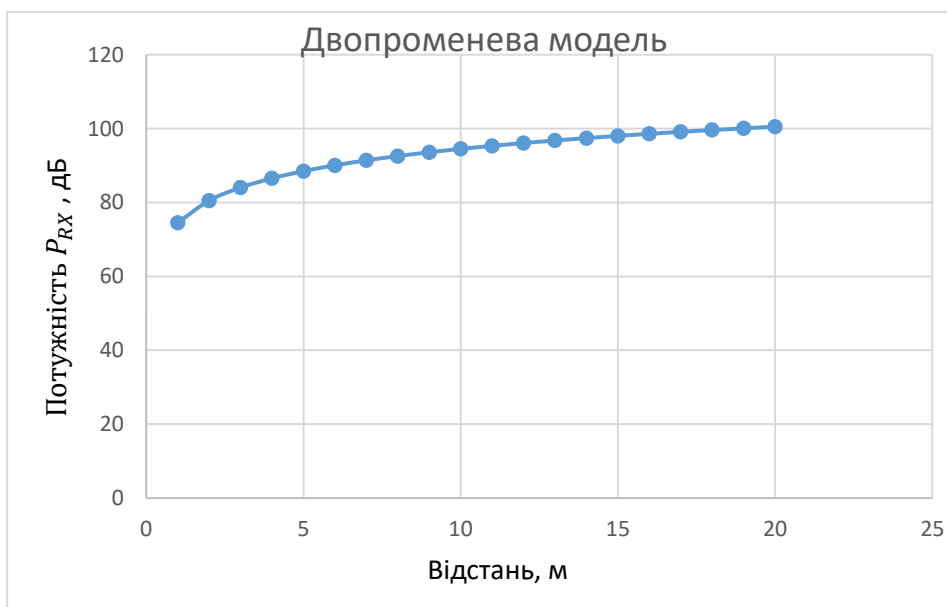
$$\begin{aligned} L(d) &= 10 \log_{10} \frac{P_{TX}}{P_{RX}} \\ &= -10 \log_{10} G_{TX} |dB - 10 \log_{10} G_{RX} |dB - 20 \log_{10} d |km \\ &\quad - 20 \log_{10} f |MHz + 32.44 \end{aligned}$$

$d, \text{ м}$	$L(d), \text{ дБ}$	$d, \text{ м}$	$L(d), \text{ дБ}$
1	74,49625	11	95,32411
2	80,51685	12	96,07988
3	84,03868	13	96,77512
4	86,53745	14	97,41881
5	88,47565	15	98,01808
6	90,05928	16	98,57865
7	91,39821	17	99,10523
8	92,55805	18	99,6017
9	93,5811	19	100,0713
10	94,49625	20	100,5169



б) Виконаємо розрахунки та побудуємо залежність рівня потужності сигналу на виході приймальної антени MS P_{RX} (дБ) від відстані d (км) до антени BS для двопроменевої моделі

$$P_{RX}(d) = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left(\frac{h_{TX} h_{RX}}{d^2} \right)^2$$



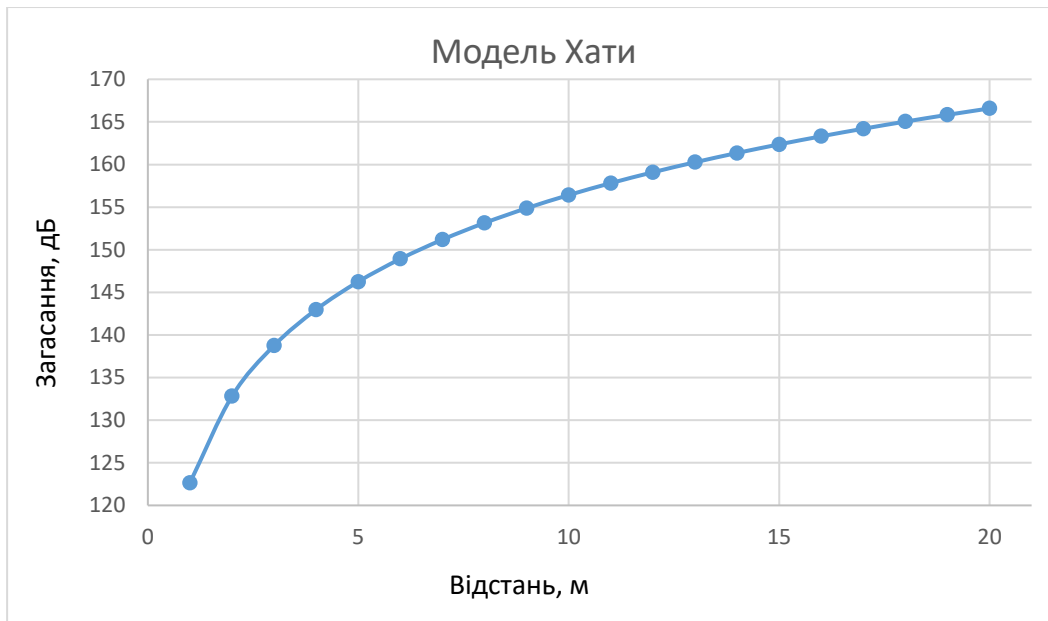
в) Виконаємо розрахунки та побудуємо залежність загасання на виході приймальної антени MS P_{RX} (дБ) від відстані d (км) до антени BS для моделі Хати

$$L(d) = 69.55 + 26.16\log_{10}f - 13,82\log_{10}h_{TX} - A(h_{RX}) + (44.9 - 6.55\log_{10}h_{TX}) \log_{10}d$$

Для малих та середній міст

$$A(h_{RX}) = (1.1\log_{10}f - 0.7)h_{RX} - (1.56\log_{10}f - 0.8)$$

$$A(h_{RX}) = (1.1\log_{10}850 - 0.7)1.5 - (1.56\log_{10}850 - 0.8) = 0.057589$$



Приклад 3.3.

Завдання

Нехай якість зв'язку вважається прийнятною, якщо відношення сигнал-шум SNR на виході антени MS дорівнює 18 дБ. Рівень потужності сигналу на виході антени MS в точці відліку $d_0 = 1$ км дорівнює -30 дБм. При цьому показник загасання $\alpha = 4$. Рівень потужності шуму на виході антени MS дорівнює $P_{noise} = -100$ дБм:

а) визначити рівень потужності сигналу P_{RX} на відстані $d = 10$ км від передавальної антени BS;

б) знайти відношення сигнал-шум на відстані $d = 10$ км;

в) обчислити ймовірність порушення зв'язку P_{out} припускаючи, що канал зв'язку піддається повільним завмиранням з середньоквадратичним відхиленням $\sigma = 6$ дБ.

Розв'язання.

а) Визначити рівень потужності сигналу P_{RX} за формулою:

$$P_{RX} = P_{RX}(d_0) + 10\alpha \log_{10}\left(\frac{d_0}{d}\right)$$

$$P_{RX} = -30 + 10 \cdot 4 \log_{10}\left(\frac{1}{10}\right) = -70 \text{ дБм}$$

б) Знайдемо відношення сигнал-шум SNR:

$$SNR|dB = 10 \log_{10}\left(\frac{P_{signal}}{P_{noise}}\right)$$

$$SNR|dB = 10 \log_{10}\left(\frac{-70}{-100}\right) = -1.55$$

в) Обчислимо ймовірність порушення зв'язку P_{out}

$$\begin{aligned} P_{out} &= p[P_{RX} 10^{L/10} \leq P_0] = p\left[L \leq 10P_0 \log_{10}\left(\frac{P_0}{P_{RX}}\right)\right] = p[L \leq -F|dB] \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(-\frac{F|dB}{\sqrt{2}\sigma}\right) \end{aligned}$$

$$P_{out} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(-\frac{10 \log_{10}\left(\frac{P_0}{P_{RX}}\right)}{\sqrt{2}\sigma}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(-\frac{10 \log_{10}\left(\frac{18}{-70}\right)}{\sqrt{2}\sigma}\right) = 0.172$$

Задачі для самоперевірки

1. Дайте фізичну інтерпретацію логарифмічно-нормального розподілу.
2. Розрахуйте прогнозовані втрати поширення L_{0-n} між ізотропним антенами в місті середнього розміру, використовуючи модель Okumura-Nata. Антена BS розташована на висоті $h_b = 40$ м, а MS на $h_m = 2$ м, несуча частота передачі становить $f = 900$ МГц, а відстань між ними складає $d = 2$ км.
3. Припустимо, що ми розраховуємо втрати поширення при $f_0 = 1800$ МГц в місті середнього розміру з рівновіддаленими будівлями висотою $h_{\text{Roof}} = 20$ м, на відстані $b = 30$ м один від одного і шириною вулиць $w = 10$ м. Втрати при поширенні, що необхідно знайти, знаходяться між BS на висоті h_b і MS на висоті $h_m = 1,8$ м та відстанню $d = 800$ м між ними. MS розташована на вулиці, яка орієнтована під кутом $\varphi = 90^\circ$ щодо напрямлення падіння (напряму вхідної хвилі).
 - а) Визначте, чи дані параметри знаходяться в межах допустимого діапазону моделі COST231-Уолфіш-Ікегамі.
 - б) Розрахувати втрати при поширенні, коли антена BS розташована на висоті 3 м над дахами, тобто коли $h_b = 23$ м.
 - в) Розрахуйте втрати при поширенні, коли антена BS розташована на 1 м нижче дахів, тобто, коли $h_b = 19$ м, і прокоментуйте різницю з (б).
4. Базова станція мережі рухомого зв'язку випромінює радіосигнал частотою 850 МГц. На вхід передавальної антени BS подається сигнал потужністю 10 Вт. Антена базової станції розташована на висоті 50 м та має коефіцієнт підсилення 15 дБі. Відповідні параметри для антени абонентської станції MS: $h_{RX} = 1.5$ м, $G_{RX} = 3$ дБі. Побудувати

залежність загасання та рівня потужності сигналу на виході приймальної антени MS P_{RX} (дБ) від відстані d (км) до антени BS для наступних моделей поширення:

- 1) модель Окамури-Хата: а) місто, б) передмістя, в) сільська місцевість;
- 2) модель COST-231 Окамури-Хата: а) для міста, б) передмістя, в) сільській місцевості. При розрахунках значення d прийняти рівними від 1 до 20 км з кроком 1 км.

ЛІТЕРАТУРА

1. Ільченко М. Ю. Сучасні телекомунікаційні системи / М. Ю. Ільченко, С. О. Кравчук. – К.: Наукова думка, 2008. – 328 с.
2. Ільченко М. Ю. Телекомунікаційні системи / М. Ю. Ільченко, С. О. Кравчук. – К.: Наук. думка, 2017. – 734 с.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение.-М.:Вильямс, 2016, 1104с.
4. Системи зв'язку з рухомими об'єктами / С.О. Кравчук, О.Г. Голубничий, А.Г. Тараненко, В.Г. Потапов, О.П. Ткаліч: підручник. – К.: Спринт-Сервіс, 2012. – 452 с.
5. Берлин А.Н. Цифровые сотовые системы связи. – М.: Эко-Трендз, 2007. – 296 с.