

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Інфокомунікацій
(повна назва)
Кафедра Інфокомунікаційної інженерії імені В.В. Поповського
(повна назва)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

Пояснювальна записка

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Розробка та аналіз моделі поширення сигналів в безпроводових мережах (5G)
(тема)

Виконав:
студент 2 курсу, групи ІКІм-21-1
Водолажченко О. В.
(прізвище, ініціали)
Спеціальність: 172 Телекомунікації та
радіотехніка
(код і повна назва спеціальності)
Тип програми: освітньо-професійна
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)
Освітня програма: Інфокомунікаційна інженерія
(повна назва освітньої програми)
Керівник: професор кафедри ІКІ ім. В.В.
Поповського
Коляденко Ю.Ю.
(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту

Зав. кафедри _____ Лемешко О.В.
(прізвище та ініціали)

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Інфокомунікацій
(повна назва)
Кафедра Інфокомунікаційної інженерії імені В.В. Поповського
(повна назва)
Рівень вищої освіти другий (магістерський)
Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка
(код і повна назва)
Тип програми: освітньо-професійна
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)
Освітня програма Інфокомунікаційна інженерія
(повна назва освітньої програми)


ЗАТВЕРДЖУЮ
Зав.кафедри _____
(підпис)
« ___ » _____ 2022 року

**ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

студенту Водолажченку Олександрові Віталійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Розробка та аналіз моделі поширення сигналів в безпроводових мережах (5G) затверджена наказом по університету від « 24 » жовтня 2022 р. № 1389 Ст.
2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 14.12.2022р.
3. Вихідні дані до роботи: Розробити модель поширення сигналів міліметрового діапазону в безпроводових мережах 5 G та провести її аналіз.
4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі:
 - 1) Стільникові мережі п'ятого покоління.
 - 2) Моделі електромагнітних взаємодій радіоелектронних засобів
 - 3) Математична модель поширення сигналів у безпроводових мережах 5G.
5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслень, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій: Демонстраційний матеріал у вигляді ppt-презентації;


6. Консультанти розділів роботи

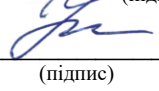
Найменування розділу	Консультант (посада, прізвище, ім'я, по батькові)	Позначка консультанта про виконання розділу	
		(підпис)	(дата)
Основна частина	проф.каф.ІКІ ім.В.В. Поповського Коляденко Юлія Юріївна		14.12.2022

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН


№	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Отримання завдання	03.11.2022	виконано
2	Збір матеріалів для дослідження	15.11.2022	виконано
3	Розробка 1 розділу	20.11.2022	виконано
4	Розробка 2 розділу	25.11.2022	виконано
5	Оформлення кваліфікаційної роботи	10.12.2022	виконано

Дата видачі завдання 3 листопада 2022 року

Студент  Водолажченко О.В.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник роботи  проф. Коляденко Ю.Ю.
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

Робота не містить відомостей заборонених до відкритого опублікування

Студент  Олександр ВОДОЛАЖЧЕНКО
Керівник  Юлія КОЛЯДЕНКО

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до дипломної роботи містить 76 с., 16 рис., 11 табл., 30 джерел, 3 додатки.

МЕРЕЖІ ЗВ'ЯЗКУ 5G, ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ, МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПОШИРЕННЯ СИГНАЛІВ, ПРОЦЕС ПОШИРЕННЯ СИГНАЛІВ МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ, АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ.

Об'єкт дослідження – процес поширення сигналів міліметрового діапазону, які використовуються в технології нового покоління 5G .

Предмет дослідження – моделі поширення сигналів міліметрового діапазону, які використовуються в технології нового покоління 5G.

Мета роботи – розробка моделі поширення сигналів міліметрового діапазону, які використовуються в технології нового покоління 5G мережі зв'язку 5G та проведення її аналізу.

Методи дослідження – методи системного аналізу, математичне моделювання, методи машинного експерименту, теорії імовірності, методи прийому і обробки сигналів, зокрема з урахуванням нелінійностей приймальних трактів.

Розроблено математичну модель поширення сигналів мереж зв'язку 5 G, яка враховує ослаблення сигналів у вільному просторі, ослаблення сигналів, викликане впливом стін і перекриттів поверхів, втрати енергії сигналу при заповненні простору різними предметами, ослаблення сигналів, викликане втратою енергії радіохвиль при поширенні через дощі, ослаблення сигналів, викликане втратою енергії радіохвиль через туман, ослаблення сигналів при поширенні через листя дерев, повільні і швидкі випадкові завмирання.

У середовищі Matlab за допомогою математичного моделювання проведено аналіз електромагнітної сумісності мережі 5G.

THE ABSTRACT

The report contains: 76 p., 16 fig., 11 tabl., 30 sources, 3 attachments.

5G COMMUNICATION NETWORKS, ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, MATHEMATICAL MODEL OF DISTRIBUTION OF SIGNALS, PROCESS OF PROPAGATION OF SIGNALS OF THE MILLIMETER RANGE, ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY.

The object of study – the process of propagating millimeter-range signals used in the new generation of 5G technology.

The purpose of the work – millimeter-wave signal propagation models used in the new generation 5G technology.

The purpose of the work is to develop a model for the propagation of millimeter-range signals used in the new generation 5G technology of the 5G communication network.

Research methods – methods of system analysis, mathematical modeling, methods of machine experiment, probability theory, methods of receiving and processing signals, in particular, taking into account nonlinearities of receiving paths.

A mathematical model of signal propagation of 5 G communication networks has been developed, which takes into account the attenuation of signals in free space, signal attenuation caused by walls and floors, signal energy loss when filling space with various objects, signal attenuation caused by radio energy loss during rain propagation , attenuation of signals caused by loss of energy of radio waves due to fog, attenuation of signals during propagation through the leaves of trees, slow and rapid accidental fading.

An analysis of the electromagnetic compatibility of the 5G network was carried out in the Matlab environment using mathematical modeling.

ЗМІСТ

Перелік скорочень, умовних позначень, символів, одиниць і термінів.....	8
Вступ.....	10
1. Стільникові мережі п'ятого покоління.....	11
1.1. Загальна характеристика мереж 5G.....	11
1.2. Базові послуги мереж 5G.....	14
1.3. Технічні особливості мереж 5G NR.....	16
1.4. Спектр для мереж радіодоступу.....	20
2. Моделі електромагнітних взаємодій радіоелектронних засобів.....	22
2.1. Теоретико-ігрова модель.....	22
2.2. Дані для розрахунку поляризаційної розв'язки.....	25
2.3. Емпірична модель медіанних втрат потужності сигналу.....	26
2.4. Модель середньоквадратичного відхилення повільних завмирань...	28
2.5. Моделі вибіркості приймального пристрою на межі лінії.....	28
2.6. Параметри констант математичних моделей приймачів.....	31
2.7. Характеристики нелінійних елементів.....	31
2.8. Розрахунок ослаблення сигналу за рахунок нелінійностей.....	34
2.9. Моделі для аналізу ефектів, що викликаються впливом нелінійностей приймальних трактів та умови їх виникнення.....	37
2.10. Шматково-ламана апроксимація основного та позасмугового випромінювання.....	48
2.11. Розрахунок втрати потужності побічного випромінювання.....	51
3. Математична модель поширення сигналів у безпроводових мережах 5G.....	54
3.1. Втрати поширення.....	54
3.2. Вплив погодних умов.....	54
3.3. Динамічне блокування.....	55
3.4. Розробка математичної моделі поширення сигналів у безпроводових мережах 5 G.....	55
3.5. Аналіз ефективності поширення радіосигналів міліметрового діапазону мереж зв'язку 5 G.....	65

Висновки.....	71
Перелік джерел посилання	74

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ, УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ І
ТЕРМІНІВ

АП –	абонентські пристрої
АЧС –	амплитудно-частотний спектр;
АЧХ –	амплитудно-частотная характеристика;
БС –	базова станція
ВАХ –	вольт-амперна характеристика;
ВЗЗ –	від'ємний зворотній зв'язок;
ВСЗШ –	відношення рівня сигналу до суми завад та шуму;
ВЧ –	високі частоти
ЕМО –	електромагнітна обстановка;
ЕМС –	електромагнітна сумісність;
ІКТ –	інформаційно-комунікаційні технології
ЛІЗ –	лінійне інерційне звено;
МЗЗК –	мережі зв'язку загального користування
ММД –	міліметровий діапазон
МРЗ –	мережі рухомого зв'язку;
МСЕ –	Міжнародний Союз Електрозв'язку
НБЗ –	нелінійнаа безінерційна звено;
НВЧ –	надзвичайно високі частоти;
НЕ –	нелінійний елемент;
ППЧ –	підсилювач проміжної частоти;
РЕЗ –	радіоелектронні засоби;
СРЗ –	система рухомого зв'язку
ТТХ –	тактико-технічні характеристики;
УВЧ –	ультра високі частоти.
ФНЧ –	фільтр нижньої частоти;
ФПЧ –	фільтр проміжної частоти
ФЧХ –	фазо-частотна характеристика;
3GPP –	3rd Generation Partnership Project
5G –	Fifth Generation

eMBB	–	Enhanced Mobile Broadband,
ETSI	–	European Telecommunications Standardization Institute
FMC	–	Fixed Mobile Convergence
HAP	–	High Altitude Platforms
IoT	–	Internet of Things
mMTC	–	Massive Machine-Type Communications
NFV	–	Network Function Virtualization
NR	–	NewRadio
RRU	–	Remote Radio Unit
SDN	–	Software-Defined Network
URLLC	–	Ultra-Reliable Low-Latency Communications
WLAN	–	Wireless Local Area Network

ВСТУП

В останні десятиліття у всьому світі стрімко розвиваються інформаційно-комунікаційні технології (ІКТ), які безпосередньо впливають на розвиток економіки, освіти, науки, охорони здоров'я, культури і способу життя людини. За даними Міжнародного Союзу Електрозв'язку (МСЕ) вже у 2012 році Інтернетом користувався кожен третій житель Землі, і число користувачів неухильно зростає. ІКТ і послуги на базі широкопasmового доступу рік від року стають все більш доступними для населення, в тому числі і за вартістю.

Метою мереж зв'язку п'ятого покоління є задоволення все зростаючих потреб у мобільному зв'язку [1-9]. Мережі 5G відіграють ключову роль у перетворенні міст в розумні міста, що дозволить громадянам і суспільству в цілому отримати соціально-економічні переваги, які дає передова цифрова економіка з інтенсивним використанням даних [10].

Технологія нового покоління 5G/ІМТ-2020 року, як і будь-яка нова технологія, має свої специфічні особливості в усіх аспектах, що стосуються практики її застосування. Одним з таких особливо важливих аспектів є електромагнітна сумісність (ЕМС). На етапі підготовки до впровадження радіомереж технології 5G, названої NewRadio (NR), необхідно завчасно подбати про заходи щодо ефективної оцінки умов ЕМС для цих мереж на підставі ретельного аналізу особливостей технології 5G, а правильно і точно оцінивши ці умови – успішно забезпечити електромагнітну сумісність радіозасобів нових мереж [11-12].

Об'єктом дослідження є процес поширення сигналів міліметрового діапазону, які використовуються в технології нового покоління 5G.

Предмет дослідження становлять моделі поширення сигналів міліметрового діапазону, які використовуються в технології нового покоління 5G.

Метою роботи є розробка та проведення аналізу моделі поширення сигналів міліметрового діапазону, які використовуються в технології нового покоління 5G.

1 СТІЛЬНИКОВІ МЕРЕЖІ П'ЯТОГО ПОКОЛІННЯ

1.1 Загальна характеристика мереж 5G

Завданням мереж зв'язку п'ятого покоління (Fifth Generation, 5G) є задоволення постійно зростаючих потреб у мобільному зв'язку держав, підприємств, а також окремих громадян [13-15]. Передбачається, що мережі 5G гратимуть ключову роль у перетворенні міст в розумні міста, що дозволить громадянам і суспільству в цілому отримати соціально-економічні переваги, які дає передова цифрова економіка з інтенсивним використанням даних [16-18].

Концепція побудови мереж зв'язку 5G обіцяє підвищити якість обслуговування кінцевих користувачів, пропонуючи нові додатки і послуги з гігабітною швидкістю передачі даних, а також значно підвищуючи продуктивність і надійність МЗЗК в цілому. Мережі 5G будуть спиратися на успіхи мобільних мереж попередніх поколінь, які змінили суспільство, надавши нові послуги і бізнес-моделі. Зокрема мережі 5G дозволятимуть операторам безпроводового зв'язку не тільки надавати послуги зв'язку, а й розробляти власні нові рішення та послуги для споживачів і промисловості в різних секторах.

Очікується, що комерційні мережі 5G почнуть розгортатися після 2020 року, коли буде завершено роботу по стандартизації таких систем. До 2025 року Асоціація GSM (GSMA) очікує, що одночасна кількість підключень до мереж 5G досягне 1,1 мільярда, що становитиме близько 12 відсотків від загальної кількості підключень [19]. Також прогнозується, що загальні доходи операторів зростуть у середньому на 2,5 відсотка, досягнувши 1,3 трильйона доларів США до 2025 року [20].

З технічного боку очікується, що мережі 5G значно збільшать швидкість передачі даних і зменшать затримку в порівнянні з мережами попередніх поколінь. Зокрема, мережі зв'язку 5G покликані забезпечити затримку менше 1 мс на безпроводовій ділянці доступу, що є необхідною умовою для критично важливих служб, де дані чутливі до часу доставки. Висока швидкість доступу на абонентській ділянці, що сумарно досягатиме 10 Гбіт / с, дозволить мережам зв'язку 5G надавати широкий спектр високошвидкісних широкосмугових послуг і запропонує альтернативний підхід для доступу на «останній милі».

Вимоги до характеристик обслуговування

Мережі зв'язку 5G будуть підтримувати різні швидкості передачі даних, що надаються користувачам, які охоплюють різні сценарії використання [21; 22]. Відповідно до вимог до систем 5G, визначених у Рекомендації МСЕ-Р М.2083 [23] (рис. 1.1), сумарна пікова швидкість передачі даних в 5G, як очікується, має досягати 10 Гбіт/с. Однак, при певних умовах і сценаріях повинна підтримуватися пікова швидкість передачі даних до 20 Гбіт/с.



Рисунок 1.1 – Вимоги до мереж зв'язку 5G.

Для випадків розгортання на великих площах, наприклад в міських і приміських районах, очікується, що швидкість передачі даних для користувача повинна становити 100 Мбіт/с. У зонах з екстремальними вимогами швидкість передачі даних на одного користувача повинна досягати більш високих значень, наприклад до 1 Гбіт/с всередині приміщень.

Очікується, що ефективність використання спектра в мережах зв'язку 5G буде у два-три рази вище у порівнянні з 4G [23]. Також передбачається, що

мережі зв'язку 5G надаватимуть просторову ємність, яка досягатиме 10 Мбіт/с/м² в областях з високими вимогами, наприклад площі, торгові центри. Споживання енергії для мережі радіодоступу 5G не повинно бути вище, ніж у розгорнутих сьогодні мереж 4G. Отже, на етапі розробки ефективність енергоспоживання як базових станцій (БС), так і абонентських пристроїв (АП) повинна бути підвищена, принаймні, в такій же мірі, як і передбачуване збільшення пропускної здатності 5G в порівнянні з 4G.

Крім зазначених вимог мережі 5G у спеціальному режимі повинні забезпечити затримку на безпроводовому інтерфейсі не більше ніж 1 мс, забезпечуючи підтримку послуг із вкрай високими вимогами до затримки. Також, мережі зв'язку 5G повинні забезпечити підтримку абонентів з високою мобільністю, швидкість яких досягає 500 км/год, зберігаючи при цьому необхідні параметри якості обслуговування. Такі послуги передбачені, зокрема, для швидкісних поїздів. Нарешті, мережі зв'язку 5G повинні будуть підтримувати щільність абонентів до 10⁶/км², наприклад, в надщільних сценаріях міжмашинної взаємодії.

Процес стандартизації мереж 5G

Розробкою стандартів мереж зв'язку 5G займаються кілька міжнародних організацій. Серед них є як офіційні організації, що займаються підготовкою специфікації системи в цілому, так і спеціалізовані галузеві альянси з вузькою спеціалізацією в тій чи іншій галузі.

Партнерський проект третього покоління (3rd Generation Partnership Project, 3GPP) відповідальний за визначення та підтримку стандартів поточного і наступного поколінь технологій мобільного зв'язку. Робота з розробки стандартів в 3GPP організована в наступних групах: (i) мережі радіодоступу, (ii) аспекти обслуговування абонентів, (iii) транспортна мережа і АП. Кожна з цих груп також включає в себе кілька робочих груп. 3GPP використовує поетапний підхід для визначення стандартів, визначивши три стадії, послідовно орієнтовані на визначення спектру послуг, архітектуру мережі та, нарешті, докладні специфікації інтерфейсів системи.

Європейський інститут стандартизації електрозв'язку (European Telecommunications Standardization Institute, ETSI) проводить заходи щодо стандартизації, в яких визначаються вимоги, функціональні можливості і будівельні блоки для всієї системи 5G. Ряд технічних комітетів активно співпрацюють з 3GPP і, в деяких випадках, вирішують завдання, визначені 3GPP. МСЕ координує розробку глобальних стандартів електрозв'язку на додаток до стимулювання зростання і сталого розвитку сектора та забезпечення загального доступу до поточних специфікацій системи. Діяльність МСЕ зосереджена на трьох основних секторах, а саме: (i) телекомунікаційний сектор (МСЕ-Т) визначає глобальні стандарти електрозв'язку; (ii) сектор радіозв'язку (МСЕ-Р) керує міжнародними ресурсами радіочастотного спектру, (iii) сектор розвитку (МСЕ-Д) підтримує місію МСЕ щодо забезпечення інтеграції з МЗЗК. В межах МСЕ міжнародні стандарти рухомого зв'язку 2020 (IMT-2020) визначають сукупність систем, компонентів та пов'язаних з ними елементів, які підтримують розширені можливості, крім тих, які вже пропонуються системами IMT-2000 (3G) і IMT-Advanced (4G). IMT-2020 ставить такі цілі: (i) координація процесу дослідження мереж 5G, (ii) визначення структури і загальних цілей процесу стандартизації 5G, (ii) розробка плану, відповідно до якого процес стандартизації повинен завершитися до 2020 року.

На процес стандартизації мереж зв'язку 5G впливають галузеві альянси, які представляють інтереси певних галузевих груп, а також великі міжнародні проекти. До таких альянсів варто віднести 5G PPP, DVB, ONF, MultiFire, MEF, NGMN, METIS.

1.2 Базові послуги мереж 5G

Оператори МЗЗК, виробники обладнання спільно з організаціями стандартизації мереж зв'язку 5G визначили кілька потенційних варіантів використання таких мереж [21; 24; 25]. На основі проведеного аналізу запропонована підтримка трьох принципово різних категорій послуг:

- розширена послуга широкопasmового доступу (Enhanced Mobile Broadband, eMBB);

- послуга ультранадійного зв'язку з низькою затримкою (Ultra-Reliable Low-Latency Communications, URLLC);
- послуга надщільної міжмашинної взаємодії (Massive Machine-Type Communications, mMTC).

Послуга eMBB спрямована на задоволення потреб користувачів в надвисокій швидкості на абонентській ділянці доступу [21-26]. До додатків, що вимагають таких швидкостей, можна віднести перегляд відео високої роздільної здатності, окуляри і шоломи доповненої і віртуальної реальності, передача великих обсягів даних. Очікується, що eMBB буде основним варіантом використання 5G в його ранніх розгортаннях [11].

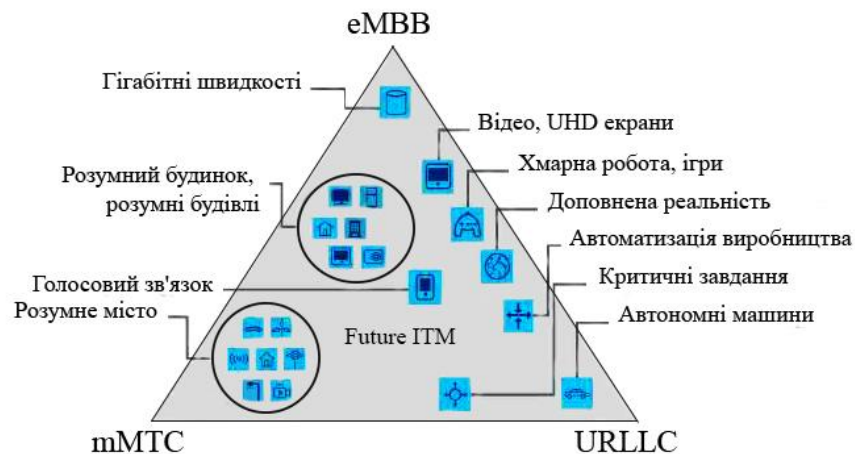


Рисунок 1.2 - Плановані послуги мереж зв'язку 5G.

eMBB також дозволить споживачам використовувати високошвидкісні потокові послуги для домашніх, екранних і мобільних пристроїв на вимогу і забезпечить подальший розвиток корпоративних послуг [13-15].

Деякі оператори розглядають eMBB як рішення «останньої милі» в тих районах, де відсутні оптичні мережі доступу [5; 15].

Низькі показники затримки і високий рівень безпеки в мережах зв'язку 5G гратимуть важливу роль в розвитку інтелектуальних транспортних систем майбутнього, дозволяючи транспортним засобам зв'язуватися один з одним і створюючи нові можливості для впровадження автономних легкових і вантажних автомобілів [16-18]. Наприклад, автономний транспортний засіб, керований через

хмарну систему водіння, повинен бути здатним негайно зупинятися, прискорюватися або повертати, згідно одержуваних інструкцій [19]. Будь-яка затримка передачі інформації в мережі або втрата сигналу від базової станції, що перешкоджає доставці повідомлення, може привести до катастрофічних наслідків [20]. Низька затримка робить мережі 5G також придатними для віддаленої хірургії, автоматизації виробництва і контролю процесів в реальному часі [21-24].

Очікується, що мережі зв'язку 5G також сприятимуть розвитку розумних міст й Інтернету Речей (Internet of Things, IoT) шляхом розгортання сенсорних мереж в містах і сільській місцевості [25; 26]. Безпека і надійність, вбудовані в 5G, зроблять такі мережі придатними для забезпечення громадської безпеки, а також для використання в критично важливих службах, таких як поліція та служби безпеки, енергетика, водопостачання та охорону здоров'я [17-19].

Спектр послуг, що надається мережами 5G не обмежується eMBB, URLLC і mMTC. Ці послуги визначають типові програми з полярними вимогами до характеристик обслуговування. Спектр послуг, які будуть підтримуватися в мережах зв'язку 5G, зручно зображувати у вигляді трикутника, як показано на рис. 1.2. Тут межі трикутника визначають фіксовані вимоги до швидкості доступу, надійності передачі і затримки. Як всередині трикутника, так і на його гранях розташовуються додатки, що володіють тими чи іншими наборами вимог.

1.3 Технічні особливості мереж 5G NR

Конвергенція провідних і безпроводових мереж

Набір технологій конвергенції дротяних і безпроводових мереж (Fixed Mobile Convergence, FMC) – мережеве рішення, яке дозволяє в будь-який момент часу надавати послуги кінцевому користувачеві незалежно від технологій дротового або мобільного доступу та місця розташування користувача [10; 11]. Концепція FMC реалізується в МЗЗК з 2005 року. З переходом до систем зв'язку 5G FMC набуває додаткову привабливість. В Рекомендації МСЕ-Т Y.3101 [22] мережа 5G передбачає незалежну від мережі доступу архітектуру, ядром якої буде загальна уніфікована транспортна мережа для нових технологій радіодоступу IMT-2020 року, а також для існуючих фіксованих і безпроводових

мереж, наприклад, безпроводових локальних мереж (Wireless Local Area Network, WLAN). Очікується, що уніфікована транспортна мережа, яка не залежить від технології доступу, буде доповнюватися загальними механізмами управління, відокремленими від технологій доступу [13; 14].

Нові інформаційні та комунікаційні технології, наприклад, програмно-які визначаються мережі (Software-Defined Network, SDN), віртуалізація мережевих функцій (Network Function Virtualization, NFV) перетворять провідні та мобільні мережі операторів зв'язку для досягнення високого рівня використання ресурсів і гнучкості мережі, що, в свою чергу, сприяє конвергенції функцій в мережах зв'язку 5G [25]. З цією метою МСЕ-Т затвердила Рекомендацію МСЕ-Т Y.3130 [22], в якій вказані пов'язані з послугами вимоги, такі як уніфікована ідентифікація і тарифікація користувача, безперервність і гарантовану якість обслуговування.

Використання мікростільників

Більшість розгортання мобільних мереж доступу 4G в даний час засновані на концепції макростільників [16; 17]. Використання макростільників дозволяє охоплювати великі території, але призводить до проблем з нарощуванням ємності мережі. Для реалізації мереж з щільним покриттям, високою пропускну здатністю і низькою затримкою, оператори безпроводового зв'язку вкладають кошти в ущільнення своєї мережі радіодоступу 4G (особливо, в густонаселених міських районах) шляхом розгортання мікростільників. Такі стільники, обслуговуючи набагато меншу географічну область, дозволяють збільшувати пропускну здатність мережі і, як наслідок, підвищувати якість обслуговування.

Розгортання мікростільників є одним із способів підвищення ємності існуючих мереж 4G, одночасно закладаючи основу для комерційних мереж 5G і послуг eMBB [18; 19]. Мікростільники дозволяють збільшувати пропускну здатність мережі без потреби в додатковому спектрі частот, що робить їх привабливими для операторів. Оператори зв'язку дотримуються думки, що початкове розгортання мереж 5G відбуватиметься в густонаселених міських районах [6] на основі мікростільників. Навпаки, буде комерційно складно розгортати мережі 5G в сільських районах, де попит на послуги зв'язку, як

правило, нижче [1]. Однак використання частотного спектра нижче 1 ГГц, якщо він доступний, може дозволити вирішити задачу покриття таких районів. Ця частина спектра дозволить операторам мобільного зв'язку покривати великі площі з меншими витратами.

Ключові технології 5G

Гнучкість і адаптивність є одними з визначальних особливостей мереж зв'язку 5G. Ці характеристики будуть в значній мірі обумовлені реалізацією ядра мережі, в якому апаратні засоби транспортної мережі та функції управління будуть розділені. Такий поділ забезпечить необхідну гнучкість впровадження послуг в мережах зв'язку 5G і буде заснований на чотирьох основних функціональних можливостях [2; 3]:

- функції NFV замінять і уніфікують функції на мережевих пристроях, таких як маршрутизатори, балансувальник навантаження і брандмауери, віртуальними екземплярами, що знизить вартість змін і оновлень мережі [4-6];
- функції SDN забезпечать динамічну реконфігурацію мережевих елементів в режимі реального часу, дозволяючи керувати мережами 5G програмним, а не апаратним забезпеченням, підвищуючи стійкість мереж, продуктивність і якість обслуговування [7-9];
- функції динамічного поділу спектру дозволять розділити фізичну мережу на кілька віртуальних мереж (логічних сегментів), які можуть підтримувати різні технології радіодоступу або кілька типів послуг для певних клієнтських сегментів, що значно знизить витрати на розгортання мережі за рахунок більш ефективного використання смуги частот [7-12];
- хмарна технологія радіодоступу на основі методів віртуалізації мережевих функцій в поєднанні з централізованими блоками обробки, замінить блоки розподільної обробки сигналів на АУ і БС і, як наслідок, знизить вартість розгортання щільних мобільних мереж на основі мікростільників [10; 13; 14].

Інші запропоновані удосконалення мереж зв'язку 5G включають в себе нові методи кодування сигналу і організації безпроводових інтерфейсів, які забезпечать поліпшену спектральну ефективність мереж 5G. Крім того, периферійні обчислення (Edge Computing) стають все більш важливими для додатків, що працюють в режимі реального часу [15-17]. Зокрема, периферійні обчислення дозволять наблизити дані до АУ, забезпечуючи низьку затримку обробки інформації.

Транзитні і фронтальні з'єднання

Транзитну ділянку з'єднує мережу радіодоступу з транспортною мережею. Основними вимогами мереж зв'язку 5G до транзитної ділянки є надвисока ємність і мала затримка передачі інформації [18; 19]. На сьогоднішній день оптоволоконні лінії зв'язку набули найбільшого поширення на даній ділянці мережі внаслідок довговічності, високої пропускну здатності і надійності. Однак, охоплення таких мереж не є повсюдним. Так як побудова нових волоконно-оптичних мереж пов'язана з високими витратами, оператори МЗЗК розглядають можливість використання міліметрового діапазону частот (30 - 100 ГГц) в конфігурації точка-точка на транзитній ділянці доступу [20; 21]. Така технологія потенційно забезпечує пропускну здатність до 10 Гбіт/с і затримку менше 1 мс на відстанях від 2 до 4 кілометрів.

У той час як основна увага приділяється наземним технологіям радіодоступу, в 5G також важливу роль будуть грати системи зв'язку на висотних платформах (High Altitude Platforms, HAP, [22-24]) і супутникові технології [15-17]. HAP і супутникові системи можуть забезпечувати дуже високі швидкості передачі даних, від 100 Мбіт/с до 1 Гбіт/с, таким чином доповнюючи провідні та безпроводні технології транзитної ділянки поза великих міських і приміських районів. Як HAP, так і супутники можуть бути інтегровані з іншими мережами, що розширить можливості 5G і вирішить деякі з основних проблем, що стосуються підтримки зростання мультимедійного трафіку, повсюдного охоплення і міжмашинного зв'язку.

Рекомендація МСЕ-Т Y.3100 [8] визначає фронтальний маршрут як «мережевий інтерфейс між централізованими радіоконтроллерами і RRU». Зокрема, збільшення швидкості передачі даних в 5G робить недоцільним спільну реалізацію цих функцій на кожному з віддалених радіоблоків (Remote Radio Unit, RRU) [9; 10]. Використання фронтальних з'єднань дозволяє централізувати функції обробки сигналів, але висуває вкрай високі вимоги до затримки і пропускної здатності з'єднань [9-13]. Аналогічно транзитним з'єднанням, основною технологією реалізації фронтальних з'єднань є оптоволоконні технології [4-6].

1.4 Спектр для мереж радіодоступу

Для задоволення вимог щодо просторової ємності мереж зв'язку 5G, див. рис. 1.1, буде потрібний більш широкий спектр частот в порівнянні з мережами 4G. Як наслідок, галузь робить узгоджені зусилля з гармонізації спектра. Основна частина завдання визначення використовуваного спектра для мереж зв'язку 5G вирішується в межах МСЕ-Р. Беручи до уваги, що реалізація вузьконапрямлених антен стає доступною на більш високих частотах, в якості основного спектру частот пропонується використовувати нижню частину діапазону EHF, 30 - 100 ГГц. Смуги нижче 6 ГГц можуть використовуватися в якості додаткового спектру (таблиця 1.1).

Таблиця 1.1 - Спектр частот для мереж радіодоступу 5G

Діапазон	Номер	Частота, ГГц	Смуга частот, ГГц
Низький	71	0.6	0.081
Низький	44	0.7	0.1
Середній	66	2.1	0.1
Середній	40	2.3	0.1
Середній	41	2.5	0.194
Середній	42	3.5	0.2
Середній	43	3.6	0.2
Середній	C-band	4.4	0.59

Продовження таблиці 1.1

Діапазон	Номер	Частота, ГГц	Смуга частот, ГГц
Високий	n258	24	3.25
Високий	n257	26	3.00
Високий	n261	28	0.85
Високий	n260	37	1.0
Високий	n259	39	2.0
Високий	n257	47	1.0

Мережі зв'язку 5G передбачають доступ відразу на декількох діапазонних частот. Наприклад, додатки з малою затримкою та малою дальністю (підходять для густонаселених міських районів) будуть використовувати міліметровий діапазон частот (вище 24 ГГц). У випадках, коли потрібен більший радіус дії, а швидкість доступу не є основним фактором, будуть використані мережі доступу, що працюють на частотах нижче 1 ГГц. У той час як більш низькі частоти мають кращі характеристики поширення і, як наслідок, характеризуються найкращим покриттям, більш високі частоти надають велику ємність.

Багатошаровий підхід є одним з можливих варіантів розгортання мереж зв'язку 5G [97]. У такому підході розрізняють три шари: шар покриття, шар покриття та ємності і шар ємності. Шар покриття використовує спектр нижче 2 ГГц (наприклад, 700 МГц), забезпечуючи велику зону покриття і проникнення всередину приміщень. Рівень покриття та ємності реалізується в діапазоні частот 2-6 ГГц (наприклад, 3.5 ГГц) для забезпечення найкращого компромісу між пропускнуою здатністю і покриттям. Нарешті, рівень ємності використовує спектр вище 6 ГГц (наприклад, 28 ГГц) для забезпечення високих швидкостей передачі даних.

2 МОДЕЛІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ВЗАЄМОДІЙ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ЗАСОБІВ

2.1 Теоретико-ігрова модель

Ототожнимо кожен множину з N мереж (угруповань) з гравцем. Кожен гравець має безліч дій (альтернатив), які може здійснювати. Якщо кожен із гравців здійснив якусь дію, то вважається, що реалізувався результат гри. Виходи мають для гравців різну цінність. Раціональний гравець повинен прагнути до досягнення якомога сприятливішого для себе результату. Проте ніякий гравець неспроможна забезпечити найкращий собі результат лише з допомогою своїх дій. Приймаючи рішення про вибір дії, він повинен враховувати інтереси та можливі дії інших гравців, що впливають на результат гри.

Визначимо стратегію S_i гравця i для кожного з M мереж (угруповань) РЕЗ $\gamma_i = (\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M)$. Позначимо через $\Lambda_i = (\Lambda_i(S_1 \dots S_M))$ матрицю виграшів гравця i , де $(\Lambda_i(\gamma_1 \dots \gamma_M))$ виграш гравця i у ситуації $(\gamma_1 \dots \gamma_M)$. Визначимо виграш гравця i як функцію композиції метасистеми та композиції системи на всіх k його РЕЗ

$$\Lambda_{ik} = f(K_M, K_{ci}), \quad (2.1)$$

де $f(\bullet)$ – критерій оцінки ЕМС.

Вкажемо деяку область фізичного метричного простору R , яка розбивається на m компактні підпростори $R_k, k = \overline{1, m}$, характерні для знаходження там РЕЗ. У цих R_k підпросторах гравці можуть перебувати в різних станах s_j , що характеризують їхню роботу, взаємозв'язки та ЕМС. Можна вважати, що ці стани, як і стратегії утворюють численне безліч $s = \{s_1, s_2, \dots, s_j\}$.

Кожному зі станів s_i і положень РЕЗ $\vec{r} = \{r_1, r_2, \dots, r_i\}$ у просторі R відповідає q -міра перехідної ймовірності, яка регулює закон руху в ігровому процесі. Цей захід $q(\cdot / s, \vec{r})$ визначається станом s і відповідає можливості переходу з цього в новий стан.

Для визначення виваженості кожної стратегії використовується коефіцієнт дисконтації β . $0 < \beta < 1$. Самі стратегії γ утворюють послідовність кроків і поєднуються в мультистратегію $\vec{\gamma} = \{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n\}$. Кожна стратегія γ_i точно визначається послідовністю заходів ймовірностей $\pi_{ii}(\cdot / s_t)$ в $(R_k, B(R_k))$ для даного стану в часі, де $B(R_k)$ - борелева множина. Такою множиною вважається реальний фізичне простір.

Для спрощення вирішення завдання прийmemo ще два обмеження :

1) мультистратегія носить марківський характер, ймовірність переходу в наступний стан залежить лише від ймовірності перебування у попередньому стані;

2) мультистратегія π стаціонарна і не змінюється у часі.

Кожен із i гравців, перебуваючи в стані s_t , робить дію $r_i^k \in R_k$ за допомогою міри ймовірності $\pi_{ik}(\cdot / S_t)$.

Для послідовності $\{s_t\}$ станів $t = 1..T$ марківське коло представляється за допомогою рівняння Колмогорова-Чепмена перехідною щільністю

$$P_t(s_t | \vec{\pi}) = \sum_{s' \in S} q_{t-1}(s_t | s', \pi) \cdot P_{t-1}(s' | \vec{\pi}) \quad (2.2)$$

з початковим станом $P_1(s_1 | \vec{\pi}) = P_1(s_1)$ для будь-яких $s' \in S$.

Компоненти виразу (2.2) мають вигляд:

$$q_t(s' | s, \pi) = \int_R q(s' | s, \vec{r}) d\pi_t(\vec{r} | s), \quad (2.3)$$

$$\text{де } d\pi_t(\vec{r} | s) = \prod_{k=1}^m d\pi_t^k(r_k | s),$$

$$\vec{r}^T = (r_1, r_2, \dots, r_m) \in R = \prod_{k=1}^m R_k. \quad (2.4)$$

Перехідна ймовірність (2.3) є мірою ймовірності того, що система зі стану s в момент t перейде в наступний момент часу до нового стану s' . Очікувані втрати i -го гравця в кожний момент часу $t = 1..T$ визначаються відповідно до виразу:

$$E_{\vec{\pi}}[\gamma_i(s_t, t, \vec{\pi})] = \sum_{s_t} \gamma_i(s_t, t, \pi) P_i(s_t | \vec{\pi}), \quad (2.5)$$

де $\gamma_i(s_t, t, \vec{\pi}) = \int_R \gamma_i(s, \vec{r}) d\vec{\pi}(\vec{r} | s)$ - втрати i -го гравця в стані $s_t = s$.

З урахуванням коефіцієнта дисконтації β , загальні очікувані втрати i гравця визначаються виразом

$$\begin{aligned} \Omega_i(\pi) &= \sum_{t=1}^{\infty} \beta_{t-1} E_{\vec{\pi}}[\gamma_i(s_t, t, \vec{\pi})] = \sum_{t=1}^{\infty} \beta_{t-1} \sum_S \gamma_i(s_t, t, \vec{\pi}) \cdot P_i(s | \vec{\pi}) = \\ &= E_{\vec{\pi}} \left[\sum_{t=1}^{\infty} \beta_{t-1} \gamma_i(s_t, t, \vec{\pi}) \right]. \end{aligned} \quad (2.6)$$

У цьому випадку загальний вектор втрат має вигляд

$$\vec{\Omega}^T(\vec{\pi}) = (\Omega_1(\vec{\pi}), \Omega_2(\vec{\pi}), \dots, \Omega_m(\vec{\pi})).$$

А сумарні втрати визначаються виразом

$$\Omega(\vec{\pi}) = \sum_{t=1}^{\infty} \beta_{t-1} E_{\pi}[\gamma(s_t, t, \vec{\pi})], \quad (2.7)$$

де $\gamma^T(s_t, t, \vec{\pi}) = (\dots, \gamma_i(s_t, t, \pi), \dots)_{i=1}^m$ - мультистратегії гравців.

Можна припустити, що всі i гравці кооперуються між собою у виборі мультистратегії $\vec{\pi}$ для досягнення деякого найменшого значення сумарних втрат $\Omega^*(\vec{\pi})$, сумарних взаємних небажаних впливів між випромінюючими елементами. Оскільки вирішується оптимізаційне завдання, то немає іншої

мультистратегії, яка приносила б менше загальних очікуваних втрат. Як функція втрат може виступити функція

$$\Psi = \left\| \Omega(\pi) - \Omega^*(\pi) \right\| = \sqrt{\sum_{i=1}^m \left| \Omega_i(\bar{\pi}) - \Omega_i^*(\bar{\pi}) \right|^2}. \quad (2.8)$$

Оптимум цільової функції подібного виду завдань зводиться до максимального керування параметрами. Це припущення дозволить отримати оптимальне рішення у вигляді

$$\inf_{\bar{\pi}} \left\| \Omega(\bar{\pi}) - \Omega^*(\bar{\pi}) \right\| = \max_{\|d\| \leq 1} \min_{\bar{\pi}} \left[\langle w, \Omega(\bar{\pi}) \rangle - \langle w, \Omega^*(\bar{\pi}) \rangle \right], \quad (2.9)$$

де w – ваговий коефіцієнт, який враховує важливість прийнятого рішення у кожному з підпросторів;

$\langle \cdot \rangle$ – скалярний добуток.

Оптимальне рішення у вигляді (2.9) можна отримати за наявності відомих точних апріорних даних про мультистратегію гравців $\gamma(S_t, t, \bar{\pi})$. У реальній обстановці апріорні дані можуть мати невеликі відхилення $\gamma(S_t, t, \bar{\pi}) + \varepsilon$, що породжує ентропію системи.

2.2 Дані для розрахунку поляризаційної розв'язки

Таблиця 2.1 - Поправочні коефіцієнти поляризаційної розв'язки

Поляризація корисної радіохвилі		Поляризація завадової радіохвилі						
		горизонтальна		вертикальна		похила 45°	кругова	
		$G_{пров} < 10$	$G_{пров} > 10$	$G_{пров} < 10$	$G_{пров} > 10$		права	ліва
Горизонтальна	$G_{пр} < 10$	1	1	0,025	0,025	0,5	0,5	0,5
	$G_{пр} > 10$	1	1	0,025	0,010	0,5	0,5	0,5

Продовження таблиці 2.1

Поляризація корисної радіохвилі		Поляризація завадової радіохвилі						
		горизонтальна		вертикальна		похила 45°	кругова	
		$G_{пров} < 10$	$G_{пров} > 10$	$G_{пров} < 10$	права		права	ліва
Вертикальна	$G_{пр} < 10$	0,025	0,025	1	1	0,5	0,5	0,5
	$G_{пр} > 10$	0,025	0,010	1	1	0,5	0,5	0,5
Похила 45°		0,5	0,5	0,5	0,5	1	0,5	0,5
Кругова	права	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	1	0,003
	ліва	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,003	1

2.3 Емпірична модель медіанних втрат потужності сигналу

Для розрахунку медіаної величини втрат визначаються коефіцієнти $a(H_m)$, $b(H_b)$ і α , що залежать від частоти та висоти розташування антен РЕЗ:

$$a(H_m) = (1,1 \cdot \lg f - 0,7) \cdot \min\{10; H_m\} - (1,56 \cdot \lg f - 0,8),$$

$$b(H_b) = \max\left\{0; 20 \lg\left(\frac{H_b}{30}\right)\right\},$$

$$\text{де } H_m = \min\{h_1, h_2\}; H_b = \max\{h_1, h_2\};$$

h_1, h_2 - висоти підняття антен;

$$\alpha = 1, \quad d \leq 20 \text{ км},$$

$$\alpha = 1 + (0,14 + 1,87 \cdot 10^4 \cdot f + 1,07 \cdot 10^3 \cdot H_b) \cdot \left(\lg \frac{d}{20}\right)^{0,8}, \quad 20 < d < 100 \text{ км}.$$

При $d \leq 0,04$ км

$$W_z = 32,4 + 20 \lg(f) + 10 \lg(d^2 + (H_b - H_m)^2 / 10^6). \quad (2.10)$$

При $d \geq 0,1$ км

В місті

30 МГц < f < 150 МГц:

$$W_2 = 69,6 + 26,2 \lg(150) - 20 \lg\left(\frac{150}{f}\right) - 13,82 \lg(\max\{30; H_b\}) + \alpha(44,9 - 6,55 \lg(\max\{30; H_b\})) \lg(d) - a(H_m) - b(H_b) \quad (2.11)$$

150 МГц < f < 2000 МГц:

$$W_2 = 69,6 + 26,2 \lg(f) - 13,82 \lg(\max\{30; H_b\}) + \alpha(44,9 - 6,55 \lg(\max\{30; H_b\})) \lg(d) - a(H_m) - b(H_b) \quad (2.12)$$

2000 МГц < f < 3000 МГц

$$W_2 = 46,3 + 33,9 \lg(2000) + 10 \lg(f / 2000) - 13,82 \lg(\max\{30; H_b\}) + \alpha[44,9 - 6,55 \lg(\max\{30; H_b\})] \lg(d) - a(H_m) - b(H_b), \quad (2.13)$$

для щільної міської забудови рекомендується величину втрат збільшити на 3 дБ.

У приміській зоні

$$W_n = W_2 - 2\{\lg[(\min\{\max\{150; f\}; 2000\})/28]\}^2 - 5,4. \quad (2.14)$$

У сільській місцевості

$$W_c = W_2 - 4,78\{\lg[(\min\{\max\{150; f\}; 2000\})]\}^2 + 18,33 \lg[\min\{\max\{150; f\}; 2000\}] - 35,94. \quad (2.15)$$

При $0,04 < d < 0,1$ км

$$W_2 = W(40) + \frac{\lg(d) - \lg(40)}{\lg(100) - \lg(40)} \cdot (W_2(100) - W_2(40)). \quad (2.16)$$

Як граничний випадок в умовах взаємної прямої видимості антен РЕЗ різних систем може бути використана модель ослаблення сигналів у вільному просторі.

2.4 Модель середньоквадратичного відхилення повільних завмирань

Вважається, що величина стандартного відхилення розподілена за логнормальним законом і визначається за такими формулами:

$$d \leq 0,04 \text{ км } \sigma = 3,5,$$

$$0,04 \text{ км} < d \leq 0,1 \text{ км}$$

$$\sigma = 3,5 + \frac{(12 - 3,5)}{100 - 40} \cdot (d - 40) \text{ для поширення вище рівня дахів,}$$

$$\sigma = 3,5 + \frac{(17 - 3,5)}{100 - 40} \cdot (d - 40) \text{ для поширення нижче рівня дахів,}$$

$$0,1 \text{ км} < d \leq 0,2 \text{ км}$$

$$\sigma = 12 \text{ поширення вище рівня дахів,}$$

$$\sigma = 17 \text{ поширення нижче рівня дахів,}$$

$$0,2 \text{ км} < d \leq 0,6 \text{ км}$$

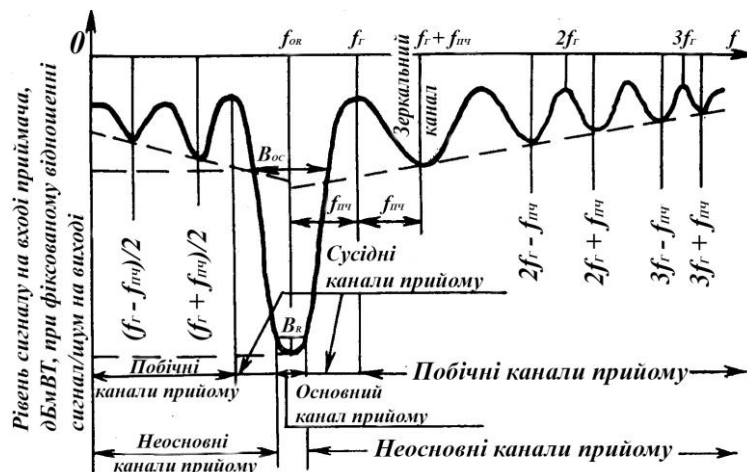
$$\sigma = 12 + \frac{(9 - 12)}{600 - 200} \cdot (d - 200) \text{ для поширення вище рівня дахів,}$$

$$\sigma = 17 + \frac{(9 - 17)}{600 - 200} \cdot (d - 200) \text{ для поширення нижче за рівень дахів.}$$

$$0,6 \text{ км} < d \quad \sigma = 9.$$

2.5 Моделі вибіркості приймального пристрою на межі лінії

Параметри моделі $S_{np1}(\Delta f_{Ri})$, S_{np2} , що характеризують значення вибіркості на межі смуги Δf_{Ri} та крутість у межах цієї смуги показані на рис.2.1.



f_{OR} – частота сигналу (налаштування) приймача;

f_r – частота гетеродину;

$f_{пч}$ – проміжна частота.

Рисунок 2.1 - Характеристика односигнальної частотної вибіркової супергетеродинного приймача

Значення $S_{np1}(\Delta f_{Ri})$ та Δf_{Ri} беруться з паспортних даних ширини смуги пропускання за рівнем 3, 30 та 60 дБ ТТХ РЕЗ.

Вибір ділянки для розрахунку величини S_{np2} здійснюється за допомогою співвідношення $\Delta f_{Ri} \leq |\Delta f| \leq \Delta f_{R(i+1)}$, тоді

$$S_{np2} = \frac{S_{np1}(\Delta f_{R(i+1)}) - S_{np1}(\Delta f_{Ri})}{\lg(\Delta f_{R(i+1)}) - \lg(\Delta f_{Ri})}. \quad (2.17)$$

Обчислення $S_{np}(\Delta f)$ проводиться за допомогою величин $S_{np1}(\Delta f_{Ri})$, і S_{np2} , що характеризують i -й ділянку апроксимації.

$$S_{np}(\Delta f) = 60 \frac{\lg(2\Delta f / B_3)}{\lg K_{пр}}. \quad (2.18)$$

За відсутності даних про ширину смуги пропускання за рівнями 3, 30 та 60 дБ, модель вибіркової приймача можна описати, знаючи коефіцієнт

прямокутності приймача $K_{пр}$. Якщо цей коефіцієнт відомий, то модель вибіркості для $\Delta f > B_3 / 2$ має вигляд (штрихпунктирна лінія на рис.2.2)

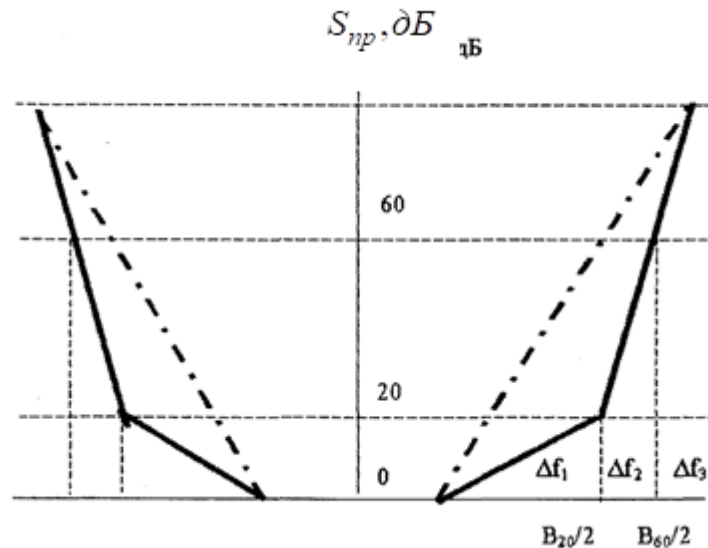


Рисунок 2.2 – Модель вибіркості за частотою ППЧ

Радіоприймальні пристрої МРЗ мають високе значення коефіцієнта прямокутності $K_{пр} > 2,8$, який практично не залежить від діапазону.

Як приклад у таблиці 2.2 наведено параметри математичних моделей вибіркості приймачів для МРЗ стандартів GSM та CDMA.

Таблиця 2.2 - Параметри математичних моделей вибіркості приймачів

Тип приймача	Значення параметру		
	Δf_{Ri}	$S_{np1}(\Delta f_{Ri})$	S_{np2}
Приймач базовий станції стільникової системи теми зв'язку стандарту GSM -900/ DCS 1800	0,0	0,0	0,0
	200,0	18,0	7,8
	400,0	50,0	73,0
	600,0	55,0	28,0
Приймач базовий станції стільникової системи зв'язку стандарту CDMA	600,0	0,0	0,0
	900,0	0,0	524,0

2.6 Параметри констант математичних моделей приймачів

Таблиця 2.3 - Параметри констант математичних моделей приймачів

Робоча частота приймача, МГц	Коефіцієнти моделі, дБ				
	$f < f_{OR}$		$f = f_{OR}$	$f > f_{OR}$	
	I_{np} , дБ / дек	J_{np} дБ / дек		I_{np} , дБ / дек	J_{np} дБ / дек
$30 < f_{OR} \leq 300$	-20	80	$I_{np} = 0,$	35	85
$f_{OR} > 300$	-20	80	$J_{np} = 0$	40	60
усереднені	-20	80		35	75

2.7 Характеристики нелінійних елементів

1. Вольтамперна характеристика діода (рис.2.3 крива 1), апроксимована двома відрізками (рис.2.3 крива 2).

Апроксимація визначається двома параметрами - значенням початку характеристики U_n , і крутістю S , що має розмірність провідності.

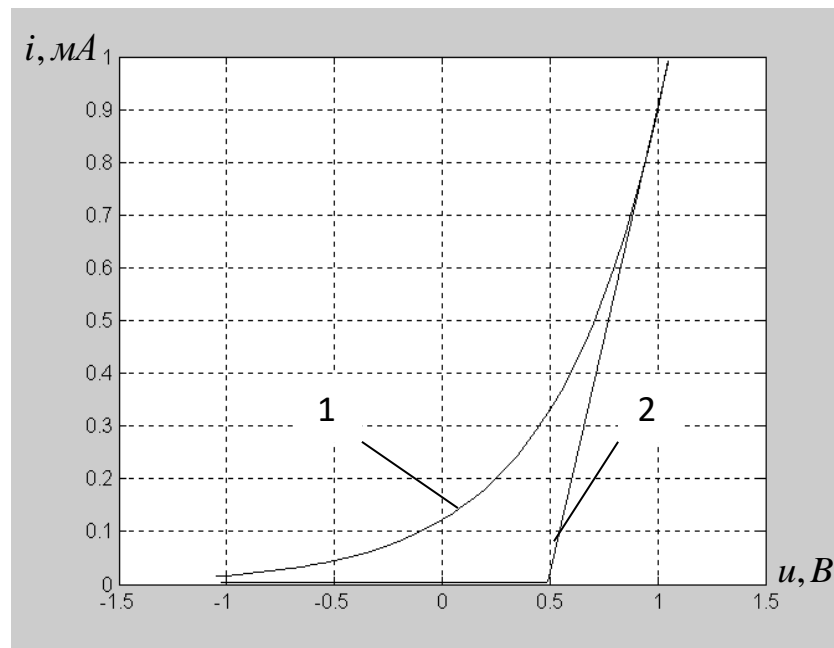


Рисунок 2.3 - Лінійна апроксимація нелінійної характеристики діода

Математична форма запису характеристики така:

$$i(u) = \begin{cases} 0, & u < U_H; \\ S(u - U_H), & u \geq U_H. \end{cases} \quad (2.19)$$

2. Характеристика гістерезису з зоною нечутливості та зоною насичення:

$$y = \begin{cases} kx - kC_1 - k\varepsilon \operatorname{sign}\left(\frac{dy}{dt}\right) \text{ при } \left(\frac{dy}{dt}\right) \neq 0 \text{ та } 0 \leq y \leq k(C_2 - C_1); \\ kx + kC_1 - k\varepsilon \operatorname{sign}\left(\frac{dy}{dt}\right) \text{ при } \left(\frac{dy}{dt}\right) \neq 0 \text{ та } -k(C_2 - C_1) \leq y \leq 0; \\ \operatorname{const} \begin{cases} \text{при } |y - kx + kC_1| \leq k\varepsilon \text{ та } 0 \leq y \leq k(C_2 - C_1); \\ \text{або } |y - kx - kC_1| \leq k\varepsilon \text{ та } k(C_2 - C_1) \leq y \leq 0; \end{cases} \\ k(C_2 - C_1)\operatorname{sign}(y) \quad \text{при } |x| \geq C_2 + \varepsilon; \\ 0 \quad \text{при } |x| \leq C_1 - \varepsilon, \text{ якщо } C_1 > \varepsilon. \end{cases} \quad (2.20)$$

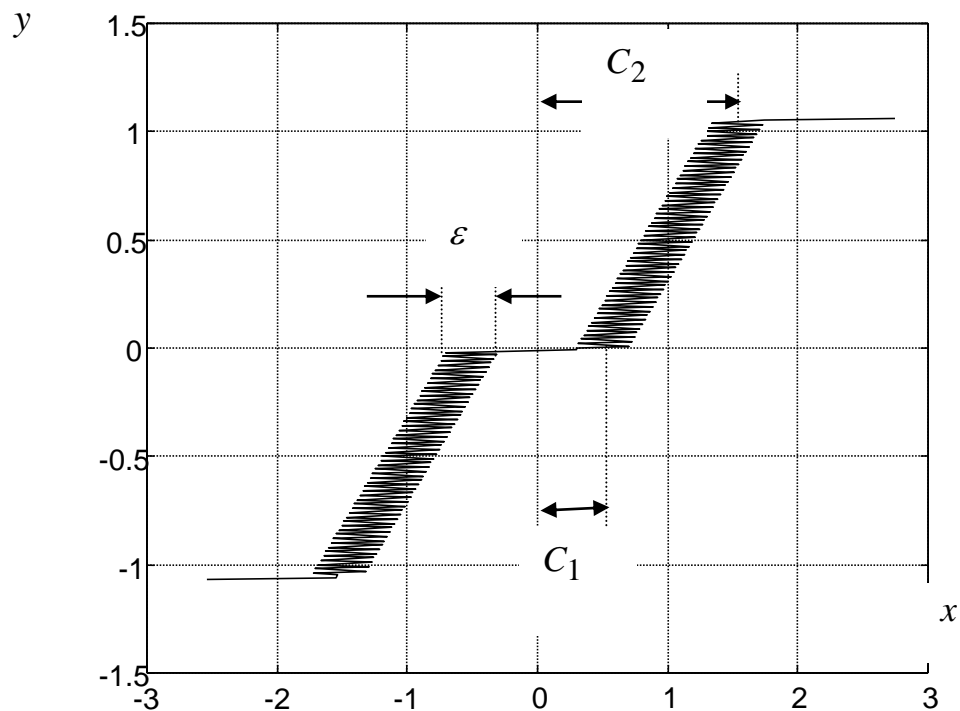


Рис. 2.4 - Характеристика нелінійної ланки з гістерезисом, зоною нечутливості та зоною насичення

Рівняння (2.20) описують нелінійну характеристику, що представляє поєднання типових нелінійностей - зони нечутливості, насичення (обмеження), гістерезисної петлі люфта, що зображена на рис.2.4.

Змінюючи коефіцієнти k , C_1 , C_2 , ε можна отримати різні види нелінійності. За умови, що один або два коефіцієнти C_1 , C_2 , ε звертаються в нуль можна отримати більш прості математичні моделі. Зокрема, при $\varepsilon=0$ одержуємо обмежувач із зоною нечутливості. При $C_2^{-1}=0$ рівняння (2.20) описують нелінійність виду гістерезис із зоною нечутливості.

При $C_1=0$ рівняння (2.20) описують характеристику обмежувача з петлею гістерези. Якщо в рівняннях одночасно $C_2^{-1}=0$ і $\varepsilon=0$, то отримаємо рівняння, що описують характеристику із зоною нечутливості. Якщо $\varepsilon=0$ і $C_1=0$, то рівняння (2.20) описуватимуть характеристику обмежувача. Нарешті, якщо $C_1=0$ і $C_2^{-1}=0$ то рівняння (2.20) описують нелінійність типу люфта.

3. Характеристика згладженого обмежувача, що відповідає моделі Нуссбаума та описується функцією

$$y(x) = \sqrt{\frac{x}{\pi}} \int_0^{\frac{x}{l\sigma}} e^{-\frac{z^2}{2}} dz, \quad (2.21)$$

де x - вхідний сигнал з дисперсією σ^2 , l - параметр, що вказує на особливості нелінійностей функції, визначає кут нахилу кривої α :

$$l = \frac{1}{k} = \frac{1}{\operatorname{tg} \alpha}, \quad (2.22)$$

де k - Коефіцієнт посилення елемента.

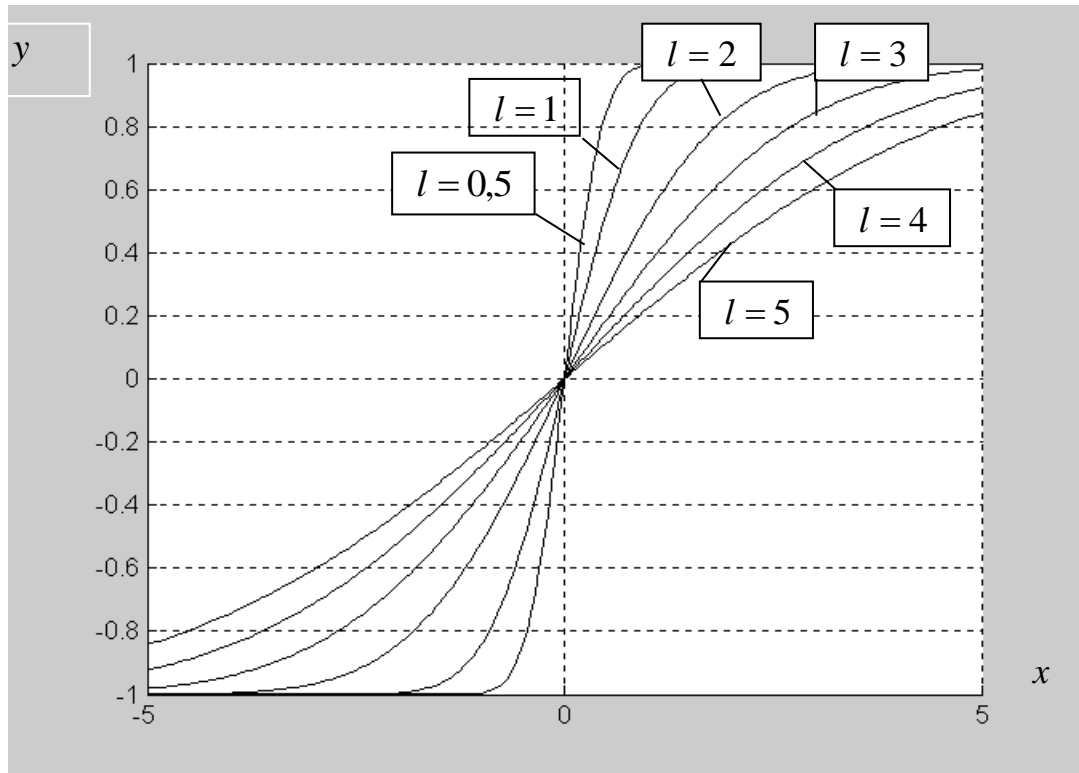


Рис 2.5 - Сімейство характеристик обмежувача, що згладжує

При $l \rightarrow 0$ функція (2.21) перетворюється на вираз для ідеального симетричного обмежувача. На рис. 2.5 показано сімейство показників симетричного обмежувача при $l = 0,5 \dots 5$. Змінюючи параметр l можна регулювати як коефіцієнт посилення, так і величину динамічного діапазону моделі НБЗ.

2.8 Розрахунок ослаблення сигналу за рахунок нелінійностей

Для розрахунку ослаблення нелінійності необхідно подати характеристику нелінійності як коефіцієнтів низки: $A = [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_n]$, де a_n - коефіцієнт нелінійності n -го порядку.

Додаткові згасання за рахунок нелінійних спотворень можна визначити як функцію від характеристики нелінійності та частоти:

$$W_{PE3}^{(4)} = 10 \lg f(A, F). \quad (2.23)$$

Якщо відома характеристика НБЗ і невідома АЧХ приймача та АЧС перешкод, то додаткове загасання перешкоди як продукту нелінійності визначається згідно з виразом

$$W_{PE3}^{(4)} = 10 \log \left(2^{n-1} \frac{a_1^n}{a_n} \right). \quad (2.24)$$

Значення частот, амплітуд, потужностей, згасань та кількість різних продуктів нелінійності при взаємодії m синусоїдальних складових наведені у табл. 2.4.

Таблиця 2.4 - Значення загасання перешкод інтермодуляції

Порядок продукту	Частота продукту	Амплітуда на виході НЕ	Потужність на виході НЕ	Кількість продукту	Значення загасання нелінійності $W_{PE3}^{(4)}$, (дБ)
1-й	f_x	U_x	P_x	m	$W_{PE3}^{(4)} =$ $= 10 \lg(1) = 0$ дБ
2-й	$2f_x$	$\frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1^2} U_x^2$	$P_x^2 10^{-0,1a_{2,0}}$	m	$W_{PE3}^{(4)} =$ $= 10 \lg \left(2 \frac{a_1^2}{a_2} \right)$
	$f_x \pm f_y$	$\frac{a_2}{a_1^2} U_x U_y$	$P_x P_y 10^{-0,1a_{2,0}}$	$m(m-1)$	
3-й	$3f_x$	$\frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1^3} U_x^3$	$P_x^3 10^{-0,1a_{3,0}}$	m	$W_{PE3}^{(4)} =$ $= 10 \lg \left(4 \frac{a_1^3}{a_3} \right)$
	$2f_x \pm f_y$	$\frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1^3} U_x^2 U_y$	$9 P_x^2 P_y 10^{-0,1a_{3,0}}$	$m(m-1)$	
	$f_x + f_y \pm f_z$	$\frac{6}{4} \frac{a_3}{a_1^3} U_x U_y U_z$	$36 P_x^2 P_y 10^{-0,1a_{3,0}}$	$\frac{2}{3} m(m-1) \times$ $\times (m-2)$	

У табл. 2.4 значення a_{2z0} і a_{3z0} знаходяться відповідно до виразів $a_{2z0} = 20\lg\left(\frac{\sqrt{2}a_1^2}{a_2\sqrt{R\cdot 1Bm}}\right)$, $a_{3z0} = 20\lg\left(\frac{2a_1^3}{a_3\sqrt{R\cdot 1Bm}}\right)$, де R - опір навантаження.

Як видно з наведеної таблиці, при однакових амплітудах складових вихідного сигналу $U_x = U_y = U_z$ напруги (потужності) комбінаційного продукту помітно перевищують напруги (потужності) гармонік того ж порядку. Разом з тим, комбінаційні коливання займають ширший спектр, ніж гармоніки, а їх число значно перевищує число гармонік.

Зіставляючи по табл.2.4 висловлювання для потужностей гармонік і комбінаційних продуктів даного порядку, можна побачити, що вони мають однакову залежність від згасання нелінійності по гармонікам.

Даний підхід для визначення $W_{PЭС}^{(4)}$ припустимо, що загасання нелінійності не залежать від частоти. Проте, РЕЗ є динамічним (інерційним). Тоді для розрахунку $W_{PЭС}^{(4)}$ необхідно враховувати залежність ослаблення потужності від частоти. Цю залежність можна одержати, використовуючи опис нелінійної динамічної системи у формі рядів Вольтера.

Для цього необхідно перейти від тимчасової області подання нелінійної динамічної системи в частотну область за допомогою багатовимірного перетворення Фур'є. Припустимо нелінійна динамічна система представима ядром n -го порядку $h(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$. Виконаємо над цим ядром перетворення Фур'є, внаслідок чого отримаємо нелінійну передатну функцію порядку n :

$$\begin{aligned} S_n(f_1, f_2, \dots, f_n) &= \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \exp[j2\pi(f_1\tau_1 + f_2\tau_2 + \dots, f_n\tau_n)] dv_{\tau} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Передавальні функції високих порядків визначаються залежно від взаємного розміщення НБЗ та ЛІЗ. Найчастіше, нелінійні комбінаційні складові з'являються в ППЧ, у пристрої з ВЗЗ. Перед ППЧ у схемі приймача РЕЗ знаходиться ФПЧ. Вважатимемо, що передатна функція 1-го порядку відома і визначається АЧХ і ФЧХ ФНЧ або його імпульсною характеристикою $h(\tau)$.

Якщо ядра сепарабельні, то можливе знаходження передавальної функції порядку n за передатною функцією 1-го порядку $S_1(f)$:

$$S_n(f_1, f_2, \dots, f_n) = a_n \prod_{i=1}^n S(f_i). \quad (2.26)$$

Амплітудно-частотний спектр сигналу на виході нелінійної динамічної систем визначається як

$$Sg(f) = \sum_{i=1}^n \left\{ S_i(f_1, f_2, \dots, f_i) \prod_{r=1}^i g(f_r) \right\}, \quad (2.27)$$

де $g(f)$ – амплітудно-частотний спектр вхідних сигналів.

2.9 Моделі для аналізу ефектів, що викликаються впливом нелінійностей приймальних трактів та умови їх виникнення

При повних частотних розбіжностях сигналів і перешкод враховують позасмуговий канал прийому, номінальна частота якого може приймати різне значення, що лежить поза смугою пропускання приймача, який має фіксоване налаштування. Позасмуговий прийом перешкод призводить до явищ інтермодуляції, перехресних спотворень і блокування.

Інтермодуляція – одна з найважливіших причин несумісності радіоелектронних засобів. Інтермодуляція характеризується виникненням на виході приймача сигналу, що заважає, при впливі на вхід приймача двох і більше сигналів радіоперешкод, частоти яких знаходяться поза основним і побічним каналом прийому. Причина появи інтермодуляційних перешкод полягає в наявності нелінійних елементів у високочастотному тракті приймача. Виникнення інтермодуляції в приймачі можливе за будь-якого виду заважаючих сигналів і типів їх модуляції.

ЕМО в діапазонах роботи сучасних МРЗ з великим завантаженням значною мірою визначається інтермодуляційними перешкодами, які можуть виникати в тій же смузі частот ВЧ тракту приймача, що блокуючі, тобто. починаючи від сусіднього каналу до частоти, що відповідає послабленню 80 дБ з обох боків від

частоти налаштування приймача. Ймовірність виникнення інтермодуляційних перешкод становить 26,8% від усіх випадків впливу сигналів перешкоджаючих передавачів, що заважають. В МРЗ на частку інтермодуляційних перешкод припадає до 70% випадків порушення ЕМС ненавмисними перешкодами. Залежно від потужностей сигналів, що заважають, їх кількості, частотних співвідношень між ними і корисним сигналом на вході приймача можуть виникати інтермодуляційні перешкоди різних порядків.

Умовою виникнення інтермодуляційної компоненти є такі частотні обмеження:

$$\left| \sum_{i=1}^q m_i \cdot f_{OTi} \right| \leq f_{OR} \pm B_{\alpha} / 2; \quad (2.28)$$

$$\left| \sum_{i=1}^q m_i \cdot f_{OTi} \right| \leq f_{OR} \pm B_{\beta} / 2 \quad (2.29)$$

де q - максимальна кількість врахованих передавальних пристроїв;

$m_i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ - цілі числа (позитивні та негативні);

f_{OTi} - частота i -го заважає передавального пристрою;

f_{OR} - частота налаштування приймального пристрою;

B_{α} - смуга прийому на рівні α (зазвичай 60 дБ);

B_{β} - смуга ППЧ на рівні β (зазвичай 3 дБ).

Число заважаючих сигналів та їх інтенсивність залежать від ступеня нелінійності приймального тракту та амплітуди вхідних коливань. Оскільки нелінійний режим підсилювальних елементів практично можливий лише за інтенсивної перешкоди, найбільше значення мають биття частот $f_{\delta} = \left| \sum m_i f_i \right|$.

Частоти деяких із перетворених коливань потрапляють у смугу пропускання приймача.

Найбільш небезпечними вважаються перешкоди непарних порядків, головним чином 3-го, 5-го та 7-го і перевищать допустимий рівень перешкоди у

смузі пропускання приймача $\frac{B_a}{2}$ чи виході приймача. Частотний критерій виникнення 2-х сигнальної інтермодуляційної перешкоди 3-го порядку має вигляд

$$f_{OR} - \frac{B_a}{2} < 2f_{OT1} - f_{OT2} < f_{OR} + \frac{B_a}{2}. \quad (2.30)$$

У разі одночасного впливу 3-х заважаючих сигналів треба враховувати два можливі поєднання їх частот:

по один бік від частоти f_{OR}

$$\begin{cases} |f_1 + f_2 + f_3| \leq f_{OR} \pm \frac{B_a}{2}, \\ |f_{OR} - f_{OT1}| = |f_{OT2} - f_{OT3}| = \Delta f_p; \end{cases} \quad (2.31)$$

по обидва боки від частоти f_{OR}

$$\begin{cases} |f_{OT1} + f_{OT2} - f_{OT3}| \leq f_{OR} \pm \frac{B_a}{2}, \\ |f_{OR} - f_{OT1}| = |f_{OT2} - f_{OT3}| = \Delta f_p. \end{cases} \quad (2.32)$$

У всіх випадках частота сигналу, що заважає, найбільш близького до корисного сигналу f_{OR} , позначена як f_{OT1} .

Частотні проміжки $|f_{OT1} - f_{OT2}|$ можуть бути довільними, що сприяє збільшенню ймовірності виникнення інтермодуляції 3-го порядку $|f_{OR} - f_{OT2}|$

Для виникнення інтермодуляційної перешкоди необхідно не тільки виконання частотних обмежень (2.30)...(2.32), а й щоб потужність заважаючих сигналів на вході приймача перевищувала допустимий рівень. Таким чином, амплітудний відбір інтермодуляційної перешкоди полягає у визначенні потужності перешкоди, що виникла в результаті інтермодуляції $P_{i\text{mod}}$, розрахунку відношення $P_c/P_{i\text{mod}}$ (або $P_c/(P_{i\text{mod}j} + P_\phi)$) та порівнянні його з допустимим значенням сигнал /перешкода (P_c/P_n) або сигнал/(перешкода + шум) ($P_c/(P_n + P_w)$) Ослаблення потужності інтермодуляційної перешкоди можна розрахувати за

допомогою коефіцієнтів нелінійності. Проте, практично коефіцієнти нелінійності, зазвичай, невідомі. Тож для практичної реалізації методики аналізу ЕМС можна використовувати інший підхід.

Кількісно потужність перешкоди інтермодуляції $P_{i\text{mod}}$ можна оцінити за допомогою коефіцієнта інтермодуляції, який дорівнює відношенню рівня перешкоди, що виникає в результаті інтермодуляції в приймачі $P_{i\text{mod}}$, до рівня сигналу, що відповідає чутливості приймача, визначених на його виході P_{SR} :

$$W_{PE3}^{(4)} = P_{i\text{mod}} / P_{\text{SR}}. \quad (2.33)$$

Параметр $W_{PE3}^{(4)}$ характеризує захищеність приймача від інтермодуляційних перешкод.

Еквівалентний вхідний рівень потужності двосигнальної та інтермодуляційної перешкоди третього порядку на частоті налаштування може бути визначений за такою формулою

$$P_{i\text{mod}2,3} = 2(P_{OT1} - \beta_1) + (P_{OT2} - \beta_2) - W_{PE3}^{(4)}, \quad (2.34)$$

де $P_{i\text{mod}2,3}$ - потужність 2-х сигнальної інтермодуляційної перешкоди 3-го порядку на частоті $f_{OR} = 2f_1 - f_2$;

P_{OT1}, P_{OT2} - вхідні рівні потужності перешкод на частоті f_1 і f_2 відповідно;

β_1, β_2 - величини згасання тракту радіочастоти приймача до точки, в якій виникає інтермодуляція на частотах f_{OT1} та f_{OT2} відповідно;

$W_{PE3}^{(4)}$ - ослаблення потужності сигналів, що заважають при утворенні інтермодуляційного продукту третього порядку.

Для приймачів СРЗ рекомендується параметр β визначати за формулою

$$\beta(\Delta f) = 60 \lg \left[1 + \left(\frac{2\Delta f}{B_{RF}} \right)^2 \right], \quad (2.35)$$

де B_{RF} - смуга пропускання приймача по радіочастоті.

Якщо рівні сигналів, що заважають, однакові $P_{OT1} = P_{OT2}$, а їх частоти рівні відповідно $f_{OT1} = f_{OR} + \Delta f_0$ і $f_{OT2} = f_{OR} + 2\Delta f_0$, то рівень корисного сигналу встановлюється рівним чутливості приймача P_{SR} .

Якість прийому визначається величиною захисного відношення A_3 (дБ) суміщеного каналу, тобто. вплив інтермодуляційної перешкоди враховується під час досягнення нею рівня

$$P_{SR} - A_3 = P_{i\text{mod}} \quad (2.36)$$

Таким чином, враховуючи вираз (2.34), можна записати (усі доданки виражені в дБ)

$$P_{i\text{mod}} = 3P_{OT1} - 2\beta(\Delta f_0) - \beta(2\Delta f_0) - W_{PE33}^{(4)}, \quad (2.37)$$

тоді

$$W_{PE33}^{(4)} = 3P_{OT1} - 2\beta(\Delta f_0) - \beta(2\Delta f_0) - P_{SR} + A_3, \quad (2.38)$$

де P_{OT1} - рівень заважає сигналу, при якому виникає перешкода за рахунок інтермодуляції та .

Як видно з (2.38), $W_{PE3}^{(4)}$ є функцією частотного розладу f_0 .

Експериментальним дослідженням з вимірювання параметра $W_{PE3}^{(4)}$ присвячено низку робіт . Однак часто в тактико-технічних характеристиках замість параметра інтермодуляції в приймачі наводиться параметр інтермодуляційної вибірковості σ_{IM} . Вимірювання інтермодуляційної вибірковості σ_{IM} приймача проводиться за наступною схемою. На вхід приймача подається від генератора випробувальний сигнал на частоті налаштування приймача з рівнем P_S на 3 дБ вище чутливості приймача. Підтримуючи рівні сигналів, що заважають однаковими, збільшують їх до значень, при яких ВСЗШ на виході приймача почне зменшуватися (або збільшуватися коефіцієнт помилок) і фіксують значення P_{OT1} . Інтермодуляційну вибірковість розраховують за формулою

$$\sigma_{IM} = P_{OT1} - P_S. \quad (2.39)$$

Частотні рознесення між заважають і корисним сигналом встановлюють такими, щоб $f_{OT1} - f_{OR} = 2\Delta f_{ck}$, $f_{OT2} - f_{OR} = 4\Delta f_{ck}$, де Δf_{ck} частотне рознесення між сусідніми каналами.

Виходячи з вищевикладеного, можна записати

$$P_S = P_{SR} + 3, \quad (2.40)$$

$$P_{OT1} - P_S = P_{OT2} - P_S = \sigma_{IM}, \quad (2.41)$$

$$P_{OT1} = P_{OT2} = P_{OTi}, \quad \beta_1 = \beta_2 = 0. \quad (2.42)$$

Знайдемо зв'язок між параметром інтермодуляції третього порядку в приймачі $W_{PE33}^{(4)}$ та інтермодуляційною вибірковістю σ_{IM} . З урахуванням (2.42) рівняння (2.34) приводиться до вигляду

$$P_{imod} = 3P_{OT} - W_{PE33}^{(4)}.$$

З урахуванням (2.39)

$$P_{SR} - A_3 = 3P_{OT} - W_{PE33}^{(4)}.$$

З урахуванням (2.40) та (2.41)

$$P_{SR} - A_3 = 3(P_{SR} + 3 + \sigma_{IM}) - W_{PE33}^{(4)}.$$

Тоді

$$W_{PE33}^{(4)} = 2P_{SR} + 3\sigma_{IM} + 9 + A_3. \quad (2.43)$$

Апроксимація вибіркості ланцюгів ВЧ тракту згідно (2.35) справедлива при значенні розладу, порівнянному зі значенням смуги пропускання УВЧ B_{RF} . У випадках, коли розрахунки (2.35) дають результат, що перевищує значення σ_{IM} (що відбувається при високих розладах), слід обмежуватися значенням для $\beta(\Delta f)$, рівним σ_{IM} , тобто.

$$\beta(\Delta f) = 60 \lg \left[1 + \left(\frac{2\Delta f}{B_{RF}} \right)^2 \right] \quad \text{при } \beta(\Delta f) < \sigma_{IM},$$

$$\beta(\Delta f) = \sigma_{IM} \quad \text{при } \beta(\Delta f) \geq \sigma_{IM}. \quad (2.44)$$

Існує спрощена методика розрахунку потужності 2-х сигнальної перешкоди за рахунок інтермодуляції 3-го порядку

$$P_{i \text{ mod } 2,3}^* = 2P_{OT1} + P_{OT2} + 10 - 60 \lg \sigma_f, \quad (2.45)$$

де $\sigma_f = \frac{\Delta f_1 + \Delta f_2}{2}$ (МГц).

Як було показано вище, не можна обмежуватися урахуванням лише 2-х сигнальної перешкоди інтермодуляції 3-го порядку, а необхідно ще враховувати 2-х сигнальну перешкоду інтермодуляції 5-го порядку та 3-х сигнальну 3-го та 3-го порядків. Отримаємо вирази, що дозволяють оцінити рівні потужності інтермодуляційних перешкод цих порядків з урахуванням інтермодуляційної вибіркості σ_f .

За аналогією з (2.34) потужність 2-х сигнальної інтермодуляційної перешкоди 5-го порядку можна визначити як

$$P_{i \text{ mod } 2,5} = 3(P_{OT1} - \beta_1) + 2(P_{OT2} - \beta_2) - W_{PE35}^{(4)}, \quad (2.46)$$

де $W_{PE35}^{(4)}$ - параметр інтермодуляції 5-го порядку, який знаходиться з виразу:

$$W_{PE35}^{(4)} = 4P_{SR} + 5\sigma_f + 15 + A_3. \quad (2.47)$$

За аналогією з (2.34) потужність 3-х сигнальної інтермодуляційної перешкоди 3-го порядку можна визначити як

$$P_{i\text{mod}_{3,3}} = (P_{OT1} - \beta_1) + (P_{OT2} - \beta_2) + (P_{OT3} - \beta_3) - W_{PE33}^{(4)}. \quad (2.48)$$

$$W_{PE33}^{(4)} = 2P_{SR} + 3\sigma_f^* + 9 + A_3, \quad (2.49)$$

де σ_f^* – трисигнальна інтермодуляційна вибірковість.

Для m -го порядку інтермодуляції $W_{PE3}^{(4)}$ визначиться згідно з виразом

$$W_{PE3}^{(4)} = (m - 1)P_{SR} + m\sigma + 3m + A_3. \quad (2.50)$$

Для виникнення перешкод інтермодуляції необхідно дотримання трьох умов:

- одночасна робота заважаючих передавачів і приймача, схильного до впливу перешкоди інтермодуляції;
- частоти передавачів, що заважають, повинні задовольняти співвідношенням, що відповідають частотному відбору перешкоди інтермодуляції;
- амплітуда перешкоди інтермодуляції має перевищувати допустимий рівень перешкоди.

Таким чином, ймовірність виникнення перешкоди інтермодуляції визначається як

$$P(P_{i\text{mod}}) = P(t) \cdot P(f) \cdot P(i), \quad (2.51)$$

де $P(t)$ – ймовірність одночасної роботи передатників, що заважають, і приймача схильного до впливу перешкоди за рахунок інтермодуляції;

$P(f)$ – ймовірність того, що частоти передавачів, що заважають, задовольняють співвідношенням, що відповідають частотному відбору перешкоди інтермодуляції;

$P(i)$ – ймовірність того, що потужність перешкоди за рахунок інтермодуляції перевищить допустимий рівень.

Якщо передатчики, що заважають, працюють не завжди, оцінка перешкод інтермодуляції відбувається для години максимального навантаження. І тут $P(t) \approx 1$, $P(f) \approx 1$. Тоді необхідно оцінити $P(i)$.

Перехресна модуляція або перехресні спотворення являють собою зміни структури сигналу на виході приймача при впливі на його вхід сигналу і модульованої перешкоди, частота якої не збігається з частотами основного і побічних каналів прийому. При цьому слабкий сигнал модулюється за законом зміни сильної перешкоди, що обгинає, і в спектрі корисного сигналу утворюються додаткові бічні складові. Кількісно ефект перехресної модуляції в першому наближенні оцінюється коефіцієнтом перехресних спотворень

$$k_{\text{пс}} = m_{\text{п}} S'' U_{\text{мп}}^2 / 2m_c S, \quad (2.52)$$

де m_c , $m_{\text{п}}$ - характеристики глибини амплітудної модуляції сигналу і перешкоди ;
 S'' , S - крутизна і друга похідна крутизни вольт-амперної характеристики (ВАХ) нелінійного елемента приймача, що зумовлює появу перехресної модуляції;
 $U_{\text{мп}}^2$ - амплітуда напруги перешкоди.

Вплив перехресних спотворень на якість прийому для більшості РЕЗ МРЗ можна знехтувати, якщо коефіцієнт перехресних спотворень не перевищить 3%. Звідси випливає обмеження для величини перешкодного сигналу. Допустиме значення потужності перешкоди визначається за допомогою характеристики - частотної вибіркості за перехресними спотвореннями:

$$P_{\text{ід}}^{\text{пс}} = [P(\Delta f_p)] k_{\text{пс, доп}} \quad (2.53)$$

де Δf_p – частотний розлад між перешкодним сигналом і налаштуванням приймача, Гц;

$P(\Delta f_p)$ – характеристика частотної вибіркості приймача, Вт;

$k_{\text{пс.доп}}$ – допустиме для даного класу приймача значення коефіцієнта перехресних спотворень.

Ефект блокування полягає у зміні рівня сигналу або відношенні сигнал/шум на виході радіоприймача при дії радіоперешкоди, частота якої не збігається з частотами основного та побічних каналів. Частота сигналу, що заважає, при блокуванні $f_{\text{бл}}$ знаходиться поза смугою пропускання фільтра основної вибіркості, але може потрапляти в смугу тракту попередньої вибіркості, дорівнювати частоті з осіднього каналу $f_{\text{бл}} = f_{\text{ск}}$, а також перебувати за цією частотою $f_{\text{ск.н}} < f_{\text{бл}} = f_{\text{ск.в}}$ за виключенням смуг частот побічних каналів прийому. Величина смуги частот, в якій спостерігається явище блокування, залежить від потужності сигналу, що заважає, і сприйнятливості приймача до заважаючих сигналів блокування. Заважаючий сигнал виявляє свою дію у тому випадку, якщо його рівень перевищує поріг блокування. Залежно від призначення та класу приймача такі вимоги повинні відповідати рівням сигналу, що заважає, що перевищує рівень чутливості приймача на 60 - 90 дБ.

Ефект блокування корисного сигналу характеризується коефіцієнтом блокування, який є відношенням зміни амплітуди вихідного струму сигналу при блокуванні до амплітуди того ж струму у відсутності блокування:

$$k_{\text{бл}} = \Delta I_{\text{вих}} / I_{\text{вих}} \quad (2.54)$$

Оскільки зміна струму $I_{\text{вих}}$ залежить від крутості ВАХ нелінійного елемента, то кількісна оцінка явища блокування через коефіцієнт блокування пов'язана з крутістю цієї характеристики:

$$k_{\text{бл}} = \left| \frac{S - S_{\Sigma}}{S} \right| \quad (2.55)$$

де S_{Σ} – середня крутість ВАХ нелінійного елемента при одночасній дії на його вхід суми сигналу та перешкоди;

S - крутизна характеристики за відсутності перешкоди.

При апроксимації ВАХ нелінійного елемента поруч Тейлора та обмеження - ряду першими двома його членами можна представити коефіцієнт блокування виразом

$$k_{\text{бл}} = \frac{1}{4} \cdot \frac{S''}{S} \cdot U_{\text{п}}^2 \left(1 + \frac{1}{16} \cdot \frac{S^{(4)}}{S''} \cdot U_{\text{п}}^2 \right). \quad (2.56)$$

З (2.56) випливає, що блокування приймача, на відміну від перехресних спотворень, не залежить від наявності модуляції перешкоди, але, як і при перехресних спотвореннях, $k_{\text{бл}}$ залежить від рівня перешкоди. Вважається, що блокування необхідно враховувати, якщо під дією перешкоди коефіцієнт передачі нелінійного елемента знижується більш ніж на 20 %.

Найпростішою оцінкою наявності ефекту блокування в приймачі є бінарна модель, що зводиться до порівняння рівня перешкоди на вході приймача з допустимою перешкодою блокування $P_{\text{пдопблок}}$, визначається як (усі величини в дБ)

$$P_{\text{пдопблок}} = P_{\text{пдоп}} + \sigma_{\text{бл}}, \quad (2.57)$$

де $\sigma_{\text{бл}}$ - вибірковість приймача з блокування (зазвичай величина $\sigma_{\text{бл}}$ становить 80 дБ).

Вибірковість приймача з блокування характеризує здатність приймача приймати модульований корисний сигнал за наявності сигналу, що заважає.

Для виникнення перешкод блокування необхідно дотримання двох умов:

$$|f_{\text{OT}} - f_{\text{OR}}| \leq 0,1 f_{\text{OR}}, \quad (2.58)$$

де f_{OT} – частота перешкоди;

$$P_{\text{пблок}} > P_{\text{пдопблок}}, \quad (2.59)$$

де $P_{\text{блок}}$ - рівень перешкоди на вході приймача, дБ, визначається за формулою

$$P_{\text{блок}} = P_{\text{нер}} + G_{\text{нер}} + G_{\text{нр}} - \eta_{\text{нер}} - \eta_{\text{нр}} - W - \beta, \quad (2.60)$$

де β – значення параметра придушення сигналів залежно від зсуву частоти, що відноситься до значень розносу частот $f = |f_{\text{ВД}} - f_{\text{ОР}}|$.

Параметр β можна визначити за формулою

$$\beta = 10N \lg \left[1 + Q^2 \left(\frac{f_{\text{ОР}} - f_0}{f_0} \right)^2 \right] \quad (2.61)$$

де f_0 - Частота налаштування контуру;

N - кількість каскадів, що настроюються;

Q – добротність контуру.

Якщо кількість каскадів, що налаштовуються, невідомо, його можна оцінити, обчисливши крутість характеристики вибіркової тракту УВЧ за рівнями 3 і 30 дБ, при відомій смузі пропускання УВЧ за рівнями 3 і 30 дБ.

Таким чином, частотна вибіркковість приймача в широкій смузі частот суттєво впливає на якість прийому сигналів в умовах впливу на приймач перешкод побічними каналами і є важливою характеристикою аналізу ЕМС.

2.10 Шматково-ламана апроксимація основного та позасмугового випромінювання

Оригинальна енергетичного спектра при шматково-ламанною апроксимації має вигляд (рис.2.6):

$$S_{\text{нер}}(\Delta f) = S_{\text{нер}_1}(\Delta f_{Ti}) + S_{\text{нер}_2} \lg \frac{|\Delta f|}{\Delta f_{Ti}}, \quad (2.62)$$

де $S_{\text{нер}}(\Delta f)$ значення огинаючої при розладі щодо центру спектра на величину Δf ;

$S_{\text{нер}_1}(\Delta f_{Ti})$ значення потужності випромінювань на краю смуги Δf_{Ti} в дБ щодо деякого вихідного рівня, прийнятого за 0 дБ, що залежить від виду модуляції

(відомості про значення $S_{nep1}(\Delta f_{Ti})$ беруться з нормативно -технічної документації представлені у вигляді X_i на краю смуги B_{X_i});

i - номер ділянки, що апроксимується, огинаючої;

S_{nep2} – нахил огинальної спектра в межах смуги , що Δf_{Ti} характеризує швидкість зменшення потужності спектральних складових в залежності від розладу, який визначається як

$$S_{nep2} = \frac{S_{nep1}(\Delta f_{T(i+1)}) - S_{nep1}(\Delta f_{Ti})}{\lg(\Delta f_{T(i+1)}) - \lg(\Delta f_{Ti})}. \quad (2.63)$$

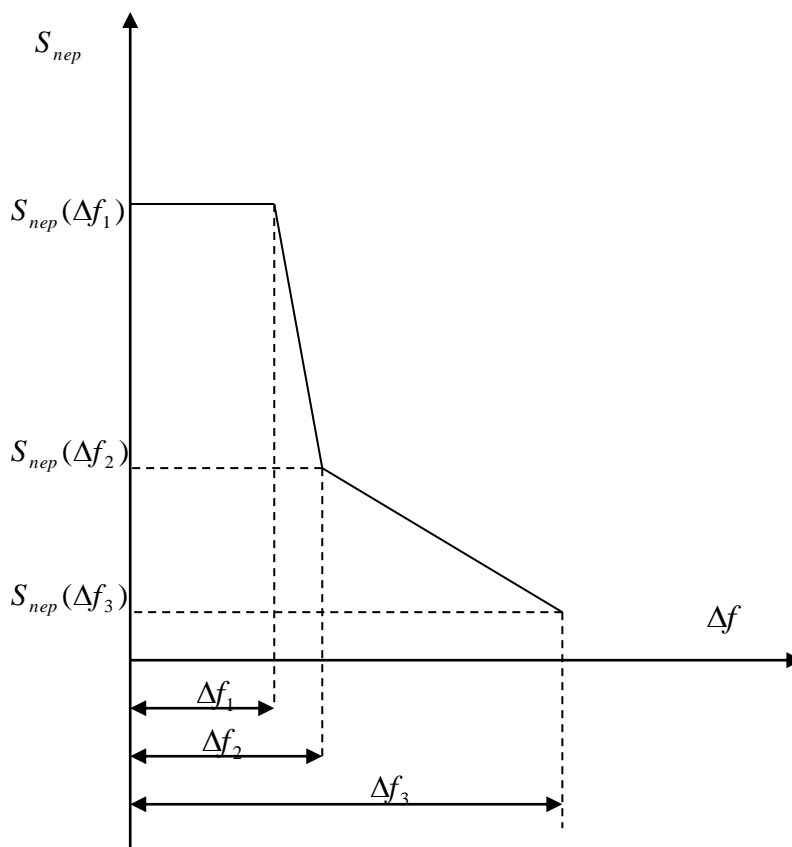


Рисунок 2.6 - Залежність розподілу потужності позасмугових випромінювань залежно від розладу від f_{or}

При апроксимації спектрів потужності випромінювань передавачів необхідно враховувати їх несиметричність:

1) для високочастотної ділянки спектра відносно основної частоти ($\Delta f > 0$)

$$S_{nep}(\Delta f) = S_{nep_1}(\Delta f_{T_i}) + S_{nep_2} \lg \frac{|\Delta f|}{\Delta f_{T_i}}, \quad (2.64)$$

2) для низькочастотної ділянки спектра відносно основної частоти ($\Delta f > 0$)

$$S_{nep}(\Delta f) = S'_{nep_1}(\Delta f_{T_j}) + S'_{nep_2} \lg \frac{|\Delta f|}{\Delta f_{T_j}}, \quad (2.65)$$

Вибір i -го ділянки апроксимації для розрахунку $S_{nep}(\Delta f)$ за формулами (2.64) та (2.65) проводиться за допомогою співвідношення

$$\Delta f_{T_i} \leq |\Delta f| < \Delta f_{T(i+1)}, \quad (2.66)$$

$$\Delta f_{T_j} \leq |\Delta f| < \Delta f_{T(j+1)}, \quad (2.67)$$

Обчислення $S_{nep}(\Delta f)$ проводиться за допомогою величин $S_{nep_1}(\Delta f_i)$ та $S_{nep_2}(S'_{nep_1}(\Delta f_j) \text{ и } S'_{nep_2})$, що характеризують $i(j)$ ділянку апроксимації. Параметри моделей (2.62), (2.64) та (2.65), для деяких типів передавачів, наведені у табл. 2.5.

У паспортних даних на передавач може бути наведений коефіцієнт прямокутності передавача, який визначається як

$$K_{nep} = \frac{B_{60}}{B_3}, \quad K_{nep} = \frac{B_{60}}{B_3}, \quad (2.68)$$

де B_3 - B_{60} ширина смуги випромінювання передавача за рівнем -3 і -60 дБ відповідно.

Таблиця 2.5 - Параметри математичних моделей спектрів випромінювань передавачів

Тип передавача	Значення параметру		
	Δf_{Ti}	$S_{nep_1}(\Delta f_{Ti})$	S_{nep_2}
Передавач базовий станції стільникової системи зв'язку стандарту GSM - 900/ DCS 1800	100,0	0,5	0,0
	200,0	-30,0	-100,0
	250,0	-33,0	-30,9
	400,0	-60,0	-128,6
	600,0	-70,0	-58,8
	1200,0	-70,0	0,0
	1800,0	-73,0	0,0
Передавач базовий станції стільникової системи зв'язку стандарту CDMA	750	0	0,0
	1600	-40	-72,0
	2400	-64	0,0

Якщо цей коефіцієнт відомий, то модель випромінювання передавача для $\Delta f > B_3/2$ має вигляд

$$S_{nep}(\Delta f) = 60 \frac{\lg(2\Delta f / B_3)}{\lg K_{nep}}, \quad (2.69)$$

Розглянутий рівень ослаблення позасмугових випромінювань становить від 0 до -100 дБ. Подальше, нижче -100 дБ, ослаблення вже не розглядають, так як поза цього значення виявляються вже інші, не прямі механізми просочування цих складових.

2.11 Розрахунок втрати потужності побічного випромінювання

Для обчислення втрати потужності побічного випромінювання $W_{PE3}^{(2)}(f)$ на частоті f використовують вираз

$$W_{PE3}^{(2)}(f) = \begin{cases} I_{nep} \lg N_z + J_{nep} & \text{при } f > f_{OT}; \\ I_{nep} \lg \frac{f}{f_{OR}} + J_{nep} & \text{при } f < f_{OT}, \end{cases} \quad (2.70)$$

де N_c – номер гармоніки.

Таблиця 2.6 - Параметри математичної моделі передавачів

Робоча частота передавача, МГц	Коефіцієнти моделі , дБ				
	$f < f_{OT}$		$f = f_{OT}$	$f > f_{OT}$	
	$I_{пер}$, дБ / груд	$J_{пер}$ дБ / грудень		$I_{пер}$, дБ / груд	$J_{пер}$ дБ / грудень
$30 < f_{OT} \leq 300$	- 20	80	$I = 0,$ $J = 0$	80	30
$f_{OT} > 300$	- 20	80		60	40
усереднені	- 20	80		70	30

У формулі (2.70) коефіцієнт $I_{пер}$ описує спад побічних випромінювань по мірі відбудови від основної частоти, дБ/дек, а $J_{пер}$ - постійне ослаблення побічних випромінювань по відношенню до основного, дБ. Коефіцієнти $I_{пер}$ та $J_{пер}$ беруться з паспортних даних або синтезуються за результатами обробки інформації про параметри передавачів аналогічного типу. У тих випадках, коли немає відомостей про параметри моделі (2.70) для конкретного типу передавача, можна використовувати дані табл. 2.6, в якій наведені значення коефіцієнтів $I_{пер}$, $J_{пер}$ розділені по діапазонах робочих частот.

Аналіз рівня позасмугових випромінювань на гармоніках, проведений за формулою (2.70) для передавачів, що працюють в діапазоні НВЧ та УВЧ, показав, що потужності гармонічних складових сигналу зменшуються зі швидкістю 18 дБ/октаву. Причому рівень 2-ї гармоніки пригнічується відносно рівня несучої на 60 дБ, а 10-ї гармоніки - на 100 дБ.

Розрахунки за (2.61) для субгармонік показали наступне: рівень суб гармонік падає зі зростанням їх номера зі швидкістю 6 дБ/октава, при цьому рівень 2-ї субгармоніки пригнічується відносно рівня потужності несучої на 86 дБ, а 10-й на 100 дБ.

Беручи до уваги емпіричність формули (2.70) , можна вважати достатнім облік побічних випромінювань передатчика в діапазоні від 10 субгармоніки до 10 гармоніки.

Крім того, для аналізу ЕМС угруповань мереж МРЗ необхідно включити наступні відомості про радіопередавальні пристрої:

- робоча частота, f_T , МГц;
- клас випромінювання;
- ширина смуги випромінювання на контрольних рівнях, B_i , кГц;
- потужність передавача P_{OT} , дБ;
- відносний рівень побічних випромінювань на гармоніках P_ρ , дБ.

3 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПОШИРЕННЯ СИГНАЛІВ В БЕЗПРОВОДОВИХ МЕРЕЖАХ 5 G

3.1 Втрати поширення

Відповідно до стандартної моделі поширення Фрїїса збільшення несучої частоти веде до значного збільшення втрат поширення [13]. Однак, при однаковому розмірі фізичної апертури, антени, що передають і приймають на більш високих частотах, випромінюють і приймають більше енергії, використовуючи вищі діаграми спрямованості [14]. Наприклад, збільшення несучої частоти на порядок збільшує втрати поширення на 20 дБ. Однак, якщо апертура антени підтримується постійною на приймачі або передавачі в міру збільшення частоти, тоді втрати у вільному просторі залишаються незмінними [15]. Якщо апертури передавальної і приймаючої антен підтримуються постійними, то втрати у вільному просторі зменшуються зі збільшенням частоти. На практиці можна підтримувати однакову ефективну апертуру антени за допомогою антенних решіток, формуючи діаграму спрямованості.

Слід зазначити, що використання антенних решіток також дозволяє значно збільшити потенційну зону обслуговування однієї NR БС. На сьогоднішній день існують практичні реалізації антенних решіток, в яких кількість елементів перевищує 512 [16-18].

3.2 Вплив погодних умов

Вимірювання впливу погодних умов на поширення міліметрових хвиль досить добре досліджені [19]. Слід звернути увагу, що найбільш істотно впливає листяний покрив, при наявності якого в каналі величина падіння сигналу досягає 2 дБ/м.

Втрати, викликані сильним снігом, туманом і хмарами, досить незначні (менше 1 дБ/км). Дощ, зазвичай, характеризується додатковим загасанням близько 10 дБ/км, що може серйозно вплинути на характеристики каналу зв'язку.

Слід зазначити, що використання антенних решіток дозволяє подолати негативний вплив погодних умов.

Атмосферне поглинання

Додаткові втрати при поширенні міліметрових радіохвиль вносять поглинання в атмосфері [18; 19]. Основні компоненти, відповідальні за поглинання в розглянутому діапазоні частот, - кисень і водяна пара. Особливо слід відзначити поглинання кисню, яке досягає 15 дБ/км на частоті 60 ГГц [12]. Однак, в цілому поглинання несуттєво як для зв'язку всередині приміщень, так і для передбачуваних розгортання в міських мережах, де відстань між БС становить близько 200 метрів. В цьому випадку поглинання фактично вигідно так як дозволяє зменшувати перешкоди від віддалених БС.

3.3 Динамічне блокування

Так як міліметрові хвилі характеризуються меншою дифракцією, блокування прямої видимості між БС і АУ призводить до набагато більших втрат у порівнянні з мережами доступу, які працюють на частотах нижче 6 ГГц [21; 22]. Зокрема, динамічне блокування вносить додаткові втрати порядку 15-40 дБ [23; 24, 25].

Необхідно відзначити, що при наявності блокування прямої видимості використання відображених шляхів поширення сигналу може не надавати кращих умов поширення. Так, відбиття від шорстких поверхонь, наприклад, бетону або цегли, може послаблювати сигнали міліметрового діапазону на 40 - 80 дБ [26].

3.4 Розробка математичної моделі поширення сигналів у безпроводових мережах 5 G

Для впровадження 5G Кабінет Міністрів затвердив план використання радіочастотного ресурсу України до 2025 року. Ці зміни дозволять користувачам отримувати більш стабільні та високі швидкості передачі інформації.

МСЕ з 1995 року став міжнародним координатором робіт по електрозв'язку, спрямованих на створення глобального інформаційного суспільства. Створивши Регламент радіозв'язку [11] і розділивши поверхню Землі на три регіони, МСЕ організував певний порядок в частотному користуванні. Однак, частотний ресурс

належить всьому людству, виключно активно використовується і до цього дня частотні діапазони нижче 5 ГГц практично перевантажені. Присвоєння радіочастот і радіочастотних каналів для радіоелектронних засобів в цих діапазонах здійснюється за технологіями частотно-територіального планування [12-14] з обов'язковим розрахунком ЕМС радіозасобів. Тому одним з основних напрямків по створенню нового покоління мобільного зв'язку 5G – це освоєння частотних діапазонів вище 5 ГГц, поки ще недостатньо використуваних. Відносно вільні ділянки спектра є поки на надвисоких частотах, наприклад, на межі діапазонів X і C не зайнята смуга частот близько 1,5 ГГц. Але найменше опанований міліметровий діапазон (ММД) хвиль, тому саме в цьому діапазоні можливий розвиток стандарту 5G зі швидкостями передачі даних від 1 до 10 Гбіт/с. Діапазон міліметрових хвиль використовується поки не дуже активно і вивчений не повністю. Тому дослідження можливостей мобільного зв'язку в цьому діапазоні хвиль становить інтерес.

Ключовими рішеннями і технологічними компонентами [1-4] мережі радіодоступу 5G NR є:

- 1) використання нових форм сигналу, що одержали назву Non-Orthogonal Waveform і дають вигоду в спектральній ефективності по відношенню до OFDM;
- 2) застосування повного дуплексу FD - одночасної передачі та прийому в загальній смузі частот, переважно в коротких з'єднаннях "точка-точка" (D2D, V2V);
- 3) застосування багатовимірних антен МІМО, в яких ефективно реалізується режим динамічного формування спрямованих променів для передачі (3D / Beamforming), що дозволяє збільшити енергетичний вигоду в очікуваних високих діапазонах частот і поліпшити покриття і спектральну ефективність в ультращільних малих стільниках;
- 4) застосування малих стільників Small Cells з надщільним розподілом (один приймально-передавальний пристрій на кожного користувача), розвантажуючи макростільниками мережі з поділом середовищ передачі команд управління і призначеного для користувача трафіку між макро- і Small-сотами в різних смугах частот (концепція "PhantomCell»).

Радіочастоти для мереж 5G – це один з головних компонентів, що має суттєвий вплив на ЕМС [6,9,12].

На Всесвітній конференції радіозв'язку WCR-15 були визначені нові діапазони радіочастот для 5G, в тому числі діапазони сантиметрових і міліметрових хвиль [12]. В цілому цей радіочастотний спектр розміщений в трьох областях: нижче 1 ГГц, від 1 ГГц до 6 ГГц і вище 6 ГГц (до 100 ГГц).

В якості головних особливостей цього спектра з точки зору ЕМС можна виділити наступне: можливість використання широкої безперервної смуги каналу (сумарно до 1-2 ГГц), малі зони обслуговування (дальність випромінювання) в малих (Small) і ультрамалих (UltraSmall) сотах; можливість використання малогабаритних багатоелементних антен МІМО з вузькими променями як в базових станціях, так і в абонентських пристроях; різний характер втрат при поширенні сигналу, зокрема, значний вплив на рівень втрат додаткових раніше невідомих в стільниковому зв'язку факторів (гази - кисень, водяна пара та ін.) [15,17].

Опис радіоінтерфейсів [1,6,9,12,15,17] мереж 5G представлений в табл.3.1

Таблиця 3.1 - Опис радіоінтерфейсів мереж 5G

Параметр	NR нижче 6	NR вище 6 ГГц
Ширина каналу	5 МГц, 10 МГц, 5 МГц, 20 МГц, 25 МГц, 30 МГц, 40 МГц, 50 МГц, 60 МГц, 80 МГц 100 МГц.	50 МГц, 100 МГц, 200 МГц и 400 МГц.
Діапазони	Окремі смуги 450-3800 МГц, 3800-4200 МГц і 4400-5000 МГц	26,5-29,5 ГГц, 24,25-27,5 ГГц 37-40 ГГц
Затримка (на рівні радіоінтерфейсу)	4 мс (Фаза 1) 1 мс (Фаза 2)	4 мс (Фаза 1) 1 мс (Фаза 2)
Пікові швидкості	2 Гбіт / с і вище	До 20 Гбіт/с

Аналіз головних особливостей радіоінтерфейсу 5G [1,6,9,12,15,17,18] дозволяє вказати на очікувані особливості процедур оцінки умов ЕМС для цих мереж. Ці особливості головним чином стосуються обліку сумарної перешкоди

від мережі при її особливій архітектурі та динаміці змін, вибору нових моделей втрат (моделей каналу) при просторово-розподіленому випромінюванні багатовимірних антен МІМО та різнорідному середовищі поширення сигналу, а також обліку спектральних властивостей нових форм сигналу та характеру випромінювання при нових неортогональних методах радіодоступу.

Головними недоліками сигналів міліметрового діапазону (ММД) є:

- 1) сильне загасання міліметрових хвиль при поширенні;
- 2) рівень сигналу істотно залежить від впливу гідрометеорів (краплі дощу, сніг, град, туман) і від присутності в атмосфері твердих неоднорідностей (листя дерев, зграї птахів, пил);
- 3) високий ступінь впливу на рівень сигналу перешкод, які закривають трасу;
- 4) наявність зон сильного ослаблення сигналу на деяких частотах через ослаблення сигналів ММД молекулами кисню і парами води.

Як і у всіх лініях зв'язку і радіоелектронних системах, в лініях зв'язку ММД радіохвилі, що поширюються, мають складну, випадково-детерміновану структуру і підкоряються законам електродинаміки, а параметри радіохвиль описуються рівняннями Максвелла [19]. Однак, таке уявлення є досить складним, що може привести до ускладнення моделі, а, отже, до труднощів роботи з нею, до збільшення похибок розрахунків. Тому в якості моделі поширення сигналів в радіолініях скористаємося відомою моделлю, заснованою на рівнянні передачі [20]:

$$P_{np} = P_{nep} + G_{nep} + G_{np} - \eta_{nep} - \eta_{np} - W, \quad (3.1)$$

де P_{np} - потужність сигналу (дБ);

P_{nep} - потужність передавача;

G_{nep}, G_{np} - відповідно: коефіцієнти підсилення передавальної і приймальної антен;

η_{np}, η_{nep} - коефіцієнти корисної дії приймального і передавального фідерів;

W - втрати (ослаблення) електромагнітного поля (дБ).

Завдання, пов'язані з поширенням радіохвиль в приземній зоні, досить складні, оскільки поле поблизу антени радіоприймача як абонентської, так і базової станції являє собою суперпозицію сигналів через їх багатопроменеве поширення в умовах даної місцевості. Проблема ускладнюється впливом на умови поширення радіохвиль пересування об'єктів, які розсіюють радіохвилі, і переміщення самих абонентів в зоні нерівномірного поля. Рівень сигналу може змінюватися від пікових значень, що перевищують середній рівень на кілька одиниць і, навіть, десятків децибел, до десятків децибел нижче середнього в зонах сильного завмирання [21].

Для розрахунку ослаблення сигналів при аналізі ЕМС і проектуванні мобільних мереж зв'язку від 1G до 4G найбільш широко застосовується моделювання, засноване на результатах статистичної обробки експериментальних досліджень поширення сигналів вздовж земної поверхні. Такі дослідження проводилися в багатьох країнах світу для різних умов місцевості. Деякі з цих моделей є загально визнаними і рекомендовані МСЕ для використання при проектуванні мобільних мереж зв'язку.

Можна виділити два основних типи моделей. Перший тип, де в якості основних параметрів, що характеризують місцевість і умови поширення сигналів, є висоти розташування антен і висоти нерівностей місцевості [22-24]. Другий тип - моделі ослаблення сигналів в статистично однорідному середовищі, де рельєф місцевості зазвичай не враховується [22]. Перший тип моделі, хоча і є точним, більше придатний для аналізу стаціонарних систем зв'язку, так як при зміні місця розташування абонента будуть змінюватися одержувані результати досліджень, і при наборі статистики при моделюванні в результаті вийдуть середні значення. Крім того, перший тип моделі вимагає більшого числа вхідних апріорних даних і більшого часу на проведення досліджень. Математичні моделі розповсюдження радіохвиль, які побудовані на основі експериментальних даних і описують поле в статистично однорідному середовищі (міська територія, передмістя, сільська місцевість, відкритий простір), є загально визнаними, про що свідчать Рекомендації ІТУ і СЕРТ, і можуть бути використані для розрахунку зон покриття мобільних мереж зв'язку та оцінки їх ЕМС. Крім того, доцільно виділити в

особливу категорію моделі поширення в межах будівель. Рекомендується дотримуватися наступної відповідності між типами моделей ослаблення і характеристиками середовища, в якій використовується мобільна мережа зв'язку [22-24]:

- 1) окреме приміщення, офіс всередині будівлі;
- 2) відкритий простір - відкриті ділянки без насаджень;
- 3) щільна міська забудова - щільна забудова в основному високими будинками вище 20 поверхів з малою площею зелених насаджень;
- 4) міська забудова - багатоповерхова адміністративна і житлова забудова, індустріальні райони з зеленими насадженнями;
- 5) передмістя - поодинокі будинки, адміністративні будівлі висотою 1-3 поверхи; великі площі зелених насаджень, паркові зони з окремими групами будівель щільної забудови;
- б) сільська місцевість - відкритий простір з кількома будинками, ферми, чагарникові насадження, шосе.

У загальному вигляді ослаблення сигналу (перешкоди) визначаються виразом:

$$W = W_{PE3} + W_{сер}, \quad (3.2)$$

де W_{PE3} - ослаблення перешкоди, яке визначається характеристиками радіоелектронного засобу (РЕЗ). При розрахунку ослаблення корисного сигналу можна вважати $W_{PE3} = 0$;

$W_{сер}$ - ослаблення сигналу (перешкоди), яке визначається умовами середовища поширення радіохвиль.

Параметр ослаблення енергії перешкоди визначається наступними складовими, дБ [22-24]:

$$W_{PE3} = W_{PE3}^{(1)}(\Delta f) + W_{PE3}^{(2)} + W_{PE3}^{(3)} + W_{PE3}^{(4)} + W_{PE3}^{(5)}, \quad (3.3)$$

де $W_{PE3}^{(1)}(\Delta f)$ - ослаблення перешкоди, які визначаються вибірковістю приймача по основному каналу $S_{nep}(\Delta f)$, шириною спектра основного і позасмугового випромінювання передавача і частотним рознесенням між каналами випромінювання і прийому, дБ;

$W_{PE3}^{(2)}$ - ослаблення перешкоди за рахунок побічного випромінювання. Значення $W_{PE3}^{(2)}$ визначаються в результаті проведення експерименту. При відсутності експериментальних даних за значеннями щільності потоків потужності ослаблення сигналу за рахунок побічного випромінювання приймається рівним відносному рівню за бічними випромінюваннями. Рівень бічних випромінювань визначається коефіцієнтом пригнічення по бічним випромінюванням. Для РЕЗ мобільних мереж зв'язку він зазвичай складає 60 дБ;

$W_{PE3}^{(3)}$ - ослаблення перешкоди за рахунок прийому по побічних каналах визначається вибірковістю приймача по побічних каналах прийому;

$W_{PE3}^{(4)}$ - ослаблення перешкоди при повних частотних розбіжностях перешкоди з основним і побічними каналами прийому. При цьому перешкода є продуктом нелінійності радіоприймального тракту;

$W_{PE3}^{(5)}$ - ослаблення перешкоди, викликане відмінністю в поляризації збуджуючого поля і антени приймача, визначається співвідношенням:

$$W_{PE3}^{(5)} = 10 \cdot \lg(\gamma_{ij}), \quad (3.4)$$

де γ_{ij} - виправний коефіцієнт, який враховує розходження поляризації корисної радіохвилі i -го РЕЗ з радіохвилею перешкоди j -го РЕЗ.

В умовах використання мережі зв'язку в окремому приміщенні чи будівлі ослаблення сигналу W_{cep} , визначається умовами середовища поширення, розраховується відповідно до виразу, дБ:

$$W_{cp} = W_{cv} + W_{дон}^{(1)} + W_{дон}^{(2)} + W_{дон}^{(3)} + W_{дон}^{(4)} + W_{дон}^{(5)} + W_{дон}^{(6)}, \quad (3.5)$$

де W_e - ослаблення у вільному просторі (дБ)

$$W_g = 92,4 + 20 \lg(f) + 20 \lg(d) \text{ , [дБ]} \quad (3.6)$$

де d - відстань між передавачем і приймачем, f - частота.

$W_{\partial\partial\partial}^{(1)}$ - додаткове ослаблення, викликане впливом стін і перекриттів поверхів:

$$W_{\partial\partial\partial}^{(1)} = W_{0c} \cdot N_{cm} \left(\frac{N_{cm} + 2}{N_{cm} + 1} - c \right) + W_{0mn} \cdot N_{mn} \left(\frac{N_{mn} + 2}{N_{mn} + 1} - c \right), \quad (3.7)$$

де W_{0c} - ослаблення за рахунок впливу стіни або міжповерхового перекриття. Зазвичай [22-24] для стіни $W_{0c} = 8,38$ дБ та $c = 0,51$, міжповерхового перекриття $W_{0mn} = 18,3$ дБ та $c = 0,46$, N_{cm} - кількість стін; N_{mn} - кількість міжповерхових перекриттів.

$W_{\partial\partial\partial}^{(2)}$ - додаткові втрати енергії сигналу при заповненні простору різними предметами, дБ [22-24]:

$$W_{\partial\partial\partial}^{(2)} = \delta \cdot d, \quad (3.8)$$

де δ - коефіцієнт погонного ослаблення, що враховує заповнення простору предметами. Для майже порожнього простору $\delta = 0,2$ дБ/м, для переповненого простору $\delta = 0,6$ дБ/м.

$W_{\partial\partial\partial}^{(3)}$ - додаткове ослаблення, викликане втратою енергії радіохвиль при розповсюдженні через дощі;

$$W_{\partial\partial\partial}^{(3)} = kdK_d Y^a, \quad (3.9)$$

де k - коефіцієнт, який визначає наявність або відсутність опадів, Y - інтенсивність опадів, мм / год, K_d - параметр, що залежить від частоти, температури, поляризації дБч / м2, a - безрозмірний параметр, що залежить від частоти, температури, поляризації.

У табл.3.2 наведені значення погонного загасання сигналу в дощах в залежності від інтенсивності опадів і частоти.

Таблиця 3.2 - Погонне загасання в дощах

Частота, ГГц	Відсоток пори року	Інтенсивність опадів	Погонне загасання сигналу в дощах, дБ / км
30	1	0,6	0,1
	0,3	2,4	0,43
	0,1	6	1,08
	0,03	12	2,18
	0,01	22	4,02
60	1	0,6	0,63
	0,3	2,4	1,84
	0,1	6	3,73
	0,03	12	6,35
	0,01	22	10,12
90	1	0,6	0,7
	0,3	2,4	1,99
	0,1	6	3,98
	0,03	12	6,7
	0,01	22	10,6

$W_{\text{доо}}^{(4)}$ - додаткове ослаблення, викликане втратою енергії радіохвиль через туман:

$$W_{\text{доо}}^{(4)} = kdl_T V_T, \quad (3.10)$$

l_T - питома погонний коефіцієнт ослаблення сигналу ММД в тумані, V_T - коефіцієнт вмісту води в атмосфері, який визначається по оптичній видимості,

Питома погонний коефіцієнт ослаблення сигналу ММД в тумані наведено в табл.3.3.

Таблиця 3.3 - Питомий погонний коефіцієнт ослаблення сигналу ММД в тумані

f_0 , ГГц	30	43	60	150
l_T , дБ м ³ /ГКМ	0,438	0,876	1,65	7,14

Коефіцієнт утримання води в атмосфері наведено в табл.3.4.

Таблиця 3.4 - Коефіцієнт вмісту води в атмосфері

Оптична видимість, м	30	50	80	200
$V_T, \text{Г/м}^3$	2	1	0,5	0,2

$W_{\text{доd}}^{(5)}$ - додаткове ослаблення сигналу при поширенні через листя дерев

$$W_{\text{доd}}^{(5)} = 0,2 f^{0,3} r^{0,6}, \quad (3.11)$$

де r - глибина шару перекриває листя, м,

Випадкова компонента додаткового ослаблення

$$W_{\text{доd}}^{(6)} = W_{\text{cl}}^{(n)} + W_{\text{cl}}^{(u)}, \quad (3.12)$$

де $W_{\text{cl}}^{(n)}, W_{\text{cl}}^{(u)}$ - відображають відповідно: повільні і швидкі випадкові завмирання.

У розрахункових задачах з енергетики радіоліній малих відстаней швидкими завмираннями зазвичай нехтують, бо вони характерні для досить протяжних, ($d > 30 \dots 50$ км), переважно закритих, або напівзакритих радіотрас. Для офісних радіоліній або радіоліній в межах мікрорайону прийнято вважати $W_{\text{cl}}^{(6)}(t) \rightarrow 0$. Повільні завмирання $W_{\text{cl}}^{(M)}$ складають 10 ... 16 дБ. Повільні завмирання підкоряються випадковому логарифмічно-нормальному закону, тоді [20]

$$W_{\text{cl}}^{(M)} \{u(t)\} = \rho W_{\text{cl}}^{(M)} \{u(t - \Delta t)\} + \sqrt{1 - \rho^2} \cdot N(0, \sigma), \quad [\text{дБ}], \quad (3.13)$$

де ρ - коефіцієнт кореляції між двома перетинами випадкового процесу зміни $W_{\text{cl}}^{(M)} \{u(t)\}$, рознесених на інтервал Δt .

В умовах використання мобільних мереж зв'язку поза будівлею вважають, що основними механізмами поширення радіохвиль (РРВ) є: дифракція, рефракція, поширення у вільному просторі і уздовж земної поверхні. Дані механізми можуть діяти спільно або в різній комбінації, в залежності від фізико-географічних умов. Є ряд рекомендацій ІТУ, які дозволяють враховувати ті чи інші механізми РРВ:

ITU-R PN.525 - Розрахунок ослаблення у вільному просторі [23], ITU-R PN.526 - Поширення радіохвиль з урахуванням дифракції [24].

У рекомендаціях ІТУ з обліку втрат при РРВ для частот понад 1 ГГц пропонується використовувати напівемпіричну модель, викладену в рекомендації ІТУ-R P.1146 [25]. Ця модель дозволяє розраховувати напруженість поля в точці прийому в діапазоні частот 1..3 ГГц для стаціонарних і мобільних систем зв'язку. Недоліком цієї моделі є те, що вона не дозволяє розраховувати втрати при РРВ, якщо висоти передавальної і приймальної антен вище 30м. У цих випадках рекомендується використовувати модель, викладену в рекомендації ІТУ-R P.452-8 [26].

Рівень сигналу на вході приймача в діапазоні 0,03-3 ГГц, особливо в разі використання мобільних абонентських станцій, залежить від багатьох чинників: типу місцевості, висоти будівель і щільності забудови міста, висот приймальної і передавальних антен, наявності рослинності і багатьох інших факторів. Тому при розрахунку отримують медіанне значення напруженості поля в точці прийому з певною ймовірністю. Таким чином, висновок про наявність чи відсутність перешкоди також має імовірнісний характер.

3.5 Аналіз ефективності поширення радіосигналів міліметрового діапазону мереж зв'язку 5 G

У середовищі Matlab за допомогою математичного моделювання проведено аналіз електромагнітної сумісності мережі 5G. В якості показників ефективності мережі обрано загасання сигналу при поширенні радіохвиль та потужність сигналу на вході приймача. Ці показники значною мірою впливають на критерій ефективності ЕМС – відношення потужності сигналу до потужності завади та шуму.

Проведено аналіз загасання сигналу у вільному просторі від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості на частоті 30 ГГц і на частоті 60 ГГц.

В результаті експерименту отримані залежності загасання сигналу у вільному просторі від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості на частоті 30 ГГц (рис.3.1) і на частоті 60 ГГц (рис.3.2).

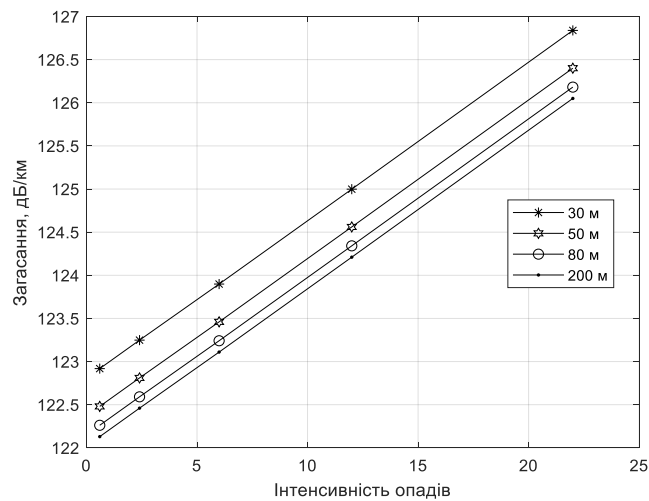


Рисунок 3.1 - Залежність загасання сигналу від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості при частоті 30 ГГц

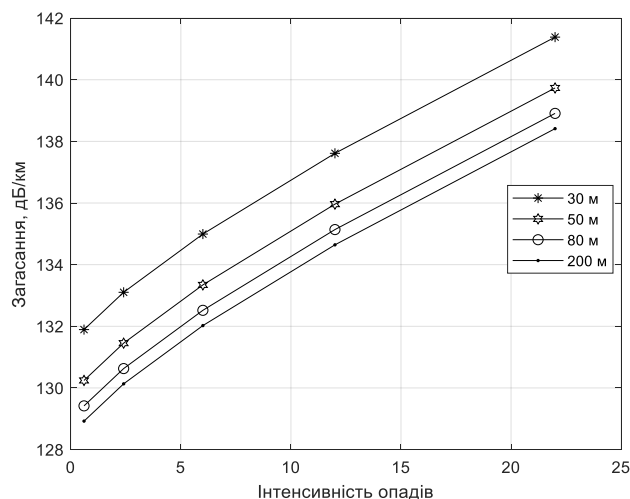


Рисунок 3.2 - Залежність загасання сигналу від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості при частоті 60 ГГц

Проведений аналіз залежності загасання сигналу у вільному просторі від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості на частоті 30 ГГц (рис.3.1) і на частоті 60 ГГц (рис.3.2) показав, що інтенсивність опадів і оптична видимість не суттєво впливає на загасання сигналу, і становить не більше 4 дБ втрат на частоті 30 ГГц і не більше 12 дБ втрат на частоті 60 ГГц.

Проведено аналіз загасання сигналу при поширенні сигналу через перешкоди у вигляді стін від відстані при різних значеннях товщини стіни. В якості матеріалу стіни було використано цеглу. При цьому, стіна в 10 см

відповідає випадку міжкімнатних перегородок, а стіна в 38 см відповідає випадку несучої стіни. Отримано залежності загасання сигналу від відстані поширення сигналу при різних значеннях товщини стіни (рис.3.3). Проведений аналіз залежності загасання сигналу від відстані поширення сигналу при різних значеннях товщини стіни показав, що, загасання сигналу суттєво залежить від товщини стіни.

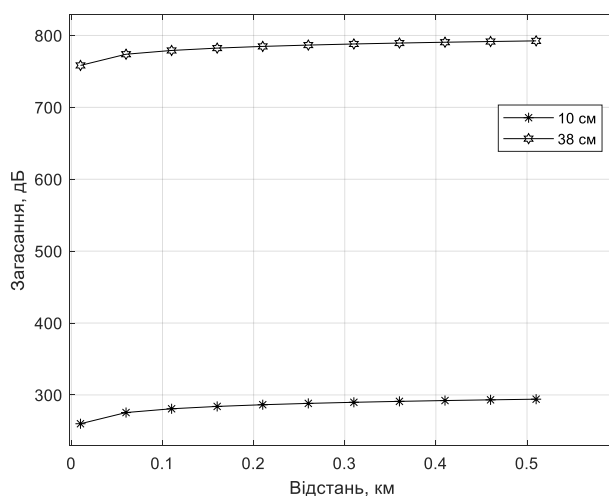


Рисунок 3.3 - Залежність загасання сигналу від відстані при різних значеннях товщини стіни на частоті 30 ГГц

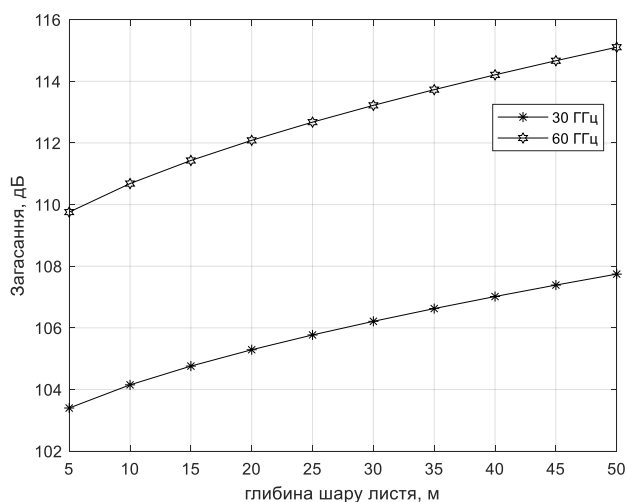


Рисунок 3.4 - Залежності загасання сигналу від глибини шару листя, що перекриває поширення сигналу при різних значеннях частоти несійної

Проведено аналіз значення потужності сигналу на вході приймача від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості на частоті 30 ГГц і на частоті 60 ГГц. Отримано залежності потужності сигналу на вході приймача від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості на частоті 30 ГГц (рис.3.5) і на частоті 60 ГГц (рис.3.6). Відстань від передавача до приймача складала 500 м.

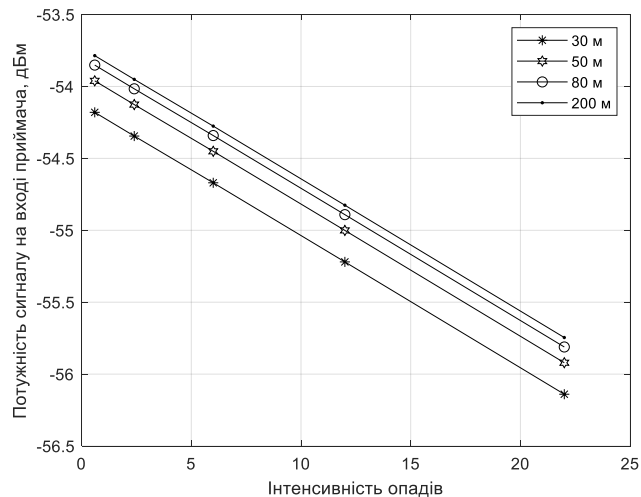


Рисунок 3.5 - Залежності потужності сигналу на вході приймача від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості на частоті 30 ГГц

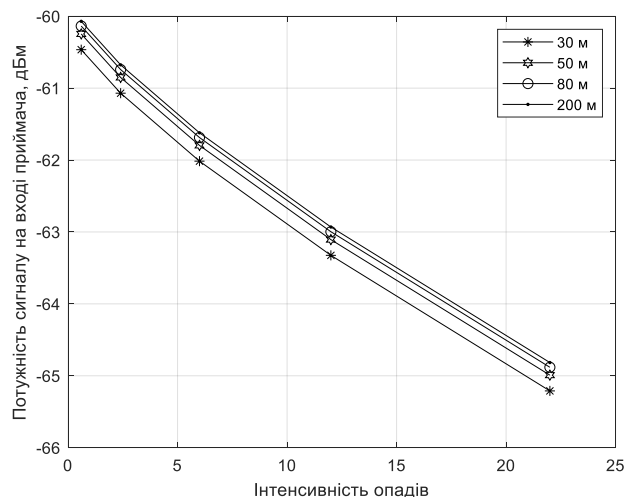


Рисунок 3.6 - Залежності потужності сигналу на вході приймача від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості на частоті 60 ГГц

Проведений аналіз залежності потужності сигналу на вході приймача від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості на частоті 30 ГГц

(рис.3.5) і на частоті 60 ГГц (рис.3.6) показав, що потужність сигналу на вході приймача зменшується при збільшенні інтенсивності опадів, зменшується при зменшенні оптичної видимості, а також зменшується при збільшенні частоти випромінювання. Але треба зазначити, що потужності сигналу на вході приймача лежить в допустимих межах і не виходять за межі чутливості приймача.

Проведено аналіз значення потужності сигналу на вході приймача при поширенні сигналу через перешкоди у вигляді стін від відстані при різних значеннях товщини стіни на частоті 30 ГГц.

Отримано залежності потужності сигналу на вході приймача від відстані при різних значеннях товщини стіни на частоті 30 ГГц (рис.3.7). Судячи з проведеного аналізу залежності потужності сигналу на вході приймача від відстані при різних значеннях товщини стіни на частоті 30 ГГц (рис.3.7), можна зробити висновок, що ні через міжкімнатні перегородки, ні тим більш через несучу стіну сигнал міліметрових хвиль не проникне. І для забезпечення зв'язку в приміщеннях необхідно буде встановлювати додаткове обладнання.

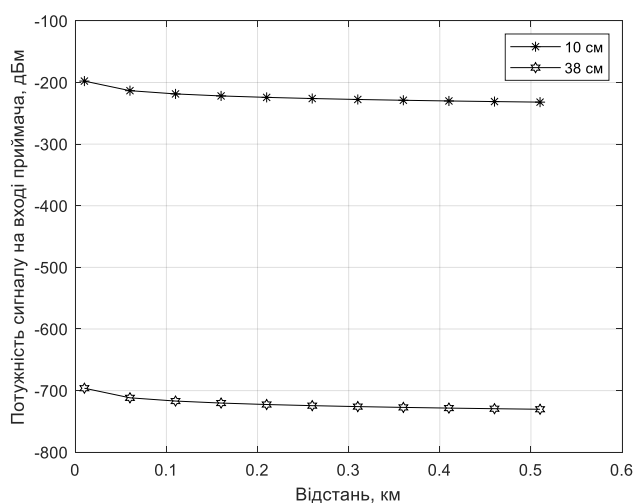


Рисунок 3.7 - Залежність потужності сигналу на вході приймача від відстані при різних значеннях товщини стіни на частоті 30 ГГц

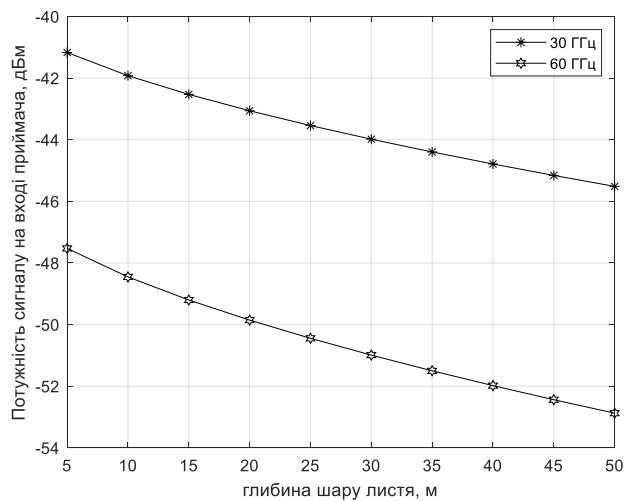


Рисунок 3.8 - Залежності потужності сигналу на вході приймача від глибини шару листя, що перекриває поширення сигналу при різних значеннях частоти несійної

Проведено аналіз значення потужності сигналу на вході приймача від глибини шару листя, що перекриває поширення сигналу при різних значеннях частоти несійної. Отримано залежності потужності сигналу на вході приймача від глибини шару листя, що перекриває поширення сигналу при різних значеннях частоти несійної (рис.3.8). Відстань від передавача до приймача складала 100 м без урахування глибини шару листя. Судячи з проведеного аналізу залежності потужності сигналу на вході приймача від глибини шару листя, що перекриває поширення сигналу при різних значеннях частоти несійної (рис.3.8), можна зробити висновок, що потужність сигналу зменшується при збільшенні глибини шару листя і при збільшенні частоти випромінювання, але знаходиться в допустимих межах не зменшуючись до чутливості приймача.

ВИСНОВКИ

Технологія нового покоління 5G / IMT-2020 року, як і будь-яка нова технологія, привносить свої специфічні особливості в усі аспекти, що стосуються практики її застосування. Одним з таких особливо важливих аспектів є ЕМС. На етапі підготовки до впровадження радіомереж технології 5G необхідно завчасно подбати про вжиття заходів щодо ефективної оцінки умов ЕМС для цих мереж на основі ретельного аналізу особливостей технології 5G, а правильно і точно оцінивши ці умови - успішно забезпечити електромагнітну сумісність радіозасобів нових мереж.

На Всесвітній конференції радіозв'язку ВКР-15 були визначені нові діапазони радіочастот для 5G, в тому числі діапазони сантиметрових і міліметрових хвиль. В цілому цей радіочастотний спектр розміщений в трьох областях: нижче 1 ГГц, від 1 ГГц до 6 ГГц і вище 6 ГГц (до 100 ГГц). В якості головних особливостей цього спектра з точки зору ЕМС можна виділити наступне: різний характер втрат при поширенні сигналу, зокрема, значний вплив на рівень втрат додаткових раніше невідомих в стільникового зв'язку факторів (гази - кисень, водяна пара та ін.).

Розроблено математичну модель поширення сигналів мереж зв'язку 5 G, яка враховує ослаблення сигналів у вільному просторі, ослаблення сигналів, викликане впливом стін і перекриттів поверхів, втрати енергії сигналу при заповненні простору різними предметами, ослаблення сигналів, викликане втратою енергії радіохвиль при розповсюдженні через дощі, ослаблення сигналів, викликане втратою енергії радіохвиль через туман, ослаблення сигналів при поширенні через листя дерев, повільні і швидкі випадкові завмирання.

У середовищі Matlab за допомогою математичного моделювання проведено аналіз електромагнітної сумісності мережі 5G. В якості показників ефективності мережі обрано загасання сигналу при поширенні радіохвиль та потужність сигналу на вході приймача. Ці показники значною мірою впливають на критерій ефективності ЕМС – відношення потужності сигналу до потужності завади та шуму.

Проведено аналіз загасання сигналу у вільному просторі від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості на частоті 30 ГГц і на частоті 60 ГГц.

В результаті експерименту отримані залежності загасання сигналу у вільному просторі від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості на частоті 30 ГГц і на частоті 60 ГГц.

Проведений аналіз залежності загасання сигналу у вільному просторі від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості на частоті 30 ГГц і на частоті 60 ГГц показав, що інтенсивність опадів і оптична видимість не суттєво впливає на загасання сигналу, і становить не більше 4 дБ втрат на частоті 30 ГГц і не більше 12 дБ втрат на частоті 60 ГГц.

Проведено аналіз загасання сигналу при поширенні сигналу через перешкоди у вигляді стін від відстані при різних значеннях товщини стіни. В якості матеріалу стіни було використано цеглу. При цьому, стіна в 10 см відповідає випадку міжкімнатних перегородок, а стіна в 38 см відповідає випадку несучої стіни. Отримано залежності загасання сигналу від відстані поширення сигналу при різних значеннях товщини стіни. Проведений аналіз залежності загасання сигналу від відстані поширення сигналу при різних значеннях товщини стіни показав, що, загасання сигналу суттєво залежить від товщини стіни.

Проведено аналіз загасання сигналу від глибини шару листя, що перекриває поширення сигналу при різних значеннях частоти несійної. Отримано залежності загасання сигналу від глибини шару листя, що перекриває поширення сигналу при різних значеннях частоти несійної. При цьому відстань від передавача до приймача складала 100 м без урахування глибини шару листя. Проведений аналіз залежності загасання сигналу від глибини шару листя, що перекриває поширення сигналу при різних значеннях частоти несійної показав, що насадження не дуже впливають на поширення радіохвиль. Так на кожні 5 метрів приходиться загасання сигналу не більше 1 дБ.

Проведено аналіз значення потужності сигналу на вході приймача від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості на частоті 30 ГГц і на частоті 60 ГГц. Отримано залежності потужності сигналу на вході приймача від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості на частоті 30 ГГц і на частоті 60 ГГц. Відстань від передавача до приймача складала 500 м.

Проведений аналіз залежності потужності сигналу на вході приймача від інтенсивності опадів при різних значеннях оптичної видимості на частоті 30 ГГц і на частоті 60 ГГц показав, що потужність сигналу на вході приймача зменшується при збільшенні інтенсивності опадів, зменшується при зменшенні оптичної видимості, а також зменшується при збільшенні частоти випромінювання. Але треба зазначити, що потужності сигналу на вході приймача лежить в допустимих межах і не виходять за межі чутливості приймача.

Проведено аналіз значення потужності сигналу на вході приймача при поширенні сигналу через перешкоди у вигляді стін від відстані при різних значеннях товщини стіни на частоті 30 ГГц.

Отримано залежності потужності сигналу на вході приймача від відстані при різних значеннях товщини стіни на частоті 30 ГГц. Судячи з проведеного аналізу залежності потужності сигналу на вході приймача від відстані при різних значеннях товщини стіни на частоті 30 ГГц. можна зробити висновок, що ні через міжкімнатні перегородки, ні тим більш через несучу стіну сигнал міліметрових хвиль не проникне. І для забезпечення зв'язку в приміщеннях необхідно буде встановлювати додаткове обладнання.

Проведено аналіз значення потужності сигналу на вході приймача від глибини шару листя, що перекриває поширення сигналу при різних значеннях частоти несійної. Отримано залежності потужності сигналу на вході приймача від глибини шару листя, що перекриває поширення сигналу при різних значеннях частоти несійної. Відстань від передавача до приймача складала 100 м без урахування глибини шару листя. Судячи з проведеного аналізу залежності потужності сигналу на вході приймача від глибини шару листя, що перекриває поширення сигналу при різних значеннях частоти несійної, можна зробити висновок, що потужність сигналу зменшується при збільшенні глибини шару листя і при збільшенні частоти випромінювання, але знаходиться в допустимих межах не зменшуючись до чутливості приймача.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Бабков В.Ю. Мережі мобільного зв'язку. Частотно-територіальне планування / В.Ю. Бабков, М.А. Вознюк, П.А. Михайлов // М .: Гаряча лінія - Телеком. - 2007. - 224 с.
2. Бородін А. С. Мережі зв'язку п'ятого покоління як основа цифрової економіки / А.С. Бородін, А.Е. Кучерявий // Електрозв'язок .- 2017 .- №5 .- С. 47-51.
3. Коляденко Ю.Ю. Математична модель взаємодії елементів системи абонентського радіодоступу // Праці УНДІРТ, теоретична та науково-практичний журнал радіозв'язку, радіомовлення и телебачення. - 2004. - №1 (37). - С. 31-35.
4. Кременецька Я.А. Аналіз обмежуючих та компенсуючого факторів при розрахунку енергетичної ефективності радіосистем в міліметровому діапазоні /Я.А. Кременецька, С.Ю. Марков, Н.В. Градобоева, Є.М. Харченко // Телекомунікаційні та інформаційні технології.-2019.-№1.- С. 12-21. - Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/vduikt_2019_1_4. -DOI: 10.31673 / 2412-4338.2019.011221
5. Куракова Т.П. Імітація радіоканалів міліметрового діапазону покоління 5G. Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук. ФГУП НІІР // http://diss.vlsu.ru/uploads/media/Dissertacija_Kurakovoi.pdf.
6. Молчанов Д.А. Розробка підходів, методів дослідження і моделей забезпечення показників якості обслуговування в безпроводових мережах п'ятого покоління. Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук. Російський університет дружби народів. - Москва. - 2019. - 306 с.
7. Тихвинський В.О. Технології 5G - базис мобільної інфраструктури цифрової економіки / В.О. Тихвинський // Електрозв'язок. - 2018. - № 3. С. 49-55.
8. 3GPP TR 22.891, "Feasibility Study on New Services and Markets Technology Enablers," Ver. 14.2.0, Sep. 2016.
9. 3GPP TR 38.913, "Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies," Ver. 14.3.0, June. 2017.
10. 3GPP TS 28.554. Management and orchestration; 5G end to end Key Performance Indicators (KPI). Ver. 2.0.0, release 15, Sep 2018.

11. 5G PPP Architecture Working Group white paper, "View on 5G Architecture," July 2016.
12. Abuarqoub A. Behaviour Profiling in Healthcare Applications Using the Internet of Things Technology / Abuarqoub A., Hammoudeh M. H. // Proceedings of Fourth International Conference on Advances in Information Processing and Communication Technology. - 2016. - pp. 1-4. DOI: <https://doi.org/10.15224/978-1-63248-099-6-25>
13. Agiwal M. Next generation 5G wireless networks: A comprehensive survey / Agiwal, M., Roy, A., Saxena, N // IEEE Communications Surveys & Tutorials. - №18 (3). - 2016. -pp.1617-1655. DOI: <https://doi.org/10.1109/COMST.2016.2532458>
14. Aijaz A. Realizing the Tactile Internet: Haptic Communications over Next Generation 5G Cellular Networks / A.Aijaz, M.Dohler, A.H.Aghvami, V.Friderikos, Frodigh, M. // IEEE Wireless Comm. - 24 (2). - 2017. - pp.82-89. DOI: <https://doi.org/10.1109/MWC.2016.1500157RP>
15. Aijaz A. Shaping 5G for the Tactile Internet / Aijaz, A ., Simsek, M ., Dohler M. and Fettweis, G. 5G Mobile Communications, Springer International Publishing .- 2017 .- pp.677-691, DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-319-34208-5_25
16. Aijaz A. Towards 5G-enabled tactile internet: Radio resource allocation for haptic communications / A.Aijaz // In Proceedings of the 2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Doha, Qatar, 3-6 April 2016. - pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/WCNC.2016.7564661>
17. D. J. Griffiths, Introduction to Electrodynamics, 4th ed. Pearson / D. J. Griffiths // Boston, 2013.-p. 347.
18. Kurakova T. How ITU can help develop future networks / T. Kurakova, M.Valdburger // ITU News. – 2013.- № 1. - pp. 38-41. DOI: <https://doi.org/10.1525/aft.2013.41.3.38>
19. Radio Regulations. - Ed. ITU, in 4 volumes. - 2016. ITU: <https://www.itu.int/pub/R-REG-RR-2016>
20. Recommendation ITU-R P.1146-0 (10/95). ITU: <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.1146/recommendation.asp>
21. Recommendation ITU-R PN.452 -16 (07/2015). ITU: <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.452/recommendation.asp>

22. Recommendation ITU-R PN.452-8 (08/97). ITU: <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.452/recommendation.asp>
23. Recommendation ITU-R P.525-4 (08/2019). ITU: <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.525/recommendation.asp>
24. Recommendation ITU-R PN.526 -14 (01/2018). ITU: <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.526-14-201801-S>
25. Resolution COM 6/20 (WRC-15) Studies on frequency-related matters for International Mobile Telecommunications identification including possible additional allocations to the mobile services on a primary basis in portion (s) of the frequency range between 24.25 and 86 GHz for the future development of International Mobile Telecommunications for 2020 and beyond.
26. Williams, T. EMC for Product Designers. Elsevier Science & Technology/Williams, T.// ITU News.- 2016.- p. 513.
27. Водолажченко О.В. Аналіз поширення радіосигналів міліметрового діапазону через дощі у мережах зв'язку 5G / наук. кер. Ю.Ю. Коляденко // VIII Міжнародна науково-практична конференція, Харків, 10-12 травня 2022. Зб. Матеріалів форуму. – Харків, 2022. – с. 291-294.
28. Коляденко Ю.Ю. Моделі поширення радіосигналів міліметрового діапазону у мережах зв'язку 5 G / Коляденко Ю.Ю., Чурсанов М.О., Водолажченко О.В. / Матеріали сьомої Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми електромагнітної сумісності перспективних безпроводових мереж зв'язку EMC-2021» Харків, 25-26 листопада 2021 р. с. 28-31.
29. Коляденко Ю.Ю. Аналіз ефективності поширення радіосигналів міліметрового діапазону мереж зв'язку 5 G / Коляденко Ю.Ю., Чурсанов М.О., Водолажченко О.В./ Матеріали восьмої Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми електромагнітної сумісності перспективних безпроводових мереж зв'язку EMC-2022» Харків, 24 -25 листопада 2022 р. с. 20-31.
30. Коляденко Ю.Ю. Аналіз особливостей зміни трафіку екстрених викликів у надзвичайних ситуаціях/ Коляденко Ю.Ю., Водолажченко О.В./ Матеріали восьмої Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми електромагнітної сумісності перспективних безпроводових мереж зв'язку EMC-2022» Харків, 24 -25 листопада 2022 р. с. 32-34.