

**ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНОЇ ІНЖЕНЕРІЇ**

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему: «Дослідження технологій бездротового зв'язку WI-FI, Bluetooth,
ZigBee з урахуванням їх характеристик пропускнуої спроможності та
енергоспоживання»

на здобуття освітнього ступеня «магістра»
зі спеціальності 123 «Комп'ютерна інженерія»
освітньо-професійної програми «Комп'ютерні системи та мережі»

*Кваліфікаційна робота містить результати власних досліджень.
Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на
відповідне джерело*

(підпис)

_____ Тетяна КАЛИТА _____

(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ здобувача)

Виконав: здобувачка вищої освіти гр. КСДМ-62

Тетяна КАЛИТА

Керівник: _____

*науковий ступінь,
вчене звання*

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Рецензент: _____

*науковий ступінь,
вчене звання*

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Київ 2024

ЗМІСТ

ВСТУП.....	3
РОЗДІЛ 1. ТЕХНОЛОГІЙ БЕЗПРОВІДНИЙ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ.....	6
1.1. Технології Bluetooth, Wi-Fi, ZigBee.....	6
1.2. Моделі поширення хвиль.....	17
1.3. Розрахунок згасання радіохвиль в середовищі.....	19
РОЗДІЛ 2. МЕТОДИКИ ОЦІНКИ ЗАВАДИ СТІЙКОСТІ УМРД.....	24
2.1. Моделі відображення і заломлення радіохвиль.....	25
2.2. УМРД на відкритій місцевості.....	39
2.3. УМРД всередині приміщення.....	43
2.4. Завдання оптимізації розміщення УМРД.....	53
РОЗДІЛ 3. ВПЛИВ ЗАВАДА РЕМ НА УМРД.....	57
3.1. Шумові перешкоди РЕС на УМРД.....	57
3.1.1. Шумові перешкоди на УМРД с ППРЧ та подвійний ЧС.....	57
3.1.2. Шумові перешкоди на УМРД с ППРЧ і М-ічної ЧС.....	61
3.2. Гармонійні перешкоди РЕМ на УМРД.....	65
3.2.1. Гармонійні перешкоди на УМРД с ППРЧ і подвійний ЧС.....	65
3.2.2. Гармонійні перешкоди на УМРД з ППРЧ і М-ичної ЧС.....	69
3.2.3. Комбіновані перешкоди на УМРД с ППРЧ і подвійний ЧС.....	72
3.3. Блокове кодування.....	73
РОЗДІЛ 4. ЗАХИСНЕ ВІДСТАНЬ ДЛЯ УМРД.....	78
4.1. Захисне відстань УМРД з ППРЧ.....	78
4.2. Захисне відстань для УМРД с ППРЧ.....	81
ВИСНОВОК.....	82
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	86

ВСТУП

В даний час як ніколи гостро стоїть проблема побудови систем збору даних, управління, моніторингу в самих різних прикладних областях. Поширені провідні з'єднання в ряді випадків не ефективні у зв'язку із складністю монтажу кабельних систем, визначеною вартістю прокладки та обслуговування, тому все більшого поширення одержують бездротові мережі. Бездротові мережі знаходять застосування у науково-дослідницької, виробничої і прикладних областях людської діяльності. Важливою перевагою бездротових мереж є їх швидке розгортання, масштабування та обслуговування. Виходячи з вищевикладеного, тема, присвячена комплексу методик оцінки і забезпечення стійкості до перешкод пристроїв МРД (малого радіусу дії), є актуальною і своєчасною.

Актуальність заявленою в дослідженні проблематики визначається широкою затребуваністю нових технологій для пристроїв малого радіусу дії (УМРД) в бездротових мереж у різних сферах діяльності.

З огляду обмеженості частотного ресурсу, ведучого до збільшення взаємних перешкод між радіоелектронними пристроями, розміщеними з великою щільністю в умовах інтенсивного зовнішнього впливу визначають необхідність удосконалення методів та засобів підвищення ефективності функціонування УМРД.

Ступінь розробленості заявленою в дослідженні проблематики. Аналітичні і експериментальні результати відображені в роботах вітчизняних і зарубіжних авторів: HR Kranz [90], E.Folmer, W.Beek, L.Rietveld [86]; D.Culler, D.Estrin [84]; A. Bagnall [80]; JE Blanchard [82]; M. Rodbell [103]; Е.Л.Фенберг [75]; р. І.Тузов, Ст. А.Сівов [72]; М.Соколов [65]; В.В.Рибаченка [64]; В.В.Нікольський [55]; К.І. Кук [49]; М.А. Єлізарів

Область дослідження. НДР відповідає паспортом наукової спеціальності 05.13.01 - Системний аналіз, управління і обробка інформації», в т.ч. пунктам:

2. Формалізація і постановка завдань системного аналізу, оптимізації, управління, прийняття рішень і обробки інформації.

3. Розробка критеріїв і моделей описи і оцінки ефективності вирішення завдань системного аналізу, оптимізації, управління, прийняття рішень і обробки інформації.

4. Розробка методів і алгоритмів рішення завдань системного аналізу, оптимізації, управління, прийняття рішень і обробки інформації.

12. Візуалізація, трансформація і аналіз інформації на основі комп'ютерних методів обробки інформації.

Об'єкт дослідження: бездротові УМРД (бездротові пристрої малого радіусу дії).

Предмет дослідження: методики отримання оцінок стійкості до перешкод УМРД.

Ціль дослідження: підвищення ефективності бездротових УМРД в умовах різних зовнішніх впливів

У відповідно з цим, були поставлені і вирішені наступні **основні завдання:**

- розробка методики розрахунку оцінки завадостійкості УМРД для різних моделей поширення радіохвиль;
- розробка методики розрахунку оцінки електромагнітного взаємодії УМРД і заважають радіоелектронних засобів;
- розробка методики оцінки захисного відстані для УМРД;
- розробка методики оцінки енергетичних параметрів мережі УМРД для розрахунку економічно оптимізованою і технічно стійкою мережі по відношенню до перешкод навколишніх радіоелектронних пристроїв.

Наукова новизна визначається запропонованим комплексом методик розрахунків завадостійкості УМРД: розрахунок зони стабільною роботи УМРД в залежності від технічних характеристик УМРД; оцінки впливу перешкод на УМРД від РЕМ; розрахунку захисної відстані для УМРД від

перешкод РЕМ, які наводять до блокування УМРД.

Практична значимість роботи визначається можливістю в отриманні оцінки енергетичних параметрів мережі УМРД для розрахунку економічно оптимізованої та технічно стійкої мережі по відношенню до перешкод навколишніх радіоелектронних пристроїв.

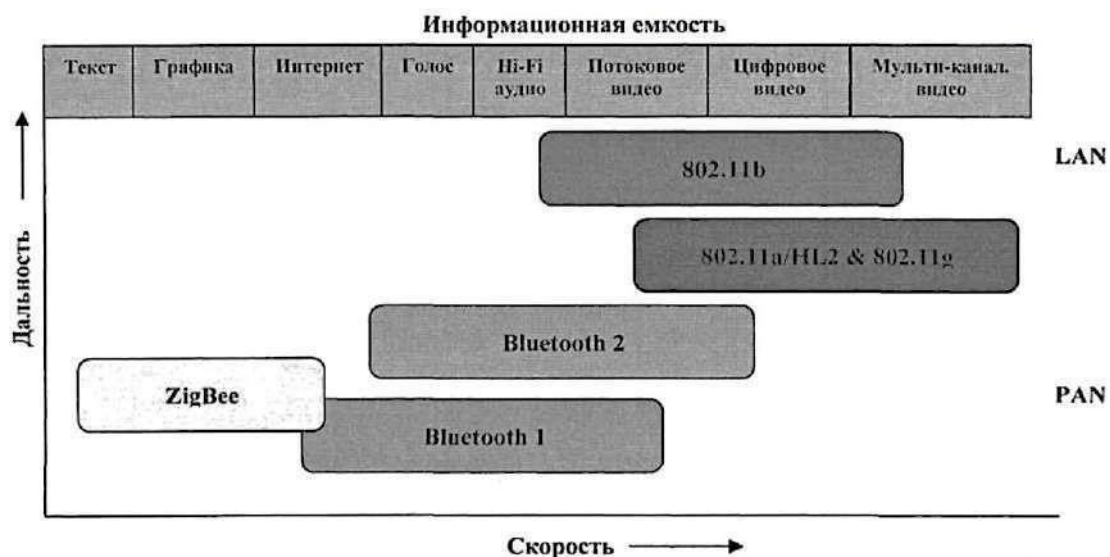
Методи дослідження. У роботі використовувалися методи математичної статистики, теорії випадкових процесів, радіотехніки, математичного симулювання.

РОЗДІЛ 1. ТЕХНОЛОГІЙ БЕЗПРОВІДНОЇ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ

1.1. Технології Bluetooth, Wi-Fi, ZigBee.

Традиційні провідні з'єднання в ряді випадків не ефективні в зв'язку зі складністю монтажу кабельних систем, визначеною вартістю прокладки та обслуговування, тому все більшого поширення набувають бездротові мережі. Важливою перевагою бездротових мереж є їх швидке розгортання, масштабування та обслуговування [62; 102; 137]. У деяких випадку використання мереж з бездротовими технологіями обміну даними є єдиною можливою [11; 31; 34; 57; 58; 61; 77]. Основні компоненти бездротової системи описані у роботах [15; 52; 99], ряд завдань, розв'язуваних такими системами позначений роботах [13; 78; 125; 83; 98; 127; 130]. При побудові мереж бездротовий зв'язку може бути реалізовано схему збору даних типу «зірка» [18; 27; 112]. Невід'ємна та важлива складова інформаційних мереж в сучасних умовах - використання бездротових пристроїв малого радіусу дії, розподілених в просторі і працюючих в звичайних частотно-неліцензійних зонах.

Найбільш широко поширені три технології бездротовий передачі даних Bluetooth, WiFi, і ZigBee. на Малюнку 1 представлені галузі використання стандартів даних технологій. У Таблицях 1 та 2 наводяться основні Характеристики радіомодулів, характерні для даних технологій [2; 12; 65].



Малюнок 1 – Области використання стандартів бездротових технологій передачі даних [12]

Таблица 1 - Порівняння технологій бездротової передачі даних (БПД) [2;12; 65]

Характеристики	Технология беспроводной передачи данных (стандарт)		
	Bluetooth (IEEE 802.15.1)	Wi-Fi (IEEE 802.11b)	ZigBee (IEEE 802.15.4)
Частотный диапазон, ГГц	2,4-2,483	2,4-2,483	2,4 - 2,483
Пропускная способность, кбит/с	723,1	И 000	250
Размер стека протокола, кбайт	более 250	более 1000	32-64
Время непрерывной, автономной работы от батареи, дни	1-10	0,5-5	100- 1000
Максимальное количество узлов в сети	7	10	65 536
Выходная мощность, дБм	0-20	20	0
Диапазон действия, м (средние значения)	10-100	20 - 300	10-100
Области применения	Замещение проводного соединения	Передача мультимедийной информации (Интернет, электронная почта, видео)	Удаленный мониторинг и управление

Таблиця 2 - Порівняння радіомодулів БПД [2; 12; 65]

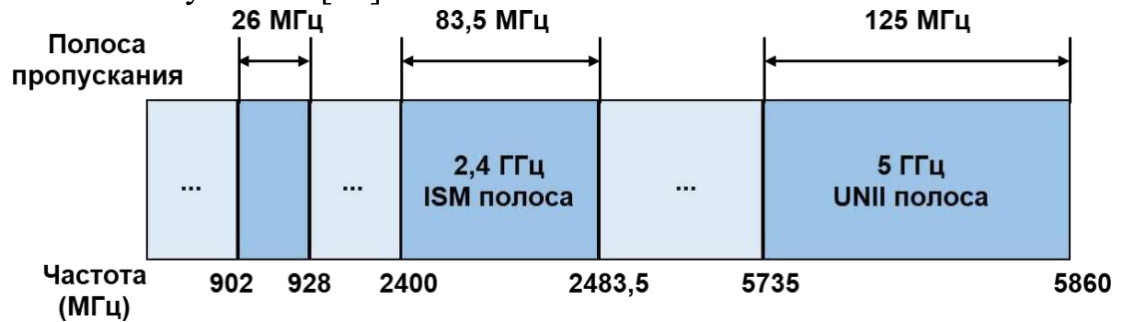
Характеристики		Радиомодули для різних технологій		
		UARTDNG101 (Bluetooth)	APM6125 (WiFi)	MC13192 (ZigBee)
Діапазон робочих частот, ГГц		2,4-2,4835	2,4 - 2,497	2,405 -2,480
Вихідна потужність, дБм		4	13,5	0-4
Потребляе мый ток	в режимі передачі	До 61 мА	30-35 мА	190 мА
	в режимі приєма	Нет данных	37-42 мА	150 мА
	в режимі очікування	Нет данных	0,5-0,8 мА	Нет данных
	Нет данных	в енергосберегаю щем режимі	1 - 35 мкА	1 мА
Напруга живлення, В		3,3 и 5	3,3	2,0-3,4
Чувствительность, дБм		-78	-85 при скорости передачі 11 Мбит/с	-92
Скорость передачі даних по радіоканалу		до 723 кбит/с	1; 2; 5,5; 11 Мбит/с	250 кбит/с
Робочий діапазон температур, °С		-40...+105	-40...+90	-40...+85

Розглянуті мережі можуть працювати в однаковій смузі частот і одному і тому ж внутрішньосмуговому каналі. У зв'язку з цим виникає питання про інтероперабельності і здібності цих мереж співіснувати в безпосередню близькості.

На Малюнку 2 схематично зображена так звана смуга радіочастот ISM – це частина спектру радіосигналу, який використовується в медичної, промислової та наукової областей. На ці смуги припадають наступні значення частот спектру: 902 – 928 МГц, 2400 – 2483,5 МГц та 5725 – 5850 МГц.

Приклади пристроїв, працюючих в цих діапазонах: радіочастотний нагрівання, мікрохвильові печі, медичні машини. Потужні випромінювання цих частот можуть викликати електромагнітні перешкоди Одним їх значимих є діапазон ISM 2,4 ГГц, котрий в зараз використовується такими пристроями, як WLAN, Bluetooth, Zigbee.

Малюнок 2 - Смуга ISM [70]



Але, оскільки використання смуги ISM у відкритому доступі. Низька вартість. Це може призвести до серйозних перешкод між різними компонентами, які інтегровані з різними технологіями, і які використовують однакову частотну смугу. Далі коротко розглянемо основні популярні бездротові технології, які працюють в данім неліцензійному діапазоні частот.

Bluetooth призначений для бездротових пристроїв щодо низької вартості та працюючих на малому радіусі дії. У технології використовується стандарт IEEE 802.15.1. Даний діапазон застосувань визначається бездротовою персональною мережею [8]. Технологія Bluetooth може передати на коротку відстань від десяти до ста метрів. Також є можливість при відсутності прямий видимості пристрої підключити. Відомі дві топології, які використовуються у разі Bluetooth: це – піконет (piconet) і scatternet.

Провідні пристрій Bluetooth і одне або кілька пристроїв, які розглядаються в якості веденого утворюють так звану пікосеть. Як правило, дані пристрої взаємодіють між собою в режимі точка-точка. Передача даних може бути двоточковий або багатокрапковий. Крім того, для зниження енергоспоживання ведений блок в активному режимі може перебувати в режимі очікування.

Scatternet - це набір операційних пікомереж Bluetooth, які накладаються одна на одну в просторі та часі. Обидві мережі можуть бути об'єднані. Пристрої Bluetooth можуть брати участь у кількох пікомережах одночасно, дозволяючи передавати інформацію за межі зони дії однієї пікомережі. Причому, пристрій може бути веденим у кількох мережах, але провідним залишається при цьому тільки в одній з них.

Діапазон роботи Bluetooth визначається частотним набором від 2402 МГц до 2483,5 МГц. Також входить так звана захисна смуга в діапазон 2 МГц в низу і 3,5 МГц зверху. Для коректної роботи Bluetooth використовується сигнали з розширенням спектру шляхом псевдовипадковою перебудови радіочастоти сигналу. Ця технологія відома як ППРЧ (FHSS). Може бути виконано 800 стрибків в секунду.

Технології Zigbee використовують стандарт IEEE 802.15.4, це специфікація призначена для комунікаційних протоколів високого рівня і використовувану при створенні локальних мереж, об'єднуючих малопотужні пристрої в малих проектах, в яких допустимі відносно низька швидкість передачі. Також характерно низьке енергоспоживання. Дальність роботи та передачі даних складає порядку десяти – сто метрів у прямій видимості. Як правило обмеження пов'язане з невеликий потужності цих пристроїв.

Дальність передачі сягає близько 50 метрів у прямій видимості пристроїв та обумовлена обмеженням енергоспоживання цих пристроїв. Zigbee підтримує 250 Кбіт / з і підходить для передачі даних датчиків з переривання.

Мережа Zigbee дозволяє використовувати як зіркову мережеву архітектуру, так і деревоподібну. Пристрої Zigbee діляться на три типи: координатор Zigbee (ZC), маршрутизатор Zigbee (ZR), кінцевий пристрій Zigbee. Zigbee, як правило, працює на двадцяти шести каналах, включаючи перші десять каналів, які працюють в діапазоні ISM 915 МГц, наступні канали від 11 до 26, працюють у діапазоні ISM 2,4ГГц., що мають для кожного каналу смугу пропускання 2МГц і інтервал 5 МГц.

Wi-Fi (Wireless Fidelity, торгова марка Союзу Wi-Fi) представляє собою технологію локальною бездротовий мережі з пристроями, працюючими за стандартом IEEE 802.11. Пристрої Wi-Fi приєднуються до за допомогою бездротової точки доступу та WLAN. Стандарт IEEE 802.11 надає наступні два типу конфігурації мережі:

- Режим "клієнт / сервер": станції пов'язані за допомогою крапки доступу, що визначає базовий набір (BSS). Два і більше базових набору BSS, які утворюють підсіти, реалізують набір (ESS).

- Режим "точка-точка": коли встановлений зв'язок між клієнтами безпосередньо і спеціальна крапка доступу не використовується. У цьому випадку реалізується набір.

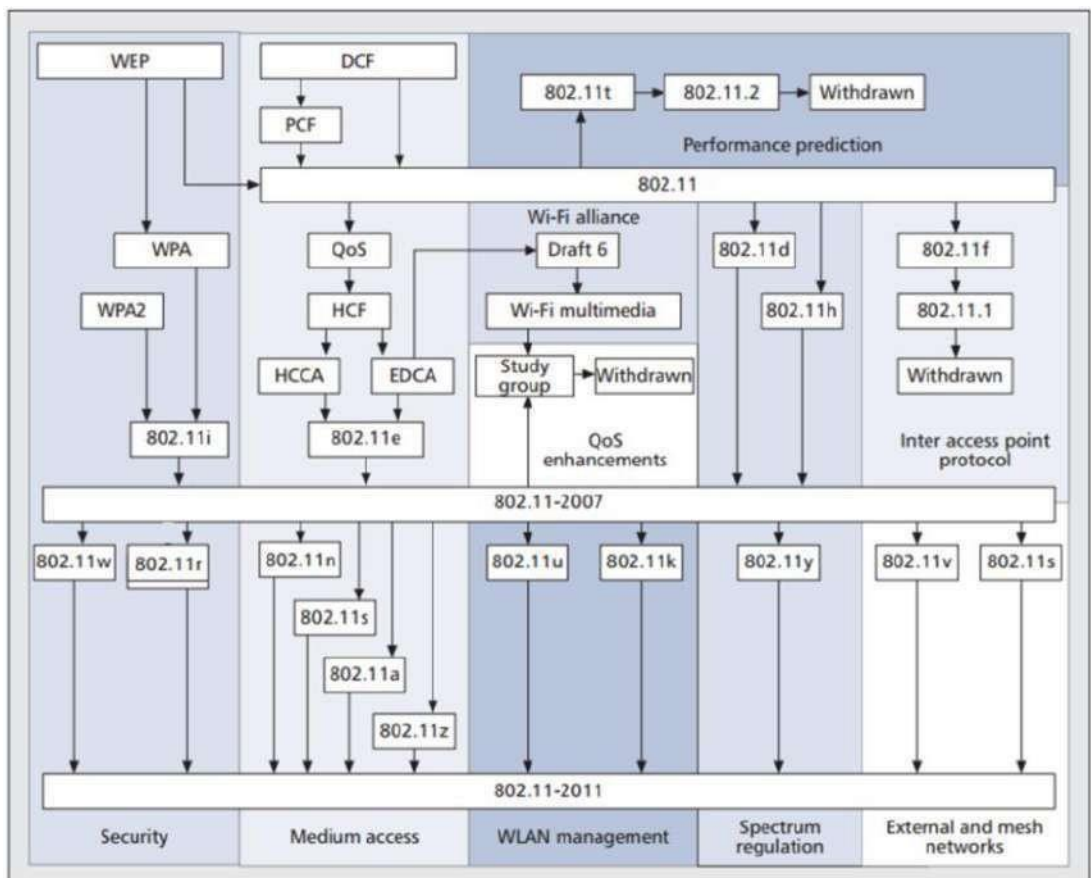
IEEE 802.11-стандарт характеризує специфікації фізичного рівня та керування доступом до середовища. Випущено базову версію стандарту в 1997 м. ів надалі була модифіковано [4]. Оригінальний IEEE

802.11 визначається наступними технологіями роботи: частотно-стрибкоподібний спектр поширення (FHSS), спектр поширення прямий послідовності (DSSS) і інфрачервоний (IR). Може бути використано технології ортогонального мультиплексування з частотним поділом (OFDM), множини введення і множини висновку (MIMO) та його корекції збільшення швидкості [7]. На малюнку 3 показані поправки до шару IEEE 802.11 PHY і їх залежності [6].

Стандарт IEEE 802.11 базується на логічних функціях: РСУ (функція координації розподілена) на основі режиму CSMA / CA

(множинний доступ / уникнення зіткнення) та ФКП (пункт функція координації) на основі механізму вибору чи голосування. Відповідно з малюнком 4 показані поправки до рівню IEEE 802.11 MAC [19].

Малюнок 3 - IEEE 802.11 PHY [19]

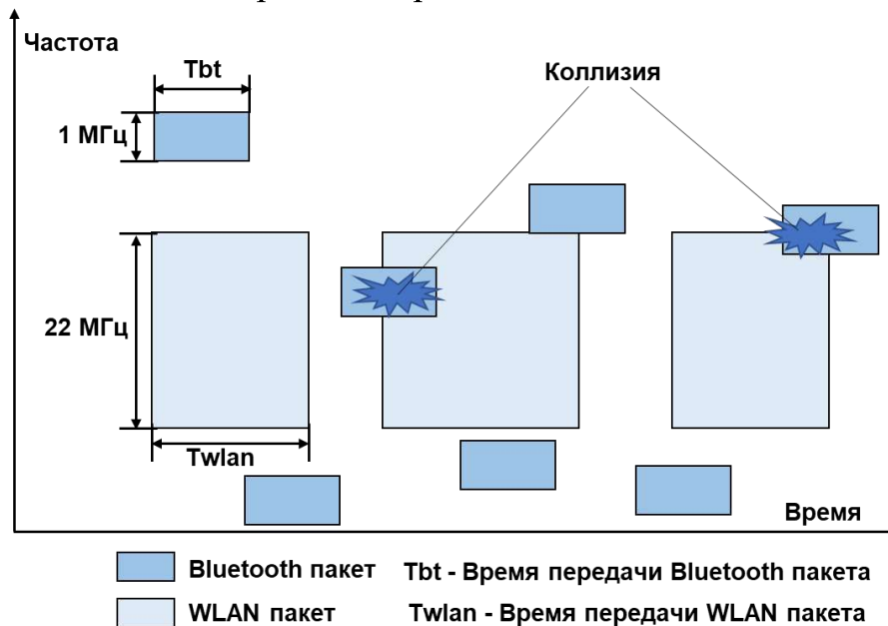


Малюнок 4 -IEEE 802.11 MAC [19]

Поділ спектру в неліцензованій смузі частот 2,4 ГГц між різними пристроями створює серйозні великі перешкоди між системами і значно погіршує продуктивність системи, особливо в

контекст підтримки якості обслуговування (QoS). Таким чином усі цітри типу пристроїв стають джерелами основних перешкод в системі. Виникнення перешкоди в пакетах (інтерференція) відбувається, коли в перекриваються періоди часу використовуються перекриваються частоти (канали). Ця технологія показана на Рисунок 5 (наведено приклад Bluetooth і WLAN Wi-Fi). Пристрої Wi-Fi і Bluetooth мають загальний діапазон передачі даних. на Малюнку 5 схематично представлено зіткнення пакетів WLAN і Bluetooth.

Малюнок 5 - приклад перешкод між пакетами Bluetooth і Wi-Fi [6]



При взаємодії пристроїв Zigbee і Wi-Fi отримані пакети відфільтровуються та дані не відновлюються у разі виникнення перешкоди. Ймовірність появи нових перешкод між пакетами при цьому підвищується. Через наявність перешкод пропускна спроможність мережі знижується, при передачі даних стають можливим значні збільшення втрат та затримок. ZigBee пристрої довше чекають прийому вільних носіїв.

На рівень перешкод здійснюють вплив такі фактори як Об'єм трафіку, Котрий проходить через дану мережа, швидкість, з якої передаються дані, потужність кожного виду пристроїв і всією мережі в загалом.

Крім цього відомо, що різні пакети даних, передані по бездротовій мережі, мають різний рівень чутливості до перешкод.

У неліцензованому діапазоні частот 2,4 ГГц можуть виникати перешкоди між пристроями Bluetooth, Zigbee і Wi-Fi, а також самонакладення перешкод усередині мереж. Розглянемо механізми виникнення перешкод у мережах між пристроями Bluetooth та Wi-Fi; Zigbee та Wi-Fi. Це обумовлено тим, що перешкоди між Bluetooth і Zigbee незначні, оскільки близькі по значенням параметри їх потужності передачі даних і, до того ж, на практиці вкрай рідко використовується спільна робота цих пристроїв. Потужність передачі даних між пристроями Wi-Fi значно перевищує Bluetooth і Zigbee, отже, існує ймовірність виникнення значних інтерференційних ефектів та перешкод [8]. Складність підтримки QoS для WLAN обумовлена механізмами взаємодії бездротових мереж одна з одною. У наступному розділі ми уявимо деякі механізми співіснування бездротових технологій для зменшення зовнішніх і внутрішніх впливів - перешкод.

Розглянемо механізми взаємодії, співіснування і можливого рішення у разі виникнення перешкод у мережах між пристроями Bluetooth, Wi-Fi, Zigbee. При взаємодії здійснюється ортогональна передача даних у часі між пристроями. Важливо при цьому, щоб пристрої були реалізовані на одному фізичному носії або блоці (у одному користувальницькому пристрої). Подібні механізми використовуються для розміщення скриптових додатків. У якості індикаторів для несумісних механізмів використовуються наступні параметри: BER (Частота бітових помилок), FER (Частота помилок кадрів), PLR (швидкість втрати пакетів), power, SNR (відношення сигнал/шум), RSSI (індикація рівня прийнятого сигналу), LQI (індикація якості каналу), ACK (Підтвердження) та ін. У Таблицях 3 та 4 наводяться результати аналізу різних механізмів взаємодії технологій Bluetooth, ZigBee та Wi-Fi [2].

Таблица 3 – Анализ механизмов сосуществования WLAN и Bluetooth [2]

Механизм	Тип механизма	Показатель оценки канала	Технология	Идея	Недостатки
<i>AFH</i>	Несовместный	<i>PER, PLR, BER</i>	<i>Bluetooth</i>	Классификация каналов: плохие и хорошие. Произвольно использует хороший канал передачи	Ограничения памяти и мощности. Требуется модификация оборудования. Нет обратной совместимости.
<i>MDMS</i>	Несовместный	<i>PER, PLR, BER</i>	<i>Bluetooth</i>	Откладывать передачу если назначенные частоты заняты.	Сокращение полосы пропускания Вводит задержку
<i>BIAS</i>	Несовместный	<i>BER</i>	<i>Bluetooth</i>	Передача осуществляется только в том случае, если оба ведущих и ведомых устройства используют хорошие каналы	Неэффективно для выравнивания помех между Пикосетями Bluetooth
<i>V-OLA</i>	Несовместный и совместный	Нет	<i>WLAN</i>	Отрегулировать длину пакета WLAN	Несовершенная информация может быть получена.
<i>D-OLA</i>			<i>Bluetooth</i>	Отрегулировать длину пакета <i>Bluetooth</i>	Значительная задержка в <i>Bluetooth</i>
Управление мощностью	Несовместный	Мощность	<i>Bluetooth WLAN</i>	Сравните мощность передачи с пороговым значением мощности Отрегулировать мощность	Гонка мощностей. Помехи на соседних системах.
Адаптивный выбор типа пакета	Несовместный	Нет	<i>Bluetooth</i>	Использовать разные типы пакетов	Длинный пакет → более уязвим для помех Короткий пакет → более заголовков
<i>LBT</i>	Несовместный	Нет	<i>Bluetooth</i>	Прослушать канал	Неустойчив к резким изменениям
<i>AWMA</i>	Размещенный совместный	Нет	<i>Bluetooth WLAN</i>	Передать <i>Bluetooth</i> пакет в период маяка	Не работает с <i>SCO</i> -ссылкой
<i>PTA</i>				Использование общего планировщика Назначить приоритет	Вносит задержку
<i>МЕНТА</i>				Использование общего планировщика	Вносит задержку
Нуллификация пакета	Неразмещенный совместный	Нет	<i>Bluetooth</i>	Вставить 1 МГц пустой (<i>null</i>) в 22 МГц <i>802.11b</i> несущей	Сложность реализации

Таблица 4 – Анализ механизмов сосуществования между WLAN и Zigbee [2]

Механизм	Тип механизма	Показатель оценки канала	Технология	Идея	Недостатки
Техника когнитивного радио	Несовместный	<i>LQI, SNR</i> , Обнаружение энергии	<i>Zigbee</i>	Координатор “бодрствует” в следующем неактивном периоде для оценки канала В случае возникновения помех он переключается на новый канал	Ухудшение качества связи основного пользователя
<i>ACH</i>	Несовместный	<i>LQI, ALQI</i>	<i>Zigbee</i>	Заказ доступных каналов с помощью индикатора качества связи Координатор и обычный узел активно посылают запросы коммутатора на новый канал при обнаружении помех	Требует модификации оборудования.
Адаптивная <i>CCA</i>	Несовместный	Обнаружение энергии, Контроль несущей	<i>WLAN</i>	Адаптация порога энергии для уменьшения потери	Увеличение порога <i>CCA</i> может увеличить количество коллизий в сети. 26
<i>UWC</i> алгоритм	Совместный	<i>ACK</i>	<i>WLAN</i> <i>Zigbee</i>	Находит лучший канал Zigbee с наименьшими помехами WLAN Беспроводная локальная сеть предотвращает от воздействия выбранному каналу ZigBee для определенного периода времени	Необходимость одновременной поддержки всех сетевых устройств
Распределенная адаптация частоты	Несовместный	Маяк (beacon)	<i>Zigbee</i>	Каждый узел в режиме передачи должен найти другой свободный канал Устройства сами выбирают каналы при возникновении помех	Проблема перехода соседних устройств на новый канал
Последовательная передача запроса данных	Несовместный	<i>ACK</i> , Обнаружение энергии	<i>Zigbee</i>	Сенсорный узел решает изменить канал только при обнаружении серьезных помех. Связь будет приостановлена до тех пор, пока все узлы сети снова не свяжутся с базовой станцией.	Неэффективно для специальной топологии
<i>CSCC</i>	Совместный	Нет	<i>WLAN</i> <i>Zigbee</i>	Метод <i>CSCC</i> требует, чтобы все пользователи периодически передавали и прослушивали информацию об использовании спектра.	Слабая защита от помех

1.2. Моделі поширення хвиль

Радіохвилі, які використовуються для бездротового зв'язку, відображаються безліч раз від земний поверхні і навколишніх об'єктів, поширюються в основному по прямій лінії і не огинають перешкоди [49; 53; 64]. Тому рівень сигналу інтенсивно зменшується зі зміною відстані. Це слідство багатопроменевого поширення хвиль.

Також відомі такі проблеми як зависання та спотворення сигналу при багатопроменеві поширенні радіохвиль, також в залежності від відстані.

Ведучий передавальний пристрій - антена, зазвичай розташовується в зоні прямої видимості в моделі пікомережі УМРД [36]. Іноді може бути використано перевіддзеркалення сигналу на трасі від кількох антен, багатопроменева поширення. на Малюнку 6 показано Модель траси, яка може змінюватися випадково як при переміщенні самих УМРД, так і навколишніх предметів.



Малюнок 6 - Модель багатопроменевого поширення радіохвиль [50]

При поширенні радіохвиль вздовж траси як правило розглядають наступні ефекти: ефект завмирання, екранування і втрати енергії хвилею при поширенні. Ці ефекти можуть бути описані через завмирання обгинальної [50; 69; 75]. Для пікомереж також прийнято розрізняти моделі поширення радіохвиль всередині приміщень і в відкритому просторі. на Малюнку 7 представлена схема поділи поширення радіохвиль всередині приміщення, коли присутній безліч близько

розташованих перешкод.



Малюнок 7 - Розташування УМРД в приміщенні [50]

У відповідно з Малюнок 8 представлена Модель розміщення пристроїв малого радіусу дії для відкритою місцевості або для приміщень, в яких висота стелі і стін багато більше відстані між УМРД. У цьому випадку кількість перевідбиття сигналу значно менше, ніж для моделі як Малюнок 7. Поза приміщенням зазвичай вважається, що потужність прямий хвилі більше, чим потужність відбитих.



Малюнок 8 - Розташування УМРД в приміщенні в проекції[50].

1.3. Розрахунок згасання радіохвиль в середовищі

Для розрахунку згасання радіохвиль в середовищі розглянемо узагальнену Модель. Втрати L в умовах відсутності прямої видимості [74] можна, можливо визначити за формулі:

$$L \sim L(r/r_0)^{-n} \quad (1)$$

де: r - відстань між антенами, одна з яких передає, інша - приймальня; r_0 - відстань до однієї перешкоди. Параметр n змінюється від двох до п'ятьох. Втрати в децибелах в незамкненому просторі до відстані r_0 можна знайти по формулі:

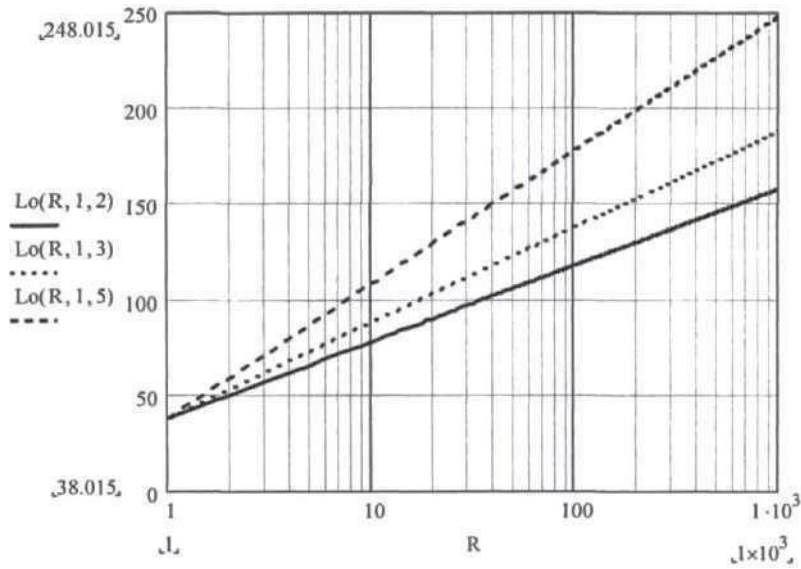
$$L(r_0) = 27,56 - 20 \lg r_0 \quad (2)$$

Втрати по абсолютній величині $L_0(r)$:

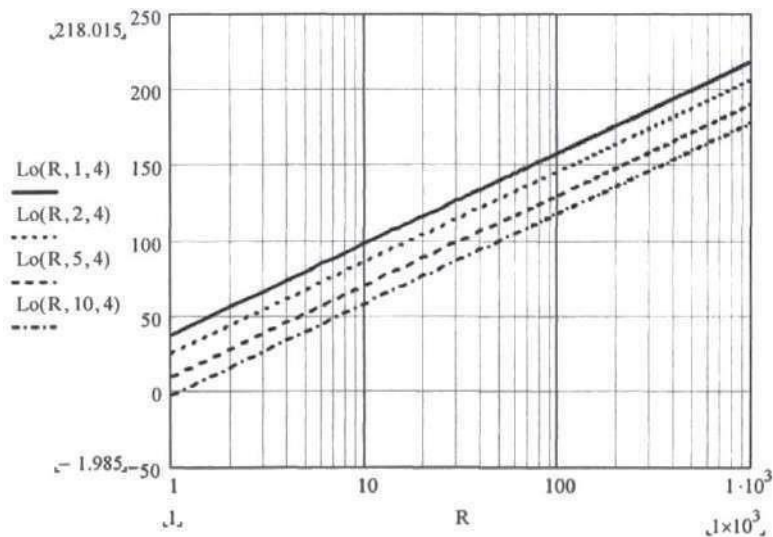
$$L(r_0) = 27,56 + 20n \lg(r/r_0) - 20 \lg r_0 \quad (3)$$

У відповідно з Малюнок 9 представлені результати математичного симулювання виразів (1) і (2). Отримано оцінки зв'язку згасання та відстані для різних значень параметра n . Приймається відстань до перешкоди дорівнює одному метру. На графіках видно, що на дальність зв'язку впливає значення коефіцієнта n . У вільному просторі згасання змінюється на відстані 30 м, усередині приміщення – 7 м.

на Малюнку 10 представлений розрахунок згасання в залежності від відстані джерела хвиль до перешкоди, при $n = 4$. З малюнка видно, що ріст L пов'язаний з R , це відстань, на якому розташовується перешкода. Видно також, що швидкість згасання не змінюється якщо відстань зростає.



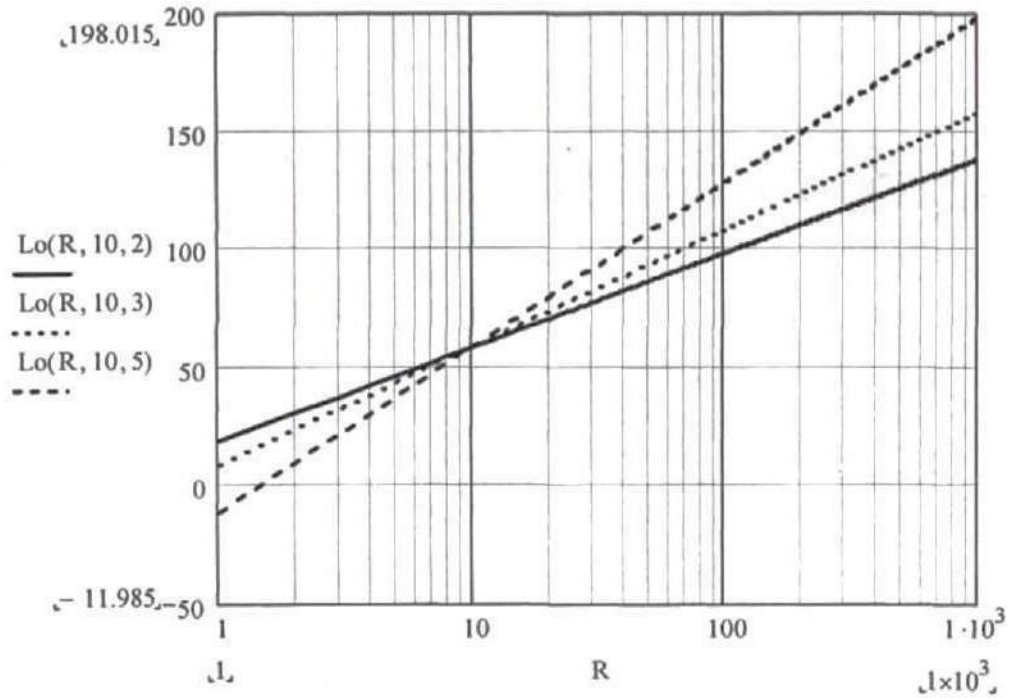
Малюнок 9 – Результати розрахунку L залежно від R для різних параметрів $n = 2, 3$ та 5



Малюнок 10 – Результати розрахунку L в залежності від R ($r_0 = 1, 2, 5$ і 10

м) при $n = 4$

У відповідно з Малюнок 11 показані залежності згасання L від R для різних n . $N = 10$ м. Видно, що L не залежить від N .



Малюнок 11 - Залежність L від R для різних $n = 2, 3, \text{ і } 5$

Розглянемо модель COST 231 Хата – модель розрахунку впевненої зони роботи радіопристроїв [74]. Коли джерело радіохвиль знаходиться всередині та поза приміщенням можна розрахувати середні втрати за такими формулами відповідно:

$$; L_p = A + B \lg(r) \quad L_p = A + B \lg(r) - D \quad , \quad (4)$$

де: A , B і D визначаються з виразів:

$$A = 46,3 + 33,9 \lg(f_0) - 13,82 \lg(h_m) - a(h_s) + C_m \quad , \quad (5)$$

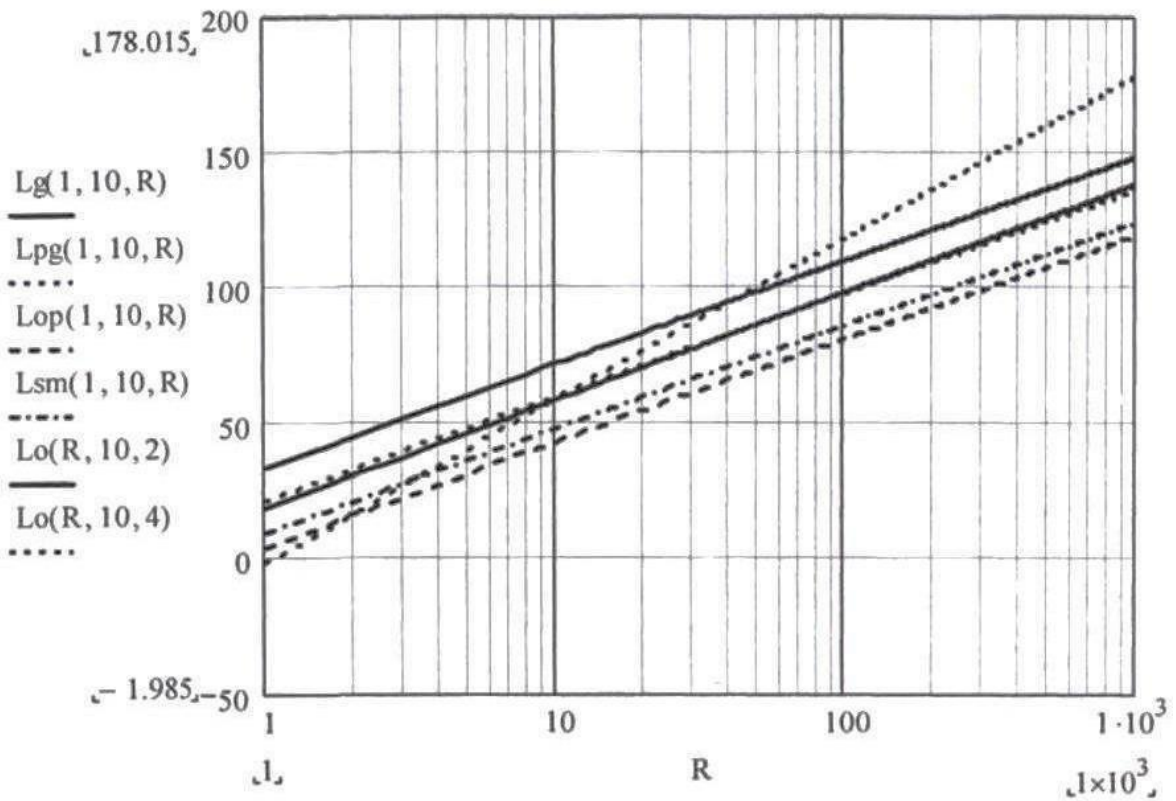
$$B = 4,9 - 6,55 \lg(h_m) \quad , \quad (6)$$

$$D = 10,33 \lg(f_0) - 4,78 \lg(f_0)^2 - \quad + \quad (7)$$

$C_m = 0 \dots 3$ дБ; h_m - висота приймача; h_s - висота джерела.

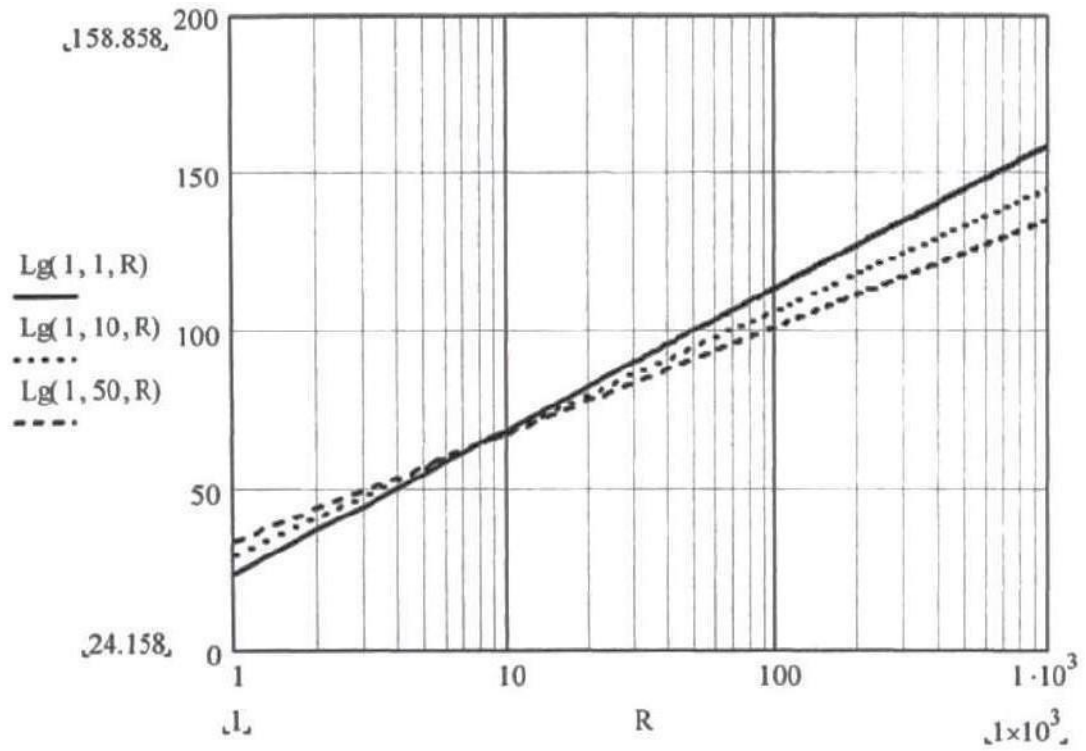
На Малюнку 12 показані залежності L від R , розраховані за формулам моделі Хата. Як видно в відповідно з Малюнок 12 втрати при

поширенні зростають по абсолютній величині і відрізняються для випадку поширення хвиль в вільному просторі.



Малюнок 12 - Залежність L від R для різних умов поширення

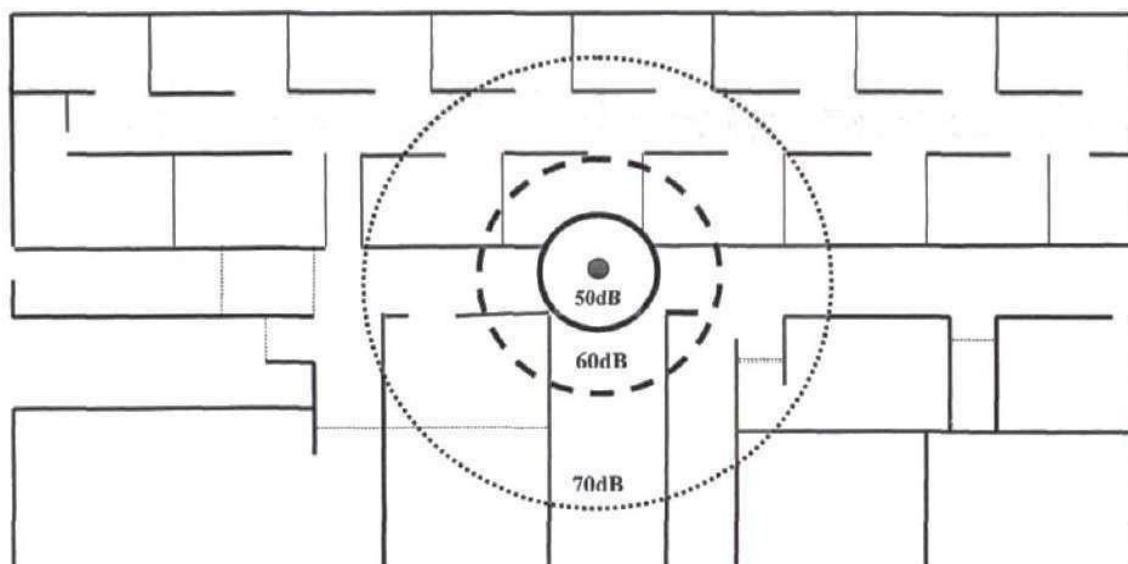
на Малюнку 13 показані результати розрахунку згасання радіохвиль, розрахованих по формулам Хата в залежності від висоти антени. Збільшення висоти підйому антени призводить до зменшення втрат. на малих відстанях висота підйому пристроїв ніяк не пов'язана з відстанню між пристроями.



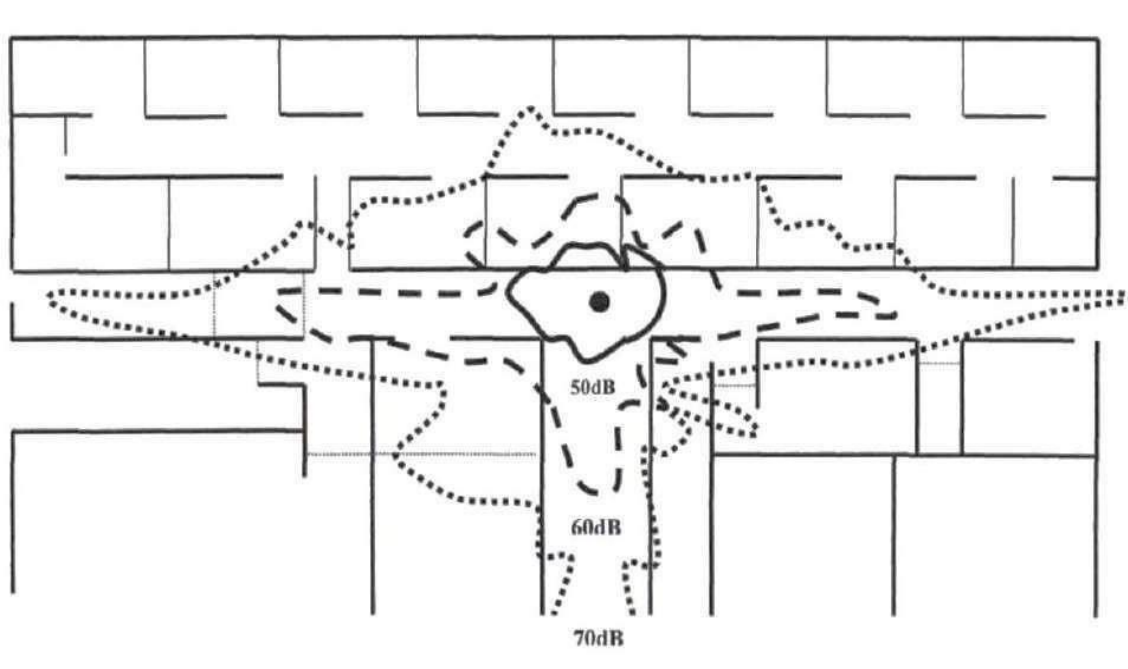
Малюнок 13 – Результати розрахунку загасання радіохвиль залежновід R для різних висот розташування ведучого пристрої

РОЗДІЛ 2. МЕТОДИКИ ОЦІНКИ ЗАВАДИ СТІЙКОСТІ УМРД

При розробці методів розрахунку оцінок завадостійкості пристроїв малого радіусу дії необхідно враховувати механізми розповсюдження радіохвиль для різних варіантів розміщення пристроїв. Якщо УМРД розташовуються на відкритій місцевості, то поширення радіохвиль характеризуються такими ефектами як: проходження і відображення від земної поверхні з обліком рельєфних неоднорідностей, втрати при поширенні, пов'язані з різними атмосферними явищами, наприклад, розсіювання енергії радіохвиль на атмосферних світах або нерезонансні поглинання частинками в атмосфері та ін. Якщо УМРД розташовуються всередині приміщень, необхідно враховувати такі ефекти як завмирання, екранування, втрати енергії при відбитті від стін, підлоги, стелі приміщення. У відповідно з Малюнок 14 наводиться приклад розподілу рівнів радіосигналу УМРД при наявності коридорів в приміщенні. Наявність коридорів і їх орієнтація здійснюють вплив на рівень сигналу УМРД. Далі розглянемо два варіанти розміщення УМРД докладно: випадок, коли УМРД знаходяться в відкритому або закритому просторі. При цьому вважається, що висота приміщення набагато більша, ніж відстань між джерелами УМРД та випадок, коли УМРД розташовуються в закритому приміщенні, і висота яких можна порівняти з відстанню між УМРД.



а)



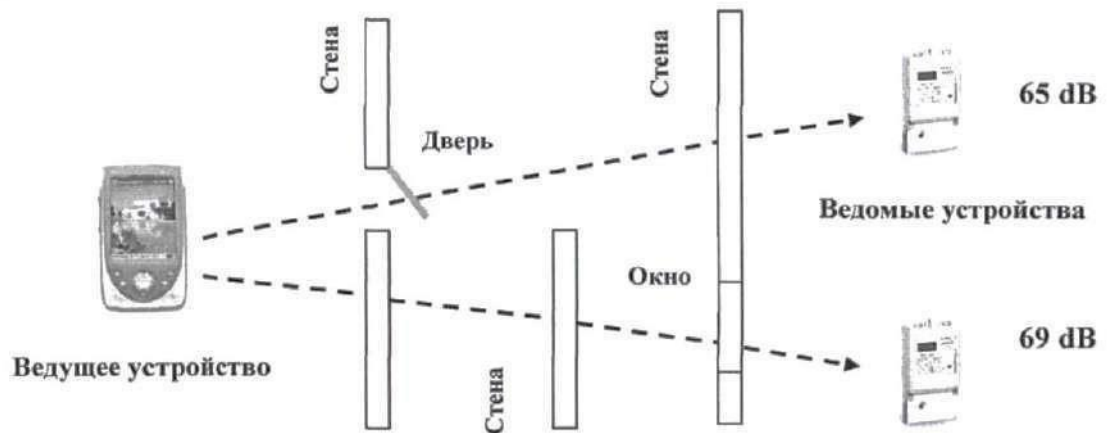
б)

Малюнок 14 – Модель розподілу рівнів радіосигналу
при наявності коридорів в приміщенні: а) - ідеальне б) - реальне [74]

2.1. Моделі відображення і заломлення радіохвиль

При поширенні радіохвиль всередині приміщення напруженість енергії хвиль залежить від кількості коридорів і перешкод, а також від

матеріалу перешкод [114]. на Малюнку 15 показано структурна схема поширення радіохвиль.



Малюнок 15 - Ослаблення радіосигналу при наявності перешкод [50]

Втрати потужності сигналу у відкритій місцевості можуть бути обчислені за формулі:

$$A_0 = 10 \lg G_m + 10 \lg G_s + \frac{20\lambda L}{4\pi L} \lg (\quad), \quad (8)$$

де G_m - коефіцієнт посилення ведучого УМРД, G_s - коефіцієнт посилення веденого УМРД, L - відстань між УМРД, λ - довжина хвилі.

Тангенс кута, Котрий характеризує втрати при поширенні радіохвилі, згідно роботам [39; 55; 76], визначається співвідношенням:

$$tg\delta = 60\gamma\lambda\varepsilon^{-1} \quad (9)$$

де: δ - діелектрична проникність середовища, γ - провідність середовища. Поверхні для хвилі, що відбивають, є діелектриком, тангенс втрат у якого багато менше, чим одиниця. Амплітуда з коефіцієнтом згасання α_n в напівпровідна середовищі зменшується по експоненційному закону.

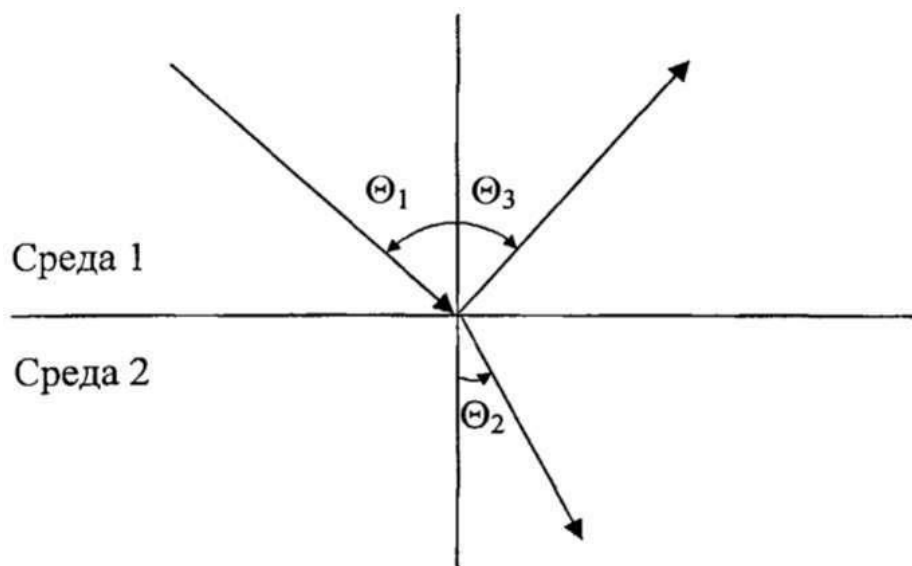
Таким чином при $tg\delta \ll 1$, коефіцієнт загасання α_n можна, можливо визначити за формулою [16; 46; 55]:

$$\alpha_n = 60\pi\gamma\varepsilon^{-0.5} \quad (10)$$

Втрати потужності A_3 рівні:

$$A_3 = -8.6\alpha_{\Pi} r \quad (11)$$

Крім втрат потрібно враховувати процеси відбиття, заломлення та поглинання хвиль при падінні на кордон двох серед (у відповідно з Рисунком 16): Θ_1 - Кут падіння хвилі на стіну; Θ_3 - Кут відображення; Θ_2 - кут поглинання.



Малюнок 16 - Схема падіння, відображення та заломлення радіохвилі на кордоні двох серед

Відповідно до закону заломлення Снелліуса у разі, коли промінь падає на кордон двох ідеальних діелектриків, кут падіння дорівнює куту відбиття і характеризує. В умови, коли одне із середовищ є відкритим простір, а друга є діелектриком закон Снелліуса записується наступним чином:

$$\sin\Theta_1(\sin\Theta_2)^{-1} = (n_2)^{-0.5} \quad (12)$$

А відстань, яка хвиля проходить у середовищі, можна, можливо знайти як:

$$d[1 - \sin^2\Theta_1(\epsilon_2)^{-1}]^{-0.5}$$

де: d - Товщина середовища; ϵ_2 - діелектрична проникність середовища.

Тоді розрахуємо втрату потужності в стіні, товщина якої дорівнює d :

$$R_c(\theta_1, d, \varepsilon_2) = -8.6\alpha_{\Pi} d [1 - \sin^2 \theta_1 (\varepsilon_2)^{-1}]^{-0.5} \quad (14)$$

Оскільки згасання радіохвилі здійснюється за експоненційному закону, то можна, можливо об'єднати різні ділянки Межі двох серед з одним значенням діелектричної проникності, записавши:

$$= \sum_{i=0}^p r_{c,i} \quad (15)$$

У таблиці 5 наводяться значення провідності і діелектричної проникності для різних середовищ.

Таблиця 5 - Електричні параметри різних серед

Тип среды	Диэлектрическая проницаемость, ε	Проводимость, γ
Стекло	4 – 7	2×10^{-10}
Бетон	6 – 25	$10^{-3} - 10^{-2}$
Кирпич	3 – 20	$10^{-3} - 10^{-2}$
Дерево	2 – 10	10^{-4}
Лес	1...2	$10^{-5} - 10^{-3}$
Земля сухая/ влажная	3 – 6 / 10 – 30	$10^{-3} - 2 \times 10^{-2} / 3 \times 10^{-2} - 3 \times 10^{-1}$
Вода пресная	80	1...2

При падінні радіохвилі на кордон двох середовищ ступінь відображення цієї хвилі визначається ставленням амплітуд падаючої і відбитої хвиль (коефіцієнтом відбиття). Коефіцієнти Френеля (коефіцієнти відображення та заломлення) залежать від матеріалу, з якого зроблена стіна, від поляризації хвилі та від кута, під яким промінь падає на межу двох середовищ.

Для ідеальних діелектриків, горизонтально поляризованою хвилі коефіцієнти Френеля можуть бути розраховані за формулам [16; 55]:

$$f_g = \frac{2n_1 \cos \Theta_1}{n_1 \cos \Theta_1 + n_2 \cos \Theta_2}$$

—
заломлення,

коєфіцієнт
(16)

$$F_g = \frac{n_1 \cos \Theta_1 - n_2 \cos \Theta_2}{n_1 \cos \Theta_1 + n_2 \cos \Theta_2}$$

Тоді:

—
відбиття.

коєфіцієнт
(17)

$$, E_{2g} = f_g E_{1g} \quad E_{3g} = F_g E_{1g}. \quad (18)$$

Для ідеальних діелектриків, вертикально поляризованої хвилі коєфіцієнти Френеля можуть бути розраховані по наступним формулам:

$$f_v = \frac{2n_1 \cos \Theta_1}{n_2 \cos \Theta_1 + n_1 \cos \Theta_2},$$

- коєфіцієнт заломлення, (19)

$$F_g = \frac{n_2 \cos \Theta_1 - n_1 \cos \Theta_2}{n_2 \cos \Theta_1 + n_1 \cos \Theta_2}.$$

- коєфіцієнт відображення. (20)

У випадку, коли хвиля потрапляє в щільну середу з менше щільний, то коєфіцієнти відображення знаходяться по формулам:

$$F_v = \frac{\varepsilon \cos \Theta_1 - \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}}{\varepsilon \cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}} \quad (21)$$

$$F_g = \frac{\cos \Theta_1 - \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}}{\cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}} \quad (22)$$

Коєфіцієнти заломлення відповідно по формулам:

$$f_g = \frac{2 \cos \varphi_1}{\cos \varphi_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \varphi_1}} \quad (23)$$

$$f_v = \frac{2\sqrt{\varepsilon} \cos \Theta_1}{\varepsilon \cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}} \quad (24)$$

Якщо хвиля падає з більше щільний середу в менше щільну, то коєфіцієнти відображення знаходяться по формулі:

$$F_g = \frac{\varepsilon \cos \Theta_1 - \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}}{\varepsilon \cos \varphi_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \varphi_1}} \quad (25)$$

$$F_v = \frac{\cos \Theta_1 - \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}}{\varepsilon \cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}} \quad (26)$$

Коефіцієнти заломлення відповідно по формулам:

$$f_g = \frac{2\varepsilon \cos \Theta_1}{\varepsilon \cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}} \quad (27)$$

$$f_v = \frac{2\sqrt{\varepsilon} \cos \Theta_1}{\cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}} \quad (28)$$

Для розрахунку вектора Умова-Пойнтінга [16; 55], характеризує середній потік енергії в плоский хвилі використовується співвідношення:

$$S_{cp} = 0.5 \operatorname{Re}(E \times H^*) \quad (29)$$

При цьому, згідно закону збереження енергії, кількість енергії падаючою хвилі на одиницю площі поверхні повинно бути одно сумі енергій відбитої та заломленої хвиль. Відношення нормальної складової щільності потоку E відбитої та падаючої хвиль визначають коефіцієнт відображення [16; 46; 55]:

$$R = |F|^2 \quad (30)$$

Аналогічно коефіцієнт проходження знаходиться як ставлення нормальної складової щільності потоку E заломленої та падаючої хвилі [16; 55]:

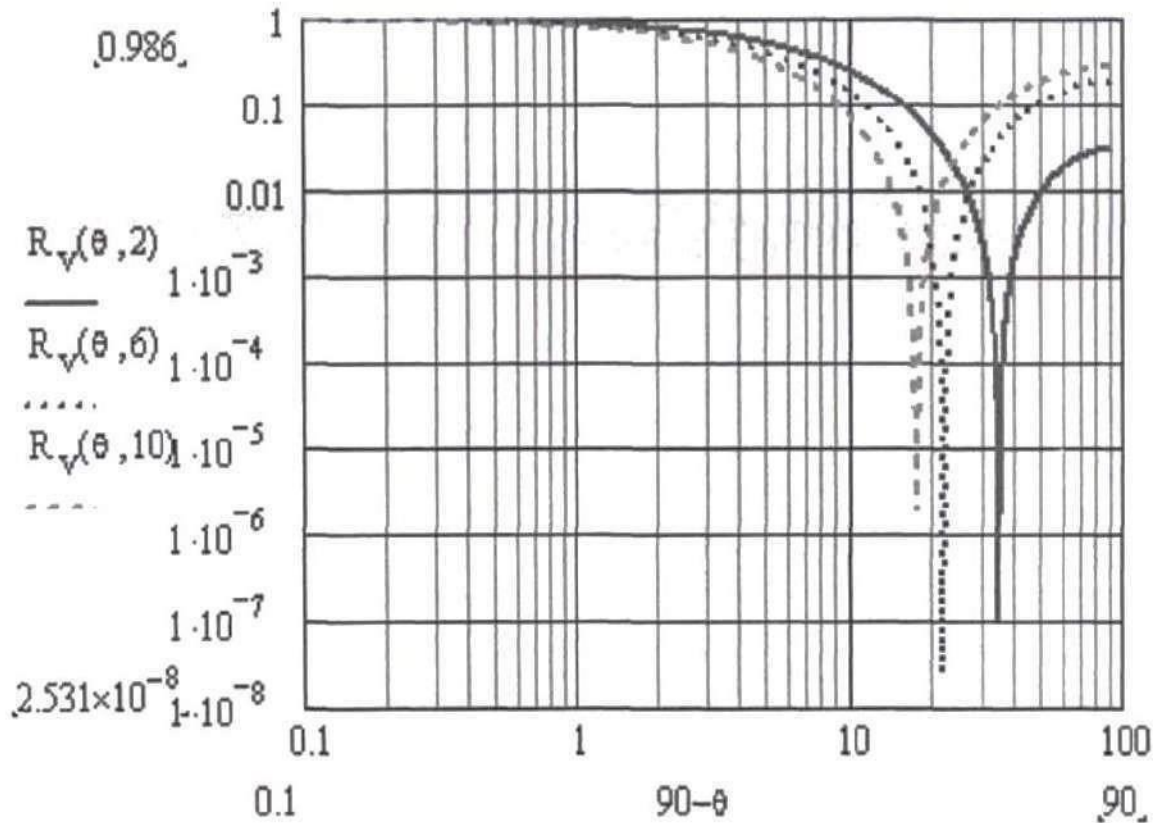
$$T = [\varepsilon^{0.5} \cos \Theta_2 (\cos \Theta_1)^{-1}] |f|^2 \quad (31)$$

Таким чином на основі рівнянь (16), (17) для різних значень

діелектричної проникності можна розрахувати залежно від кута падіння значення коефіцієнтів відображення та проходження. Відповідно з Малюнок 17 наводяться залежності від кута падіння для хвилі, поляризованою вертикально, коефіцієнтів відображення. Значення $\varepsilon = 2, 6,$

10. З графіків видно, що при так званому вугіллі Брюстера [16; 55] падаюча хвиля повністю проходить через перешкода без відображення:

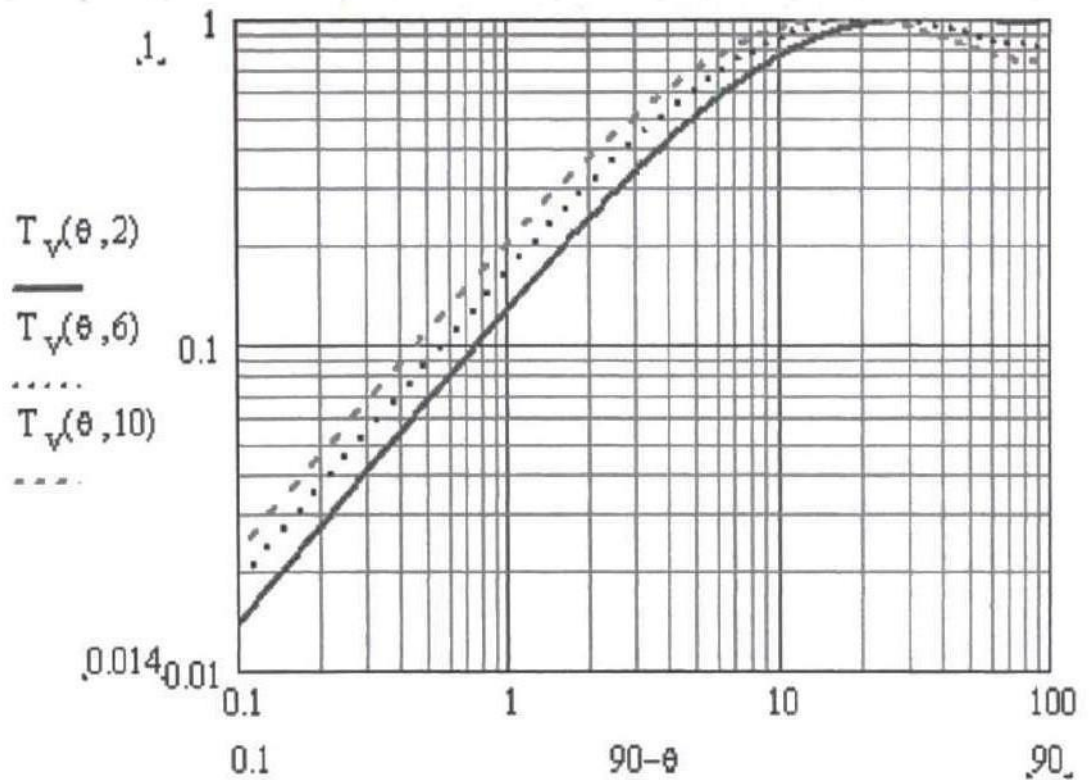
$$\theta = \arctg(\varepsilon)^{0.5} \quad (32)$$



Малюнок 17 – Коефіцієнт відображення потужності вертикально поляризаційної хвилі в залежності від кута падіння

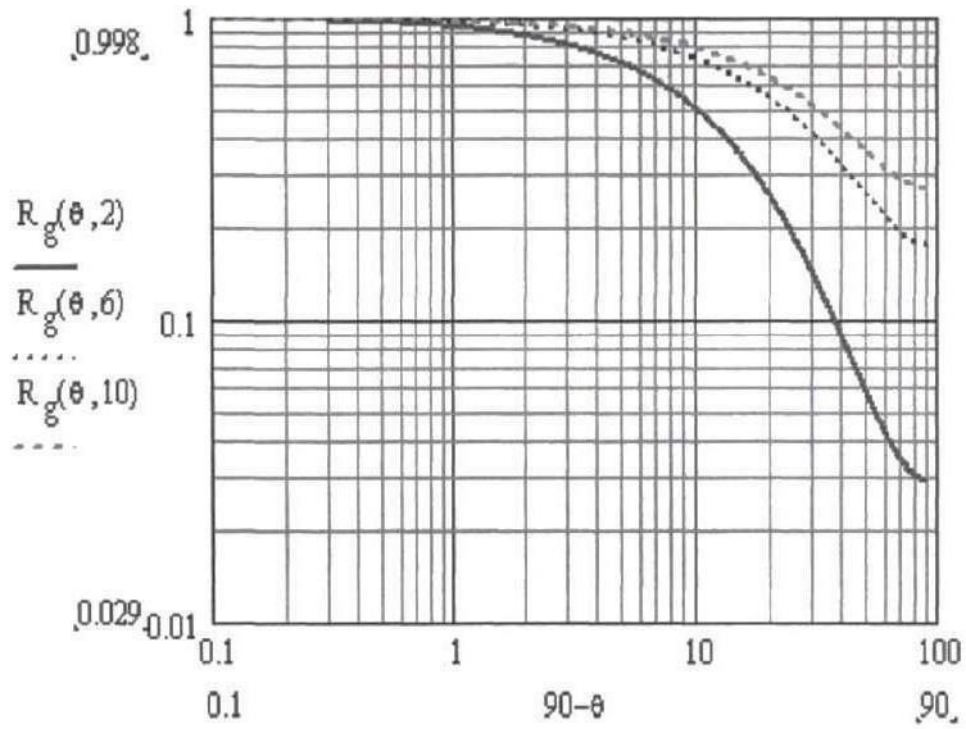
При значеннях $\varepsilon = 2, 6, 10$. кути Брюстера дорівнюють відповідно $54,73^\circ$, $67,79^\circ$ і $72,45^\circ$. Тоді мінімальне значення коефіцієнта відображення складе $35,23^\circ$, $22,21^\circ$ і $17,55^\circ$.

Відповідно до Малюнку 18 наводяться залежності від кута падіння коефіцієнта відображення для хвилі, поляризованою вертикально. З графіків видно, що при зменшенні кута падіння хвилі на межу двох серед збільшується її проходження всередину другого середовища.

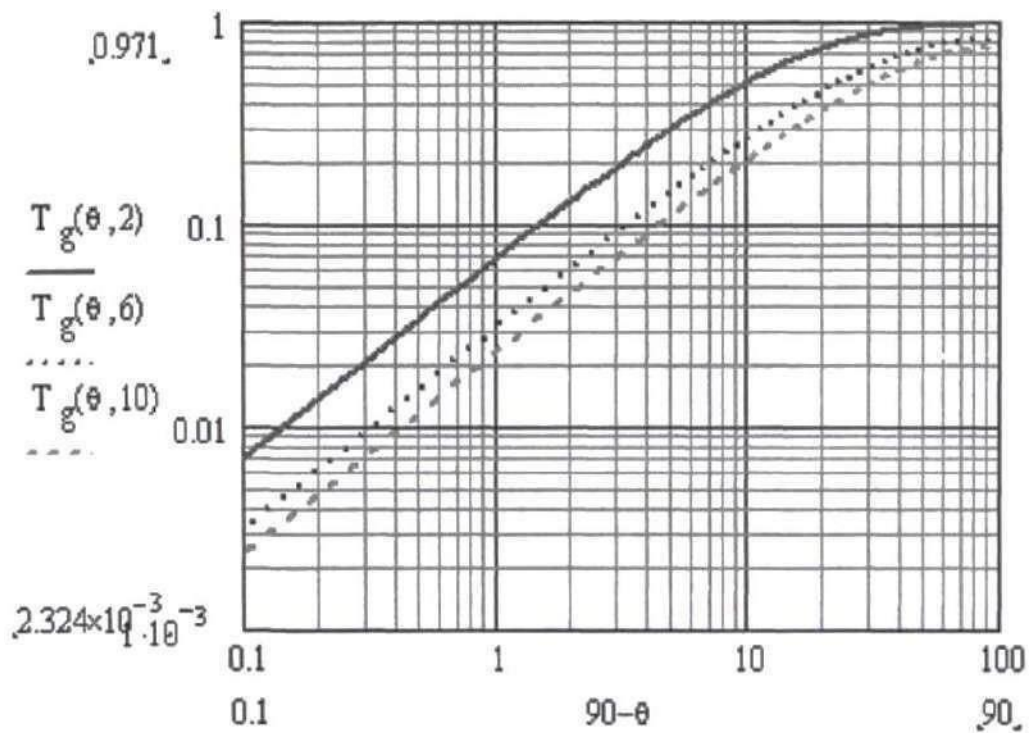


Малюнок 18 - Коефіцієнт проходження по потужності вертикально поляризаційної хвилі в залежності від кута падіння

У відповідно з Малюнками 19 і 20 наводяться результати аналогічних розрахунків для залежностей коефіцієнтів відображення і проходження хвилі, поляризованою горизонтально, з аналогічними характеристиками проникності. Видно, що якщо кут падіння дорівнює нулю, то коефіцієнт відображення $\rightarrow 0$.



Малюнок 19 - Залежність коефіцієнта R від кута падіння



Малюнок 20 - Залежність коефіцієнта T від кута падіння

Таким чином, можна зробити висновок, що при проходженні хвилі з менш щільного середовища в більш щільну коефіцієнти відбиття та падіння різні в залежності від напрямку поляризації хвиль.

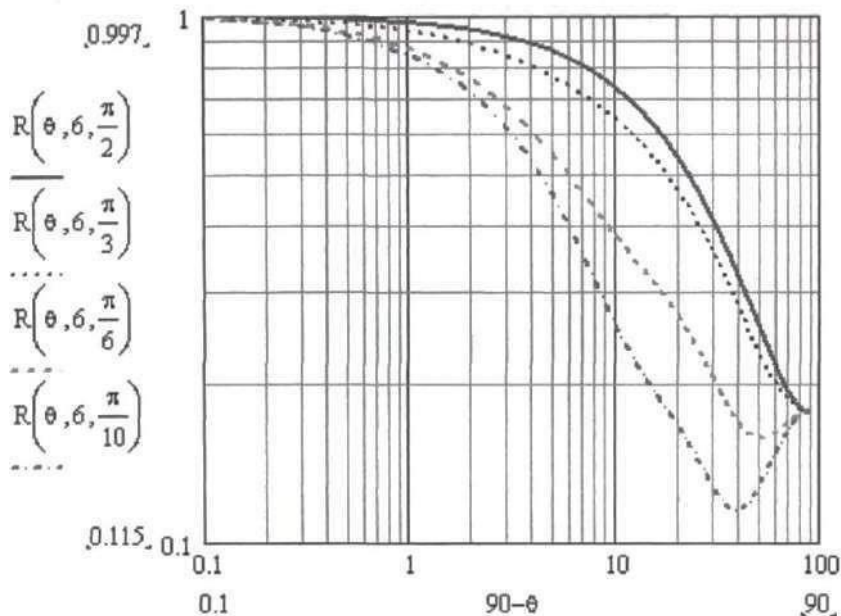
При роботі пристроїв малого радіусу дії поляризація відбитої хвилі може змінюватися випадковим чином. Коефіцієнт відображення по модулю тоді знайдемо наступним чином:

$$|R_p(\xi)|^2 = \frac{F_p^2 \cos^2 \xi + F_q^2 \sin^2 \xi}{F_p^2 + F_q^2} \quad (33)$$

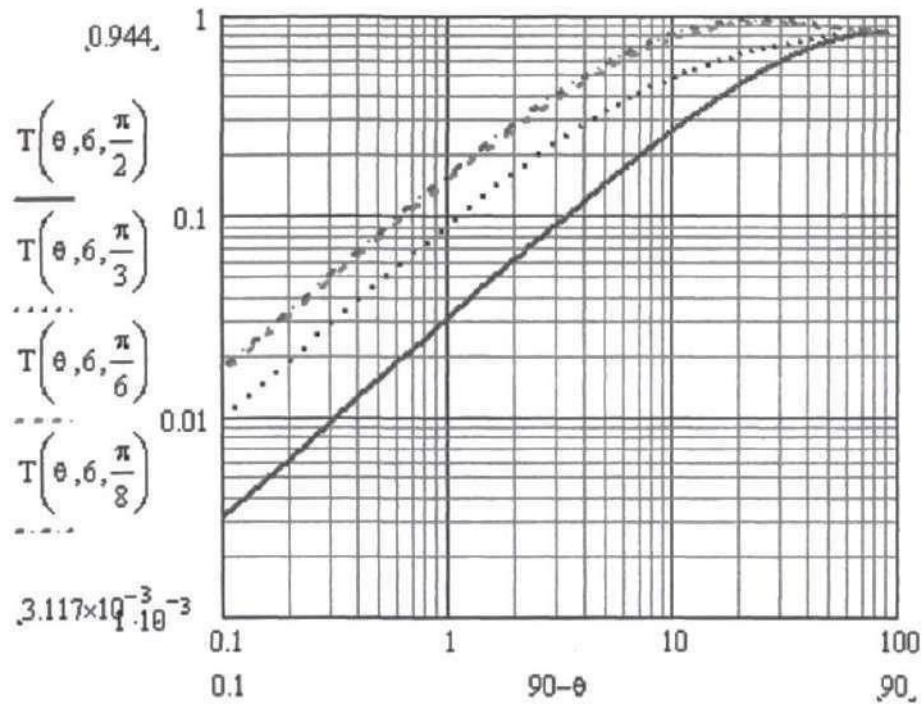
Аналогічно для коефіцієнта проходження:

$$|T_p(\xi)|^2 = \frac{f_p^2 \cos^2 \xi + f_q^2 \sin^2 \xi}{f_p^2 + f_q^2} \quad (34)$$

Таким чином для різних кутів поляризації можна, можливо розрахувати залежності коефіцієнтів проходження і відображення (16) - (19). У відповідно з Малюнками 21 і 22 наводяться результати розрахунків цих коефіцієнтів. Якщо вертикальна поляризація прагне до нуля, то спостерігається ефект повного проходження. При кутах близьких до 90° (у відповідно до Рисунку 22), коефіцієнт проходження для вертикально поляризованою хвилі менше, чим коефіцієнт проходження для горизонтально поляризованою хвилі.



Малюнок 21 - Залежність коефіцієнта R від кута падіння



Малюнок 22 - Залежність коефіцієнта T від кута падіння

Оскільки УМРД можуть розташовуватися на відкритому просторі, то враховуючи, що земна поверхня представляє собою для радіохвиль напівпровідник, можна розрахувати значення коефіцієнтів відображення по формулам [39; 76]:

$$F_v = \frac{(\varepsilon - j60\gamma\lambda) \cos \Theta_1 - \sqrt{\varepsilon - j60\gamma\lambda - \sin^2 \Theta_1}}{(\varepsilon - j60\gamma\lambda) \cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - j60\gamma\lambda - \sin^2 \Theta_1}} \quad (35)$$

$$F_g = \frac{\cos \Theta_1 - \sqrt{\varepsilon - j60\gamma\lambda - \sin^2 \Theta_1}}{\cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - j60\gamma\lambda - \sin^2 \Theta_1}} \quad (36)$$

де Θ_1 - Кут падіння хвилі на кордон поділу серед.

Коефіцієнти R визначаються співвідношенням:

$$R_v = (|F_v|)^2 \quad R_g = (|F_g|)^2. \quad (37)$$

Коефіцієнти заломлення хвиль, падаючих на землю, коефіцієнти заломлення знаходяться аналогічно [39; 76]:

$$f_g = \frac{2 \cos \theta_1}{\cos \theta_1 + \sqrt{\varepsilon - j60\gamma\lambda - \sin^2 \theta_1}} \quad (38)$$

$$f_v = \frac{2\sqrt{\varepsilon - j60\gamma\lambda} \cos \theta_1}{(\varepsilon - 60\gamma\lambda) \cos \theta_1 + \sqrt{\varepsilon - j60\gamma\lambda - \sin^2 \theta_1}} \quad (39)$$

Використовуючи формули (17), (20) і (21), можна, можливо обчислити коефіцієнти проходження:

$$T_i = [(\varepsilon)^{0.5} \cos \theta_2 (\cos \theta_1)^{-1}] |f_i|^2 \quad (40)$$

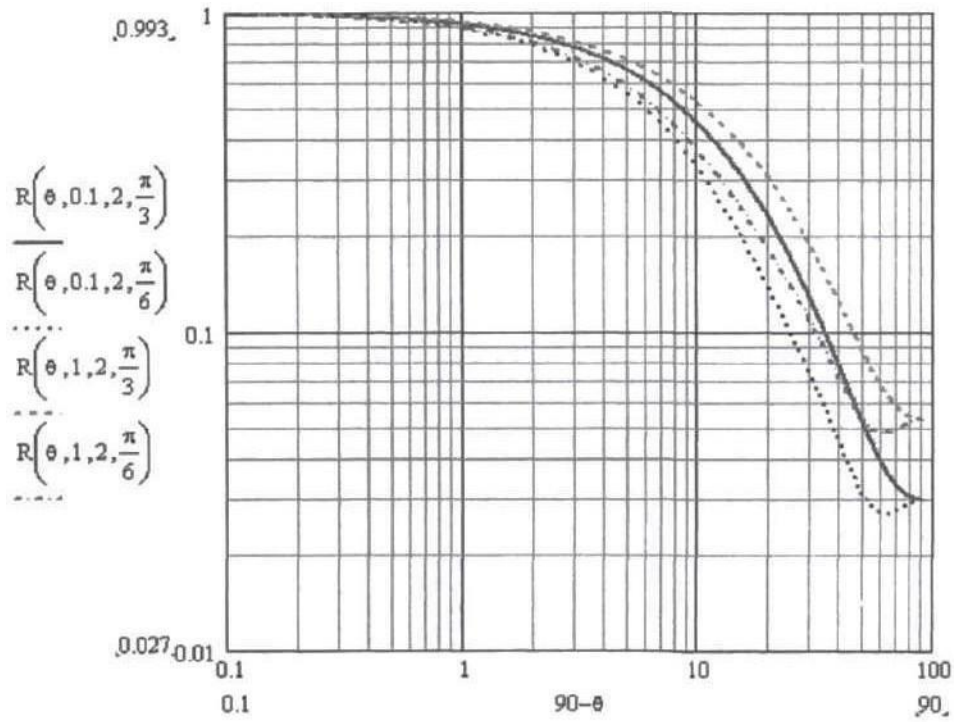
де $i = v, g$.

Тоді на основі формул (18) та (19) розрахунок модулів коефіцієнтів відображення і проходження хвиль для різних кутів поляризації визначаються співвідношеннями:

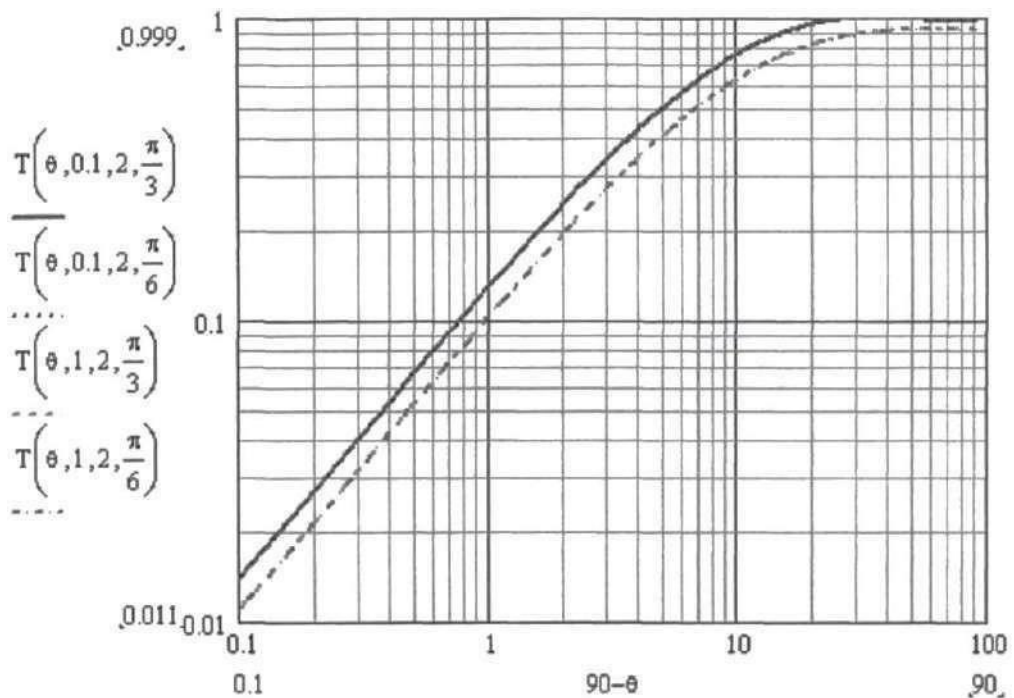
$$|F(\xi)| = \sqrt{F_v^2 \cos^2 \xi + F_g^2 \sin^2 \xi} \quad (41)$$

$$|f(\xi)| = \sqrt{f_v^2 \cos^2 \xi + f_g^2 \sin^2 \xi} \quad (42)$$

на Малюнка 23 і 24 наводяться залежності від кута падіння коефіцієнтів проходження та відображення. Провідність середи змінюється. З графіків видно, що з зменшенням провідності коефіцієнти відображення падає і таким чином здійснюється більше проникнення енергії хвилі у другу середу. І навпаки.

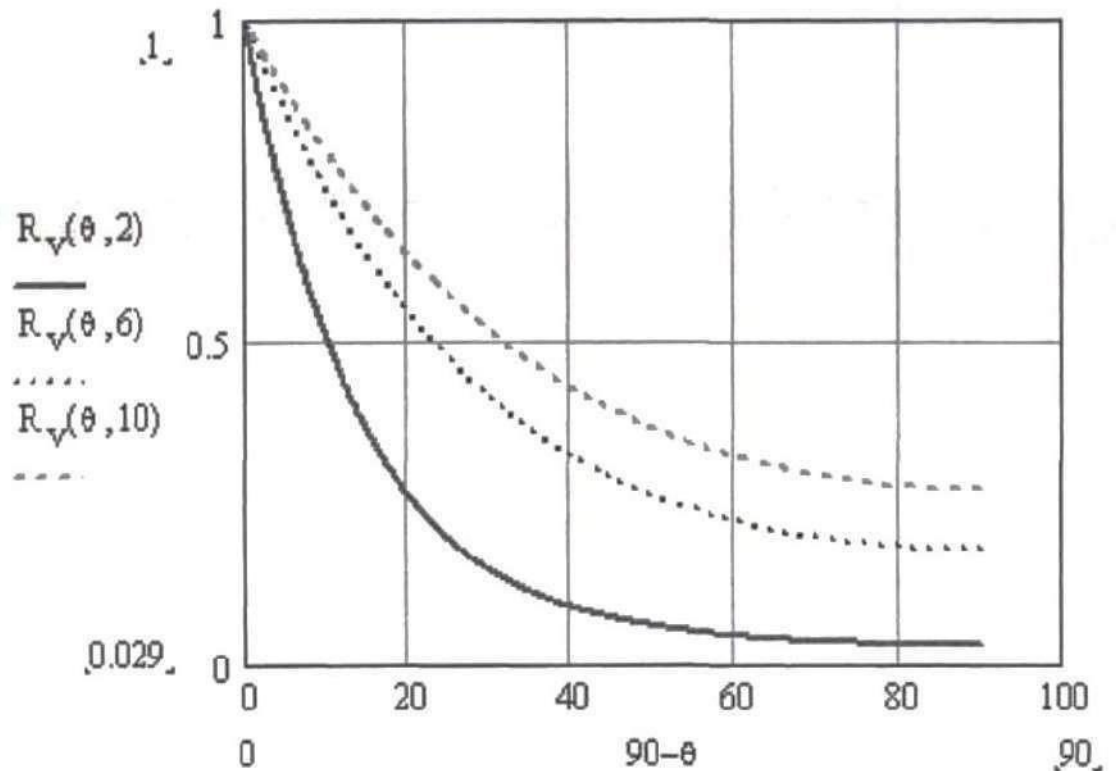


Малюнок 23 – Коефіцієнт відображення потужності залежно від кута падіння радіохвилі при різних провідності середі і кутах поляризації

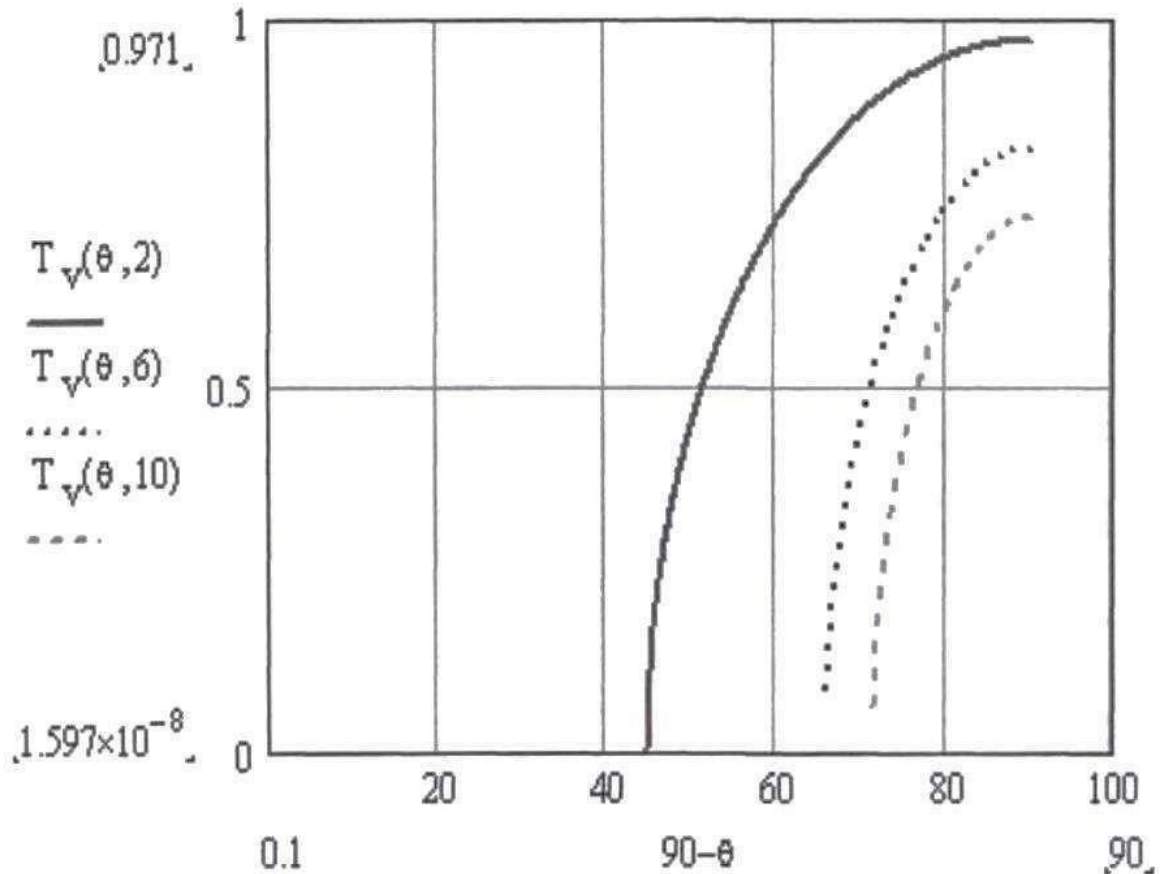


Малюнок 24 – Залежність коефіцієнта T від кута падіння для різних значення провідності і кутів поляризації

Відповідно до Малюнків 25 і 26 наводяться результати розрахунків для різних напрямків поляризації залежності коефіцієнтів R і T від кута падіння. Значення коефіцієнта відображення змінюється залежно від кута падіння. Коефіцієнт проходження зростає після певних кутах падіння, які залежать від величини діелектричної проникності.



Малюнок 25 – Залежність коефіцієнта R від кута падіння. Для різних проникності. Хвиля вертикально поляризована.



Малюнок 26 – Залежність коефіцієнта T від кута падіння.

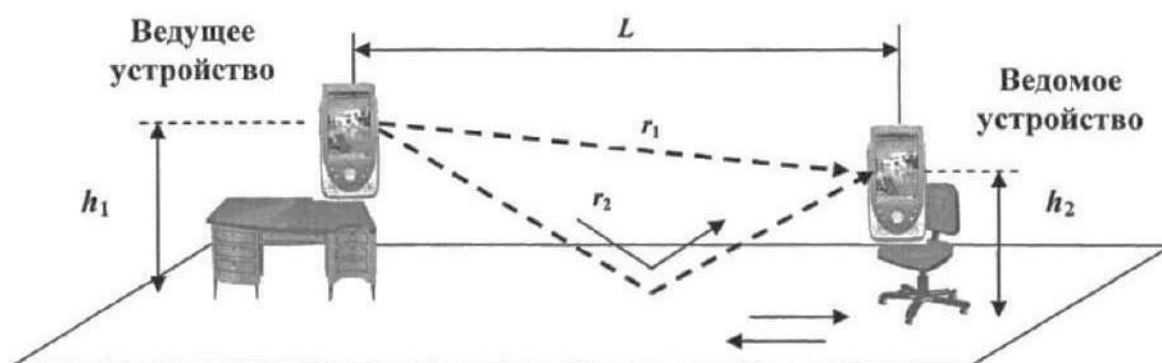
Для різних проникності. Хвиля вертикально поляризована

Таким чином можна, можливо укласти, що при кутах падіння великих кутах відображення поширюються неоднорідні уповільнені хвилі. Амплітуда різко зменшується в залежності від відстані до джерела. Швидкість її поширення менша. Аналогічно, заломлена хвиля не поширюється для хвиль, поляризованих горизонтально і вертикально.

2. 2. УМРД на відкритій місцевості

Розглянемо випадок, коли відстані між УМРД значно менше чим висота приміщення, в якій розташовуються самі ці пристрої.

на Малюнку 27 показано схема двопробеневий апроксимації поширення радіохвиль між пристроями пікомережі: присутні тільки пряма хвиля і відбита від поверхні.



Малюнок 27 - Схема двопробеневий апроксимації поширення хвиль

[50]

за наступною формулі знаходиться кут падіння:

$$\Theta(L, h_1, h_2) = \frac{\pi}{2} - \arctg\{(h_1 + h_2)L^{-1}\}$$

Шлях відбитої та прямої хвиль визначаються співвідношеннями відповідно:

$$r_1(L, h_1, h_2) = \sqrt{(h_1 - h_2)^2 + L^2} \quad (44)$$

$$r_2(L, h_1, h_2) = \sqrt{(h_1 + h_2)^2 + L^2} \quad (45)$$

Напруженість прямий і напруженість відбитої волн визначають результуюче значення напруженості:

$$E_c = E_{пр} + E_{отр} \quad (46)$$

Если P_1 – мощность подводимая к антенне ведущего устройства, а коэффициент ее усиления $G_1 = 1$, то напряженность электрического поля прямой волны в точке прием [104]:

$$E_{пр} = \frac{\sqrt{60P}}{r_1} \exp[-j(\frac{2\pi}{\lambda})r_1] \quad (47)$$

Тоді в наступнику можемо знайти напруженість електричного поля по формулі [46]:

$$\dot{E}_{\text{отр}} = \frac{\sqrt{60P}}{r_2} \dot{F} \exp[-j(\frac{2\pi}{\lambda})r_2] \quad (48)$$

З (22) і (23), отримаємо:

$$\dot{E}_c = \frac{\sqrt{60P}}{r_2} \left\{ 1 + \frac{r_1}{r_2} \dot{F} \exp[-j(\frac{2\pi}{\lambda})\Delta r] \right\} \quad (49)$$

де $\Delta r = r_2 - r_1$ - різниця ходу хвиль.

Згідно роботам [39, 76] в освітленою зоні можна, можливо визначити множник ослаблення по формулі:

$$\dot{W} = 1 + \frac{r_1}{r_2} \dot{F} \exp[-j(\frac{2\pi}{\lambda})\Delta r] \quad (50)$$

Модуль цього множника визначається як:

$$|\dot{W}| = \sqrt{1 + \left(\frac{r_1}{r_2} |\dot{F}|\right)^2 + 2 \frac{r_1}{r_2} |\dot{F}| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \Delta r + \arg \dot{F} \right]} \quad (51)$$

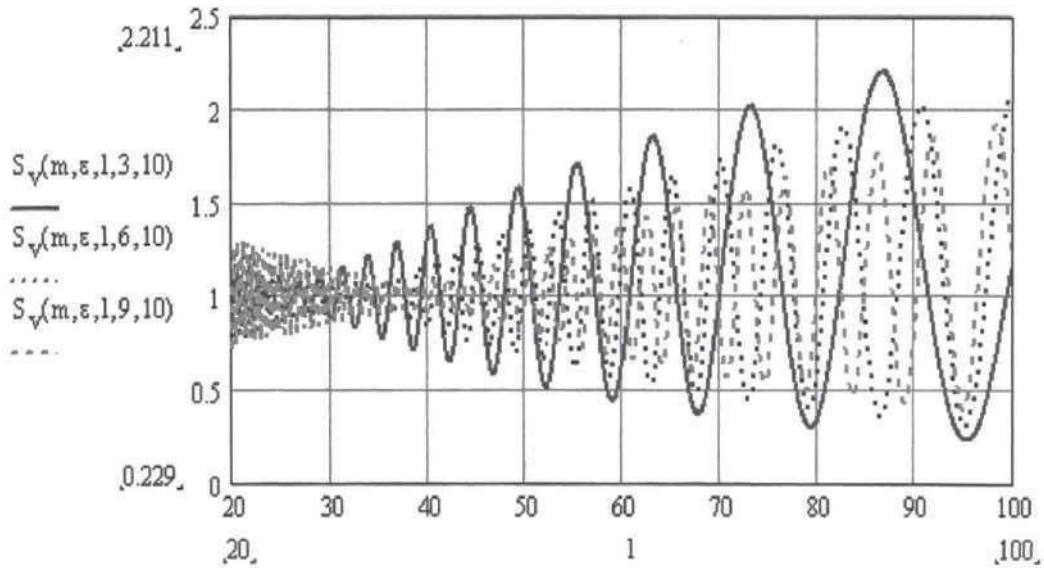
Квадрат модуля ослаблення напруженості хвилі:

$$S = 1 + \left(\frac{r_1}{r_2} |\dot{F}|\right)^2 + 2 \frac{r_1}{r_2} |\dot{F}| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \Delta r + \arg \dot{F} \right] \quad (52)$$

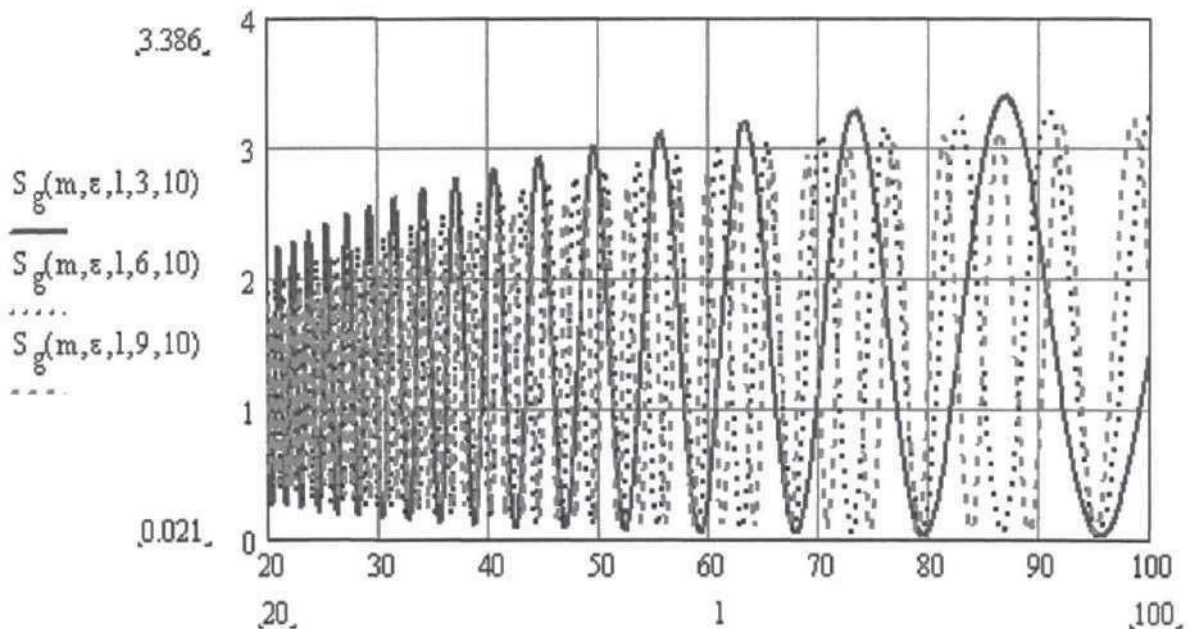
Напрями поляризації хвилі, діелектрична проникність, висота, на якій розташовуються провідне і ведене пристрій визначають значення коефіцієнта ослаблення.

на Малюнку 28 наведено залежність цього показника для хвилі, яка вертикально поляризована від відстані між УМРД. Розглянуто випадок, коли змінюється висота ведучого пристрої. Амплітуда квадрата модуля множника зростає зі збільшенням відстані між пристроями Це зумовлено тим, що при вугіллі падіння хвилі, близькому до 90° , коли збільшується відстань між джерелами, коефіцієнт відображення теж зростає

На малюнку 29 показані аналогічні залежності для хвилі, яка горизонтально поляризована. У цьому випадку амплітуда множника ослаблення зростає.



Малюнок 28 – Модуль ослаблення сумарної хвилі з вертикальною поляризацією в залежності від відстані між УМРД-пристроями



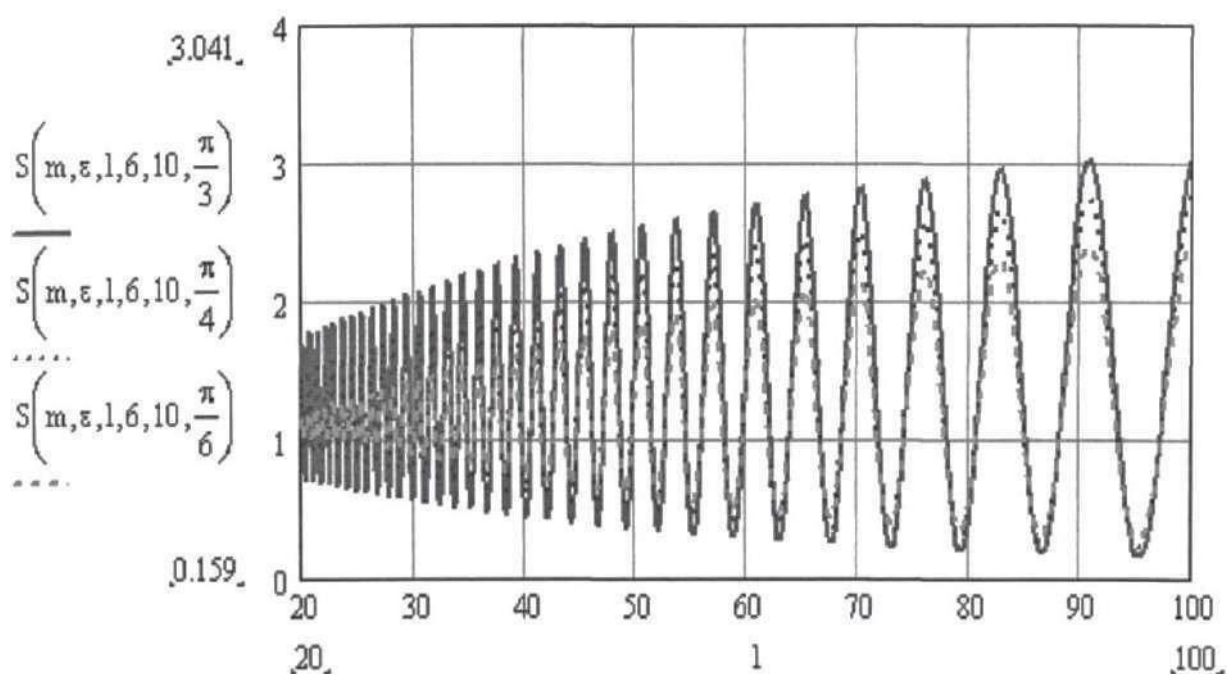
Малюнок 29 – Залежність S від відстаней між МРД - пристроями для хвилі, яка поляризована горизонтально.

Якщо невідомий напрямок поляризації, то коефіцієнт можна знайти по наступною формулі (поляризація довільна):

$$S_v(m, \varepsilon, L, h_1, h_2, \xi) = \sqrt{(S_v(m, \varepsilon, L, h_1, h_2) \cos(\xi))^2 + (S_v(m, \varepsilon, L, h_1, h_2) \sin(\xi))^2} \quad (53)$$

У відповідно з Малюнок 30 наводиться крива зв'язку модуля ослаблення для різних кутів поляризації хвилі. Видно, що кут поляризації хвилі впливає на амплітуду S.

Таким чином, можна, можливо зробити висновок, що висота розташування пристрої та відстань до поверхні, що відбиває, визначають частоту вагень сумарною хвилі.



Малюнок 30 – Модуль ослаблення сумарної хвилі за різних кутів поляризації в залежності від відстані між УМРД - пристроями

2.2. УМРД всередині приміщення

Далі розглянемо випадок, коли пристрої малого радіусу дії розташовуються в закритому приміщенні, висота стін якого порівнянна з радіус дії УМРД. на Малюнку 31 наводиться схема трипроменевої апроксимації, враховує взаємодія хвиль з підлогою, стелею і

стінами. Згідно схемою при трипроменевої апроксимації різниці довжин хвиль визначаються виразами:

$$r_1 = \sqrt{(h_2 - h_1)^2 + L^2} \quad (54)$$

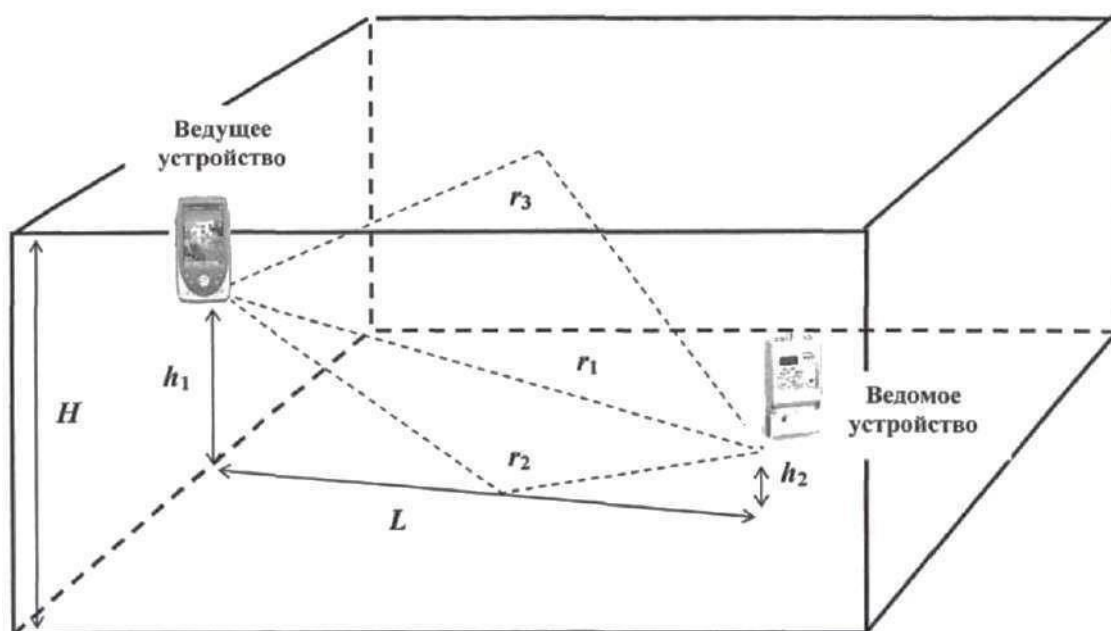
$$r_2 = \sqrt{(h_1 + h_2)^2 + L^2} \quad (55)$$

$$r_3 = \sqrt{(2H - h_1 - h_2)^2 + L^2} \quad (56)$$

Тоді для Δr можна, можливо записати:

$$\Delta r_2 = r_2 - r_1 \quad (57)$$

$$\Delta r_3 = r_3 - r_1 \quad (58)$$



Малюнок 31 - Схема трипроменевої апроксимації поширення хвиль

[53]

Результуюча напруженість поля в точці прийому визначається сумою:

$$\dot{E}_{\text{пр}} = \dot{E}_{\text{отр}2} + \dot{E}_{\text{отр}3} \quad (59)$$

Аналогічно формулам (23) і (24) визначимо комплексний множник ослаблення як:

$$\dot{W} = 1 + \frac{r_1}{r_2} \dot{F}_2 \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_2 \right] + \frac{r_1}{r_3} \dot{F}_3 \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_3 \right] \quad (60)$$

Кут відображення від підлоги знаходиться з вирази:

$$\Theta_2(L, h_1, h_2) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \left(\frac{h_1 + h_2}{L} \right) \quad (61)$$

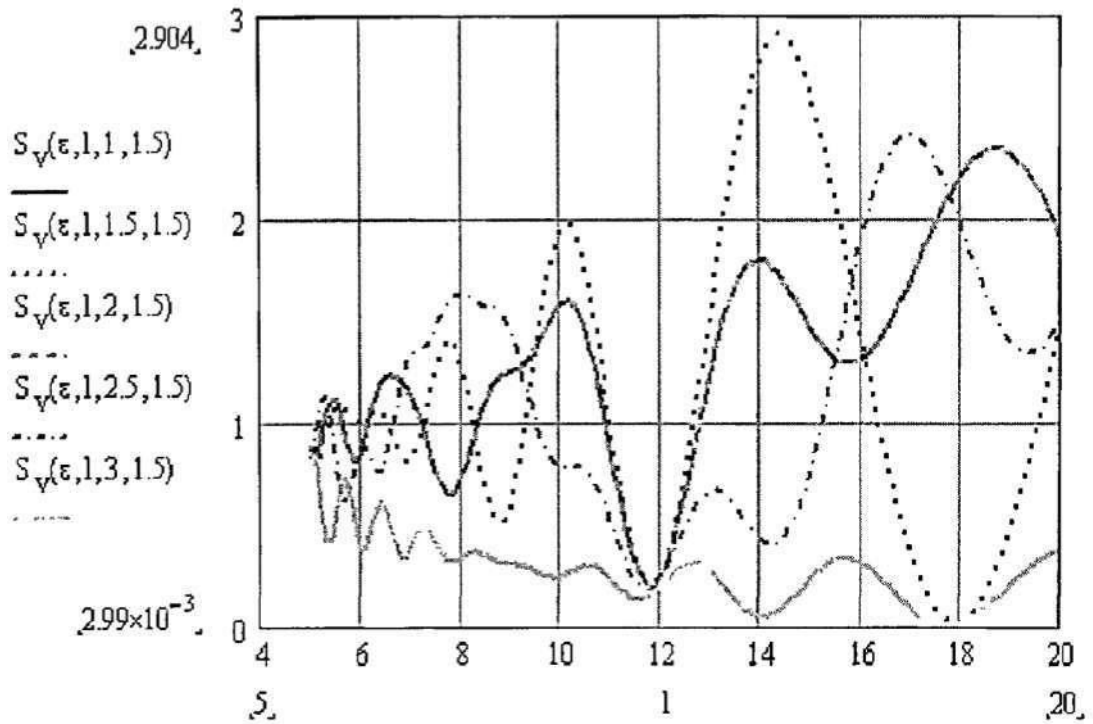
від стелі, відповідно:

$$\Theta_3(L, h_1, h_2) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \left(\frac{2H - h_1 - h_2}{L} \right) \quad (62)$$

Тоді, з (28), слід:

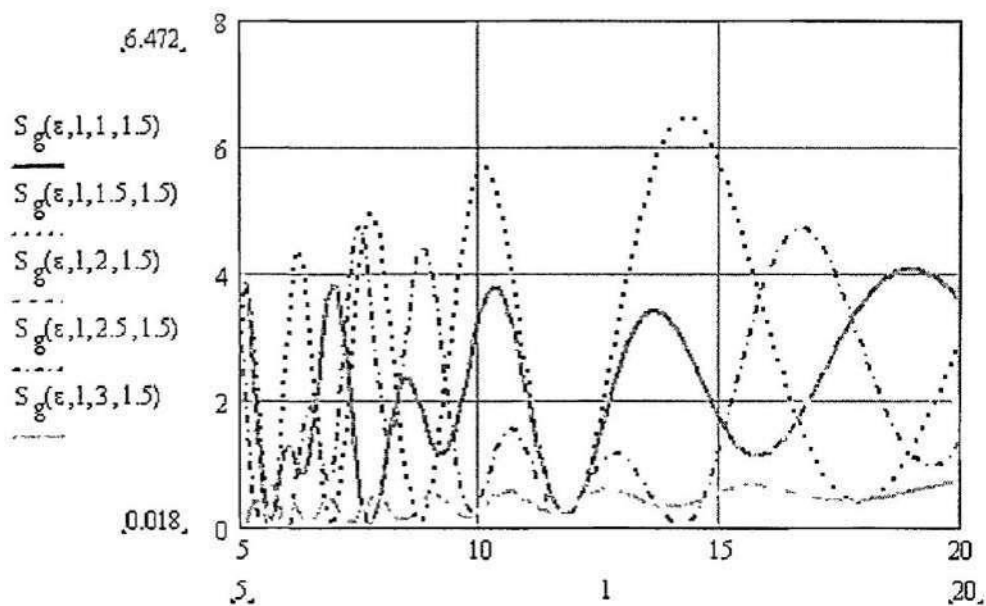
$$\begin{aligned} S = & 1 + \left(\frac{r_1}{r_2} |\dot{F}_2| \right)^2 + \left(\frac{r_1}{r_3} |\dot{F}_3| \right)^2 + 2 \frac{r_1}{r_2} |\dot{F}_2| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_2 + \right. \\ & \left. \arg \dot{F}_2 \right] + 2 \frac{r_1}{r_3} |\dot{F}_3| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_3 + \arg \dot{F}_3 \right] + \\ & 2 \frac{r_1^2}{r_2 r_3} |\dot{F}_2| |\dot{F}_3| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (\Delta r_2 - \Delta r_3) + \arg \dot{F}_2 - \arg \dot{F}_3 \right] \end{aligned}$$

на Малюнку 32 показані результати розрахунку кривий залежності модуля ослаблення від відстані між пристроями УМРД. Хвиля вертикально поляризована. Як видно з графіка множник ослаблення залежить від висоти провідного УМРД. При висоті стелі дорівнює 3 метри і висоті розташування веденого УМРД в 1,5 м відбиті хвилі складається в фазі.



Малюнок 32 – Модуль ослаблення сумарної хвилі з вертикальною поляризацією в залежності від відстані між УМРД-пристроями

Відповідно до Малюнку 33 наводяться дані аналогічного розрахунку для хвилі, яка поляризована горизонтально.

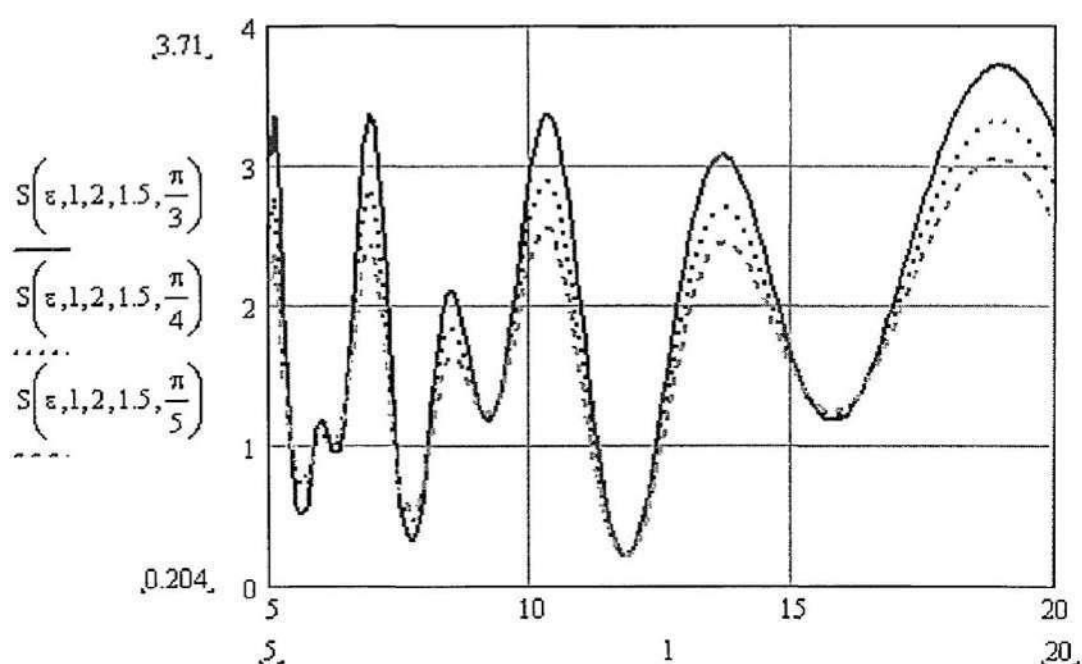


Малюнок 33 – Залежність модуля S від відстані між УМРД (хвиля поляризована горизонтально)

Якщо хвиля поляризована довільно, то параметр S знаходиться по формулі:

$$S(\varepsilon, L, h_1, h_2, \xi) = \{(S(\varepsilon, L, h_1, h_2) \cos(\xi))^2 + (S(\varepsilon, L, h_1, h_2) \sin(\xi))^2\}. \quad (64)$$

На малюнку 34 наводиться залежність цього модуля від відстані між пристроями УМРД щодо різних кутів поляризації хвилі. Висота стелі складає 3 метри. З графіків можна, можливо укласти, що кут поляризації хвилі визначає амплітуду множника ослаблення.



Малюнок 34 – Модуль ослаблення сумарної хвилі з довільною поляризацією в залежності від відстані між УМРД-пристроями

Далі розглянемо Модель п'ятипроменевої апроксимації, коли враховується відображення хвиль від стелі, стін та інших предметів. Схема представлена на Малюнку 35. Для спрощення будемо рахувати, що промені відбиваються від підлоги, стелі та двох стін. Шляхи поширення радіохвиль цьому випадку можна, можливо визначити наступним чином:

$$L = \sqrt{(k_1 - k_2)^2 + L_2^2}; \quad (65)$$

$$L = \sqrt{(k_1 - k_2)^2 + L_2^2}; \quad (66)$$

$$r_1 = \sqrt{(h_1 - h_2)^2 + L_2^2}; \quad (67)$$

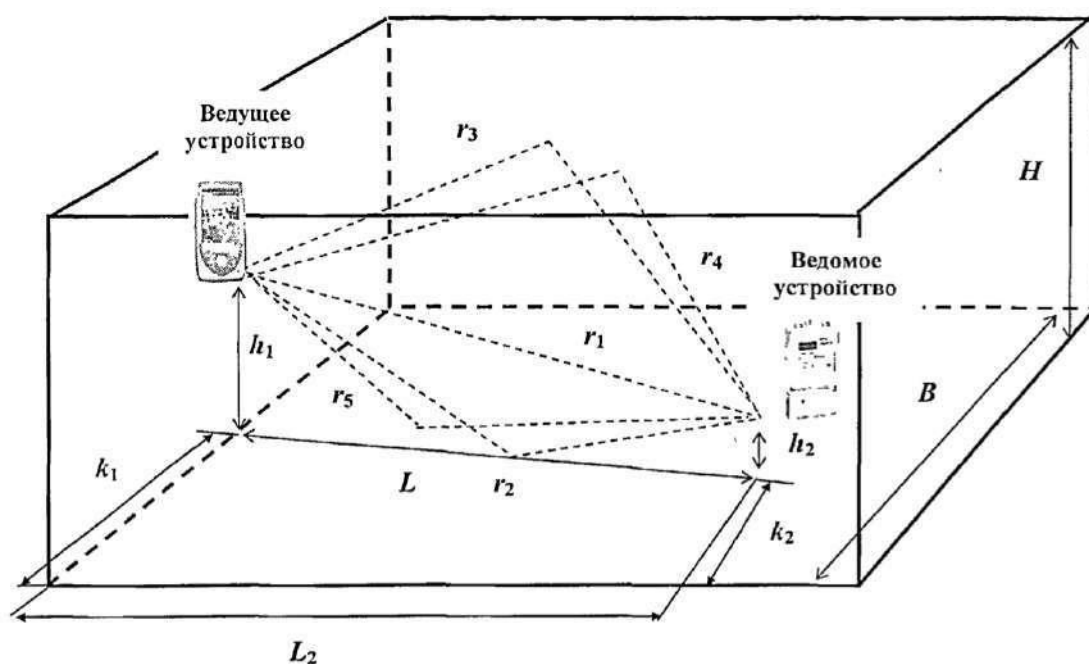
$$r_2 = \sqrt{(k_1 - k_2)^2 + L_2^2}; \quad (68)$$

$$r_3 = \sqrt{(2H - h_1 - h_2)^2 + L_2^2}; \quad (69)$$

$$k = \sqrt{(h_1 - h_2)^2 + L_2^2}; \quad (70)$$

$$r_4 = \sqrt{(2B - k_1 - k_2)^2 + B}; \quad (71)$$

$$r_5 = \sqrt{(k_1 + k_2)^2 + B} \quad (72)$$



Малюнок 35 - Схема п'ятипроменевої апроксимації поширення хвиль

[53]

на малюнку, згідно [53]: H - висота приміщення, B - ширина приміщення, h_1 - висота розташування ведучого пристрою, h_2 - висота розташування веденого пристрою, k_1 - відстань від бічної стіни до ведучого пристрою, k_2 - відстань від бічної стіни до веденого пристрою, L_2 - відстань від стіни, на якій розташовано провідне

пристрій, до відомого, L - відстань між провідним і веденим пристроєм, r_1 - Прямий шлях поширення, r_2 - шлях поширення хвилі, відбитої від статі, r_3 - шлях поширення хвилі, відбитої від підлоги стелі, r_4 - шлях поширення хвилі, відбитої від задньої стіни, r_5 - шлях поширення хвилі, відбитої від передню стіну.

Для параметра L можна, можливо записати наступні вирази:

$$L = \sqrt{(k_1 - k_2)^2 + L_2^2}; \quad (73)$$

$$r_1 = \sqrt{(h_1 - h_2)^2 + L_2^2}; \quad (74)$$

$$r_2 = \sqrt{(k_1 - k_2)^2 + L_2^2}; \quad (75)$$

$$r_3 = \sqrt{(2H - h_2)^2 + L_2^2}; \quad (76)$$

$$k = \sqrt{(h_1 - h_2)^2 + L_2^2}; \quad (77)$$

$$r_4 = \sqrt{(2B - k_1 - k_2)^2 + B}; \quad (78)$$

$$r_5 = \sqrt{(k_1 + k_2)^2 + B} \quad (79)$$

Нехай різниці визначаються як:

$$;\Delta r_2 = r_2 - r_1 \quad (80)$$

$$;\Delta r_3 = r_3 - r_1 \quad (81)$$

$$;\Delta r_4 = r_4 - r_1 \quad (82)$$

$$;\Delta r_5 = r_5 - r_1 \quad (83)$$

Результуюча напруженість поля в точці приймача визначається наступною сумою:

$$\dot{E}_{\text{пр}} = \dot{E}_{\text{отр2}} + \dot{E}_{\text{отр3}} + \dot{E}_{\text{отр4}} + \dot{E}_{\text{отр5}}. \quad (84)$$

за аналогії з (22) і (23) комплексний множник ослаблення:

$$\begin{aligned} \dot{W} = & 1 + \frac{r_1}{r_2} \dot{F}_2 \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_2 \right] + \frac{r_1}{r_3} \dot{F}_3 \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_3 \right] + \\ & \frac{r_1}{r_4} \dot{F}_4 \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_4 \right] + 1 + \frac{r_1}{r_5} \dot{F}_5 \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_5 \right] \end{aligned} \quad (85)$$

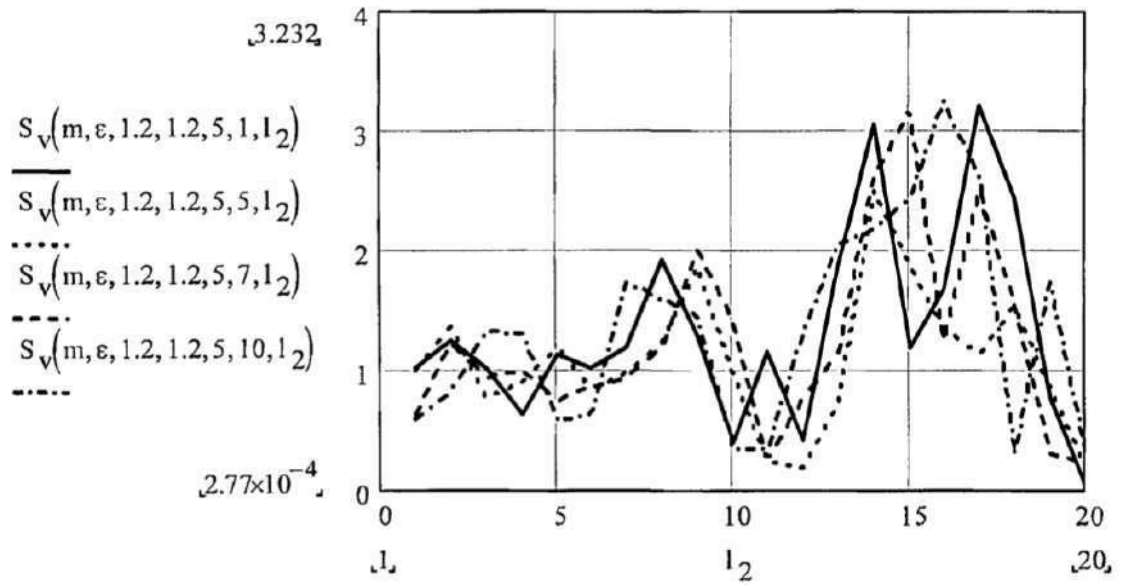
Кути падіння хвиль поверхні приміщення знаходяться по формулам:

$$\begin{aligned} \Theta_2(L, L_2, k_2, h_1, h_2) &= \frac{\pi}{2} - \arctg \left(\frac{h_1+h_2}{L} \right) \\ \Theta_3(L, L_2, k_2, h_1, h_2) &= \frac{\pi}{2} - \arctg \left(\frac{2H-h_1+h_2}{L} \right) \\ \Theta_4(L, L_2, k_2, h_1, h_2) &= \frac{\pi}{2} - \arctg \left(\frac{2B-h_1-h_2}{L} \right) \\ \Theta_5(L, L_2, k_2, h_1, h_2) &= \frac{\pi}{2} - \arctg \left(\frac{h_1+h_2}{B} \right) \end{aligned} \quad (86)$$

Тоді квадрат S, згідно (85) прийме вигляд:

$$\begin{aligned} S = & 1 + \left(\frac{r_1}{r_2} |\dot{F}_2| \right)^2 + \left(\frac{r_1}{r_3} |\dot{F}_3| \right)^2 + \left(\frac{r_1}{r_4} |\dot{F}_4| \right)^2 + \left(\frac{r_1}{r_5} |\dot{F}_5| \right)^2 + \\ & 2 \frac{r_1}{r_2} |\dot{F}_2| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_2 + \arg \dot{F}_2 \right] + 2 \frac{r_1}{r_3} |\dot{F}_3| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_3 + \arg \dot{F}_3 \right] + \\ & 2 \frac{r_1}{r_4} |\dot{F}_4| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_4 + \arg \dot{F}_4 \right] + 2 \frac{r_1}{r_5} |\dot{F}_5| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_5 + \right. \\ & \left. \arg \dot{F}_5 \right] + 2 \frac{r_1^2}{r_2 r_3} |\dot{F}_2| |\dot{F}_3| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (\Delta r_2 - \Delta r_3) + \arg \dot{F}_2 - \arg \dot{F}_3 \right] + \\ & 2 \frac{r_1^2}{r_2 r_4} |\dot{F}_2| |\dot{F}_4| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (\Delta r_2 - \Delta r_4) + \arg \dot{F}_2 - \arg \dot{F}_4 \right] + \\ & 2 \frac{r_1^2}{r_2 r_5} |\dot{F}_2| |\dot{F}_5| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (\Delta r_2 - \Delta r_5) + \arg \dot{F}_2 - \arg \dot{F}_5 \right] + \\ & 2 \frac{r_1^2}{r_3 r_4} |\dot{F}_3| |\dot{F}_4| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (\Delta r_3 - \Delta r_4) + \arg \dot{F}_3 - \arg \dot{F}_4 \right] + \\ & 2 \frac{r_1^2}{r_3 r_5} |\dot{F}_3| |\dot{F}_5| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (\Delta r_3 - \Delta r_5) + \arg \dot{F}_3 - \arg \dot{F}_5 \right] + \\ & 2 \frac{r_1^2}{r_4 r_5} |\dot{F}_4| |\dot{F}_5| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (\Delta r_4 - \Delta r_5) + \arg \dot{F}_4 - \arg \dot{F}_5 \right] \end{aligned} \quad (87)$$

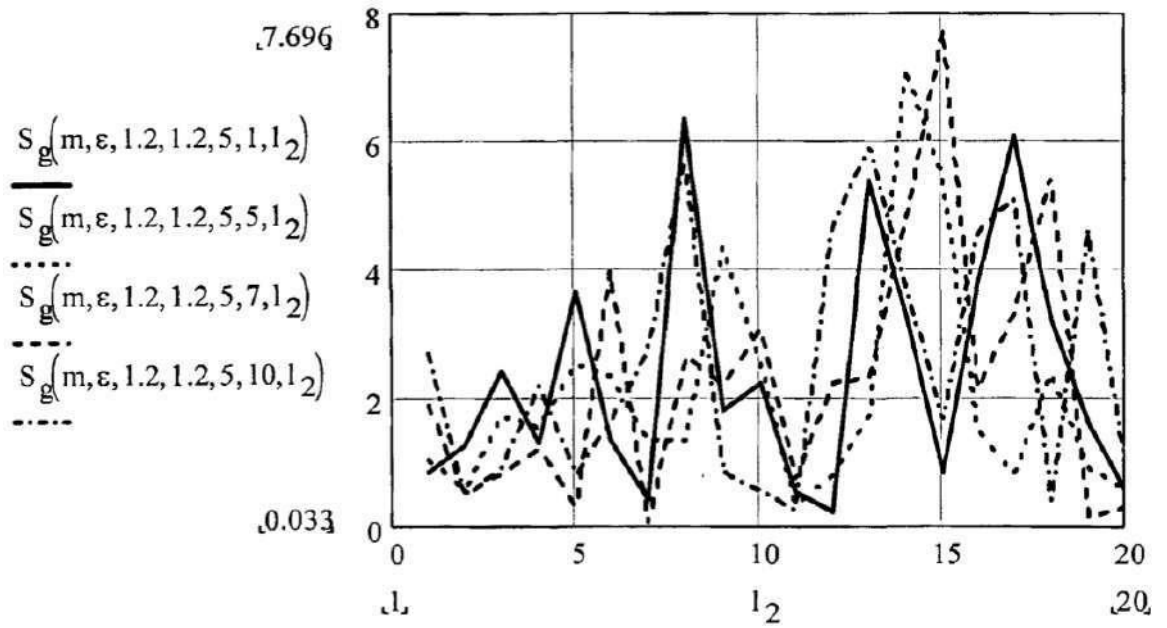
У відповідно з Малюнок 36 видно криві залежності від видалення УМРД параметра S. Хвиля поляризована вертикально. $h = 3\text{м}$.



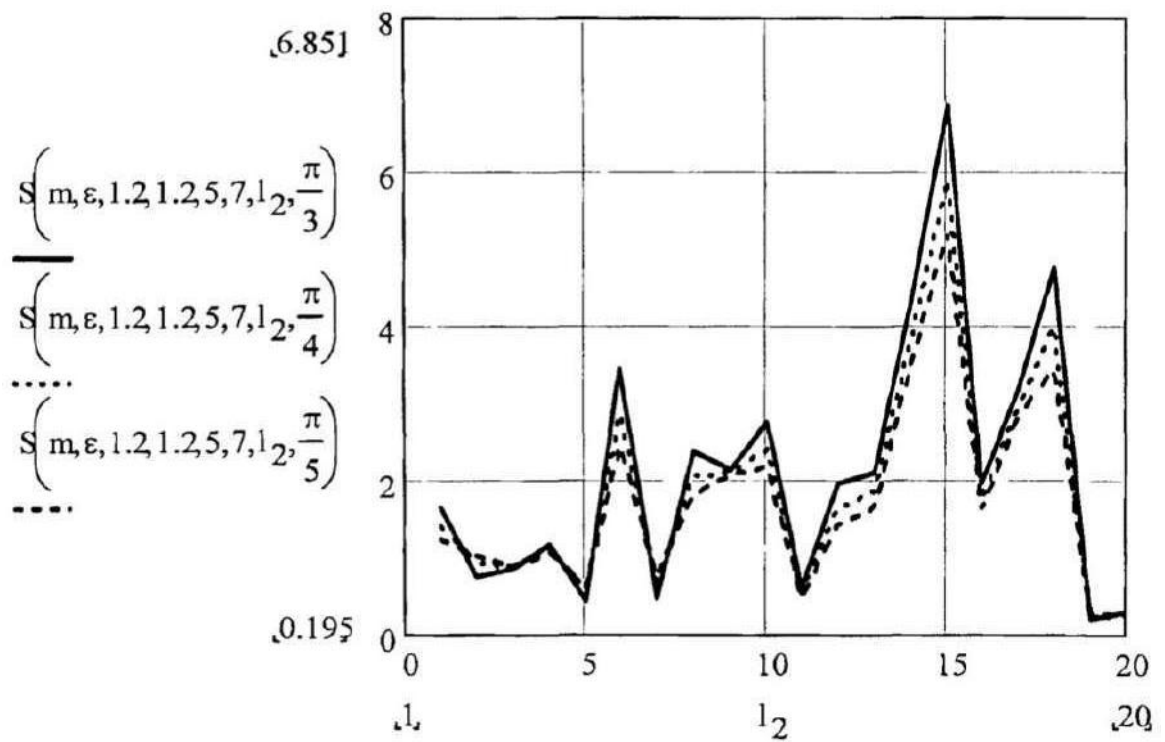
Малюнок 36 – Залежність модуля S від відстані між УМРД. Хвиля поляризована вертикально

У відповідно з Малюнок 37 представлений розрахунок залежності від відстані між УМРД квадрата модуля ослаблення S для хвилі з горизонтальною поляризацією Висота = 3 м. На малюнку 38 представлена залежність від видалення УМРД квадрата модуля згасання хвилі S з довільною поляризацією. $H=3$ м. Видно, що від кута поляризації значення параметра S практично не залежить.

Можна зробити висновок, що поляризація хвилі визначає лише амплітуду коливання напруженості, а характер коливань залежить від розташування УМРД - пристроїв.



Малюнок 37 – Залежність модуля S від відстані між УМРД. Хвиля поляризована горизонтально



Малюнок 38 – Залежність модуля S від відстані між УМРД. Хвиля поляризована довільно

2.4. Завдання оптимізації розміщення УМРД

Оскільки, як було показано вище, множник ослаблення залежить взаємного розташування пристроїв малого радіусу дії та напрямки поляризації визначає лише амплітуду коливання напруженості, можна поставити завдання знаходження оптимального розміщення ведучого УМРД пристрої, розташованого всередині приміщення. Будемо використовувати трипроменеву апроксимацію, коли враховуються прямий промінь та відображені від стелі та від підлоги. Умова оптимізації може бути сформульована наступним чином: значення напруженості поля в межах дії пристрої УМРД повинно досягати максимального значення:

$$, \left| \max\{G(h_1, h_2, n, H)\} \right. \quad (88)$$

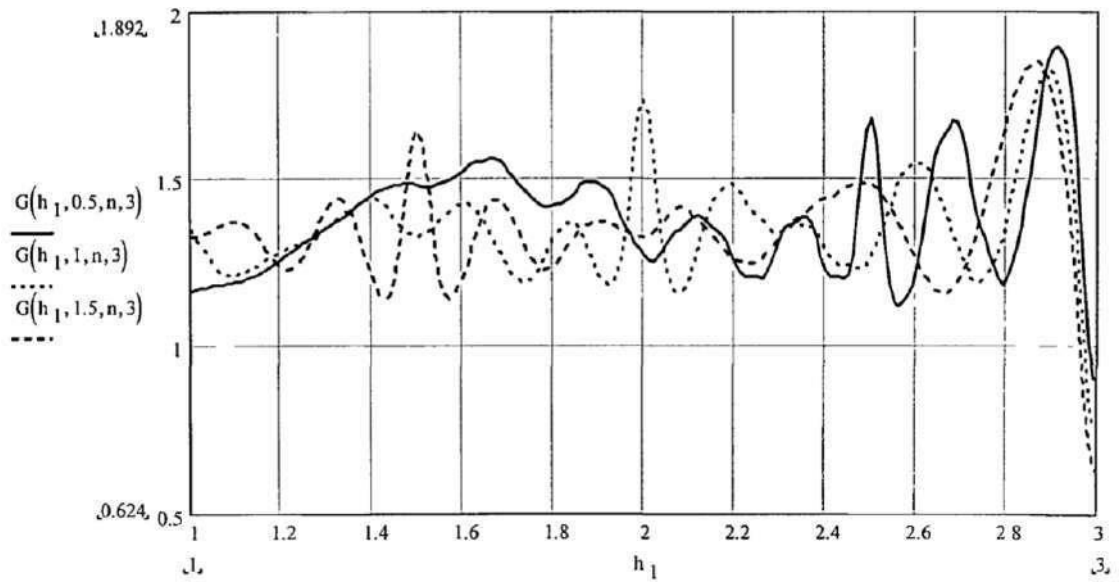
де:

$$G(h_1, h_2, n, H) = \frac{1}{n} \sum_{i \in J} S(L_i, h_1, h_2, H)$$

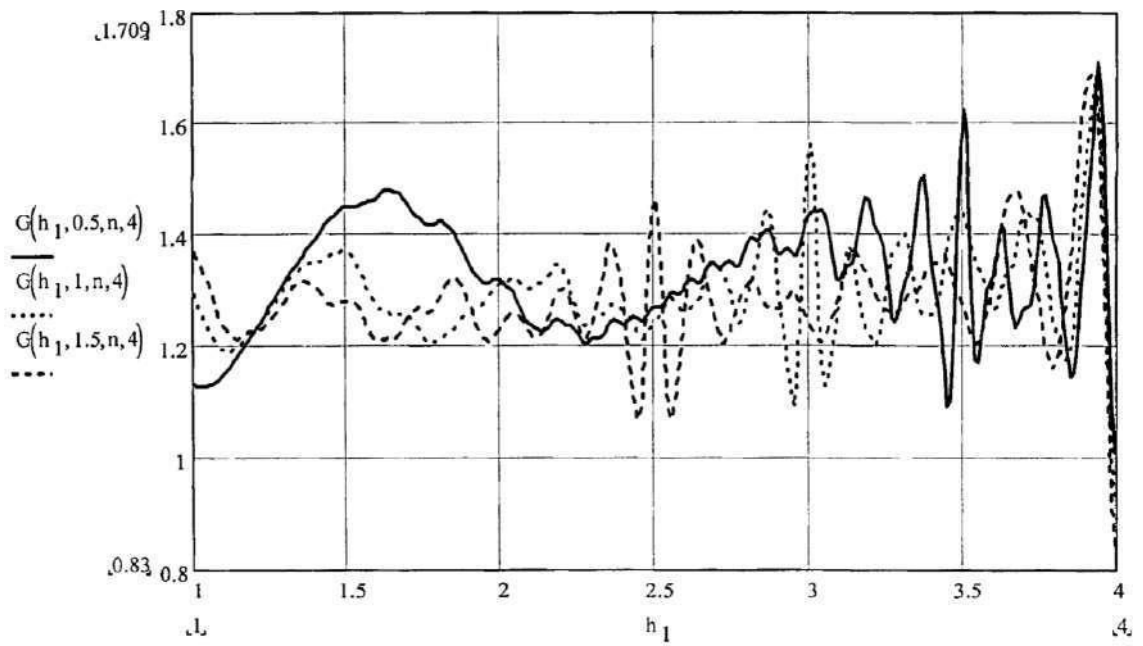
- функціонал критерію оптимізації;

$L_i = d$; d - відстань між точками.

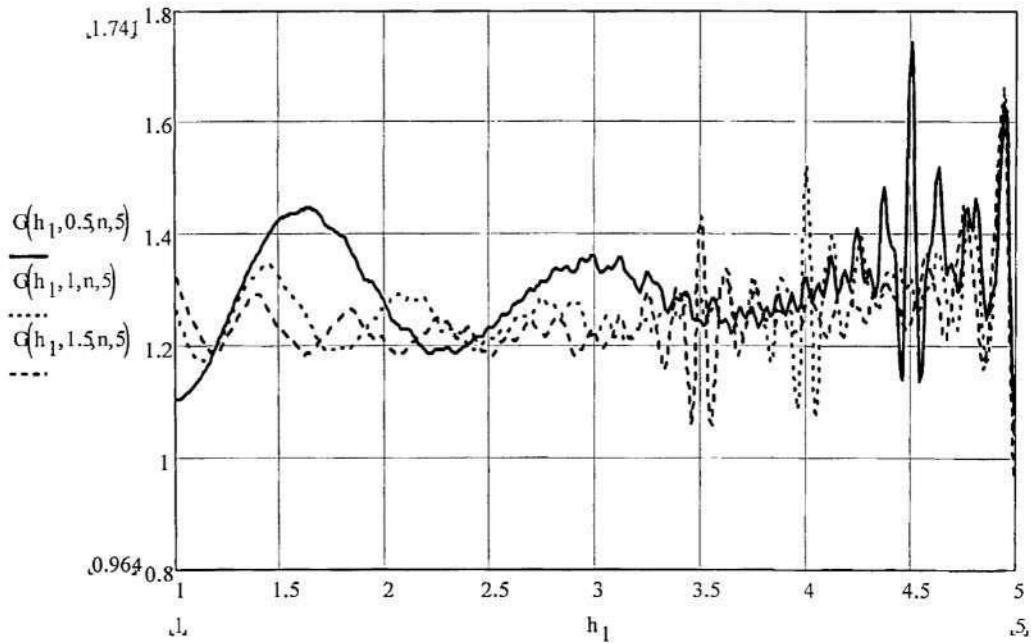
У відповідно з Малюнок 39 наводиться розрахунок функціоналу критерію оптимізації, що залежить від висоти розташування джерела. На графіці показані зміни функціоналу різних висот приймачів. Висота приміщення дорівнює 3м. Видно три точки, де висота розташування джерела УМРД максимальна, що відповідають однаковим відстаням від ведучого до веденого пристрої. Біля стелі на висоті 2,85 ... 2,9 метрів також спостерігається точка максимуму, коли відбувається додавання фазі прямої та відбитої від стелі хвиль. Аналогічні характеристики спостерігаються і при інших значеннях стелі (відповідно до Малюнку 40).



Малюнок 39 – Оцінка функціоналу критерію оптимізації в залежно від висоти розташування провідного УМРД-пристрою (3м) при різних висотах розташування ведених УМРД-пристроїв (0,5м; 1м; 1,5м)



a)



б)

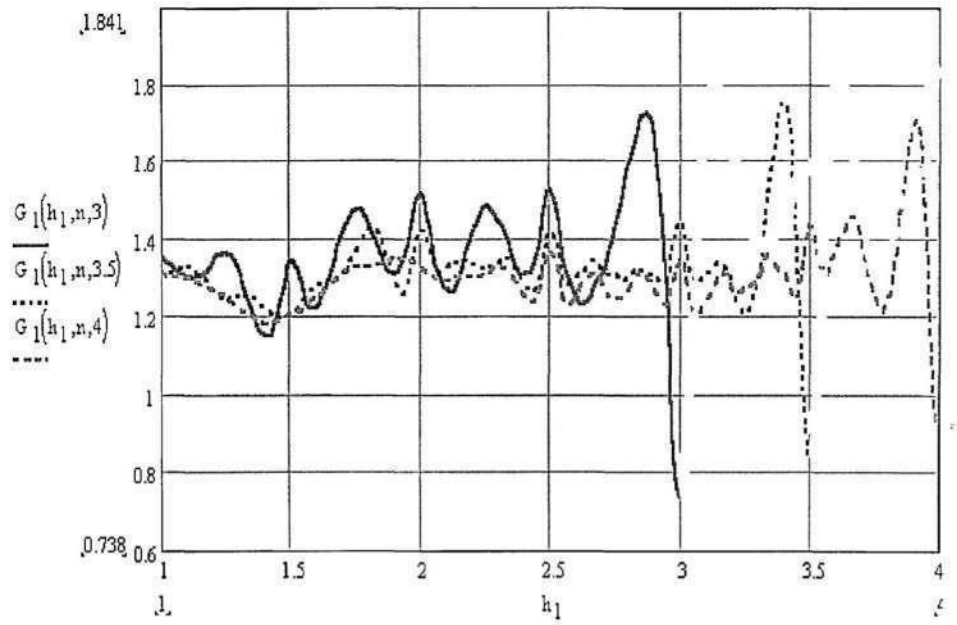
Малюнок 40 – а) – Оцінка функціоналу критерію оптимізації в залежності від висоти розташування ведучого УМРД-пристрою (4м) при різних висотах розташування ведених УМРД-пристроїв (0,5м; 1м; 1,5 м); б) – Оцінка функціоналу критерію оптимізації залежно від висоти розташування провідного УМРД-пристрою (5м) при різних висотах розташування ведених УМРД-пристроїв (0,5м; 1м; 1,5 м)

Іншим критерієм оптимізації може бути умова досягнення на вході пристроїв МРД максимальних значень. Тоді функціонал критерію можна визначити наступним чином:

$$G(h_1, h_2, n, H) = \frac{1}{mn} \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n S(L_i, h_1, h_{2j}, H) \quad (89)$$

де: m - Число дискретних значень висот розташування УМРД, h_{2j} - значення висот розташування УМРД.

У відповідно з Малюнок 41 наводяться результати розрахунку функціоналу (89) у приміщеннях з різною висотою стелі. З кривих на Малюнку 41 видно, що максимумами функціоналу досягається на максимальній висоті стелі приміщення.



Малюнок 41. Оцінка функціоналу критерію оптимізації залежно від від висоти розташування ведучого УМРД-пристрою (3м; 3,5м; 4м) при різних висотах розташування ведених УМРД-пристроїв (0,5м; 1м; 1,5 м)

РОЗДІЛ 3. ВПЛИВ ЗАВАДА РЕМ НА УМРД

3.1. Шумові перешкоди РЕС на УМРД

3.1.1. Шумові перешкоди на УМРД з ППРЧ і подвійний ЧС

Розглянемо шумові перешкоди, які представляють собою білий шум, розподілений по нормальному закону. У системі бездротових пристроїв малого радіусу дії реалізовані методи псевдовипадкової перебудови робочої частоти (ППРЧ) та подвійної приватної маніпуляції (МЧ). У разі, якщо перешкоди від радіоелектронних пристроїв потрапляють у діапазон частот перескоку в УМРД, середня ймовірність помилки на один інформаційний канал, може бути оцінена (згідно роботі [21]) по формулі:

$$G(h_1, h_2, n, H) = \frac{1}{mn} \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n S(L_i, h_1, h_{2j}, H) \quad (90)$$

де $\lambda_{\text{пров}}$ - коефіцієнт характеризує перекриття стрибка частот перешкодою

$0 < K_{\text{пер}} < 1$; $P_{\text{Б}}$, $P_{\text{Б0}}$ - Середня ймовірність помилки на один біт, коли є перешкода і коли вона Відсутнє відповідно; E_c - енергія сигналу на біт; $G_{\text{ш}}$ - спектральна густина потужності власних шумів;

$G_{\text{п}}$ - спектральна густина потужності перешкоди. Нехай $K_{\text{пер}} = 1$. Тоді

вираз (90) запишемо в вигляді:

$$P_{\text{Б}} = P_{\text{Б1}} [E_c (G_{\text{ш}} + G_{\text{п}})] \quad (91)$$

Середню ймовірність помилки на Основний інформаційний канал можна, можливо, розрахувати по наступною формулі (Припускаємо, що перешкода представляє собою білий шум):

$$(P_{\text{Б.очн}} = + \beta)^{-1} \exp\{-[2G_{\text{ш}}/E_c + P_{\text{п}}/P_c]^{-1}\}; \quad (92)$$

Середня ймовірність помилки на додатковий інформаційний канал можна, розрахувати за такою формулою (припускаємо, що перешкода представляє

собою білий шум):

$$P_{\text{Бдоп}} = [(1 + \beta)/(2 + \beta)] \exp\{-[2G_{\text{ш}}/E_c + P_{\text{п}}/P_c]^{-1}\} \quad ; \quad (93)$$

Таким чином загальний вплив перешкоди на основній та додатковий канали можна визначити наступним виразом:

$$; P_{\text{Б.осн+доп}} = 0,5 \exp\{-[2G_{\text{ш}}/E_c + P_{\text{п}}/P_c]^{-1}\} \quad (94)$$

З формул (92) і (93) визначимо середню ймовірність помилки в прийомі біта інформації:

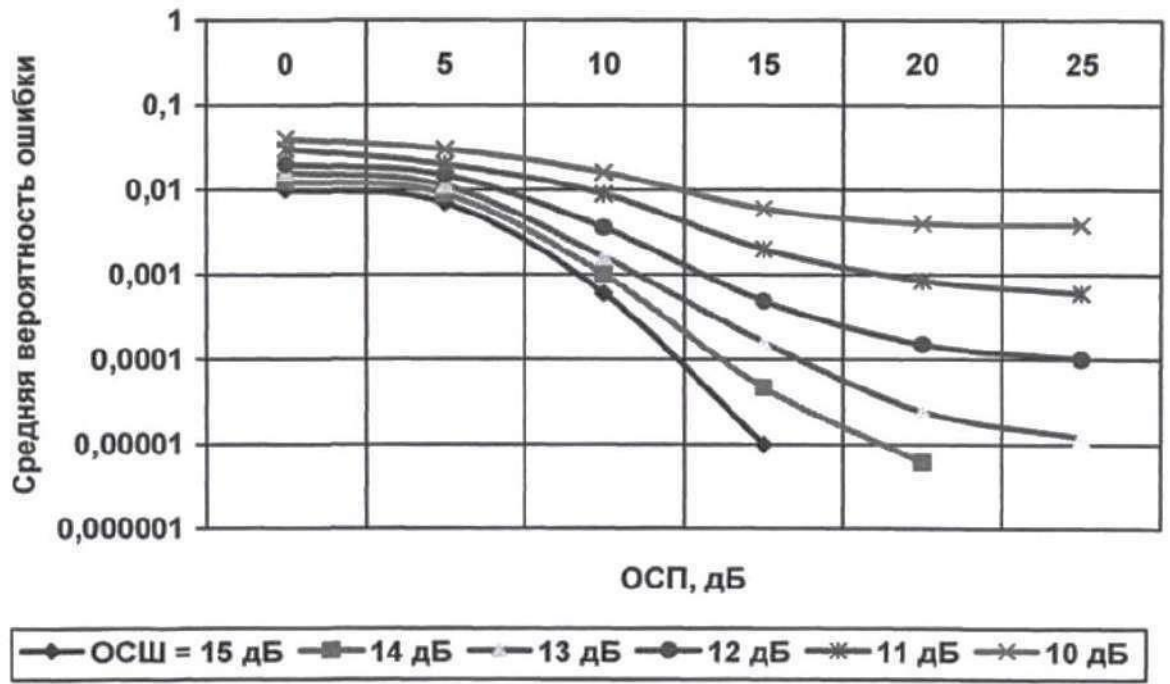
$$P_{\text{Б}} = 0,5(P_{\text{Б.осн}} + P_{\text{Бдоп}}) = 0,5 \exp\{-[2G_{\text{ш}}/E_c + P_{\text{п}}/P_c]^{-1}\} \quad (95)$$

Позначимо відносини сигнал – шум і сигнал – перешкода як:

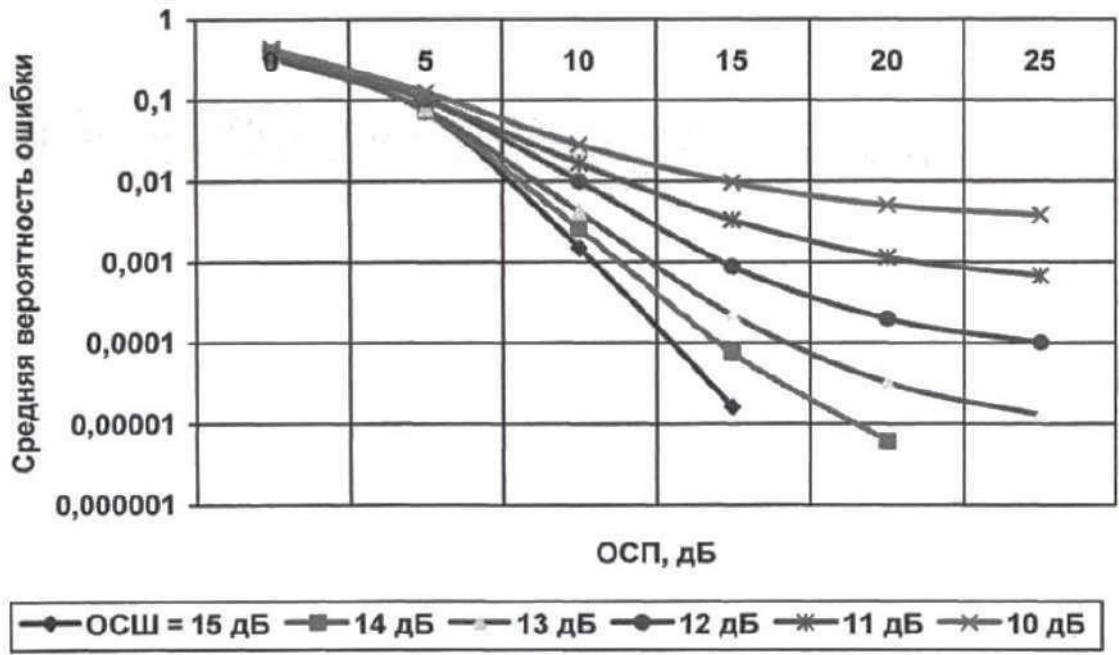
$\rho_{\text{ш}} = E_c/G_{\text{ш}}$ $\rho_{\text{п}} = E_c/G_{\text{п}}$ Тоді (47) можна, можливо переписати в вигляді:

$$. P_{\text{Б}} = 0,5 \exp\{-[2\rho_{\text{ш}}^{-1} + \rho_{\text{п}}^{-1}]^{-1}\} \quad (96)$$

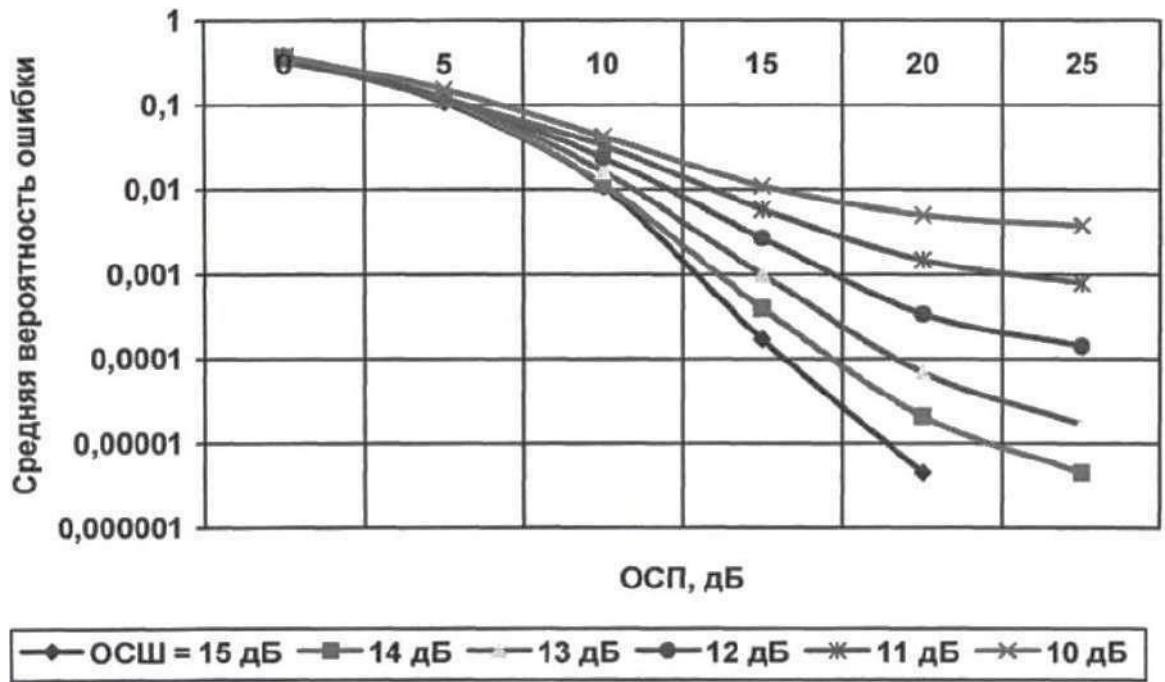
Залежно середньої ймовірності помилки показані від ОСП для різних відносин сигнал/шум показано на малюнку 42. Шумова перешкода впливає на Основний, додатковий і обидва каналу одночасно, відповідно. З Малюнку видно, що середня ймовірність залежить від обох показників відношення сигнал/шум та відношення сигнал/перешкода. Чим менше ставлення сигнал/шум, тим менше величина відносини сигнал/перешкода впливає на середню величину ймовірності помилки.



а)



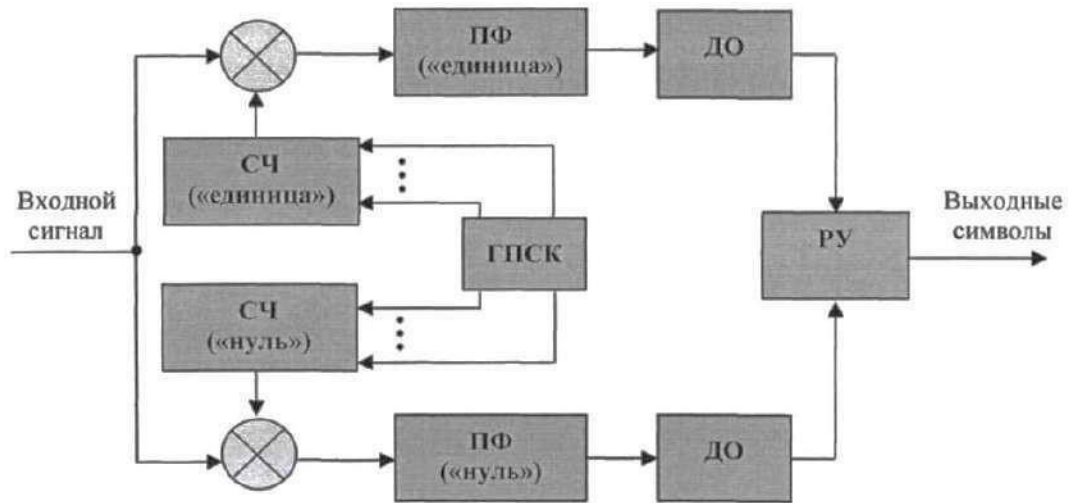
б)



в)

Малюнок 42 – Залежність середньої ймовірності помилки від відношення СП для різних значень відношення сигнал/шум (ОСШ) (15 дБ, 14 дБ, 13 дБ, 12 дБ, 11 дБ, 10 дБ) та різних типах впливу шумової перешкоди на канали демодуляції УМРД: а) – на основний канал; б) – на додатковий канал; в) – На Основний і додатковий канали

Також із графіків видно, на додатковому каналі негативне вплив перешкод дається взнаки сильніше. Так як величина максимальною середньої ймовірності помилки прагне до $\frac{1}{2}$, то можна, можливо укласти, що найбільш перешкодно захищеними виявляються пристрої, для яких постійно змінюється різниця частот між каналами. У відповідно з Малюнок 43 зображена Модель приймача УМРД з подвійний частотної маніпуляцією [19]. У відповідно з малюнком 43 зображені основні компоненти такої системи: ГПСК - генератор псевдовипадкового коду; ДО - детектор згинаючої; РУ - Вирішальний пристрій; СЧ - синтезатор частот; ПФ - смуговий фільтр;



Малюнок 43 - Схема приймача УМРД з подвійний ЧС [19]

Максимум середньої ймовірності помилки $\rightarrow 1/2$ при відношенні СП $\rightarrow 0$ по формулі (96) для випадку, коли вплив перешкоди виявляється на Основний і додатковий канали приймача.

Вирішуючи $d_{PB} = 0$ в (96), можна, можливо знайти максимум середньої ймовірності d_{PB}

помилки при вплив на Основний канал перешкоди:

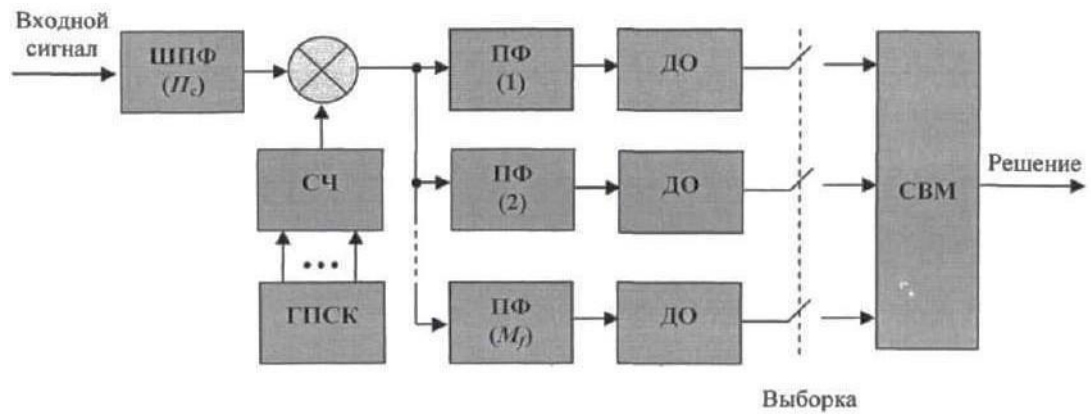
$$P_{\text{Б.мах.осн}} \approx \begin{cases} \rho_{\text{ш}}^{-1} E^{-1}, & P_{\text{п}} = P_c - 2\sigma_{\text{ш}}^2 > 0; \\ 0,5 \exp\{-0,5\rho_{\text{ш}}\}, & P_{\text{п}} = P_c - 2\sigma_{\text{ш}}^2 \leq 0; \end{cases} \quad (97)$$

де $\sigma_{\text{ш}}^2$ – потужність власних шумів П.

Таким чином, навіть коли перешкода перевищує за потужністю пристрій знехтувати шумами приймача не можна.

3.1.2. Шумові перешкоди на УМРД з ППРЧ і М-їчної ЧС

Розглянемо вплив шумових перешкод від радіопристроїв на УМРД з ППРЧ та М-їчної ЧС. Типова структурна схема приймача УМРД із ППРЧ і М-їчної ЧС, представлена відповідно до Рисунку 44 [19], відображені ШПФ - широкопasmовий фільтр і СВМ - схема вибору максимуму.



Малюнок 44 - Схема приймача УМРД с M - ічної ЧС [19]

Середня ймовірність помилки в прийомі бита інформації, коли використовується M -ичної частотна маніпуляція може бути знайдена, згідно роботі [30], за формулі:

$$P_B = M[2(M-1)]^{-1}(1 - P_K), \quad (98)$$

де M - розмір алфавіту сигналу; P_K - умовна ймовірність того, що напруга на виході каналу, в якому присутній сигнал, перевищує вихідний напруга інших ($M-1$) каналів демодулятора.

Тоді ймовірність P до можна, можливо знайти по формулі:

$$P_K = \int_0^{\infty} f_c(z_c) \left[\int_0^{z_c} f_0(z_n) dz_n \right]^{M-1} dz_c \quad (99)$$

де $f_c(z_c)$, $f_0(z_n)$ - щільності ймовірності статистики z_c на функції

виході каналу з сигналом і статистики z_n на виході решти ($M-1$) каналів, містять тільки власні шуми приймача.

Функція $f_c(z_c)$ може бути знайдено, згідно роботі [19], як:

$$f_c(z_c) = \frac{z_c}{\sigma_n^2 + \sigma_m^2} \exp \left[-\frac{z_c^2 + P_c}{2(\sigma_n^2 + \sigma_m^2)} \right] I_0 \left(\frac{\sqrt{P_c}}{\sigma_n^2 + \sigma_m^2} z_c \right) \quad (100)$$

У випадку, якщо є тільки шуми власні, то функція $f_0(z_n)$ визначається наступними виразом

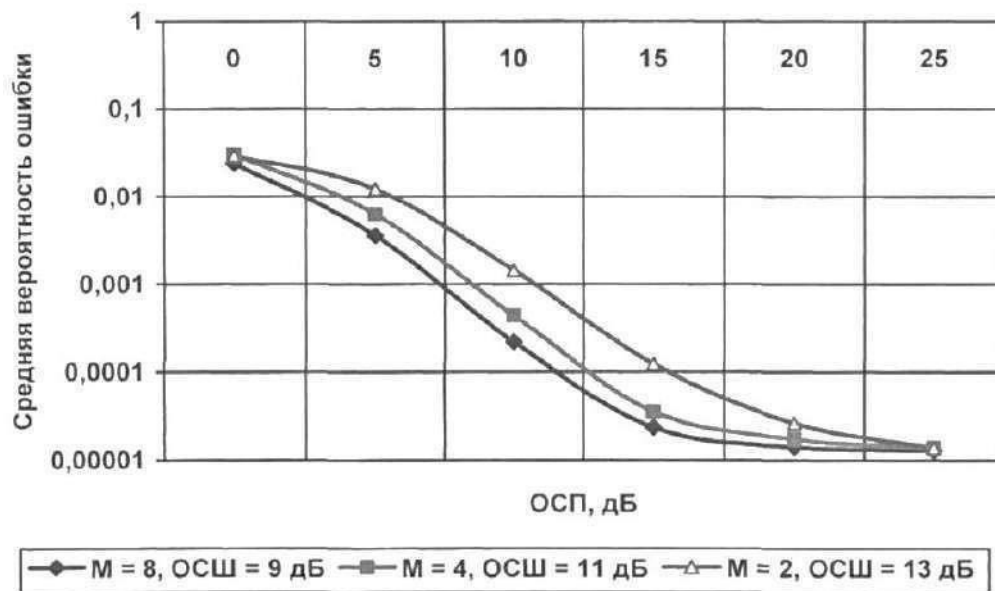
$$f(z) = \frac{1}{\sigma_n^2} \exp \left\{ -\frac{z^2}{2\sigma_n^2} \right\} \quad (101)$$

Після перетворення отримуємо вирази для визначення середньої ймовірності помилки на один біт інформації при вплив шумовий перешкоди на Основний канал УМРД з ППРЧ та M - ічної ЧС [22, 82]:

$$P_{\text{Б.осн}} = \frac{M}{2^{(M-1)}} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \binom{M-1}{m} \frac{1}{1 + \frac{m}{m+1} \beta} \exp \left\{ -k \rho_{\text{п}}^{-1} + \frac{m+1}{m} \rho_{\text{п}}^{-1} \right\}^{-1} \quad (102)$$

де $M = 2^k, k = 1, 2, 3, \dots, k = \log_2 M; m \in [1, M]; \beta = \rho_{\text{ш}} / \rho_{\text{п}}$.

на Малюнку 45 показано залежність цієї величини від ОСШ для різних значень ОСШ і різних M .



Малюнок 45 – Залежність середньої ймовірності помилки від ОСП для різних ОСШ і M (Основний канал)

З графіка видно, що середня ймовірність помилки $\rightarrow 10^{-5}$ коли зростає ОСП.

При дії перешкоди на основний канал максимум середньої ймовірності помилки можна визначити, розв'язавши рівняння

$$\frac{dP_{\text{Б.осн}}}{d\rho_{\text{п}}} = 0$$

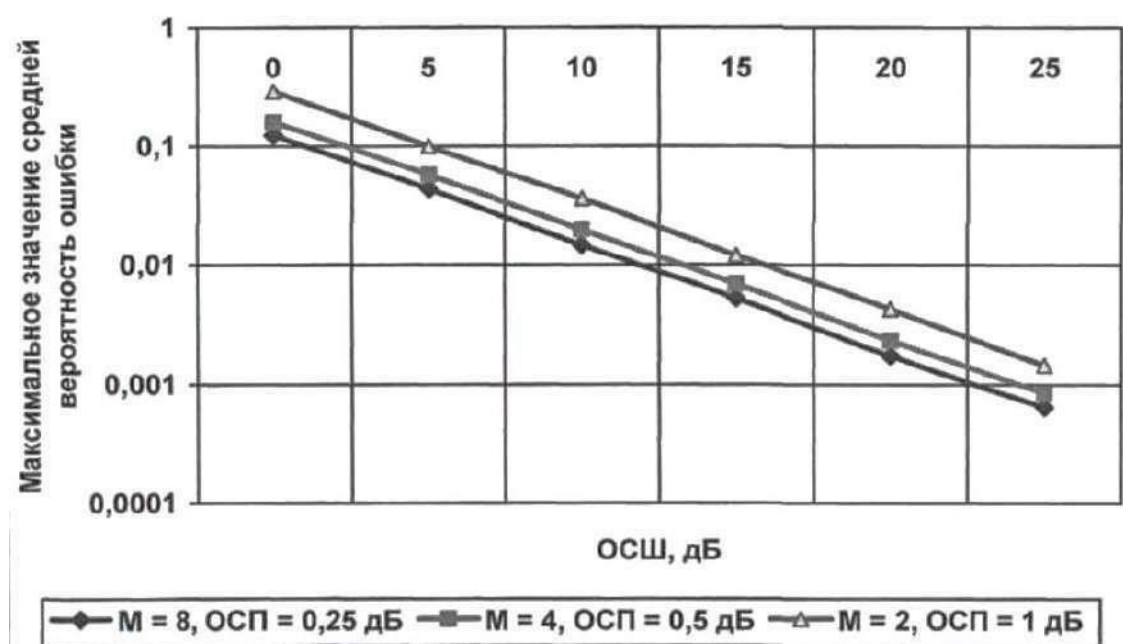
стосовно до (102):

$$\rho_{\Pi} = (m/(m+1)\rho_{\text{ш}})/[\frac{m}{m+1\rho_{\text{ш}}k} - 1] \quad (103)$$

Оскільки $m/(m+1)\rho_{\text{ш}}k \gg 1$, то в першому наближенні вважаємо, що співвідношення (102) набуде вигляду $k\bar{a}^{-1}$ підставивши в (103), отримаємо:

$$P_{\text{Б.махосн}} = \frac{M}{2^{(M-1)}} \sum_{m=1}^{M-1} (-1)^{m+1} \binom{M-1}{m} \frac{e^{-1}}{mk\rho_{\text{ш}}} \quad (104)$$

На Малюнку 46 показані залежності $P_{\text{Б.махосн}}$ від ОСШ для різних M та ОСШ. Видно, що при найбільшій відносині сигнал/шум для приймача УМРД досягається найменше вплив шумовий перешкоди на основний канал УМРД з ППРЧ та M -їчної ЧС. Також завадостійкість зростає при збільшенні розміру алфавіту сигналу M .



Малюнок 46 – Максимальна середня ймовірність помилки від ОСП при різних ОСШ і M (Основний канал)

Порівнюючи вирази (104) і (102), можна, можливо укласти, що більше завадостійким є УМРД з ППРЧ і M -їчної ЧС. Якщо M зросте до 4, то вплив шумових перешкод стане меншим на 2дБ. Зростання до 8 наводить до зменшення на 3 дБ.

3.2. Гармонійні перешкоди РЕМ на УМРД

3.2.1. Гармонійні перешкоди на УМРД с ППРЧ і подвійний ЧС

Розглянемо гармонійні перешкоди на УМРД. Частота перешкод дорівнює частоті сигналу. Сигнали перешкоди мають рівномірний розподіл за фазою у влаштування малого радіусу дії. Ймовірність помилки, коли $K_{\text{пер}} = 1$, згідно з роботою [19], можна розрахувати з наступного виразу:

$$P_{\text{Б.осн}} = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\{-0,5\rho_{\text{ш}}(1 + \rho_{\text{с}}^{-1} + 2\sqrt{\rho_{\text{с}}^{-1}} \cos \theta)\} d\theta \quad (105)$$

де θ - різниця фаз перешкода-сигнал, $\theta \in [-\pi; \pi]$.

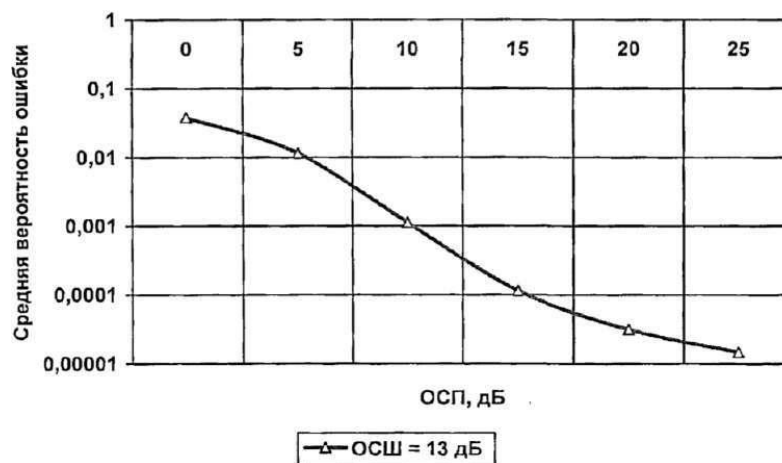
Взявши середня інтегральне подання по фазі функції Бесселя

нульового порядку першого роду до формулі (105), отримаємо:

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp[x \cos(u + v)] du \quad (106)$$

$$P_{\text{Б.осн}} = \frac{1}{2} \exp\{-0,5\rho_{\text{ш}}(1 + \rho_{\text{с}}^{-1})\} I_0(\rho_{\text{ш}}\sqrt{\rho_{\text{с}}^{-1}}) \quad (107)$$

У відповідно з Малюнок 47 представлена крива залежності середньої ймовірності помилки від ОСП для величини відношення сигнал/шум рівною 13дБ. З Малюнку 47 видно, що з зростанням відносини СП середня ймовірність помилки падає.



Малюнок 47 – Середня ймовірність помилки в залежності від ОСП при ОСШ = 3дБ (Основний канал)

Використовуючи асимптотичне наближення функції Бесселя:

$$I_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi x}} \exp(x), \quad x \gg 1 \quad (108)$$

запишемо формулу (106) вигляді:

$$P_{\text{Б.осн}} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{\sigma_{\text{ш}}^2}{2\pi \sqrt{P_c P_{\text{ш}}}} \right)^{0,5} \exp \left[-\frac{(P_c^{0,5} - P_{\text{ш}}^{0,5})^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2} \right], \quad (P_c P_{\text{ш}})^{0,5} \geq \sigma_{\text{ш}}^2 \quad (109)$$

Вирішуючи рівняння $\frac{dP_{\text{Б.осн}}}{dP_{\text{п}}} = 0$, до (108), отримаємо, що в випадку, коли

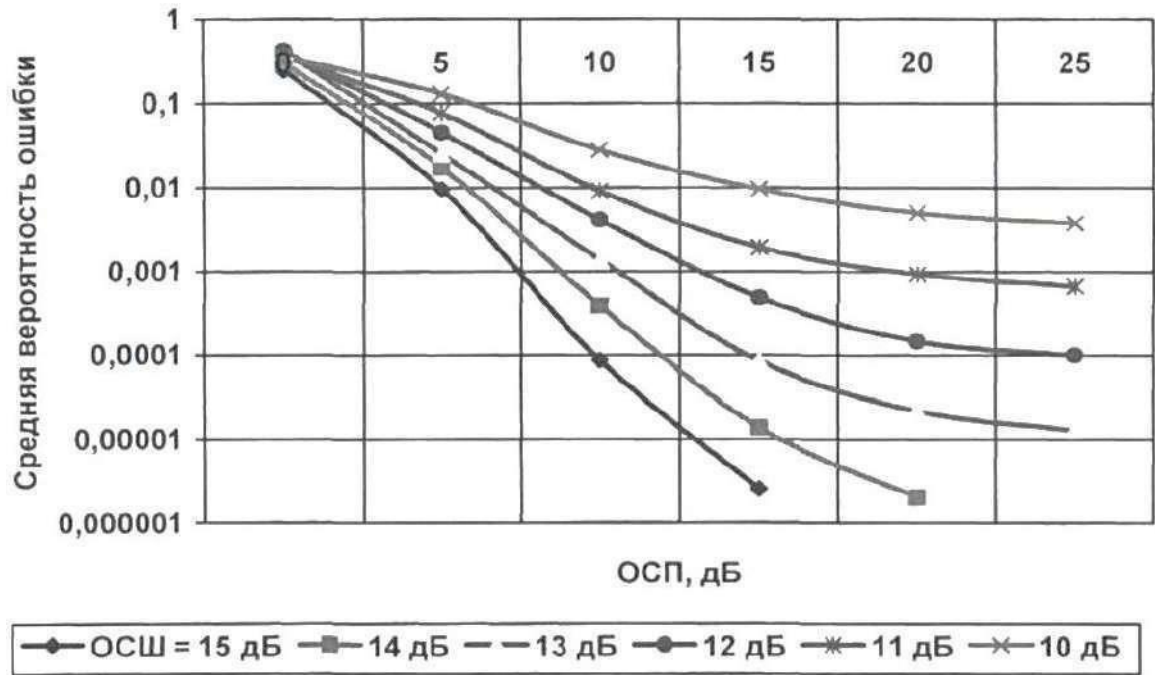
$P_{\text{п}} = P_c$ тобто. коли перешкода впливає на основний канал, потужність перешкоди дорівнює потужності корисного сигналу, максимум середньої ймовірності можна визначити за формулі:

$$P_{\text{Б.махосн}} \approx 0,5(1/2\pi\rho_{\text{ш}})^{0,5}, \quad P_{\text{п}} \approx P_c \gg \sigma_{\text{ш}}^2. \quad (110)$$

Коли перешкода впливає на додатковий канал, потужність перешкоди може бути визначено, згідно даними роботи [121], як:

$$P_{\text{Б.доп}} = Q[(\rho_{\text{ш}}/\rho_{\text{п}})^{0,5}, (\rho_{\text{ш}})^{0,5}] - 0,5 \exp[-0,5\rho_{\text{ш}}(1 + \rho_{\text{п}}^{-1})] I_0[\rho_{\text{ш}}(\rho_{\text{п}}^{-1})^{0,5}] \quad (111)$$

на Малюнку 48 представлені залежності середньої ймовірності від ОСП, для різних ОСШ. Видно, що при вплив на додатковий канал, якщо ОСП < 15 дБ, перешкода сильніше впливає на значення середньої ймовірності по порівнянні з впливом на Основний канал. Максимум середньої ймовірності $\rightarrow 1$, при $\rho_{\text{п}} \rightarrow 0$.



Малюнок 48 – Залежність середньої ймовірності помилки від ОСП при різних ОСШ (додатковий канал)

Таким чином, при дії перешкоди гармонійного типу на один з каналів, по формула (105) і (109) можна, можливо визначити середню ймовірність помилки як:

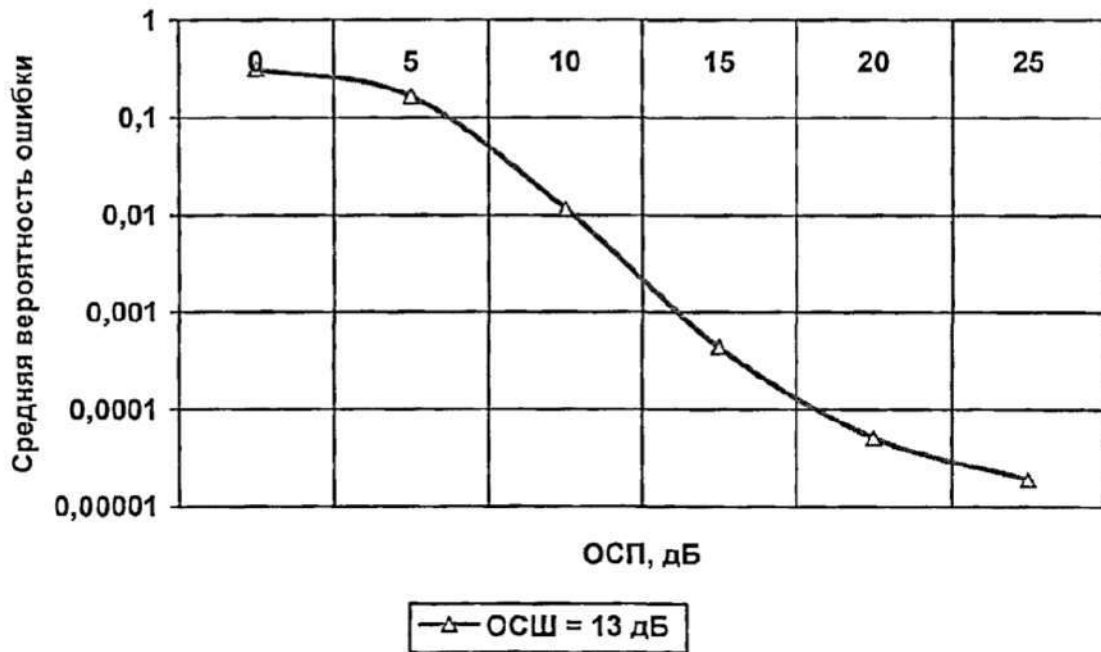
$$P_B = 0,5(P_{B,осн} + P_{B,доп}) = 0,5Q[(\rho_{ш}/\rho_{п})^{0,5}, (\rho_{ш})^{0,5}]. \quad (112)$$

Якщо гармонічна перешкода впливає одночасно і на основний, і додатковий канали демодулятора, то середня ймовірність помилки(згідно [19]) може бути розрахована за формулі:

$$P_{B,осн+доп} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ Q[(\rho_{ш}/\rho_{п})^{0,5}, (\rho_{ш}(1 + \rho_{п}^{-1} + 2\sqrt{\rho_{п}^{-1}} \cos \theta))^{-0,5}] - 0,5 \exp[-\rho_{ш}(0,5 + \rho_{п}^{-1} + \sqrt{\rho_{п}^{-1}} \cos \theta)] \times I_0[\rho_{ш}(\rho_{п}^{-1}(1 + \rho_{п}^{-1} + 2\sqrt{\rho_{п}^{-1}} \cos \theta))^{0,5}] \right\} d\theta \quad (113)$$

На Малюнок 49 наводиться залежність середньої ймовірності помилки, коли на Основний канал впливає дві перешкоди гармонійного типу. Потужність обохперешкод рівна. ОСШ= 13дБ. Якщо порівняти криві

залежностей на Малюнок 47 і 49, то можна, можливо укласти, що середня ймовірність помилки більша, коли впливають дві перешкоди гармонійного типу на основний та додатковий канали, порівняно з впливом одиночної гармонійної перешкоди на основний канал.



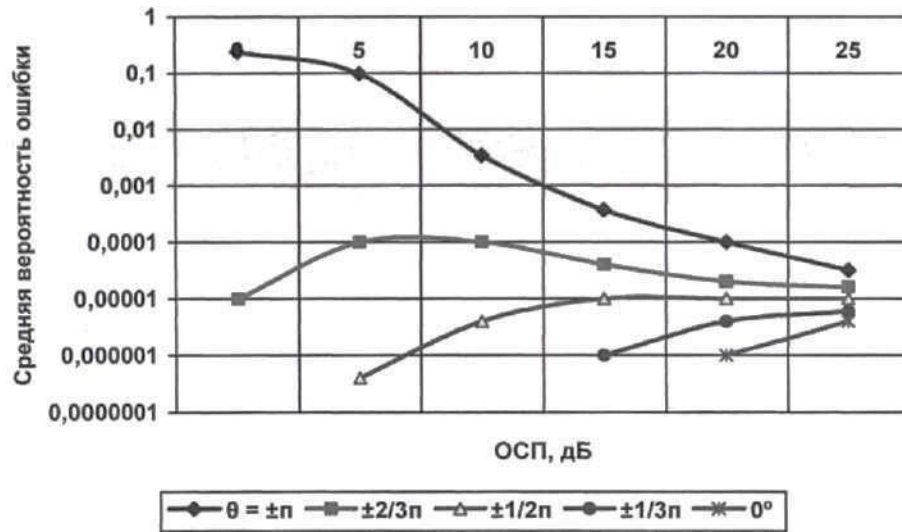
Малюнок 49 – Крива залежності середньої ймовірності помилки від ОСП. ОСШ = 3 дБ (Основний і додатковий канали)

Розглянемо випадок, коли між сигналом і перешкодою різниця фаз змінюється $-\pi$ до π . Це необхідно враховувати при оцінці ймовірності помилки при наявності гармонійних перешкод. Потужність результуючого сигналу при фазовому зрушенні між перешкодою та сигналом θ можна визначити по формулі (згідно роботі [37]):

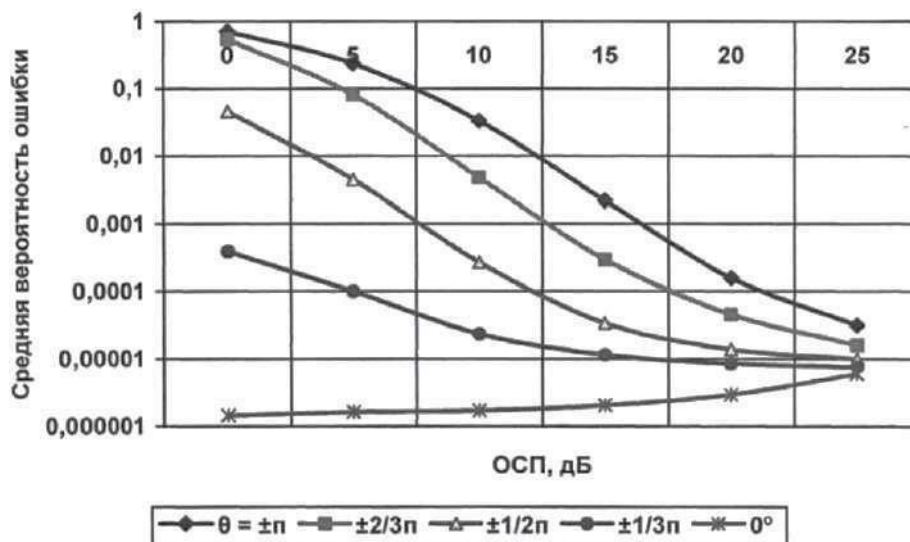
$$P_{\Sigma} = P_c \left(1 + \left(\frac{2}{\rho_{\Pi}^{0,5}} \right) \cos \theta + \rho_{\Pi}^{-1} \right) \quad (114)$$

на Малюнку 50 показані криві залежностей, отриманих по формулам (106) і (109) від ОСП. Різниця фаз змінюється $-\pi$ до π , відповідно $P_{\text{Б.}\theta.\text{осн}}$ і $P_{\text{Б.}\theta.\text{осн}+\text{дод}}$. Видно, що коли перешкода і сигнал знаходяться в протифазі, то досягається максимум середньої ймовірності помилки. Коли різниця фаз дорівнює нулю - середня ймовірність помилки

досягає мінімального значення, відмінні на кілька порядків позначенням, якщо відношення сигнал/перешкода прагне одиниці.



а)



б)

Малюнок 50 – Залежність середньої ймовірності помилки від ОСП для різних зрушень фази а) -основний канал; б) -Основний і додатковий канали

3.2.2. Гармонійні перешкоди на УМРД с ППРЧ і М-ичної ЧС

Розглянемо вплив гармонійною перешкоди на УМРД з ППРЧ, коли використовується M -ічна частотна маніпуляція. Середня ймовірність помилки (для основного каналу) можна, можливо знайти по формулі (105). Тоді

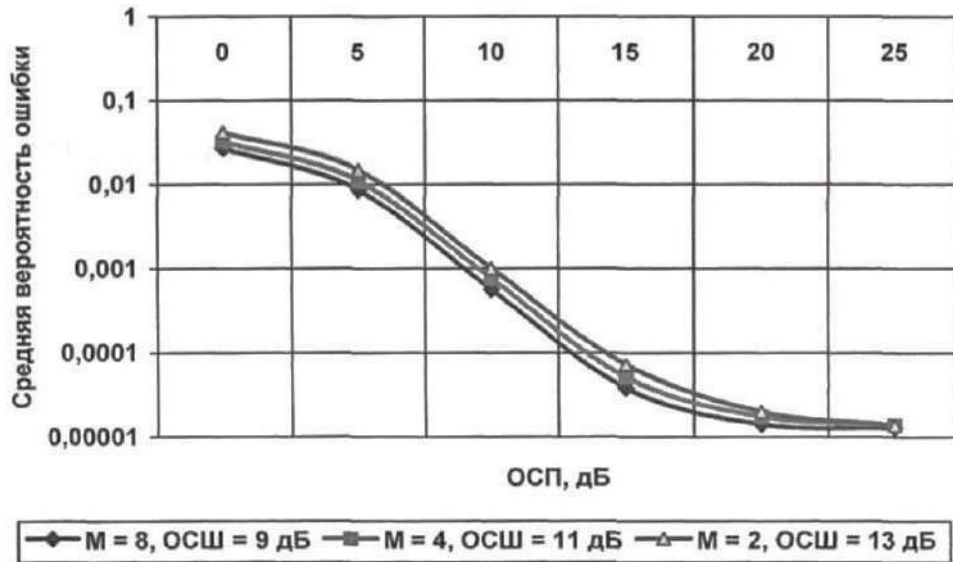
величина функції щільності ймовірності z_c на виході основного каналу можна, можливо уявити в вигляді наступного співвідношення (за роботи [19]):

$$f_c(z_c) = \frac{z_c}{\sigma_{\text{ш}}^2} \exp \left[-\frac{1}{2\sigma_{\text{ш}}^2} (z_c^2 + P_c + P_{\text{п}} + 2(P_c P_{\text{п}})^{0,5} \cos \theta) \right] I_0 \left[\frac{1}{\sigma_{\text{ш}}^2} (z_c^2 + P_c + P_{\text{п}} + 2(P_c P_{\text{п}})^{0,5} \cos \theta) z_c \right] \quad (115)$$

Тоді згідно формул, наведеним в роботі [82], можна, можливо визначити середню ймовірність помилки наступному виразом:

$$P_{\text{Б.осн}} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \binom{M-1}{m} \exp \left\{ -k\rho_{\text{ш}}(1 + \rho_{\text{п}}^{-1}) \frac{m}{m+1} \right\}^{-1} I_0 \left(\frac{2m}{m+1} \right) k\rho_{\text{ш}}(\rho_{\text{п}}^{-1})^{0,5} \quad (116)$$

На малюнку 51 показані залежності середньої ймовірності помилки від ОСП для різних M і ОСШ. Видно, що при зменшенні величини відносини сигнал/шум середня ймовірність помилки зростає до максимуму при $\rho_{\text{п}} = 1$.

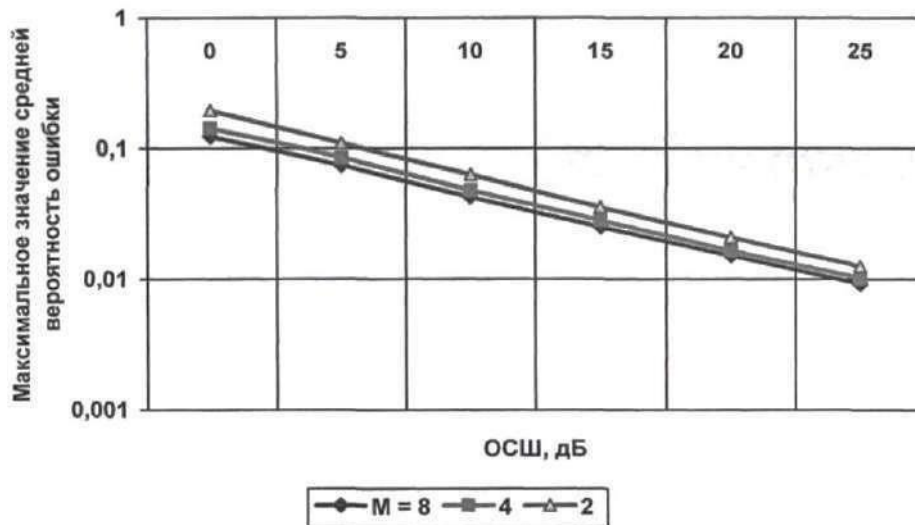


Малюнок 51 – Залежність середньої ймовірності помилки від ОСП для різних M і ОСШ (Основний канал)

Взявши середнє інтегральне подання по фазі функції Бесселя нульового порядку першого роду до формули (106), отримаємо:

$$P_{Б.махосн} = \frac{M}{2^{(M-1)}} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \binom{M-1}{m} 0,5 \left[\frac{m+1}{\rho_{ш}} \right]^{0,5}, P_c = P_{ш} \quad (117)$$

Відповідно до Малюнку 52 представлені залежності максимуму середньої ймовірності помилки в прийомі бита інформації коли перешкода гармонійного типу збігається потужністю з основним сигналом. Криві даються для різних M . Видно, що коли впливає гармонійна перешкода типу на УМРД з ППРЧ та M -ної частотної маніпуляцією зі збільшенням M зростає перешкодостійкість УМРД. При $M = 4$ перешкодостійкість збільшується на 2дБ, а при $M = 8$ - на 3 дБ.



Малюнок 52 – Залежність максимуму середньої ймовірності помилки при прийомі бита інформації в залежності від відношення сигнал/перешкода (ОСП) при різних M і ОСШ (Основний канал)

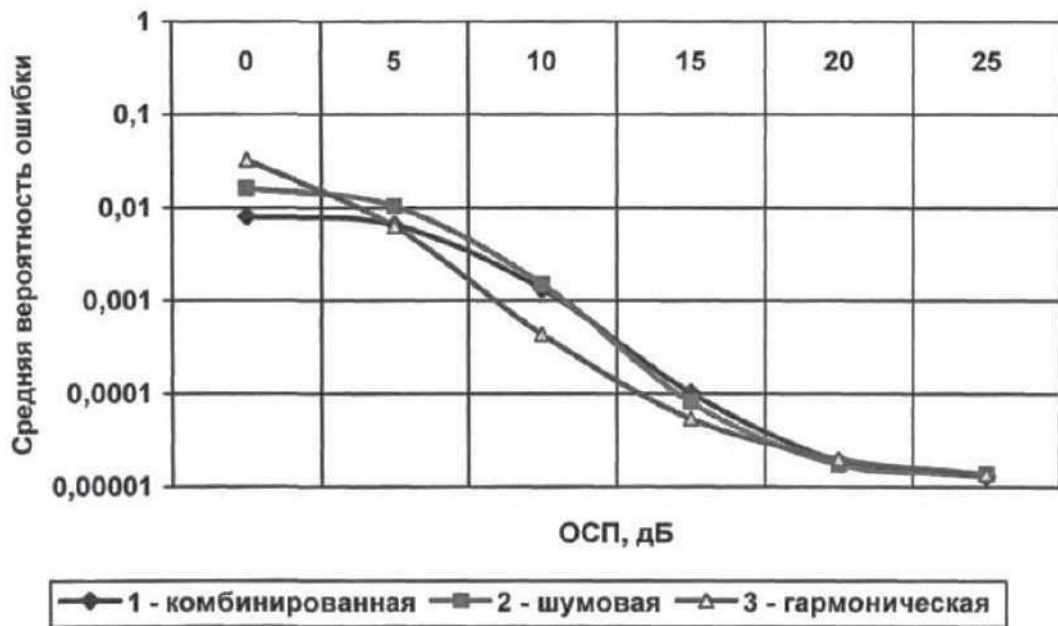
Таким чином, порівнюючи криві залежностей на Рисунках 46 та 52, можна, можливо зробити висновок про тому, що перешкодостійкість УМРД стає гірше, коли впливають перешкоди гармонійного типу. Негативне вплив перешкод зменшується зі збільшенням значень величин ОСП і ОСШ. У цьому випадку максимум середньої ймовірності помилки знижується.

3.2.3. Комбіновані перешкоди на УМРД з ППРЧ і подвійний ЧС

Розглянемо одночасне вплив гармонійною і шумовий перешкод на УМРД з ППРЧ та подвійною частотною маніпуляцією. В цьому випадку середню ймовірність помилки можна, можливо визначити за формулі:

$$P_{\text{Б.осн}} = (2 + \rho_{\text{ш}}/\rho_{\text{п}})^{-1} \exp \left\{ -\frac{1+\rho_{\text{п}}^{-1}}{\rho_{\text{п}}^{-1}+2\rho_{\text{ш}}^{-1}} \right\} I_0 \left(\frac{\sqrt{\rho_{\text{п}}^{-1}}}{\rho_{\text{п}}^{-1}+2\rho_{\text{ш}}^{-1}} \right) \quad (118)$$

На Малюнку 53 представлені криві залежності середньої ймовірності помилки від величини відносини сигнал/перешкода, збудовані згідно формулі (118). Величина відносини сигнал/шум складає 13дБ. Наводяться криві для трьох видів перешкод: шумовий, гармонійною комбінованої. З графіка видно, що при збільшенні відносини сигнал/шум різниця між перешкодами прагне до нуля.



Малюнок 53 – Залежність середньої ймовірності помилки від ОСП. ОСШ = 13дБ (Основний канал): а) - комбінована перешкода; б) - шум; в) – гармонійна перешкода

3.3. Блокове кодування

Розглянемо, як впливає вплив різних перешкод на перешкодостійкість УМРД з ППРЧ, двійковій ЧС і блоковим кодуванням. Коли використовується блокове кодування, це означає, що можна за допомогою коду виправляти помилки та змінювати параметри УМРД. У відповідно з Малюнок 54 показано структурна схема типового некогерентного виявника максимальної правдоподібності [124]. На схемі відображені наступні компоненти: СЧ - синтезатор частот; ДПСК - генератор псевдовипадкового коду; ПФ – смуговий фільтр; ДО - детектор огибаючої; ДІО - декодер з виправленням помилок; ШПФ - широкосмуговий фільтр; РУ - Вирішальне пристрій [124].

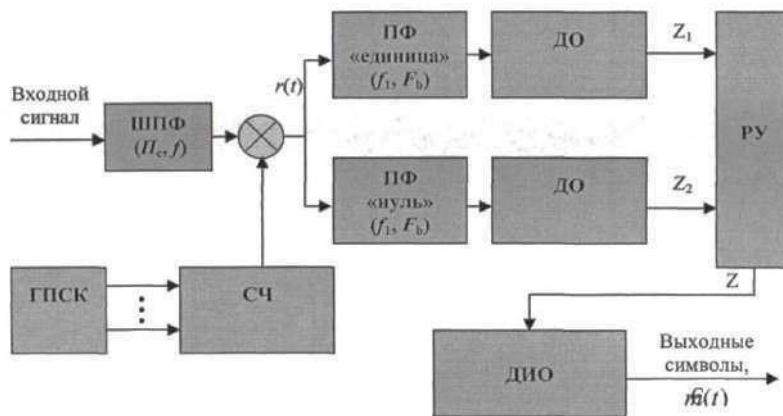


Рисунок 54 – Схема типового некогерентного виявника максимального правдоподібності [124]

Як відомо, основними параметрами блокових кодів є [113]: k - кількість інформаційних біт; n – повне число біт у кодовому слові, довжина коду; $V_k = k/n$

- відносна швидкість коду; d - мінімальне кодове відстань, що дорівнює найменшому значенню відстані Хеммінга, тобто число позицій, в яких кодові комбінації відрізняються друг від друга; α

- максимальне число виправлених помилок на довжині кодового слова,

$\alpha = [(d -$

$1)/2]$, де $[.]$ - ціла частина числа; ε - надмірність коду, під яким

розуміється параметр, визначальний частку надмірно переданих символів $\varepsilon = r/n = 1 - V_k$, де $r = nk$ (згідно [113]).

При завадостійкому кодування набори з k інформаційних символів відображаються в кодові послідовності (кодові слова), перебувають з n символів ($n > k$), при цьому k позицій заповнюються символами

1 і 0 по правилам первинного кодування елементів (літер) алфавіту джерела повідомлення. Ті, що залишилися позиції $r = nk$, також заповнюються символами 1 і 0, але вже за відповідними правилами кодування [123, 113].

Середня ймовірність помилки при використанні УМРД із ППРЧ та ЧС двійковим блоковим кодуванням може бути знайдено по формулі (згідно [21, 123]):

$$P_{Б,k} \approx dn^{-1} \sum_{i=\alpha+1}^d \binom{n}{i} P_b^i(2) [1 - P_b(2)]^{n-i} + n^{-1} \sum_{i=d+1}^n \binom{n}{i} P_b^i(2) [1 - P_b(2)]^{n-i} \quad .(119)$$

де: $P_b(2)$ - Можливість помилки на каналний символ. Енергія каналного символу визначається виразом: $E_k = (k/n)E_c = V_k E_c$ де E_c - енергія сигналу. Тоді при вплив шумових перешкод можна, можливо записати:

$$P_{b.очн} = 0,5(1 + 0,5\rho_{ш}\rho_{п}^{-1})^{-1} \exp\{-V_k(2\rho_{ш}^{-1} + \rho_c^{-1})^{-1}\} \quad , (120)$$

а при вплив гармонійних перешкод

$$P_{b.осн} = 0,5 \exp\{-V_k 0,5 \rho_{ш} (1 + \rho_c^{-1})\} I_0[V_k \rho_{ш} (\rho_c^{-1})^{0,5}] \quad (121)$$

Як слід з виразів (120) і (121), коли $V_k = 1$, то ймовірність помилки зростає, що пов'язано з застосуванням кодування.

Знайдемо максимум середньої ймовірності помилки на каналний символ, коли на УМРД впливають перешкоди різного типу. Підставивши вираз $\frac{dP_b}{d\rho_{ш}} = 0$ в (120) і (121), отримуємо максимальні значення середньої ймовірності помилки

– при вплив шуму:

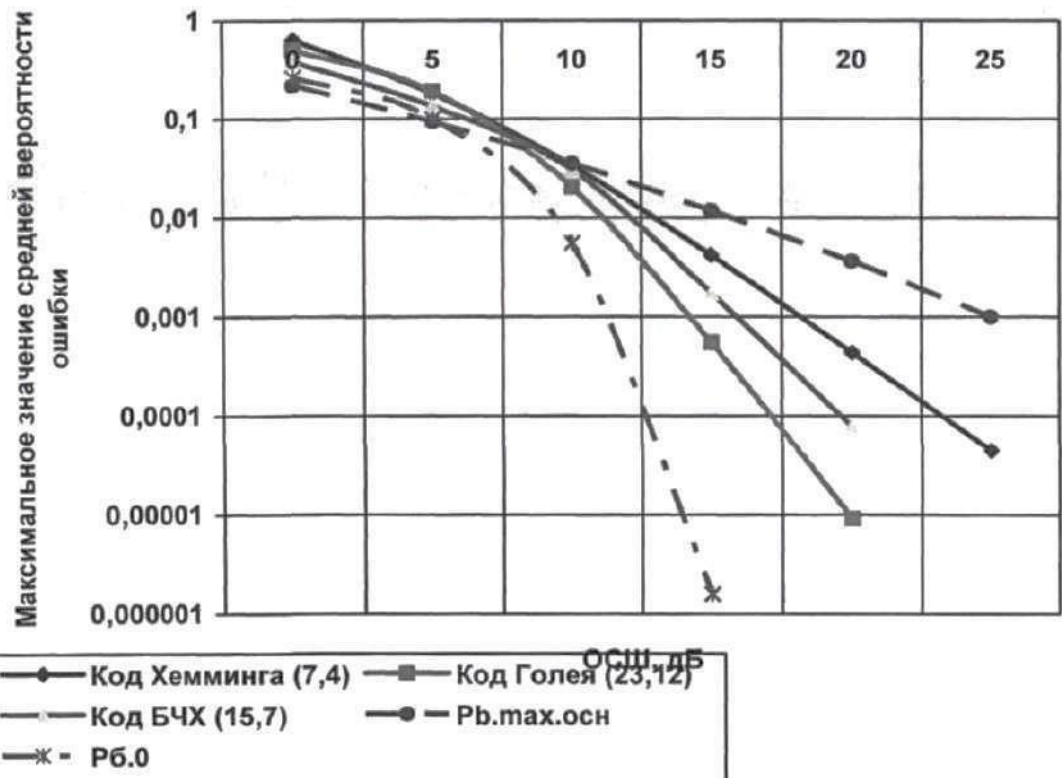
$$P_{b.махосн} \approx \rho_{ш}^{-1} V_k^{-1} e^{-1}, \rho_{ш} = (V_k - 2\rho_{ш}^{-1})^{-1} \approx V_k^{-1} \text{ или } V_k \gg 2\rho_{ш}^{-1} \quad ; (122)$$

– при вплив перешкоди гармонійного типу:

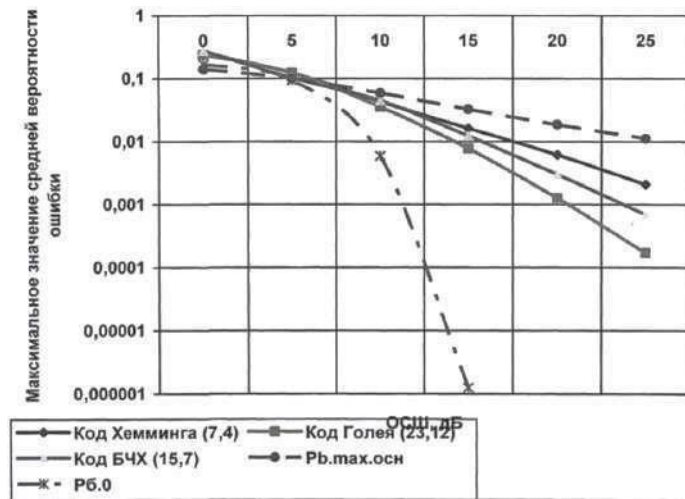
$$P_{b.махосн} \approx 0,5[(2\pi)^{-1} \rho_{ш}^{-1} V_k^{-1}]^{-1}, \rho_{ш} \approx 1 \quad (123)$$

З виразів (122)-(123) слід, що максимум середньої ймовірності помилки більше, коли впливає шум і більше (V_k^{-1}) чим, коли впливає перешкода гармонійного типу. У порівнянні з аналогічним впливом на УМРД без кодування. Підставивши вирази (122) та (123) у формулу (106), отримаємо співвідношення, яке можна використовувати для оцінки максимуму середнього ймовірності помилки.

на Малюнку 55 показані криві залежності максимуму середньої ймовірності помилки (шум та перешкода гармонійного типу). Коди $[(n, k) d, \alpha]$, відповідно, рівні: код Хеммінга - $[(7,4), 1, 3]$; код Голя - $[(23,12), 3, 7]$; код БЧХ (Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема) - $[(15,7), 2, 5]$.



а)



б)

Малюнок 55 - Максимум середньої ймовірності помилки від ОСШ, коли

на УМРД діє: а) шум с $\rho_{\Pi} = V_k^{-1}$; б) - Шум з $\rho_{\Pi} = 1$

Таким чином можна, можливо укласти, що, використовуючи прості двійкові коди, можна, можливо підвищити перешкодостійкість УМРД.

РОЗДІЛ 4. ЗАХИСНИЙ ВІДСТАНЬ ДЛЯ УМРД

4.1. Захисне відстань УМРД з ППРЧ

Розглянемо систему пристроїв малого радіусу дії, використовує стрибкоподібну перебудову частоти (ППРЧ), під впливом перешкод навколишніх радіоелектронних коштів, в яких реалізується аналогічний метод псевдовипадковою перебудови робочої частоти. Припустимо, що перебудова частоти призупинено, тоді можна, можливо зробити оцінки захисних відстаней $L_{\text{зах}}$ між заважають радіоелектронними пристроями та УМРД як для внутрішньоканальних перешкод (коли перешкоди виникають в збігається каналі), так і в випадку блокування (коли посилення корисного сигналу зменшується на в ході приймача, обумовлене інтенсивним дією заважає сигналу, частота якого лежить поза прийому основного каналу). У Таблиці 6 наводяться оцінки (за даними роботи [28]) захисних відстаней для Bluetooth-пристроїв, при вплив різних джерел перешкод: CATV - Community Antenna Television; RLAN – Radio Local Area Network; ENG/OB - Electronic News Gathering/Outside Broadcasting; RFID - Radio frequency identification Devices. Значення робітника циклу джерел перешкод, рівне 100% означає, що джерела працювали безперервно в течія діб. Однак, як показано в роботі [89], робочий цикл джерела перешкод зазвичай складає близько 15%.

Таблиця 6 - Захисні відстані від різних джерел перешкод для Bluetooth-пристроїв [28]

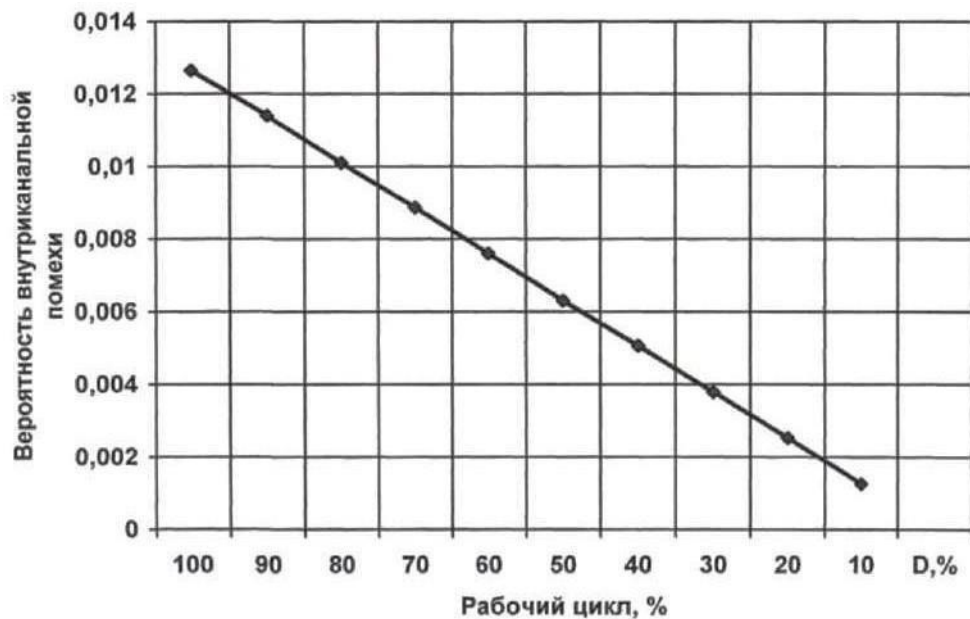
Источники помех	Рабочий цикл, %	Характер помех	Защитное расстояние, м
SRD, CATV	100	Внутриканальные	35,7
RLAN, DSSS	100	Внутриканальные	44
Узкополосные SRD	100	Блокирование	1,5
RLAN, FHSS	100	Блокирование	4,9
RFID, FHSS	100	Блокирование	24,3

Ймовірність внутрішньоканальної перешкоди $P_{\text{вн.п}}$ може бути представлена згідно роботі [89] в вигляді наступного формули:

$$P_{\text{вн.п}} = DN_{\text{ч}}^{-1} \quad (124)$$

де: D - робітник цикл пристрої; $N_{\text{год}}$ - число стрибків частоти.

на Малюнку 56 показаний графік залежності внутрішньоканальної перешкоди від робітника циклу, визначального роботу заважає пристрої. При зменшенні робочого циклу ймовірність падає.

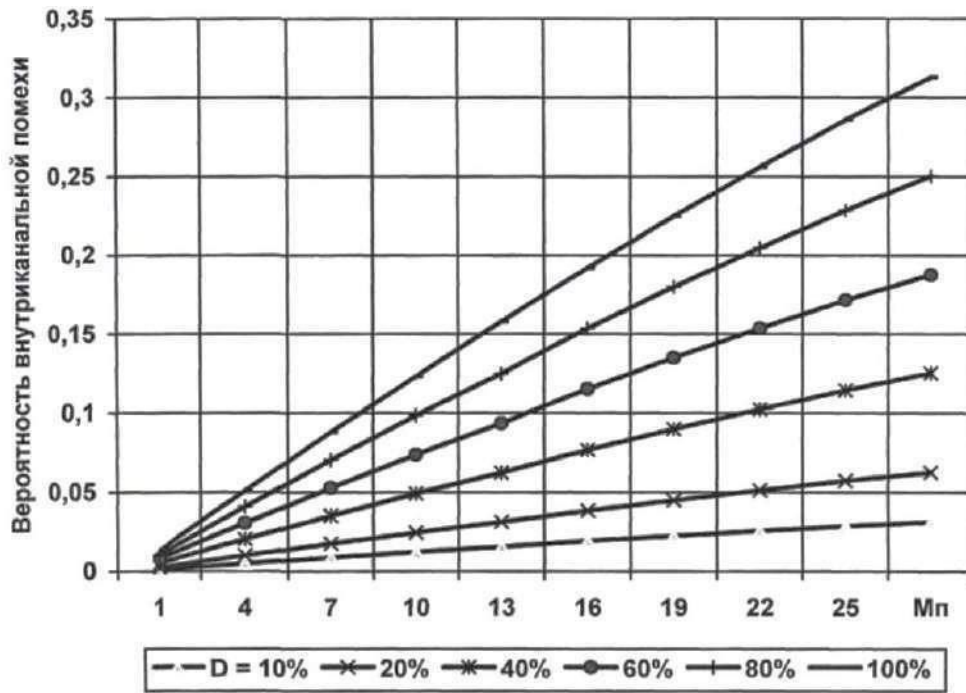


Малюнок 56 - Залежність ймовірності ВП від РЦ

ВВП $P_{\text{вн.п}}$ від кількох джерел може бути представлена згідно роботі [89] в вигляді наступного формули:

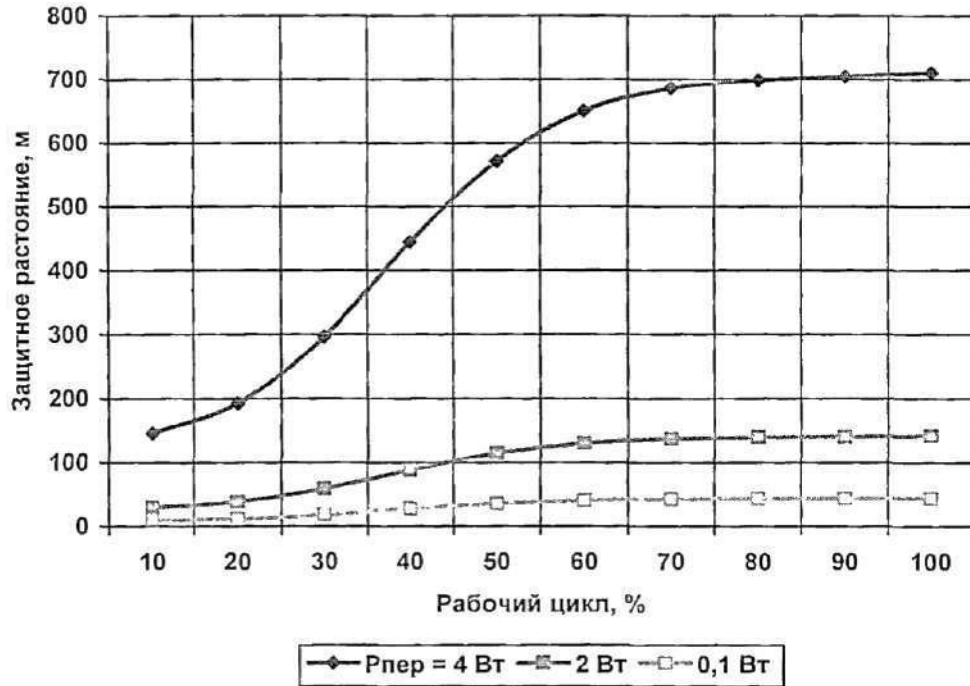
$$P_{\text{вн.п}} = D(1 - [(N_{\text{ч}} - 1)N_{\text{ч}}^{-1}])^{M_{\text{п}}} \quad (125)$$

на Малюнку 57 показано залежність ВВП від N для різних значень робітника циклу. Чим більше кількість перешкод, тим більше ВВП.



Малюнок 57 - Залежність ВВП від N для різних значень робітника циклу

Величина РЦ та потужність РЕМ також впливають на значення захисного відстані для пристроїв малого радіусу дії з ППРЧ. Відповідно до Малюнок 58 показано математична Модель залежності захисного відстані УМРД із ППРЧ від робочого циклу радіоелектронних пристроїв для різних величин їхньої потужності. При цьому вважається, що внутріканальна перешкода відсутня, тобто. 90% діапазону не піддається впливу перешкод. Таким чином пропускна здатність РЕМ не змінюється.



Малюнок 58 - Залежність захисного відстані від робітника циклу

4.2. Захисне відстань для УМРД з ППРЧ

Зазвичай УМРД за потужністю значно нижча, ніж навколишні РЕМ, які здійснюють перешкоди на роботу УМРД. Наприклад, потужність передавача RFID приблизно 4Вт. Тому виникає загроза виникнення блокування для УМРД від перешкод. Якщо робітник цикл RFID-пристроїв складає 100% те, по оцінок, зробленим в роботі [42], захисне відстань для Bluetooth-пристроїв при відношенні сигнал/шум в 33 дБ складає близько 24 м-коду.

Оскільки мінімуми значень ОСШ змінюються залежно від виду передавача і від величини робочого циклу, тобто має змінюватися і захисне відстань для УМРД. Коли збільшується робітник цикл пристрої, що викликає перешкоди, для збільшується величина відношення сигнал - шум і відповідно збільшується захисне відстань для радіопристроїв. У відповідно з Малюнок 59 представлені криві залежності мінімумів ЗСШ та величин захисної відстані УМРД від робітника циклу. (Потужність пристроїв складає порядку 4 Вт) [28; 85].

ВИСНОВКИ

В рамках проведеного дослідження на тему «Дослідження технологій бездротового зв'язку WI-FI, Bluetooth, ZigBee з урахуванням їх характеристик пропускної спроможності та енергоспоживання» розглядались питання технологій популярних сучасних бездротового зв'язку передачі даних як найбільш простого та поширеного.

Бездротовий зв'язок - в першу чергу - можливість передачі інформації на відстані без кабельної системи. Перевага бездротового зв'язку - простота установки. Коли не потрібно прокладати фізичні дроти до офісу, процедура установки може бути швидкою і економічно ефективною.

Бездротові технології - інформаційні технології, призначені для бездротової передачі інформації на відстань між двома й більше об'єктами. Для передачі інформації може використовуватися інфрачервоне випромінювання, радіохвилі, оптичне або лазерне випромінювання. На сьогодні існує безліч бездротових технологій, відомих користувачам по їхніх маркетингових назвах, таким як Wi-Fi, Bluetooth, ZigBee та інші. Кожна технологія має певні характеристики, які визначають її область застосування.

Існує багато бездротових технологій малого радіусу дії, які використовуються для підключення сучасних пристроїв для створення локальних мереж. Bluetooth, Wi-Fi, і Zigbee є трьома загальними стандартами, що використовуються для бездротової локальної мережі (WLAN) підключення. Хоча всі забезпечують бездротову мережу малого радіусу дії, кожна технологія має різні можливості.

Таким чином, технологія Wi-Fi застосовується для побудови бездротових локальних мереж, доступу до Інтернету, передачі файлів великих розмірів, передача мультимедійних об'єктів, відео, тощо. Технологія Bluetooth застосовується у галузі телекомунікацій для передачі файлів невеликого об'єму, аудіо потоків, з'єднання двох або більше пристроїв між собою а також замість дротового з'єднання інформаційних каналів. Області застосування технології

ZigBee – це бездротові мережі датчиків, автоматизація житлових і споруджуваних приміщень, створення індивідуального діагностичного медичного встаткування, промисловий моніторинг і керування, побутова електроніка й периферія персональних комп'ютерів.

Згідно дослідження було зроблено такі висновки:

- Проведено порівняльний аналіз параметрів і роботи основних технологій бездротовий передачі даних.
- Показано, що нерівномірність згасання радіохвиль для різних моделей розташування УМРД.
- Отримано розрахунки оцінок втрат для випадку, коли радіохвилі поширюються всередині приміщення та в відкритому просторі.
- Отримано оцінки втрат по формулам Хата.
- Отримано залежності втрат від відстані для різних висот розміщення УМРД.
- Отримано вирази для оцінок коефіцієнтів відображення і заломлення для радіохвиль в бездротових пікоселях.
- Отримано вирази для оцінок потужності сигналу на вході УМРД-пристрої, а також для відбитого від різних перешкод сигналу. Частота вагань залежить від висоти, на якій розташовані EVHL- пристрої і от відстані між УМРД-пристроями.
- Отримано вирази для оцінок напруженості поля в рамках різних моделей апроксимації: двох-, трьох-, п'ятипроменевої. Напруженість також залежить від висоти розташування УМРД.
- Запропоновано критерії оптимального розташування УМРД-пристроїв в пікомережі.
- Отримано оцінку впливу шумових перешкод різного типу (гаусівський шум, гармонійний сигнал та комбінована перешкода) на УМРД з ППРЧ та ЧМ; залежність ймовірності помилки від ОСШ і ОСП. Зріст значення відносини сигнал/шум наводить до збільшення впливу на перешкодостійкість величини відносини сигнал/перешкода, і навпаки. Найбільш перешкодно

захищеними виявляються пристрої, для яких частотний розмах між каналами безперервно змінюється.

- Отримано оцінку впливу шумових перешкод різного типу (гаусівський шум, гармонійний сигнал та комбінована перешкода) на УМРД з ППРЧ та M -їчної частотної маніпуляцією. Показано, що ймовірність помилки прагне значення 10^{-5} зі збільшенням значення величини відносини сигнал/перешкода. Найбільш перешкодно захищеними виявляються пристрої з найбільшим значенням відносини сигнал/шум.

- Показано, що зі збільшенням розміру алфавіту сигналу M наводить до збільшення завадостійкості УМРД з ППРЧ і M -їчної частотної маніпуляцією. При $M = 4$ вплив шумових перешкод зменшується на 2 дБ, а при $M = 8$ - на 3 дБ.

- Отримано оцінка впливу перешкод гармонійного типу на УМРД. Зміна середньої ймовірності помилки пов'язано з впливом потужності заважає сигналу і різниця фаз між сигналом і приймачів. Величина розмаху між максимальний і мінімальним значеннями ймовірності помилки може відрізнятися на порядок, якщо відношення сигнал/перешкода близько до одиниці.

- Отримано оцінка впливу перешкод гармонійного типу. Зріст завадостійкості УМРД з збільшенням розміру алфавіту сигналу M .

- Отримано оцінка впливу комбінованої перешкоди на УМРД з ППРЧ і ЧС, представляючою собою суперпозицію шумового і гармонійні сигнали. Показано, що стійкість до перешкод УМРД з ППРЧ та двійкової ЧС при впливі комбінованої перешкоди мало відрізняється від завадостійкості УМРД з ППРЧ і двійковій ЧС при вплив однієї з перешкод.

- Отримано оцінка впливу перешкод на з блоковим кодуванням. Показано, що використання двійкових блокових кодів підвищує завадостійкість УМРД.

- Визначено основні характеристики безпроводних технологій та визначено оптимальну для використання з урахуванням їх характеристик

пропускної спроможності та енергоспоживання. Отже, це все про типи бездротового зв'язку, ці мережі є однією з важливих технологій на ринку телекомунікацій. WiFi, Bluetooth, Zigbee - одні з найважливіших стандартів бездротової технології.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Чистяков, В. А. Аналіз технологій бездротової передачі даних / В. А. Чистяков, Б. Є. Миктибаєв, А. Б. Жанбеков // Журнал наукових і прикладних досліджень. - 2016. - №1. - С. 166-169.
2. Джим, Г. Бездротові мережі. Перший крок (Cisco) / Джим Гейер // М.: Вільямс, 2005. - 192 с.
3. Беделл, П. Мережі. Бездротові технології / П. Беделл // М.: НТ Пресс, 2008. - 448с.
4. Сverdlova, A. A. Огляд сучасних технологій бездротового зв'язку
5. А. А. Сverdlova, А. Ю. Шмирін, С. В. Яковлєв С. В. // Студентська наука для розвитку інформаційного суспільства. Збірник матеріалів III Всеросійської науково-технічної конференції. - 2015. - С. 92- 94.
6. Вишнеvський, В.М. Широкоsmугові бездротові мережі передачі інформації / В.М. Вишнеvський, А.І. Ляхов, С.Л. Кравець, І.В. Шахновіч // М.: Техносфера, 2005. - 591с.
7. Chaloo, R. An overview and assessment of wireless technologies and coexistence of ZigBee, Bluetooth and Wi-Fi devices / R. Chaloo, A. Oladeinde, N. Yilmazer, S. Ozcelik, L. Chaloo // Procedia Computer Science. - 2012. - Т. 12. - С.386-391.
8. Lee, JS "A comparative study of wireless protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi" / JS Lee, YW Su, CCA Shen // Industrial Electronics Society, 2007. IECON, 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE. - IEEE, 2007. - С.46-51.
9. Стрельников, А. Ю. Технологія бездротової передачі даних Wi-Fi / А. Ю. Стрельников, С. А. Страмоусова // Молодий вчений. - 2016. - №9-4 (113). - С. 67-69.
10. Нікольський, В.В. Електродинаміка та поширення радіохвиль / В.В. Нікольський, Т.І. Нікольська // М.: Наука, 1989. - 543 с.
11. Наmіот, Д. Є. Розумні міста 2016 /Д.Е. Наmіот // International Journal of Open Information Technologies. - 2016. - Т.4. - №.1. С. 1-3.

12. Максимова, А. А. Оптимізація бездротових мереж зв'язку на основ методів штучного інтелекту / А.А. Максимова, В.М.Кострова, А.А. Андросов // Моделювання, оптимізація та інформаційні технології.2016. №2. С.185-190.

13. Бакитом, А. Б. Технологія широкосмугового бездротового доступу / А. Б. Бакитом, Ян. А. Ратахін, Ж. К. Ташенова // Актуальні питання технічних наук. Матеріали III Міжнародної наукової конференції. - 2015. - С. 41-43.

14. Пролетарский А. В. Беспроводные сети Wi-Fi / А. В. Пролетарский, И. В. Баскаков, Д. Н. Чирков – Москва: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2007. – 178 с.

15. Солодунов С. Средства разработки Ember для быстрой реализации проектов ZigBee / С. Солодунов. // Беспроводные технологии. – 2014. – №3. – С. 55–61.

16. Йосипенко В. Телекомунікації в складних інженерних системах [Текст] / В.А. Йосипенко. // Зв'язок. – 2007. – №1. – С. 58 – 60.

17. Варгаузин В. Радиосети для сбора данных от сенсоров, мониторинга и управления на основе стандарта IEEE 802.15.4 // ТелеМультиМедиа №6, 2005.

18. Григорьев В.А., Лагутенко О.И., Распаев Ю.А. Системы и сети Радиодоступа М.,: «Экотрендз», 2005.

19. Вишневский и др. Широкополосные беспроводные сети передачи данных. — М.: Техносфера, 2005. — 592 с.

20. В. Neili «ZigBee Alliance Tutorial», September-November 2005, www.zigbee.org

21. Новожилов О.П., Электроника и схемотехника Часть 1; Юрайт, 2018.

22. Глибин Е.С., Прядилов А.В., Программирование электронных устройств; Тольятти: Изд-во ТГУ, 2014.

23. Григор'єв В.А., Лагутенко О.І., Розпалася Ю.А. Системи і мережі радіо доступу. – М.: ЕкоТрендз, 2005 р.

24. Кривуля Г.Ф., Власов В.А. Автономна система моніторингу та контролю технічних об'єктів з використанням безпроводних сенсорних мереж. Вісник Нац. технічного університету сільського господарства ім.Петра

Василенка. Випуск 187 "Проблеми енергозабезпечення та енергозбереження в АПК України".2017 р. Харків. 64-67с.

25. Кузьменко Н.Г. Компьютерные сети и сетевые технологии. – М.: Наука и Техника, 2013. – 368 с.

26. Педжман Р. Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11 / Рошан Педжман, Лиэри Джонатан – М., 2006 – 315 с.

27. Архипкин В. Bluetooth. Информационно-технический центр «Мобильные коммуникации». – М:2017. – 660 с.

28. Болілий В.О. Комп'ютерні мережі. Навчальний посібник / В.О. Болілий, В.В. Котяк. – Кіровоград: ЦОП Авангард, 2008.- 146 с.