**ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ**

НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

# Пояснювальна записка

до магістерської кваліфікаційної роботи

на тему: «**РОЗРОБКА МЕТОДУ НАДШИРОКОСМУГОВОГО БЕЗПРОВОДОВОГО ДОСТУПУ ДЛЯ ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОСТІ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ**»

Виконала: студент 6 курсу, групи АРДМ-61
Спеціальності
172 Телекомунікації і радіотехніка
Демусь Альона Ярославівна

Керівник Руденко Н.В.

Рецензент Варфоломеєва О.Т.
(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль Макаренко А.О.

Київ – 2022

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

Кафедра Мобільних та відеоінформаційних технологій
Ступінь вищої освіти Магістр
Спеціальність 172 Телекомунікації і радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри
Мобільних та
відеоінформаційних технологій
Н. В. Руденко
_____ 2023 року

# ЗАВДАННЯ
## НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Демусь Альона Ярославівна

1. Тема роботи: «Розробка методу надширокосмугового безпроводового доступу для підвищення швидкості передачі інформації», керівник роботи Руденко Наталія Вікторівна, к.т.н., доцент, затверджені наказом вищого навчального закладу від 12 жовтня 2022 р. №122.

2. Строк подання студентом роботи 20 грудня 2022 р.
3. Вихідні дані до роботи:
    1. Методи та технології широкосмугового безпроводового доступу .
    2. Методи модуляції та спектральної обробки.
    3. Спектр над широкосмугових несучих Уолша.
    4. Науково-технічна література.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):
    1. Методи та технології широкосмугового безпроводового доступу.
    2. Вплив надширокосмугового безпроводового доступу на інші системи радіозв'язку.
    3. Моделювання методу надширокосмугового безпроводового доступу.

5. Графічна частина роботи представлена на 12 слайдах презентації.

6. Дата видачі завдання _____

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

| № з/п | Назва етапів магістерської роботи | Строк виконання етапів роботи | Примітка |
|---|---|---|---|
| 1. | Підбір науково-технічної літератури | 15.10.2022 | |
| 2. | Перший розділ | 20.10.2022 | |
| 3. | Другий розділ | 05.11.2022 | |
| 4. | Третій, четвертий розділи | 20.11.2022 | |
| 5. | Висновки, вступ, реферат | 15.12.2022 | |
| 6. | Розробка презентації | 20.12.2022 | |

**Студент** _____ Дешко А. С.
(підпис) (прізвище та ініціали)

**Керівник роботи** _____ Сурсенко Н. В.
(підпис) (прізвище та ініціали)

# РЕФЕРАТ

Текстова частина магістерської кваліфікаційної роботи: 94 стор., 27 рис., 2 табл., 15 дж.

*Об'єкт дослідження* – процес надширокосмугового безпроводового доступу.

*Предмет дослідження* – методи надширокосмугового безпроводового доступу.

*Мета роботи* – розробка методу надширокосмугового безпроводового доступу для підвищення швидкості передачі інформацфї.

*Методи дослідження* – методи модуляції надширокосмугових несучих Уолша, методи цифрової обробки інформації, моделювання і розрахунки на ЕОМ.

В роботі проведено аналіз сучасного стану технологій ШБД і НШБД та сформульовано основний напрямок подальших досліджень. Розглянуті питання, пов'язані з вибором оптимальної системи НШБД, що несе, і показано, що її форма відрізняється від гармонійної. Проводиться аналіз методів модуляції надширокосмугового сигналу. Розглянуто вплив радіолінії на властивості розробленої надширокополосної несучої Уолша. Наведено результати моделювання розробленого методу надширокосмугового безпроводового доступу у разі застосування модуляції по номеру несучої та КАМ, показано ефективність розробленого алгоритму дискретної спектральної обробки.

БЕЗПРОВОДОВИЙ ДОСТУП, НАДШИРОКОСМУГОВИЙ СИГНАЛ, НАДШИРОКОСМУГОВИЙ СИГНАЛ, ЦИФРОФВА НЕСУЧА УОЛША, МОДУЛЯЦІЯ, СПЕКТРАЛЬНА ОБРОБКА, ШИРИНА СМУГИ ПРОПУСКАННЯ, МОДУЛЯЦІЯ, МОДЕЛЮВАННЯ.

**ЗМІСТ**

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ.....9
ВСТУП ..... 10
1. МЕТОДИ ТА ТЕХНОЛОГІЇ ШИРОКОСМУГОВОГО БЕЗПРОВОДОВОГО ДОСТУПУ ..... 13
1.1. Класифікація методів і технологій широкосмугового безпроводового доступу ..... 13
1.2. Аналіз методів надширокосмугового доступу ..... 20
1.3. Використання цифрових несучих Уолша для надширокосмугового безпроводового доступу ..... 27
2. АНАЛІЗ МЕТОДІВ МОДУЛЯЦІЇ ТА СПЕКТРАЛЬНОЇ ОБРОБКИ НАДШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ В РАДІОКАНАЛАХ ..... 31
2.1. Методи модуляції надширокосмугових несучих Уолша ..... 31
2.2. Дослідження спектру надширокосмугових несучих Уолша ..... 38
2.3. Спектральна обробка надширокосмугових несучих Уолша ..... 40
2.4. Дослідження адаптивного алгоритму спектральної обробки надширокосмугових сигналів ..... 47
3. МОДЕЛЮВАННЯ НАДШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ БЕЗПРОВОДОВОГО ДОСТУПУ ..... 51
3.1. Розрахунок характеристик радіолінії доступу в різних діапазонах .. 5
3.2. Моделювання радіоліній для випромінювання надширокосмугових сигналів ..... 52
3.3. Оцінка спотворення надширокосмугових несучих Уолша на виході радіолінії ..... 62
3.4. Дослідження задачі пошуку оптимальної форми несучої сигналу для надширокосмугового безпроводового доступу ..... 66
3.5. Синтез форми елементу цифрової несучої заданої потужності на виході радіолінії за критерієм мінімуму енергії імпульсу ..... 72

3.6 Дослідження характеристик оптимальної надширокосмугової несучої на виході радіолінії ..... 80
4. РОЗРОБКА МЕТОДУ НАДШИРОКОСМУГОВОГО БЕЗПРОВОДОВОГО ДОСТУПУ ..... 83
4.1. Вплив надширокосмугового безпроводового доступу на системи радіозв'язку ..... 83
4.2. Аналіз особливостей розрахунку бюджету втрат радіолінії надширокосмугового безпроводового доступу ..... 92
4.3. Особливості цифрової обробки сигналу Уолша ..... 94
4.4. Моделювання методу надширокосмугового безпроводового доступу ..... 96
ВИСНОВКИ ..... 99
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ ..... 101
ДЕМОНСТРАЦІЙНІ МАТЕРІАЛИ ..... 103

# ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;

КАМ – квадратурно-амплітудна модуляція;

НШБД – надширокосмуговий безпроводовий доступ;

НШС – над широкосмуговий сигнал;

ФЧХ – фазо-частотна характеристика;

ШБД – широкосмуговий безпроводовий доступ.

# ВСТУП

Топологія інформаційної інфраструктури будь-якого рівня передбачає обов'язкову наявність у ній доступу для користувачів, що здійснюється по різним каналам зв'язку. Спостерігається тенденція застосування надширокосмугового доступу. Протягом останніх років кількість абонентів збільшилася вдесятеро і становить більше 250 млн користувачів. На відміну від провідних мереж, бездротова мережа може бути розгорнута в короткий період, несе набагато менше витрат і оптимально підходить для регіонів, де застосування кабельних мереж економічно не вигідне.

Інші можливі сфери застосування обладнання ШБД включають підключення віддалених та локальних вузлів розподільчих мереж та мереж доступу; швидкісну передачу даних для мобільних користувачів; створення резервних каналів до вже існуючих кабельних, а також організацію інфраструктури за надзвичайних ситуацій та для тимчасового використання.

В основі технологій ШБД лежить застосування сигналів, що займають широку смугу частот (десятки МГц). У цьому сенсі подальше збільшення ширини смуги частот, тобто, перехід до технології надширокосмугового бездротового доступу (НШБД), є логічним етапом розвитку систем бездротового доступу.

**Метою** магістерської роботи є розробка методу надширокосмугового бездротового доступу для підвищення швидкості передачі інформації системами радіозв'язку. Для цього необхідно вирішити такі основні **завдання**:

а) Синтезувати надширокосмуговий сигнал, визначити параметри сигналу, а також пристрої формування.

б) Розробити алгоритм обробки надширокосмугового сигналу у приймачі.

с) Узагальнити розроблений метод НШБД на випадок можливої зміни спектральної маски для надширокосмугових передавачів.

г) Дослідити параметри завадостійкості, електромагнітної сумісності та інформаційних можливостей розробленого методу.

Перерахований комплекс завдань вирішується у цій **магістерській роботі, яка складається** із вступу, чотирьох розділів, висновків, списку літератури та додатку у вигляді демонстраційних слайдів презентації.

У першому розділі проведено аналіз сучасного стану технологій ШБД і НШБД та сформульовано основний напрямок подальших досліджень. Показано, що широкосмугові системи мають низку значних переваг, серед яких висока завадостійкість, велика пропускна здатність, непогані показники електромагнітної сумісності, відносно низька вартість та інші. З іншого боку, можливості існуючої технології Wi-Fi не відповідають новим вимогам швидкості передачі та можливості багатоканального доступу, а мережі WiMAX вимагають ретельного частотного планування.

З цієї точки зору застосування систем з над широкосмуговим доступом для створення систем персонального рівня масового використання є досить перспективною альтернативою. Проведені на даний час дослідження показують можливі варіанти створення бездротової мережі з невеликим покриттям і з високою пропускною здатністю, що працює в складних фізичних умовах (перешкоди, багатопроменевість та інші).

У пункті 1.3 розглянуті питання, пов'язані з вибором оптимальної системи НШБД, що несе, і показано, що її форма відрізняється від гармонійної. Обрунтовано, що найбільш доцільним є застосування складних сигналів, зокрема цифрової несучої Уолша, що має цілу низку корисних властивостей.

У другому розділі проводиться аналіз методів модуляції надширокосмугового сигналу. Розглянуто схеми з модуляцією та номером несучою, квадратурною амплітудною модуляцією та модуляцією за спектром. Проведено порівняльний аналіз запропонованих схем щодо швидкості передачі інформації та можливостей багатоканального доступу.

Дослідження спектрів надширокосмугових сигналів у присутності різних перешкод показало, що особливе значення має базис функцій, у якому представлений сигнал. Застосування спектрального аналізу надширокосмугових сигналів у базисі власних функцій має низку переваг проти спектральним гармонійним аналізом. У розділах 2.3 та 2.4 сформульовано основні принципи та показано доцільність застосування спектральної обробки надширокосмугового сигналу. Розроблено адаптивний алгоритм дискретної спектральної обробки надширокосмугового сигналу в приймачі, а також проведено оцінку його стійкості до перешкод.

У третьому розділі розглянуто вплив радіолінії на властивості розробленої надширокополосної несучої Уолша. Зважаючи на достатню складність середовища поширення радіохвиль, при дослідженнях доцільно скористатися спрощеними моделями радіолінії. Проводиться синтез оптимальної несучої Уолша для системи НШБД. Як критерій оптимальності обрані максимальна швидкість передачі інформації, енергетична скритність та електромагнітна сумісність при повторному використанні діапазону частот. Проведено дослідження форми сигналу на вході та виході радіолінії за різних значень параметрів радіолінії.

У четвертому розділі наведено результати моделювання розробленого методу надширокосмугового безпроводового доступу у разі застосування модуляції по номеру несучої та КАМ, показано ефективність розробленого алгоритму дискретної спектральної обробки. Розглянуто питання цифрової обробки надширокосмугових сигналів та обчислювальної складності розробленого методу.

Моделювання методу надширокосмугового бездротового доступу при використанні кодової модуляції та з використанням КАМ-256 у складній завадній обстановці дозволило оцінити завадостійкість, потенційну швидкість передачі інформації, електромагнітну сумісність з існуючими широкосмуговими та вузькосмуговими радіосистемами.

У роботі отримано такі **результати**:

- зроблено розрахунок емпіричних моделей послаблення радіосигналу на базі теорії електричних фільтрів та теорії чисельних методів;

- отримано рішення задачі синтезу оптимальної несучої системи НШБД;

- запропоновано методи модуляції надширокосмугового сигналу Уолша;

- розроблено адаптивний алгоритм дискретної спектральної обробки надширокосмугового сигналу в приймачі.

# 1. МЕТОДИ ТА ТЕХНОЛОГІЇ ШИРОКОСМУГОВОГО БЕЗПРОВОДОВОГО ДОСТУПУ

## 1.1. Класифікація методів і технологій широкосмугового безпроводового доступу

Понятійний апарат широкосмугового безпроводового доступу (ШБД) остаточно не сформувався. Тому визначимо основні поняття та терміни, які будуть використовуватись при подальших дослідженнях. Поряд із терміном «радіодоступ» у технічній літературі та серед фахівців значно частіше використовується термін «бездротовий доступ». Дійсно, на зорі розвитку радіотехніки термін «бездротовий» (wireless) використовувався для позначення радіозв'язку в широкому розумінні (передача інформації без проводів). Потім цей термін було замінено терміном «радіо», який нині використовується традиційними радіослужбами (радіомовлення, радіозв'язок, радіонавігація, радіолокація та інші). В останні десятиліття термін «бездротовий» відносять до нових технологій радіозв'язку, таких як стільникова телефонія, абонентський доступ, IP-телефонія, пейджинг та інші. Можна дати таке визначення безпроводового доступу – це віддалений доступ до мережевих вузлів, серверів та абонентів по радіоканалах. Основними перевагами широкосмугових безпроводових систем є:

- висока завадостійкість;
- можливість забезпечення кодового поділу каналів;
- енергетична скритність завдяки низькому рівню спектральної густини;
- висока роздільна здатність при вимірюванні відстані;
- захищеність зв'язку та здатність протистояти впливу навмисних перешкод;
- висока швидкість розгортання;
- досить визька вартість при реалізації.

За діапазоном частот та своїм призначенням ШБД умовно поділяють на дві категорії: системи фіксованого радіозв'язку (абонентський доступ) (2 - 66 ГГц) та

системи рухомого (мобільного) радіозв'язку (0,5 - 2 ГГц). Фіксований доступ відрізняється від мобільного тим, що надання послуг зв'язку заздалегідь визначено, і зв'язок здійснюється в межах прямої видимості. У мобільному радіозв'язку місце абонента не зафіксовано. Головні особливості ШБД – висока якість та адресність обслуговування.

Для систем ШБД розрізняють три рівні охоплення користувачів:

- персональний рівень (WPAN) - це рівень систем найменшого радіусу дії (до 10-15 м), які служать для утворення так званого "безшнурового" інформаційного з'єднання між обладнанням, що близько розташовується, і абонентом;

- місцевий або локальний рівень (WLAN) описує, в основному, комп'ютерні мережі від домашніх до корпоративних, обладнання яких зосереджено у певній локації однієї будівлі або ряду будівель та навколишньої місцевості;

- зоновий чи міський рівень (WMAN, WWAN) описує покриття радіосистемою певної місцевості, яка може бути районом міста, містом, промисловим центром і навіть адміністративним районом.

Відповідно до архітектури та використовуваних видів модуляції широкосмугові системи можуть бути розділені на наступні групи.

Перша група: системи з прямим розширенням спектра на основі псевдовипадкових послідовностей (ПВП), включаючи системи множинного доступу з кодовим поділом каналів (МДКПК).

Друга група: системи з перебудовою робочої частоти (з «стрибаючою» частотою), включаючи системи МДКПК з повільною та швидкою перебудовою робочої частоти.

Третя група: системи множинного доступу з розширеним спектром та контролем несучої.

Четверта група: системи із перебудовою тимчасового становища сигналів. П'ята група: системи із лінійною частотною модуляцією сигналів.

Шоста група: системи із змішаними методами розширення спектру.

У таблиці 1.1 представлені основні характеристики існуючих систем ШБД відповідно до сімейства стандартів IEEE 802. визначених Інститутом інженерів з електротехніки та радіоелектроніки. Для порівняння наведено характеристики інших бездротових систем, що надають послуги широкосмугового доступу.

У стандарті 802.11 для навмисного розширення спектра використовується технологія прямого розширення спектра за допомогою Баркера коду II. Поруч із розширенням спектра сигналу відбувається і перерозподіл енергетичної щільності сигналу. В результаті максимальна потужність перетвореного сигналу виявляється значно нижчою за потужність вихідного сигналу. У цьому рівень корисного інформаційного сигналу може зрівнятися з рівнем природного шуму. Через війну сигнал стає нерозрізним - він губиться лише на рівні природного шуму. Для модуляції синусоїдального коливання використовується відносна двійкова фазова модуляція (ОФМ-2, BPSK).

Лінійку стандартів 802.16 (WiMAX) можна віднести до бездротових мереж доступу операторського класу. Стандарт 802.16а був прийнятий у 2003 році та замислювався як альтернатива таким технологіям вторинних селів, як DSL, Ethernet і т.з. Передбачені можливості фіксованого, так і мобільного доступу.

Сімейство стандартів IEEE 802.15 визначають методи функціонування безпроводових персональних мереж доступу (WPAN) призначених для організації бездротового зв'язку між різного типу пристроями на обмеженій площі (наприклад, в рамках квартири, офісного робочого місця).

Технологія Bluetooth (стандарт IEEE 802.15.1) являє собою радіоінтерфейс з низьким енергоспоживанням (потужність передавача всього близько 1 мВт) для організації безпроводових персональних мереж, що забезпечують передачу в режимі реального часу як цифрових даних, так і звукових сигналів. Для роботи радіоінтерфейсу Bluetooth використовується так званий нижній (2,45 ГГц) діапазон ISM, призначений для роботи промислових, наукових та медичних приладів. Специфікація IEEE 802.15.3 є прямим спадкоємцем Bluetooth. Цей стандарт розроблявся як високошвидкісний стандарт WPAN-мереж для високотехнологічних побутових пристроїв.

Таблиця 1.1.

Характеристики існуючих систем ШБД

| Стандарт | максимальна швидкість передачі | ЗГ | Дальність дії | Галузь застосування |
|---|---|---|---|---|
| CorDect | 70 кбіт/с | 1900 МГц | 10-15 км | WWAN |
| WCDMA/3G | 2 Мбит/с | 1900-2100 МГц | радіус дії стільникових систем | WWAN |
| EV-DO, IISPD | 2,4 Мбіт/с | 450, 900, 1800 МГц | радіус дії стільникових систем | мобільний інтернет |
| EDGE | 230 кбит/с | 900, 1800 МГц | радіус дії стільникових систем | мобільний інтернет |
| GPRS | 8 кбіт/с | 900,1800 МГц | радіус дії стільникових систем | мобільний інтернет |
| WiFi (802.1 Ix) | 54 Мбіт/с | 2,4 ГГц, 5,1 ГГц | 100-400 м | WLAN |
| Bluetooth (802.15) | 3 Мбіт/с | 2,4 ГГц | 1-10 м | WPAN |
| ZigBee (802.15.4) | 200 кбіт/с | 858 МГц 902-928 МГц 2,4 ГГц | 10 м | WPAN |
| (802.15.4a) | 400-500 Мбіт/с | 3,1-10,6 ГГц | | WPAN |
| WiMax (802.16x) | 70 Мбіт/с | 700 МГц, 2,3 ГГц, 2,5 ГГц, 3,5 ГГц, 5 ГГц | до 50 км | WWAN |
| Mobi-Fi (802.20) | 40 Мбіт/с | 3,5 ГГц | 8-10 км | мобільний інтернет |

Стандарт IEEE 802.15.4 (ZigBee) орієнтований, головним чином, на використання як засіб зв'язку між автономними приладами та обладнанням. В основі специфікації IEEE 802.15.4a лежить технологія надширокосмугового зв'язку (UWB), при якій здійснюється передача безлічі закодованих імпульсів негармонійної форми дуже малої потужності (0,05 мВт) малої тривалості в широкому діапазоні частот (від 3,1 до 10,6 ГГц).

Для безліцензійного використання у Європі та США відводиться радіодіапазон від 2,400 до 2,4835 ГГц, призначений для застосування у промисловості, науці та медицині, а також від 5,725 до 5,875 ГГц. При цьому суворо регламентується потужність передавача, яка обмежується величиною 100 мВт у Європі (обмеження ETSI) та 1 Вт у США (обмеження FCC).

Перша спроба затвердити надширокосмугове випромінювання яке не вимагає частотної координації була зроблена в США в 1998 р. Це відразу ж викликало бурхливу полеміку, так як формально випромінювання надширокосмугових передавачів відповідало вимогам Кодексу федерального регулювання (CFR) США, що автоматично давало право на без ліцензійну роботу в діапазонах частот, де ця умова дотримується. Опоненти стверджували, що надширокосмугові передавачі не є джерелами ненавмисного випромінювання, а отже, не підпадають під дію зазначеного нормативного документа. Крім того, НШС – потенційне джерело перешкод для працюючих засобів. Однак, подані докази базувалися лише на теоретичних розрахунках, оскільки вловлювати слабкі НШС традиційне вимірювальне обладнання не дозволяло. У лютому 2002 р. було прийнято компромісне рішення дозволити спільне функціонування надширокосмугових систем з працюючими службами в загальній смузі частот, але накласти обмеження за потужністю і частотами.

У Європі щодо надширокосмугового випромінювання найбільш жорсткі норми встановлені на рівні побічного випромінювання, включаючи випромінювання на гармоніках, паразитне та інтермодуляційне, а також викликане побічними складовими при перетворенні частоти. У табл. 1.2 для порівняння наведено норми на рівні небажаних випромінювань у США та Європі.

Будь-яка надширокосмугова система включає антенну систему, що формує короткі імпульси електромагнітного випромінювання; потужний імпульсний ключ, що керує антеною системою; пристрої модуляції/демодуляції (досить прості та не вимагають складних алгоритмів цифрової обробки сигналів); високочастотний опорний генератор; приймальний детектор та корелятор. Зазначимо, що у надширокосмугових системах немає потужних підсилювачів та елементів частотної фільтрації. Антени, що використовуються у надширокосмугових радіолініях, мають значний вплив на форму сигналу. Випромінюючі властивості антен та їх залежність від частоти можуть робити свій внесок у розсіювання імпульсу і впливати на форму прийнятого надширокосмугового імпульсу [1].

Таблиця 1.2.

Норми на рівні небажаних випромінювань у США та Європі

| Норми на рівні небажаних випромінювань потужності для ізотропного джерела, 1 дБм/МГц | | | | |
|---|---|---|---|---|
| Діапазон частот, ГГц | Полоса вимірювання, кГц | Європа | США (FCC) | |
| | | | CFR | Тимчасові обмеження |
| 0,216-0,96 | 100 | -36 | -49,2 | - |
| 0,96-1,0 | 100 | -36 | -41,3 | -75,3 |
| 1,0-1,61 | 1000 | -40,1 | -41,3 | -75,3 |
| 1,61-1,99 | 1000 | -40,1 | -41,3 | -53,3 |
| 1,99-3,1 | 1000 | -40,1 | -41,3 | -51,3 |
| 3,1-10,6 | 1000 | -40,1 | -41,3 | -41,3 |
| 10,6-11,7 | 1000 | -40,1 | -41,3 | -53,3 |
| 11,7-12,5 | 1000 | -40,1 | -41,3 | - |
| більше 12,5 | 1000 | -40,1 | -41,3 | - |

### 1.2. Аналіз методів надширокосмугового доступу

Для кількісної оцінки широкосмугового сигналу зазвичай використовують відносну (безрозмірну) величину, яка є характеристикою смуги частот фізично. Часто надширокосмуговість $\beta c$ визначають, як нормоване відношення смуги частот до центральної частоти спектра сигналу. Сигнал вважається широкосмуговим, якщо $\beta c > 0{,}25$.

Для того, щоб врахувати особливості випромінювання сигналу в системах бездротового доступу, визначимо надширокосмуговість сигналу в залежності від довжини / вібратора лінійної антени:

$$\beta_{c2} = \frac{l}{cc}, \tag{1.1}$$

де 1 – довжина вібратора,

с – швидкість світла,

$^{l}$ – тривалість імпульсу сигналу.

При такому визначенні сигнал вважається широкосмуговим, якщо $\beta c2>1$. Однак, визначення надширокосмуговості (1.2) не підходить для антен, які широко використовуються на практиці (наприклад, чвертьхвильові та напівхвильові вібратори). Справді, визначення (1.2) часто розглядається для простих сигналів (фінітних відеоімпульсів).

Відповідно до визначення (1.2) надширокосмуговими вважаються імпульсні сигнали, у яких смуга спектра задовольняє умову $\Delta fc=c/l$. Наприклад, для довжини антени l = 5 см це буде сигнал зі смугою понад 6 ГГц за центральної частоти спектра 3 ГГц. Очевидно, що цікаві з погляду практики сигнали не потраплять до класу надширокосмугових.

Найбільший практичний інтерес щодо надширокосмуговості у разі розгляду систем бездротового доступу представляє облік характеристик як випромінюючих структур, а й середовища поширення. У цьому випадку величина надширокосмуговості сигналу може бути визначена як:

$$\beta_{c2} = \beta_c = \frac{\Delta f_c}{\Delta f_\phi}, \tag{1.2}$$

де $\Delta_c$ – ефективна смуга сигнала;

S ( ) – спектральна щільність сигнала;

S(Jf) - спектральна щільність сигнала;

$\Delta_\phi$ – ефективна фізична смуга радіолинії;

Якщо на вході радіолінії сигнал задовольняє умові $\beta c > 1$, то на виході радіолінії отримаємо $\beta c = 1$. Якщо на вході радіолінії $\beta c < 1$, то на виході також $\beta c < 1$. Якщо на вході $\beta_c = 1$, то і на виході $\beta_c = 1$.

Таким чином, надширокосмуговими називатимемо сигнали, які задовольняють умові $\beta c = 1$. Для таких сигналів форма елемента (імпульсу) на виході радіолінії визначатиметься її імпульсною характеристикою (ІХ), сигнал формуватиметься радіолінією. Оскільки ІХ - це реакція на вплив у вигляді функції, то вона і визначає межу широкосмугового сигналу. Такий НШС буде нестаціонарним (хоча всі цифрові сигнали, по суті, нестаціонарні). Принциповою відмінністю НШС є те, що для них режим вільних коливань радіолінії є корисним, у той час як для традиційних сигналів цей режим не використовується (корисним вважається режим вимушених коливань, тобто режим, що встановився).

Як випливає з аналізу АЧХ антени, на частоті 5 ГГц спостерігається резонанс, а далі зі зростанням та зменшенням частоти відбувається спад амплітуди. Тривалість ІХ становить величину близько 1нс. Таким чином, антена, як елемент радіолінії, істотно впливає на частоту, форму та тривалість імпульсного НШС. Оскільки рупорна ТЕМ-антена має більш широкосмугову АЧХ, то тривалість її ІХ менша (близько 0,5 нс), ніж у дипольної антени, тобто, чим широкосмуговіша антена, тим менші спотворення вона вносить до НШС.

Існує кілька видів НШС, які відрізняються один від одного типом несучого коливання. На рисунку 1.1 наведено класифікацію НШС на кшталт несучої сигналу. Імпульсний НШС (Імп.) відрізняється тим, що для передачі інформації

використовуються окремі короткі відеоімпульси або радіоімпульси, може використовуватися серія таких імпульсів. Для покращення енергетичних характеристик застосовуються імпульси великої амплітуди (до кількох кіловольт). Багаточастотний НШС (БЧ) заснований на паралельному формуванні спектра НШС щодо відносно вузькосмугових гармонійних сигналів.

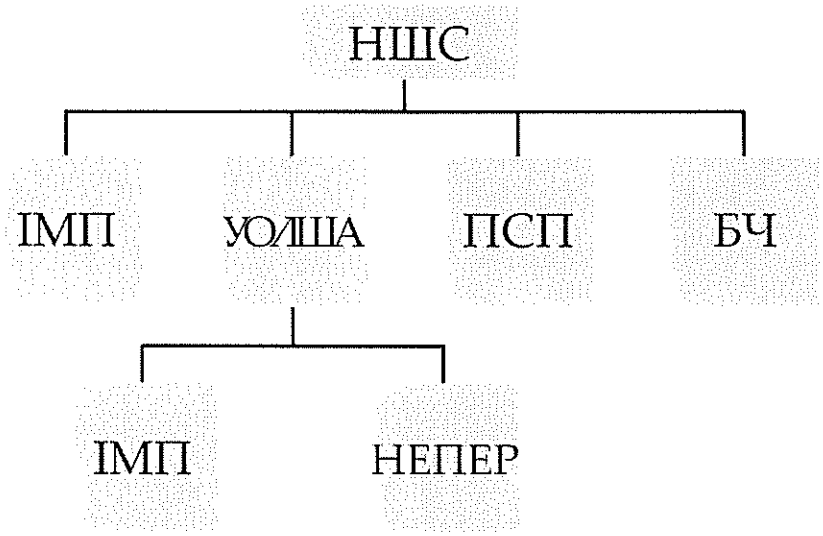



Рис. 1.1. Класифікація надширокосмугових сигналів

Типовим БЧ є сигнал з ортогональним частотним мультиплексуванням (OFDM), у цьому випадку на кожній несучій використовується простий сигнал. Як правило, для компенсації спотворень, що вносяться багатопроменевим поширенням, використовуються частотні еквалайзери, однак у міру зростання швидкості передачі даних або через ускладнення схеми кодування, ефективність еквалайзерів падає. У стандарті 802.11b з максимальною швидкістю передачі 11 Мбіт/с схеми компенсації міжсимвольних спотворень цілком успішно справляються зі своїм завданням, але за більш високих швидкостях передачі такий підхід стає неприйнятним. У цьому випадку застосовується принципово інший метод кодування даних, який полягає в тому, що потік даних розподіляється по безлічі частотних підканалів і передача ведеться паралельно на всіх цих підканалах. При цьому висока швидкість передачі досягається саме за рахунок одночасної передачі даних по всім підканалам, а швидкість передачі в

окремому підканалі може бути і невисокою, що створює передумови для ефективного придушення міжсимвольної інтерференції. В даний час OFDM використовується в системах цифрового аудіомовлення (DAB) і телебачення (DVB), в системі ISDB (Японія), в стандартах IEEE 802.11 g, 802.16a та інших. Крім того, розглядається питання про використання даної технології в мережах 7 м рясного зв'язку четвертого покоління (4G), стандартах IEEE 802.11 n (високошвидкісний стандарт 802.11) та IEEE 802.20v [2].

Сигнали Уолша засновані на застосуванні періодичних функцій Волша як несучих. На такому ж принципі будуються сигнали з несучими у вигляді ПСП, елементами яких є функції Радсмахера. Такі сигнали є складними сигналами і можуть бути імпульсними, так і безперервними, залежно від типу елемента несучої. В одній із перших систем надширокосмугового зв'язку, так званого «імпульсного радіо», розробленого в 1987 році американським вченим Л. Фуллертоном, передача ведеться короткими (20 - 0,1 нс) імпульсами, що йдуть один за одним з інтервалом 2-5000. Зазначимо, що при багатопроменевому поширенні, зважаючи на надзвичайно малу тривалість імпульсів, енергія сигналу в кожному промені практично повністю загасає до моменту приходу наступного променя. Отже, надширокосмугова технологія забезпечує стійкий зв'язок без міжсимвольних спотворень. Імпульс, що є моноциклом Гауса, описується першою похідною від функції розподілу Гауса:

$$V(t) = A\frac{\sqrt{2e}}{c} te^{-(t/c)2}. \tag{1.3}$$

де A - амплітуда імпульсу,

- Часава константа, яка характеризує загасання, (тривалість імпульсу - 2 $\pi$ ).

Спектральна щільність сигналу:

$$V(w) = Awt^2\sqrt{2\pi ete}^{\frac{-w^2t^2}{2}}. \tag{1.4}$$

Регулярна послідовність таких імпульсів не несе жодної інформації, її спектр має виражений «гребінчастий характер», тому подібний сигнал може інтерферувати із сигналами інших радіотехнічних систем. Інформація кодується за допомогою тимчасової позиційно-імпульсної модуляції. Час зміщення вбирається у чверті тривалості імпульсу. Один інформаційний біт кодується послідовністю імпульсів. Для поділу каналів передачі вихідне положення кожного імпульсу зсувають на час, пропорційний до поточного значення деякої ПСП. При цьому час зсуву на один-два порядки вищий, ніж зміщення при тимчасовій модуляції. В результаті спектр сигналу істотно згладжується, сигнал стає шумоподібним і такий пристрій не заважає іншим пристроям, що працюють в тій самій смузі. Приймальний пристрій є приймачем прямого перетворення і корелятор, при цьому приймач повинен бути синхронізований з передавачем.

Вочевидь, що класична технологія передачі у широкій смузі частот, описана вище з прикладу «імпульсного радіо» Фуллертона, неспроможна задовольнити сучасним технічним вимогам. В даний час робочою групою IEEE 802.15.4a розглядаються два рішення. Перше з рішень, на базі імпульсного підходу, було доведено до практичної реалізації у вигляді чинного в реальному масштабі часу прототипу (була досягнута швидкість передачі даних понад 220 Мбіт/с), публічну демонстрацію якого компанія Intel провела на Intel Developer Forum у м. Токіо. У запропонованому стандарті для ефективнішого використання діапазону частот передача даних здійснюється широкосмуговими радіоімпульсами, характерна тимчасова форма і спектральна щільність яких наведено рисунку 1.2.

Частотна смуга, займана імпульсом, управляється двома параметрами: fc - центральною частотою імпульсу і fз - величиною порядку ширини спектра імпульсу.

Крім того, вся смуга, що використовується, 3,1-10,6 ГГц розбивається на піддіапазони приблизно по 700МГЦ, і в кожному піддіапазоні вибираються свої параметри імпульсу, для того щоб сусідні піддіапазони не перекривалися.

Модуляція сигналу проводиться у кількох піддіапазонах, більш ефективного використання дозволеної частоти.

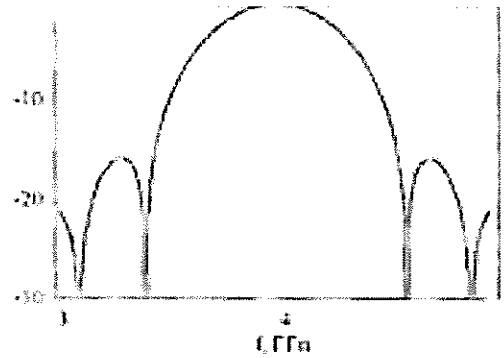


Рис. 1.2. Тимчасова форма та спектр та імпульсу тривалістю 3 нс. із центральною частотою 4 ГГЦ

Поділ на піддіапазони надає можливість динамічно керувати спектром сигналу, виключаючи ті піддіапазони, в яких можлива небажана інтерференція з потужними вузькосмуговими сигналами, а також задовольняти обмеження, що накладається на спектр сигналу, що випромінюється, правилами, що діють у певній країні чи регіоні. Важливою перевагою пропонованого підходу є менший пік-фактор випромінюваного сигналу при тій самій потужності, що випромінюється, що спрощує реалізацію приймального і передавального тракту на КМОП-структурах. Запропонована архітектура дозволяє забезпечувати як високу пропускну здатність на малих відстанях, так і нижчу пропускну здатність на великих відстанях. Крім того, за рахунок динамічного керування систром, а саме за рахунок вибору числа одночасно піддіапазонів, що використовуються, можна ефективно керувати пропускною здатністю кожного з'єднання.

Друге рішення, на базі підходу з використанням багаточастотних сигналів, в даний час підтримується альянсом з багатьох відомих компаній і може розглядатися як найімовірніший кандидат на майбутній стандарт IEEE 802.15.4a для бездротових персональних мереж наступного покоління. Сутність даного підходу полягає в тому, що OFDM-модуляція сигналу проводиться в смузі близько 500 МГц, а потім за допомогою аналогового гетеродина переноситься на

центральну частоту піддіапазону, в якому в даний момент ведеться передача. У цьому рішенні використовується квадратурна фазова маніпуляція під несучих.

Перевагами такої архітектури є, по-перше, властива OFDM-системам стійкість до багатопроменевого поширення, а значить відсутність гострої необхідності у додаткових вхідних ланцюгах типу RAKE. По-друге, необхідна точність синхронізації приймального та передавального пристроїв нижче, ніж у імпульсному рішенні, що істотно позначається на складності вхідного тракту та на часі, що витрачається на синхронізацію. По-третє, ортогональний частотний поділ дозволяє збільшити гнучкість спектральної пристосовуваності системи за рахунок увімкнення/вимкнення окремих піднесучих. До недоліків даного підходу можна віднести вимогу високих обчислювальних ресурсів для здійснення швидкого перетворення Фур'є і відносно високе ставлення пікової потужності до середньої потужності, що випромінюється в OFDM-символі.

### 1.3. Використання цифрових несучих Уолша для надширокосмугового безпровдового доступу

Аналіз розвитку телекомунікаційних систем показує, що застосування гармонійних несучих вже не задовольняє сучасним вимогам до електромагнітної сумісності, швидкості передачі та перешкодозахищеності. Необхідний пошук нових альтернативних рішень, одним із яких може бути використання цифрових несучих.

Цифрова несуча є послідовністю квантованих за величиною значень напруги чи струму за відсутності модуляції. Прикладом найпростішої цифрової несучої може бути меандр. З точки зору технічної реалізації, як цифрові несучі доцільно використовувати двійкові кодові послідовності, причому символ "0" відповідає, наприклад, негативному рівню струму або напруги, а символ "1" - позитивному. Такий дворівневий сигнал найпростіший в реалізації при використанні енергії джерела постійного струму та адекватний існуючій цифровій технології.

Відома велика кількість двійкових кодових послідовностей, які в принципі можуть бути використані як цифрові несучі. Однак, несуча радіосигналу повинна задовольняти низку специфічних вимог, основними з яких є: ортогональність, повнота та замкнутість системи функцій, балансність, тобто рівність нулю середнього значення сигналу за період, обмеження за довжиною серій однакових кодових символів, детермінованість, періодичність, відтворюваність, незалежність інтервалу однозначності від інших параметрів, наявність інформативних параметрів, що модулюються, простота схем генерації та модуляції та інші. Перелічені вимоги випливають із аналізу технікоекономічної ефективності існуючих систем радіозв'язку. Синтез несучої, навіть у класі цифрових, за таким багатовимірним показником якості пов'язані з важливими труднощами. Ці труднощі визначаються в основному неможливістю точної кількісної оцінки багатьох важливих вимог до несучого сигналу та відсутністю інформації про переваги. Тому конструктивніше провести вибір цифрової несучої з наявних дискретних ортогональних функцій і кодів, причому послідовне застосування методу головного критерію, дозволяє знизити мірність завдання та обмежити клас конкуруючих цифрових несучих.

Для несучих функцій головним критерієм першому етапі є здатність переносити енергію сигналу до зони прийому. Це прямо випливає із сутності різних методів передачі інформації. Кількісно цей показник добре визначається величиною електромагнітної енергії, випромінюваної в далеку зону. Аналіз рішень рівнянь Максвелла для збудливих струмів, що належать класу цифрових функцій, показує, що середня випромінювана потужність буде тим більшою, чим більша середня кількість змін символів, за умови, що при кожній зміні символу з "1" на "0" або навпаки випромінюється одна і та ж енергія При цьому середнє значення збуджуючого струму повинне дорівнювати нулю.

$$MaxE[\mathrm{i}(t)],\ k_l \geq k_{0l},\ lcN - 1,\ \mathrm{i} \in \$, \qquad (1.5)$$

де $ - множина цифрових несучих,

$k_l$ - решта (окрім E (i)) критеріїв, котрі повинна задовольняти несуча, N - загальне число критріїв.

Таким чином, несучі, що задовольняють умові (1.5), не повинні мати довгих серій однакових символів. Якщо обмежитися серією символів трохи більше двох, то класі конкуруючих цифрових ортогональних несучих залишаться лише функції Радемахера (меандрові функції) і функції Уолша. Якщо на цьому етапі вибору не вимагати ортогональності від несучих функцій, то клас конкуруючих функцій увійдуть також різні ПСП, символами яких є биимпульсные функції. Такі послідовності будуть мати властивість балансності.

Далі, використовуючи на другому етапі як головний критерій вимогу повноти, ортогональності і замкнутості, отримаємо систему які у вигляді функцій Уолша. Аналіз показує, що цифрові несучі на основі функцій Уолша найповніше задовольняють переліченим раніше вимогам і тому застосування умови (1.5) до вибору цифрових несучих призведе саме до цих несучих, незалежно від порядку ранжування критеріїв якості.

Проведемо узагальнення та систематизацію властивостей функцій Уолша, що використовуються як основа для генерації несучих НШС.

Відомо кілька різних способів визначення та впорядкування функцій Уолша, серед яких для систем зв'язку найбільш доцільно прийняти впорядкування за кількістю знакозмін на період функції, маючи на увазі порівняльний аналіз з гармонійними несучими, впорядкованими за частотою.

Зазначимо деякі важливі для подальшого Уолша. Система функцій Уолша, як і система гармонійних функцій, є повною і ортогональною, тому розкладання сигналів у базисі цих функцій може здійснюватися як завгодно точно. Функції Уолша мають властивість замкнутості, їхнє середнє значення дорівнює нулю. Система функцій Уолша, аналогічно системі гармонійних функцій, складається з парних і непарних функцій, отже, можливе використання традиційних методів квадратурної модуляції.

Для порівняльного аналізу системи функцій Уолша з двійковими кодовими послідовностями, зокрема ПСП, наведемо деякі структурні властивості функцій Уолша. Функції Уолша можна розбити на діади (групи), що характеризуються числом m=]log2n[+1, тобто числом двійкових розрядів номера функції. Зі

зростанням номера діади кількість функцій у ній зростає, як 2 − Функції Уолша мають властивість балансності, у кожному періоді загальна кількість одиниць дорівнює числу нулів, при цьому серії складаються тільки з одного і двох символів. Загальна кількість серій на періоді Tw дорівнює (n+1). Функції Уолша є детермінованими послідовностями, що містять Lw = 2 символи на періоді максимальну довжину. Функції Уолша разом із інверсними функціями утворюють біортогональні коди.

На основі функцій Уолша можна створити надширокосмугові несучі (несучі Уолша) двох видів: безперервні та імпульсні. Вибір конкретного виду Уолша залежить від можливості використання їх характеристик при технічній реалізації систем безпроводового доступу.

Несучі Уолша мають чотири параметри для модуляції, у той час як гармонійні лише три. Крім амплітуди, фази та частоти вони ще відрізняються кодом (номером) функції Уолша. Тому використання НШС дозволяє легко здійснювати поділ каналів за кодом несучою.

Неперервна несуча Уолша має вигляд:

$$C_{\text{wНепер}}(T_{\text{w}}, t) = U_c \text{W}al_n(T_{\text{w}}, t) \qquad (1.6)$$

де $U_c$ - амплітуда сигнала.

Спектр амплітуд визначається видом елемента, номером та періодом несучої Уолша, причому огинаюча визначається елементом та номером функції Уолша, а відстань між спектральними складовими залежить від періоду функції.

Слід, що Уолша, що несуть, можна розбити на класи таким чином, що їх спектри не збігатимуться за складовими. Іншими словами, при обробці функцій Уолша в гармонійному базисі зберігається їхня ортогональність, незалежно від обмеження спектра, а, отже, не призводить до появи перехресних перешкод при проходженні сигналів Уолша через лінійні ланцюги.

Кореляційні властивості безперервних несучих Уолша визначаються кореляційними властивостями функцій Уолша.

Взаємно-кореляційні властивості ансамблю сигналів мають особливе значення при побудові систем МДКРК. Для несучих Уолша взаємнокореляційна функція має вигляд:

$$V_w(t) = \frac{1}{T_w}\int_0^{T_w} Wal_{n1}(T_w, t)\, Wal_{n2}(T_w, t - r)dr \tag{1.7}$$

Зауважимо, що при довільному зрушенні за часом ортогональність зберігається не для всіх функцій. Дослідження показали, що ортогональність інваріантна до зсуву $r$ для функцій Уолша, номери яких у коді Грея відрізняються молодшим значущим розрядом. Ця властивість стала одним із визначальних при виборі сигналів для використання в системах МДКРК. При використанні всіх функцій рівень бічних пелюсток взаємнокореляційних функцій має важливе значення для асинхронних систем зв'язку та синхронних систем із відносно великою похибкою системи синхронізації [3].

# 2. АНАЛІЗ МЕТОДІВ МОДУЛЯЦІЇ ТА СПЕКТРАЛЬНОЇ ОБРОБКИ НАДШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ В РАДІОКАНАЛАХ

## 2.1. Методи модуляції надширокосмугових несучих Уолша

Для передачі інформації по радіолінії необхідно промодулювати несущий Уолша відповідно до передаваним повідомленням. Оскільки несучы Уолша залежать не тільки від трьох відомих параметрів (амплітуди, частоти і фази), але і будь-яка несуча має свій код (номер), то їх можна модулювати ще і по коду, тобто маніпулювати за номером несучої. На відміну від гармонічних несущих, у яких період і частота пов'язані з однозначною залежністю f= 1/$T$, у несущих Уолша цей зв'язок неоднозначний f=]$\frac{n+1}{}$[/$T$ , де ]*[ - означає цілу частину числа. Загальний опис маніпульованого сигналу Уолша при дискретно-кодовій модуляції може бути також при використанні формули у наступному вигляді,

де $\gamma_1$ – триімпульсна функція (результат перетворення радіолініією одиничної біімпульсної функці);

$T_{wr}$ - період несучої Уолша;

Ur- амплітуда сигнала;

W$al_r$ (0 - функція Уолша номера d = ($2^m$ − 1 Л) n, що визначає структуру (код) несучої.

На рисунку 2.1 показана неперервна біімпульсна функція - пунктирна лінія, і відповідна триімпульсна функція. Звичайно ж, на практиці одночасно використовується один-два типи маніпуляції: або по амплітуді, або по коду несучої, або по періоду (частоті), або по тимчасовому положенню (фазі). Дослідження показують, що ефективними способами модуляції в багатоканальних системах доступу є: кодова маніпуляція, спектральне кодування (спектральна маніпуляція) і КАМ у поєднанні з кодовою маніпуляцією. Розглянемо особливості формування таких сигналів Уолша [4].

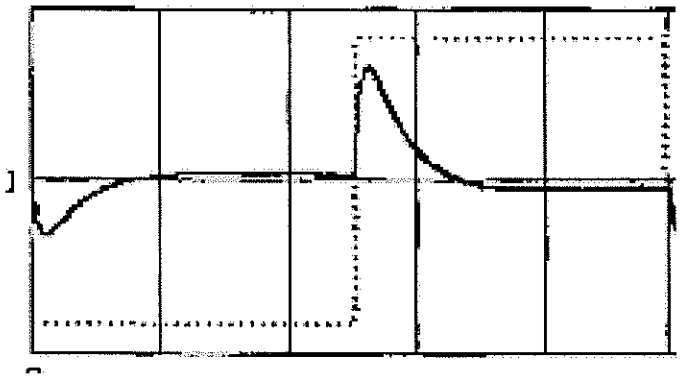


Рис. 2.1 Элементарні импульсні функції

Так як сигнал Уолша є по суті цифровим сигналом, то він допускає кодову функцію модуля (модуляцію по номеру), яка полягає в модуляції сигналу по номеру Уолша.

При кодовій модуляції в одному періоді аналітичний запис сигналу Уолша отримується з виражень (2.1):

$$S_n(T_w, t) = \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{(\frac{L_w}{2})-1} U * Wal_r\,(T_{wr}, \frac{l}{L_w})\,\gamma_1(t - r_r - rT_{wr} - 2lr_{\text{в}}), \tag{4.2}$$

Зрозуміло, номер функцій, відповідно до якого побудований сигнал Уолша, може змінюватися лише дискретно і приймати цілі значення, що належать вибраній діаді Т. У принципі можна вибирати неперервні функції Уолша з різних діад, однак при цьому необхідно враховувати, що енергія сигналу визначатиметься номером діади. Таким чином, модуляція за номером може бути лише дискретною. на рис. 2.2 наведена одна з можливих структурних схем модулятора наявного Уолша за номером для одного каналу доступу, де КП - кодер повідомлень, ЛБ - логічний блок, СФУ - синтезатор функцій Уолша, ЦК - цифровий комутатор, Кп - ключовий пристрій, ДЖ - джерело живлення, ДЛ - ланцюг, що диференціює. СФУ синхронно з КС генерує функції Уолша, що подаються на вхід цифрового комутатора, керованого числовою послідовністю з виходу логічного блоку. Кожному символу числової послідовності повідомлення

може відповідати один чи кілька періодів функції Уолша певного номера. Несучі Уолша утворюють повну ортогональну систему функцій, тому символи повідомлення передаються ортогональними сигналами.

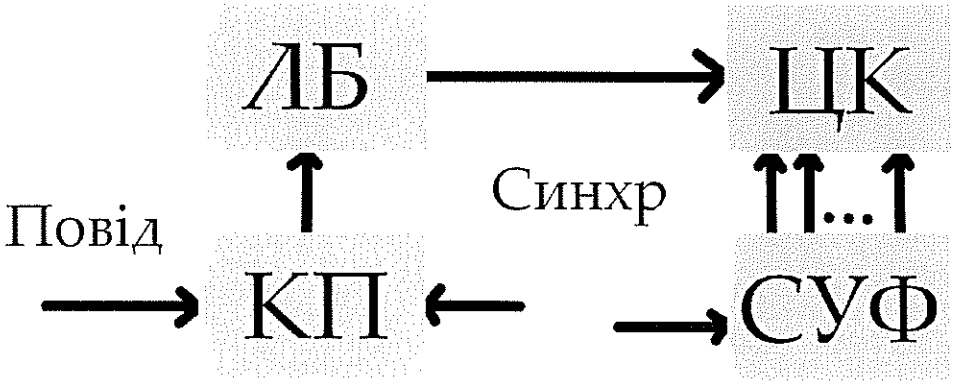



Рис. 2.2 Модулятор за номером несучої Уолша

Таким чином, застосування кодової маніпуляції ґрунтується на використанні властивостей ансамблю безперервних несучих Уолша, які є або ортогональним, або біортогональним кодом (якщо використовувати також інверсні Уолша, що несуть). У цьому випадку мінімальне відстань між сигналами дорівнюватиме $2\sqrt{E_c}$ (ортогональні сигнали), а максимальне дорівнює $2\sqrt{E_c}$ (Протилежні сигнали), де Ес - енергія сигналу. Оскільки для бездротового доступу використовується $2^{m-1}$ безперер безперервних несучих Уолша (одна діада т), то кожна несуча може містити (m-1) біт інформації. Однак половину діади несучих Уолша необхідно виділити для зворотного каналу доступу та виділити групи несучих для кодового поділу каналів. Нехай необхідно здійснити радіодоступ по l= $2^t$ каналів одночасно, тоді в одному каналі доступу можна використовувати $2^{m-i-2}2$ несучих Уолша. При багатоосновному кодуванні кожен сигнал міститиме (m-i-2) біт інформації. Нехай у каналах при кодовій модуляції використовується один період несучої, тоді швидкість передачі інформації (швидкість доступу) дорівнюватиме R(m) = $\frac{m-i-2}{}$біт/с. $2^m * c_H$

Максимальна швидкість передачі інформації при кодовій модуляції якщо використовуються всі прямі та інверсні несучі Уолша в одному каналі доступу (при i = 0), дорівнюватиме $R_{ac}(m) = m\text{-}1/2^m * r_н$ біт/с.

Аналіз отриманих залежностей показує, що з кодової модуляції недоцільно занадто збільшувати номер діади. При значеннях більше m = 10 швидкість передачі починає швидко зменшуватися. Тому збільшення швидкості доступу ефективніше застосувати квадратурну амплітудну модуляцію (КАМ). При цьому КАМ можна використовувати збільшення швидкості передачі інформації, а кодову маніпуляцію для розділення каналів бездротового доступу. Такий підхід заснований на тому, що система функцій Уолша (кожна діада) складається з парних (косинусоїдальних) функцій та непарних (синусоїдальних) функцій. Тому при використанні КАМ несучих Уолша квадратурні канали будуються так само, як і при використанні гармонійних несучих. Зауважимо, що для квадратурних каналів, на відміну від гармонійних несучих, можна використовувати будь-які дві несучі Уолша. Це є наслідком надширокоїолосності несучої Уолша. Аналітичний опис надширокосмугового сигналу з КАМ випливає з формули (2.1):

де Sai(*) - непарні функції Уолша,

Cal(*) - парні функції.

Оскільки амплітуда сигналу Ur постійна на інтервалі $T$w то спектр сигналу Уолша матиме у базисі функцій Волша лише дві “гармоніки”, відповідні квадратурним складовим несучої сигналу. При використанні амплітудної маніпуляції для передачі повідомлень у спектрі сигналу буде лише одна смуга повідомлення. Ця перевага несучих Уолша випливає з теореми множення функцій Уолша.

Таким чином, амплітудно-модульований сигнал Волша завжди дає односмугову модуляцію. Необхідно відзначити, що для систем бездротового доступу більш реальним є випадок, коли інформацію про значення амплітуди сигналу "несе" один період несучого сигналу, хоча збільшення перешкодостійкості можна використовувати і кілька періодів.

Кодер повідомлення виробляє відповідні значення амплітуди квадратурних каналів, що подаються на помножувачі (Пом), на другий вхід яких надходять парні та непарні функції Уолша з виходу цифрового комутатора (ЦК). Номер функцій Уолша в залежності від каналу доступу визначає логічний блок (ЛБ), який керує цифровим комутатором. Далі сигнали квадратурних каналів через диференціюючі ланцюги надходять на суматор (Сум) і потім подаються на передавач дискретних сигналів Уолша.

Максимальна кількість каналів доступу за такої модуляції дорівнюватиме $2m-1$ . При використанні інверсних несучих каналів зросте в два рази. Швидкість передачі в кожному каналі , біт/с, де – підстава КАМ. Якщо необхідно здійснити доступ по меншому числу каналів одночасно 1 = 2, де і <m, то швидкість передачі інформації в кожному каналі зросте і дорівнюватиме Rмакс (m) = M * (m-i-1) / $2mr$Н біт / с. Наприклад, якщо використовуються всі прямі та інверсні несучі Уолша в одному каналі доступу, отримаємо Rмакс (m ) = M*(m-i-1)/ $2^m r_н$ біт/с. Таким чином, швидкість передачі даних збільшилася в порівнянні з кодовою модуляцією в M разів.

Мінімальна відстань між сигналами на площині сигналів КАМ є мінімальною відстанню між точками сузір'я сигналу. Мінімальна відстань залежить від рівня несучих сигналів Волша і виводиться формулою:

$$D = \frac{2\sqrt{E_{смакс}}}{M-1}, \qquad (2.5)$$

де Есмакс - максимальна енергія несучих Уолша.

M - кількість рівнів амплітуди, що несуть при симетричному розміщенні точок по осях площини сигналів.

Наприклад, при M = 8 (КАМ-64), m = 11, Н = 1 не максимальна швидкість передачі інформації складе 40 Мбіт/с. Якщо при тих же параметрах використовувати багатоканальний доступ у 64 каналах одночасно, швидкість передачі в кожному каналі зменшиться лише в 2,5 рази і складе 16Мбіт/с.

На рисунку 2.2 наведено залежність швидкості доступу від числа каналів при КАМ з основою 10 при різних значеннях використовуваної діади несучих

Уолша. З розрахованих залежностей випливає, що для збільшення числа каналів необхідно використовувати несучі Уолша більшої діади. Однак при цьому швидкість передачі в кожному каналі зменшиться.

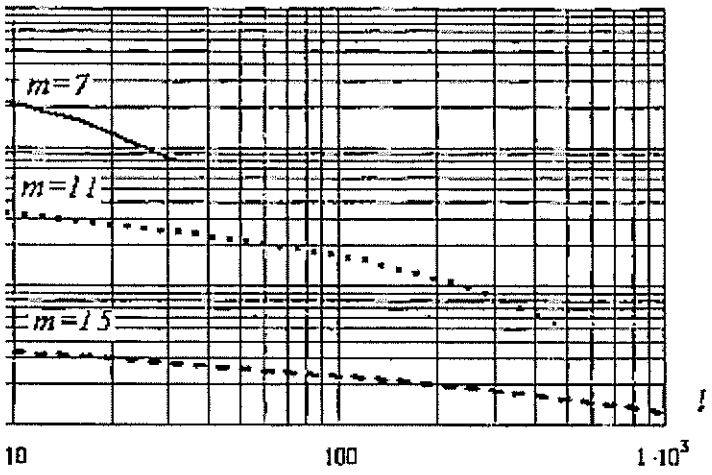



Рис. 2.2. Залежність швидкості доступу від числа каналів

Несучі Уолша дозволяють використовувати спектральну модуляцію, коли сигнали відрізняються хоча б однією складовою спектральної області базису Уолша. При спектральній модуляції для формування безлічі сигналів використовуються всі можливі поєднання несучих Уолша однакової потужності на періоді діади m.

Таким чином, число використовуваних сигналів N в одному каналі доступу визначатиметься такою формулою:

$$N = \sum_{k=1}^{2^{m-1-i}} C^{k}_{2^{m-1-i}}, \tag{2.6}$$

де $l = 2^i$ - число каналів доступу.

Мінімальна відстань між сигналами дорівнює $\sqrt{E_c}$, а максимальне $2^{m-l-i} * E_c$.

Використовуючи формулу (2.6) отримуємо залежність на кожному каналі.

де $r_н$— нормована тривалість імпульсу несучої Уолша.

На рисунку 2.3 наведено одну з можливих структурних схем модулятора несучих Уолша за спектром у власному базисі для одного каналу доступу, де КП - кодер повідомлень, ЛБ - логічний блок, СФУ - синтезатор функцій Уолша, ФС - формувач сигналів, ЦК - цифровий комутатор, Пом - помножувач, ДЖ - джерело живлення, ДЛ - ланцюг, що диференціює. СФУ та ФС синхронно з КС генерує сигнали відповідно до формули (2.6), які подаються на вхід цифрового комутатора, керованого числовою послідовністю з виходу логічного блоку. Кожному символу числової послідовності повідомлення може відповідати один або кілька періодів складного сигналу Уолша певного спектра. Такий сигнал формується ФС як різні поєднання з обраної діади функцій Уолша.

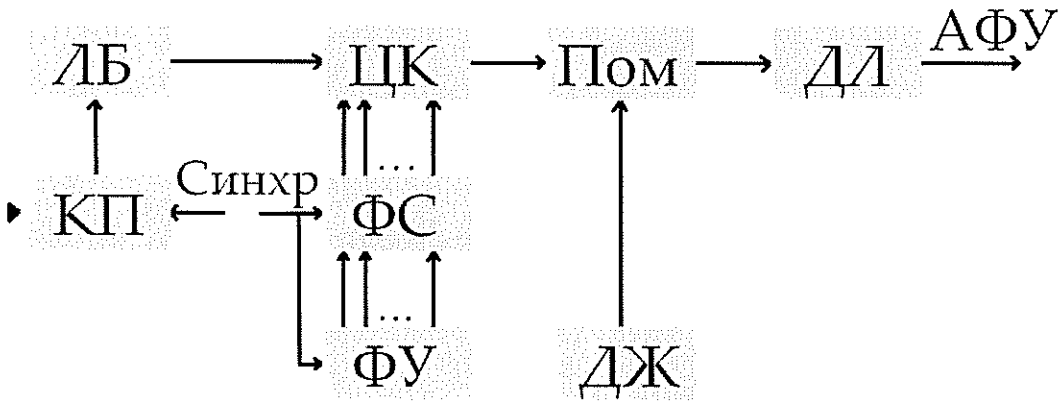



Рис. 2.3 Структурна схема модулятора несучих Уолша по спектру

## 2.2. Дослідження спектру надширокосмугових несучих Уолша

Визначимо спектральну густину сигналів з модуляцією за номером несучої Уолша (формула 2.2) у гармонійному базисі в зоні прийому. Знаходимо для одного періоду

$$S_n(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{(L_w/2)-1} U \cdot Wal_d(T_w, \frac{l}{L_w}) \gamma_2(t - 2l\tau_n) \cdot \exp(-j\omega t) dt =$$

$$= U \sum_{l=0}^{(L_w/2)-1} Wal_d(T_w, \frac{l}{L_w}) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \gamma_2(t - 2l\tau_n) \cdot \exp(-j\omega t) dt, \qquad (2.8)$$

де $\gamma_2$ - триімпульсна функція на виході радіолінії.

Аналіз отриманих спектральних густин у гармонійному базисі показує, вид спектральної діаграми залежить від номера несучого Уолша. Іншим, більш важливим висновком є те, що спектральна полімодальна щільність і займає широку смугу частот. Насправді несуча Уолша є надширокополосною несучою в гармонійному базисі.

Сигнал з кодовою модуляцією за рівнем -10 дБ займає надшироку смугу частот приблизно від 0,8 до 10о. При передачі довших послідовностей спектр вирівнюватиметься у цій смузі, оскільки послідовність номерів є випадковою з рівномірним законом розподілу. Аналогічний вигляд матиме спектральна щільність сигналу з модуляцією за спектром, оскільки принцип формування сигналу за такої модуляції аналогічний розглянутому.

Залежність ефективної смуги частот сигналу, що визначається як

$\Delta f_{\text{ф}} = f_0 \int^{\infty} |S(\text{j}| \, d$ , де $f_0$ – m к m m н

---

0 $S_{макс}$ числа складових сигналу і для тієї діади несучих Уолша показана на рисунку 2.4.

Пунктирною лінією показана нормована ефективна смуга сигналу $\Delta f$ ф/$f$0 зі спектральною модуляцією, а безперервною лінією показана смуга сигналу з модуляцією за номером несучою. Нормована тривалість елементарного імпульсу сигналу Н = 1, коефіцієнт широкосмугової радіолінії до = 2.

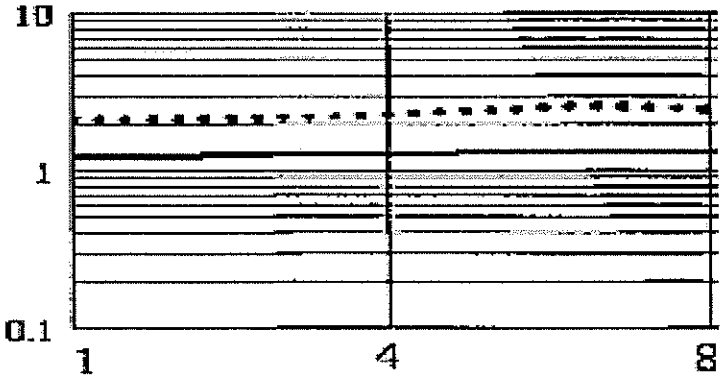



Рис. 2.4 Залежністьсть ефективної смуги частот сигналу

Таким чином, сигнал із модуляцією за спектром краще сформований за частотою, ніж сигнал із модуляцією за номером. Його нормована ефективна смуга приблизно в 2 рази більша і практично не залежить від кількості складових сигналів. Нормована ефективна смуга сигналу з модуляцією за номером практично не залежить від номера сигналу.

Дослідження показують, що спектральна густина сигналу з КАМ практично має такі ж характеристики, як і спектральна густина сигналу з модуляцією за номером несучої [5].

### 2.3. Спектральна обробка надширокосмугових несучих Уолша

Дослідження спектрів надширокосмугових сигналів показало, що їхній вид залежить від типу базисних функцій. Тому можна припустити, що спектральна обробка таких сигналів у різних базисах дозволить здійснити їхню перешкодостійку демодуляцію.

Одним з найважливіших зовнішніх факторів, що впливають на роботу безпроводового доступу, є перешкоди. До впливу перешкод схильні практично будь-які види радіолінії. По виду на корисний сигнал всі перешкоди можна розділити на два види: адитивні та мультиплікативні. До адитивних перешкод відносяться всі зали в радіолінії, що накладаються на корисний сигнал під час передачі. Адитивні перешкоди за походженням можуть бути штучними (наприклад, інші системи радіозв'язку, радіолокації та радіонавігації та різноманітні індустріальні перешкоди) та природними (наприклад, атмосферні, космічні, спорадичні з іоносфери та магнітосфери, внутрішній тепловий шум). Мультиплікативні; спотворення форми НШС в радіолінії за рахунок дисперсійних властивостей саме (якщо для гармонійних сигналів причиною мультиплікативних перешкод частотні та часові зміни параметрів радіолінії в часі надширокосмугових сигналів – це невідповідність динаміки сигналу динамічних властивостей радіолінії). Ці перешкоди, як показано в розділі 2, дуже впливають на роботу систем НШБД і часто накладають обмеження на швидкість і дальність

доступу. Рівень динамічних мультиплікативних перешкод у надширокосмуговому доступі під час використання частотної області визначається як: (2.9)

Таким чином, якщо спектр сигналу знаходиться за межами комплексної передавальної функції радіолінії, виникають специфічні мультиплікативні перешкоди - динамічні спотворення сигналу на виході радіолінії. Сигнали, що не мають властивості надширокополосності (наприклад, гармонійні широкосмугові сигнали), не будуть спотворюватися радіолінією. Для зменшення динамічних перешкод, як показано в розділі 3, використовується попередження сигналу. Для придушення адитивних перешкод можна використовувати метод сискгральної обробки (СО).

Дійсно, у системах бездротового доступу, що використовують гармонічні сигнали, для боротьби з сильними адитивними перешкодами часто використовують ряд пристроїв. Наприклад, ефективним засобом придушення імпульсних (нестаціонарних) перешкод є широкосмуговий обмежувач (ШО), а захисту від вузькосмугових (стаціонарних) перешкод часто використовують блок захисту (БЗ), принцип дії якого заснований на аналізі спектра сигналу в гармонійному базисі. Знаходять застосування також різні компенсаційні способи боротьби з перешкодами, зосередженими або за спектром, або за часом. Далі такі перешкоди називатимемо зосередженими.

Різноманітні методи боротьби із зосередженими перешкодами засновані на використанні різних схем вибірковості: частотної, часової та формою сигналу.

У методах, що ґрунтуються на частотній вибірковості, застосовуються вузькосмугові загороджувальні фільтри, що здійснюють вирізання («режекцію») ділянок спектра сигналу, уражених вузькосмуговими перешкодами. Очевидно, що на цих ділянках пригнічуються складові корисного сигналу, що призводить до деякого спотворення форми сигналу на виході блоку захисту.

На підставі взаємності лінійного представлення сигналів можна узагальнити різноманітні системи та способи боротьби з сильними зосередженими перешкодами та розробити універсальний алгоритм на підставі спектральної обробки. Таким чином, різноманітні системи типу ШО-УФ

(широкосмуговий обмежувач – узгоджений фільтр), БЗ-УФ (блок захисту – узгоджений фільтр), ШОВ (широкополосний обмежувач – вузькосмуговий підсилювач) та інші можна буде розглядати з єдиних теоретичних позицій. З цього можна розробити алгоритм, що дозволяє здійснити комплексну захист від перешкод під час обробки сигналу.

У системах бездротового доступу, як і в інших системах зв'язку, можна уявити сигнал-переносник інформації у вигляді лінійної комбінації елементарних функцій:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{Nc-1} c(l) \ \ (l,t), \tag{2.10}$$

де $(l, t)$- елементарний сигнал номеру;

Nc - число елементарних сигналів.

Формулу (2.10) можна розглядати як розкладання сигналу по системі відомих функцій, причому сигнал повністю визначається коефіцієнтами $(l, t)$, що є координатами N-мірного функціонального простору. Оскільки функції $(l, t)$ є, як правило, ортогональними, то подання (2.8) можна вважати узагальненим рядом Фур'є.

Нехай сигнал має обмежену енергію Ес. Згідно з теоремою Парсеваля його енергія визначається через коефіцієнти C(l) де En-енергія функції.

Далі вважатимемо, що En = 1, тобто система функцій буде ортонормованою.

Якщо розмірність сигналу Nc дорівнює розмірності простору No, то

воно буде повним для представлення таких сигналів. У разі, коли No>Nc , простір подання сигналу надмірно, а коли No<Nc , це простір буде неповним. Кожному ансамблю сигналів відповідає певна мінімальна розмірність, тобто. мінімальна кількість чисел C(l) за допомогою яких здійснюється точне уявлення (2.10).

При спектральному аналізі дискретних сигналів використовується перетворення Фур'є наступного виду:

$$C(l) = \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} s(r)\eta(l,r), \tag{2.11}$$

де rc [0, N-1] і N = Tc/Δt, At - інтервал дискретизації за часом, що дає мінімальне значення середньоквадратичної похибки апроксимації,

Tc – період сигналу (інтервал обробки). Коефіцієнти C(l) у разі носять назву спектра, а складові З(l)n(l,r) - спектральних складових.

Таким чином, формула (2.10) з точки зору спектрального аналізу може бути витлумачена, як розкладання сигналу s(t) по неповному ортонормованого базису (рівність слід вважати наближеною). Це розкладання буде точним, якщо розмірність сигналу буде обмежена величиною Nc, а система функцій n(l,t) буде власною. Формули (2.17) і (2.18) являють собою найбільш загальні функціональні оператори лінійного простору, а саме, скалярні твори, що перетворюють функції однієї змінної на функції іншої змінної.

Застосування спектрального аналізу надширокосмугових сигналів у базисі цифрових функцій, наприклад, функцій Уолша, проти спектральним аналізом у базисі гармонійних функцій дає переваги, які визначаються цифрової природою представлення таких сигналів.

Розглянемо питання оптимальному за точністю базисі, розкладання надширокосмугових сигналів, при обмеженні числа членів ортогонального ряду. Таким чином, для класу дискретних сигналів s(r), r с [Q,N-l], N=Tc(Δt) необхідно визначити базисну систему цифрових функцій n(к,r), що дає краще наближення в середньоквадратичному сенсі при обмеженні членів ортогонального ряду (2.10) числом n<Nc.Рішення поставленої задачі для ортонормованих систем функцій має' вигляд:

$$D_n(r_1, r_2) = \sum_{l=0}^{n-1} \eta(l, r_1)\eta(l, r_2) = rect(\Delta t, r_1 - r_2), \tag{2.12}$$

де Dn(r1,r2) - ядро Діріхле, яке визначається системою базисних функцій спектрів і числом n.

Відомо, що зміна ядра Діріхле зі збільшенням n характеризує збіжність низки Фур'є при спектральному поданні сигналу. Чим швидше при збільшенні n

ядро Діріхле зосереджується біля граничного значення ядра (для безперервних базисів це функція Дірака), тим краще збіжність ряду Фур'є:

$$\sum_{l=0}^{n} C(l)\eta(l,r) \approx s(r),$$

(2.13)

де C(l) - узагальнений спектр Фур'є.

Таким чином, шукана базисна система дискретних функцій повинна задовольняти рівняння (2.12), тоді похибка апроксимації дорівнюватиме нулю при обмеженні членів ряду числом п. Ядро (2.12) є граничним для дискретних функцій. Тому, чим швидше ядро Діріхле сходить до граничного значення, тим економічніша система базисних функцій при спектральному розкладанні сигналу. Економічність розуміється у сенсі мінімального числа п при заданій похибці розрахунку [6].

Якщо задана вибірка дискретного сигналу має розмір Nc, то має місце $s(r) = \sum_{k=0}^{n-1} C(k)\ (k,r)$ $(k,\ r)$, при умові рівності s(r) =£^C(к)Т]) при умові n=Nc. Тоді рівність (2.12) буде також справедливе при цій умові, тобто $\sum_{l=0}^{Nc}$ $(l,\ r_1)$ $(l,\ r_2)$ і базисна система $(l,\ r_1)$ буде повною для представлення заданого класу сигналів.

Особливістю виконання умови (2.12) є те, що замість звичайної різниці аргументів для функцій Уолша має місце підсумовування за модулем 2. Це є наслідком особливості теореми множення для цих функцій і не має обчислень принципового значення.

Таким чином, функції Уолша є повною системою для вибірки дискретних сигналів. При цьому перетворення Уолша проводиться відповідно до наступних формул:

$$C(l) = \sum_{r=0}^{2^m-1} s(r)Wal_l(T_c, \frac{r}{2^m}),$$

$$s(r) = \sum_{l=0}^{2^m-1} C(l)Wal_l(T_c, \frac{r}{2^m}).$$

(2.14)

Природно, коли сигнал s(t) є двійковою числовою послідовністю, то ці формули мають достатню простоту при реалізації обчислень на ЕОМ.

Оптимальна обробка сигналів у спектральній області порівняно з обробкою в тимчасовій області матиме переваги в технічній реалізації тільки у разі достатньої простоти обчислення спектрів. У математичному плані реалізація оптимального прийому сигналів у спектральній області базується на наслідок з теореми про згортку, яка стосовно дискретних базисних функцій записується в наступному вигляді (при обробці на кінцевому інтервалі).

$$\sum_{\mathrm{i}=0}^{2^m-1} \sum_{r=0}^{2m-1} x(r)s(\mathrm{i}-r)\,\mathrm{Wal}_{l}\left(T_c, \frac{r}{2^m}\right) = C_{x}(l)C_{c}(l), \tag{2.15}$$

де $Cx(l)$ $Cc(l)$- спектри вхідного сигналу x(t) та опорного сигналу s(t), що визначаються відповідно до формули (2.13).

Таким чином, кореляційна обробка в спектральній ділянці відповідно до формули (2.15) зводиться до множення відповідних спектрів.

При реалізації цифрової спектральної обробки суттєвий виграш у спрощенні обчислень досягається при використанні алгоритмів швидких перетворень Уолша для дворівневого надширокосмугового сигналу. У цьому випадку відсутня операція множення, оскільки рівень сигналу належить множині (1,-1) і потрібний аналого-цифровий перетворювач лише на 2 рівні. Зауважимо, що дворівневому квантуванню притаманний недолік, пов'язаний з його поганою перешкодостійкістю, особливо при впливі сильних зосереджених по спектру перешкод, яке можна компенсувати при попередній спектральній обробці сигналу в різних базисах.

Проведемо аналіз завадостійкості спектральної обробки цифрових сигналів по відношенню до сильних перешкод, власний базис яких відрізняється від власних базисних функцій сигналу. Розглянемо докладніше цю важливу властивість сигналів для загального випадку спектральної обробки. Постановка завдання досліджень зводиться до такого.

Нехай на вході приймача діє адитивна суміш сигналу s(t) і перешкоди n(t), ніж їх скалярний добуток задовольняє умові (s,n) не дорівнює 0. Очевидно, при (s,n)=0 (сигнал і ортогональні перешкоди) можна придушити перешкоду повністю у звичайному колеляторі. Нехай сигнал і перешкоди мають різні власні базисні системи функцій nc(l,t) і nn(к,t). Тут під своєю базисною системою розумітимемо систему функцій, що дає найбільш економічне (за кількістю складових) лінійне розкладання. Наприклад, надширокосмуговий сигнал Уолша має власні базисні функції як ансамблю функцій Уолша, а перешкоди, зосереджені за частотою чи за часом мають свій базис як гармонійних чи імпульсних функцій (функцій Хаара). Далі визначимо алгоритм спектральної обробки (СО) суміші сигналу та перешкод x(t), який дозволяє ефективно придушити перешкоду за умови співвідношення їх потужностей Pn>PC.

Алгоритм СО полягає у початковій обробці спектра у власному базисі перешкоди:

$$C_{xn}(l) = [x(r), \eta_n(l,r)]_r = C_{cn}(l) + C_{nn}$$

(2.16)

де [•, •] - скалярний добуток відповідних функцій; Ccn(l) і Cnn(l) - спектри сигналу та перешкоди в базисі перешкоди.

Подання сигналу в базисі перешкоди за умовою завдання надмірно, а подання перешкоди — надмірно (зокрема, може містити лише спектральну складову). Кількість суттєвих складових спектра сигналу Ni визначає смугу узагальнених частот сигналу базісі перешкоди.

У розкладанні за функціями nn(l, t) перешкода домінуватиме, оскільки її потужність більша за потужність сигналу.

## 2.4. Дослідження адаптивного алгоритму спектральної обробки надширокосмугових сигналів

Блок-схема адаптивного алгоритму дискретної спектральної обробки адитивної суміші сигналу та перешкод двох видів (гармонічних та імпульсних) наведено на рисунку 2.5.

При модуляції за номером несучої суміш сигналу Волша і перешкод x(г) надходить на сигнальний процесор. Після обчислення спектра сигналу в гармонійному базисі проводиться обмеження його потужних складових до апріорного значення. Потім, використовуючи ядро Фур'є двох систем базисних функцій (гармонійної та імпульсної) Ф1(l,к), здійснюється обчислення імпульсного спектра. Після обмеження потужних спектральних складових імпульсного спектра проводиться обчислення спектра базисі Уолша з допомогою ядра Ф2 (к,і).

На завершальному етапі здійснюється фільтрація сигналу Уолша в спектральній області. Вона залежить від методу модуляції, що використовується. Наприклад, при модуляції за номером несучої здійснюється режекція всіх спектральних складових, менших за максимальну.

Якщо використовувати модуляцію спектру, то проста фільтрація виключається. У цьому випадку на завершальному етапі необхідно вирішувати задачу розпізнавання спектру, яка полягає в порівнянні отриманого спектра з еталонними спектрами шляхом обчислення дискретних функціоналів і прийняття рішення по максимуму. Звичайно, такий метод демодуляції найскладніший.

Ефективність алгоритму можна підвищити, якщо після перших етапів обробки, не приймаючи рішення, уточнити значення порога в блоці обчислення обмеження. Використовуючи уточнене значення порога, далі проводиться другий цикл обробки, коли обмеження перешкод використовується перший апостеріорний рівень обмеження. Обробка закінчується, якщо застосування наступного циклу, порівняно з попереднім, не призводить до суттєвого уточнення порогу обмеження.

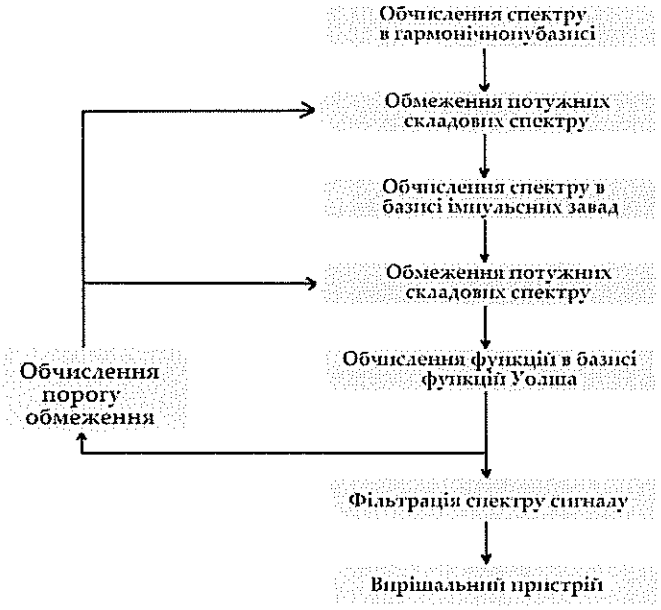



Рис. 2.5 Алгоритм спектральної обробки НШС в приймачі

Описаний адаптивний алгоритм обробки є стійким, оскільки при обчислення в першому блоці використовується та сама послідовність сигналу, похибка обробки визначається рівнем флуктуаційних перешкод, а швидкість сходження алгоритму - точністю апріорного порога обмеження.

Зауважимо, що запропонований адаптивний алгоритм придушення перешкод має високу ефективність при обробці тільки надширокосмугових сигналів. Це тому, що власний базис таких сигналів відрізняється від власних базисів відомих перешкод, зокрема, імпульсних і вузькосмугових гармонійних. При цьому власним базисом імпульсних перешкод може бути як система імпульсних функцій rect(*) а й, наприклад, система функцій Хаара. Матриця Фур'є для взаємного діапазону імпульсних функцій і функцій Уолша має однакові елементи, тобто. Ідеально виконується умова придушення імпульсних перешкод у базисі Уолша.

Таким чином, наведений на рисунку 2.5 алгоритм дискретної спектральної обробки включає три основні етапи і є послідовною обробкою надширокосмугового сигналу відповідно до розглянутих основних принципів спектральної обробки. На першому етапі суміш сигналу та перешкод представляється у своєму базисі перешкод. У цих базисах перешкоди є

зосередженими по спектру. З другого краю етапі СО суміш сигналу і перешкод представляється у своїй базисі корисного надширокосмугового сигналу, тобто. в базисі функцій Волша, а якщо використовуються, наприклад, псевдовипадкові послідовності, то використовується базис, що складається з ансамблю послідовностей, що використовуються. На третьому етапі проводиться виділення домінуючих складових у базисі функцій Уолша, відповідних сигналу, що передається. Інші складові обнуляються. Ця операція відповідає узгодженій фільтрації.

Таким чином, чим менше елемент ядра Фур'є тим більше відношення сигнал-перешкода на виході ЗІ. Тому значення спектральних складових у формулі розумілося в середньому.

Параметр Ni характеризує широкосмуговий сигнал у базисі перешкоди, а параметр N, навпаки показує широкосмуговий перешкоди в базисі сигналу. Чим широкосмуговий сигнал в базисі перешкоди і чим широкосмуговіша перешкода в базисі сигналу, тим вище стійкість до перешкод СО. Наприклад, якщо використовується сигнал Уолша, він буде вузькосмуговим у власному базисі - ансамблі використовуваних функцій Уолша, а будь-яка гармонійна перешкода у такому базисі буде широкосмугової. З іншого боку, сигнал Волша широкосмуговий у гармонійному базисі, який є власним для вузькосмугових перешкод (Рис. 2.6).

При дії флуктуаційних перешкод типу білого шуму перший етап недаремний. Це тим, що білий шум буде широкосмуговим у кожному базисі, тобто. у таких перешкод немає своєї базової системи функцій. Рівень спектральних складових шуму у будь-якому базисі буде однаковий. На третьому етапі відбувається узгоджена фільтрація сигналу на тлі шуму.

На рисунку 2.6 наведені залежності якості доступу $\left(\frac{P_c}{P_п + P_{ш}}\right)_{вид.к} \Big/ \left(\frac{P_c}{P_ш + P_{ш}}\right)_{кл}$ від швидкості передачі при $rc$ = 1нс. Величина діади m=10, число каналів одночасного доступу n вибрано як параметр.

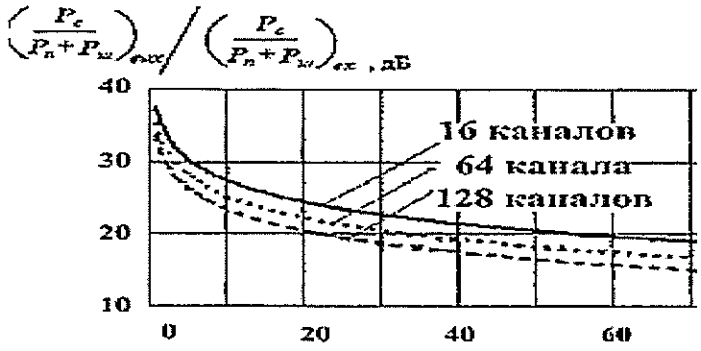



Рис. 2.6 Залежність якості передачі від швидкості доступу

Аналіз побудованих залежностей показує, що при суттєвому збільшенні числа каналів одночасного доступу з високою швидкістю якість обробки знижується не суттєво. Наприклад, зі збільшенням числа каналів у 8 разів якість доступу зменшується на 4 дБ. Природно, зі збільшенням потужності перешкоди ефективність СО збільшується.

# 3. МОДЕЛЮВАННЯ НАДШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ БЕЗПРОВОДОВОГО ДОСТУПУ

## 3.1. Розрахунок характеристик радіолінії доступу в різних діапазонах

При надширокосмуговому доступі істотний вплив на форму сигналу надає радіолінія, що складається з випромінюючих структур і бездротової фізичної середовища. Структура радіолінії є каскадне включення трьох елементів: передавальної антени, фізичного середовища поширення радіохвиль і приймальної антени. Іноді структуру радіолінії включають також формуючий фільтр передавача і високочастотний фільтр приймача. Усі перелічені елементи радіолінії характеризуються найчастіше лінійними операторами, тому за використанні гармонійних сигналів немає завдання оцінки форми несучого коливання (змінюється лише його амплітуда і фаза). Форма НШС суттєво залежить від дисперсійних властивостей радіолііі за частотою. Провести аналітичну оцінку форми ЗШС на виході радіолінії можна лише за умови побудови адекватної моделі, яка враховує частотно-виборчі властивості. Існуючі моделі радіолінії за принципом побудови можна поділити на чотири типи.

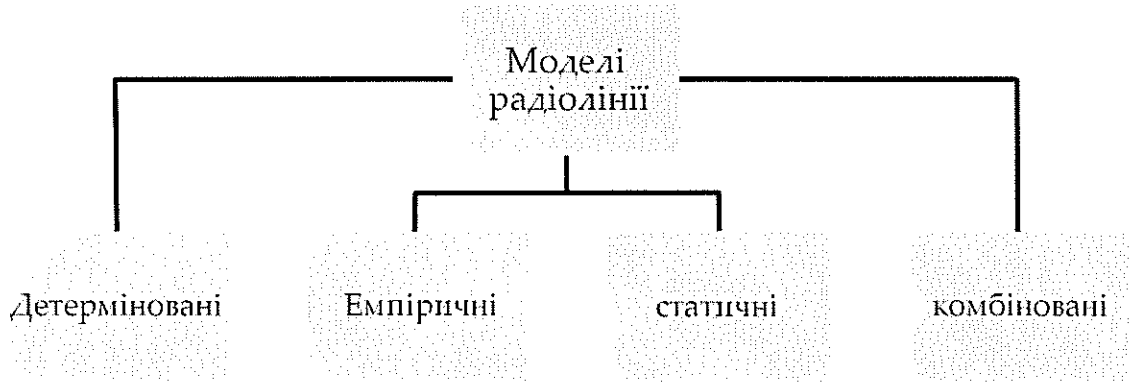



Рис. 3.1 Класифікація моделей радіолінії

У загальному випадку поширення радіохвиль характеризується трьома, частково самостійними ефектами - втрати при поширенні у вільному просторі,

пов'язані із затіненням та завмиранням сигналу, спричинені багатопроменевістю. Причиною затінення є переважно особливості рельєфу місцевості вздовж траси поширення радіосигналів. Хоча для затінення немає відповідної математичної моделі, розподілом, що найкраще відповідає експериментальними даними у типовому міському районі, визнано логнормальний розподіл з дисперсією від 5 до 12 дБ. Втрати при поширенні є середнє значення логнормального затінення. Завмирання через багатопроменеві описуються через завмирання огинаючої (незалежні від частоти зміни амплітуди), доплерівське розсіювання (селективний у часі випадковий фазовий шум) та тимчасове розсіювання (причина частотно-селективних завмирань).

Детерміновані моделі (рис. 3.1) засновані на точному знанні траєкторій поширення радіохвиль і дозволяють розрахувати множник ослаблення конкретного профілю рельєфу місцевості. Такі моделі широко використовуються для енергетичних розрахунків у лініях зв'язку за схемою "точка-точка", наприклад, у радіорелейних лініях. У цьому випадку медіанне значення потужності в точці прийому являє собою значення, яке перевищується протягом 50% часу спостереження (наприклад, місяця).

Статистичні моделі (рис.3.1) описують закон розподілу огинаючої сигналу на вході приймача. У стільникових системах, коли необхідно забезпечити зв'язок біля стільники, часто застосовують статистичний метод, у якому параметри рельєфу (висота перешкод, їх форма і взаємне розташування, нахил місцевості тощо.) вважаються випадковими величинами. Характер рельєфу місцевості соті оцінюється параметрами, усередненими на ділянках траси певної довжини. Проте, статистичні моделі, як і детерміновані, справедливі для вузькосмугових сигналів. При цьому істотне значення має частота несучої, а також вплив інтерференції радіохвиль, тоді як у системі СШБД використовується весь діапазон частот і є можливість поділу окремих променів поширення на вході приймача.

Ефект багатопроменевої інтерференції полягає в тому, що в результаті багаторазових відображень сигналу від природних перешкод той самий сигнал може потрапляти в приймач різними шляхами, що мають різні довжини. У точці

прийому результуючий сигнал є суперпозицією багатьох сигналів, в загальному випадку мають різні амплітуди і зміщених щодо один одного за часом, що еквівалентно додавання сигналів з різними фазами. Якщо максимальна затримка між різними сигналами більша за тривалість одного символу, то виникають так звані міжсимвольні спотворення. Часто саме ці спотворення є головною перешкодою на шляху підвищення швидкості та достовірності передачі каналами навіть при малих рівнях фонового шуму.

З іншого боку, застосування ЗШС в системах зв'язку дозволяє проти багатопроменевого поширення радіохвиль. Якщо затримка між променями Δt тривалості центрального піку АКФ 00, то центральні піки різних променів можна розділити один від одного, а потім і об'єднати, усунувши затримку між ними. Такий принцип боротьби з багатопроменевістю був використаний в одній із перших систем зв'язку на основі широкосмугових сигналів «Rake» і ліг в основу пристрою Rake-прийом пік, що часто застосовується на практиці. Оскільки $1/\Delta f$, де $\Delta f$ - ширина спектра ЗШС, то умова поділу променів набуде вигляду: $\Delta f\ \Delta t > 1$.

Наприклад, якщо при поширенні радіохвиль існує два промені - прямий і відбитий від деякого об'єкта, то затримка $\Delta t\ 2d2/Rc$ , де $c$ - швидкість світла, R - відстань між передавачем і приймачем, d - відстань між відбиваючим об'єктом і прямим променем. Це співвідношення визначає ширину спектра СШС, при якій можливий поділ променів $\Delta f \geq Rc/2d2$.

Оскільки центральна частина радіолінії - фізичне середовище поширення радіохвиль - має суттєву складність, то для прогнозування середніх втрат при поширенні широко використовуються різні емпіричні моделі (рис.3.1). Експериментальні криві для втрат при поширенні виходять виміром рівня потужності прийнятого сигналу та відніманням з потужності переданого сигналу. Існує кілька емпіричних моделей для розрахунку ослаблення сигналу на міській трасі, засновані на багаторічних спостереженнях, вимірах та деяких результатах формального аналізу. Ці моделі зручні для отримання даних для оцінки ефективності системи, але першому наближенню. Прикладами таких моделей

можуть бути моделі Окамури, Хата, Лі, Уолфіша-Ікегамі, Бертоні, і навіть рекомендації МСЕ (ITU-R, гес.1546).

Для отримання результатів з детального аналізу форми НШС на виході необхідна спрощена аналітична модель радіолінії доступу, оскільки при використанні надширокосмугових сигналів важливим є формування сигналу радіолінією. Це призводить до необхідності розглядати нову концепцію зв'язку, пов'язану з розглядом перехідних у радіолінії. Якщо у традиційних системах радіозв'язку стаціонарний процес (вимушені коливання) був корисним. то при використанні НШБД корисними є вільні коливання радіолінії. Для цього в подальших дослідженнях розглядатимемо доступ у межах прямої видимості та для однопроменевих радіоліній. Такий радіодоступ широко застосовується, наприклад, в системах фіксованого радіозв'язку і фізично в мережах WPAN і WMAN (глава I). У цьому випадку фізичне середовище поширення радіохвиль не вносить суттєвих спотворень у форму НШС, а дисперсійні властивості радіолінії будуть визначатися використовуваними антенами і формують широкосмуговими фільтрами [7].

Більшість аналітичних рішень задач електродинаміки радіохвиль діапазону НВЧ отримана для випадку вузькосмугових сигналів. Незважаючи на наявність окремих результатів з випромінювання та поширення надкоротких імпульсів, при вирішенні завдань, поставлених у даній дисертації, доцільно отримати математичну модель радіолінії в широкому діапазоні частот від сотень МГц до десятків ГГц. При моделюванні радіолінії скористаємося феноменологічним підходом, який полягає в тому, що радіолінія представляється у вигляді «чорної скриньки» (рис. 3.2) і описується однією із системних характеристик, наприклад, передатною функцією H{jw) або пов'язаною з нею через Фур'є-перетворення імпульсної характеристикою h(t):

$$( w) = \int_{-\infty} (t)\ \ e\ p(-\ \ t)\, dt.$$

(3.1)




Рис. 3.2 Модель радіоліінії фенеменологічного типу

Для розробки подібної динамічної моделі (моделюючого фільтра) при оцінці передачі потужності ЗШС в зону прийому можна використовувати метод апроксимації будь-якої, у тому числі емпіричної частотної характеристики радіолінії. Проілюструємо ефективність такого методу під час вирішення завдань апроксимації з прикладу емпіричних моделей Окамури і Хата.

Спочатку розглянемо відносно просту модель для обліку втрат при поширенні, як в умовах прямої видимості, так і в разі відсутності, яка досить часто застосовується на практиці. В цьому випадку абсолютні середні втрати при поширенні, виражені в дБ, визначаються формулою:

$$L(d) = L(d0) + 10m\lg(d/d0), \qquad (3.2)$$

де m - Коефіцієнт, що визначає особливості середовища поширення;

d - відстань між приймальною та передавальною антеною, виражене в км;

d0 – еталонна відстань.

Експериментальні результати показують, що для типових систем надширокосмугового зв'язку значення m залежно від значення частоти прямої видимості, що несе, приймає значення від 1 до 2, у разі відсутності видимості – від 3 до 4.

Необхідно відзначити, що неможливо отримати універсальну модель, що враховує всі особливості поширення сигналів за умов великого міста.

Для прогнозування середніх втрат при розповсюдженні у міських умовах часто використовуються емпіричні моделі Окамури та Хата результатами при

розрахунку на відстанях від 1 до 20 км. На медіанного ослаблення залежно від частоти для різних трас відповідно до моделі Окамури.

Результати розрахунків за моделями Окамури та Хата вважаються найбільш достовірними для частотного діапазону від 150 до 1920 МГц, оскільки модель побудована на результатах вимірювань саме у цьому діапазоні. Проте, немає достатніх підстав вважати, що у діапазоні до 2500-3000 МГц результати будуть значно іншими. Стандартне відхилення експериментальних даних від розрахункових за методикою Окамура може становити 10-14 дБ.

При вирішенні задачі апроксимації можна використовувати різні критерії, що застосовуються при синтезі фільтрів у теорії електричних ланцюгів, якщо апроксимувати АЧХ радіолінії перехідною смугою фільтра. Однак необхідно враховувати, що рішення подібного завдання є компромісом між ідеальною формою апроксимуючої функції і складністю її використання при аналізі та синтезі систем і сигналів. Отже, беручи до уваги гладкість кривих ослаблення відповідно до моделі Окамури застосуємо розрахунок поліномом якомога нижчого порядку.

Нехай, для прикладу, нижня частота радіолінії, що моделюється $f$ = МГц, верхня частота $f$ = 1 МГц, тоді гранична частота смуги пропускання $f = f$ , дальність зв'язку d = 5 км, висота приймальної та передавальної антен відповідно = 2 м і = 30 м. Значення ослаблення обчислюємо за методикою Окамури-Хата. Для отримання універсальних результатів проводимо нормування частоти та ослаблення радіолінії. Далі визначаємо для синтезу ФНЧ-прототипу допустиме згасання в смузі пропускання Amax і смузі затримування Amin.

Проведемо проміжне перетворення за частотою, що нормує область частот: = $f/$ , де f = (500 1000 1500) МГц, тобто, отримаємо = ( 1 2 3 ), тоді медіанне ослаблення відповідно до моделі Хата для міста буде: $A$ = ( 143.2 155.9 165.4 ) дБ.

Додаємо корегуючий коефіцієнт типу місцевості. Знаходимо: A = (159.2 176.9 182.4) дБ або після нормування A = (1 17,7 23,2) дБ, що відповідає квадрату АЧХ 2( ) =1 −0 1 ( ) = (1 0,017 0,004786). Далі, задаючись допустимим

ослабленням у смузі пропускання ФНЧ- прототипу, наприклад ЗдБ, тобто. Amax = ЗдБ, визначаємо допустиме згасання у смузі затримування Amin =23,2дБ.

Відповідно до методу поліноміальної апроксимації теорії електричних фільтрів передавальна функція моделюючого ФНЧ-прототипу має вигляд:

$$H(p) = \frac{1}{V(p)},$$

(3.3)

где V(p) = $p^n + a_1 p^{n-1} + a_{n-1} p + a_n$ - поліном Гурвіца.

Послаблення поліноміального фільтра являє собою парну функцію нормованої частоти вигляду:

$$A(\Omega) = 10lg \frac{1}{|H(jw)|^2}$$

(3.4)

де Ω - нормована частота відносно частоти $f_n$.

Застосувавши апроксимацію за Тейлором, отримаємо, що апроксимуючий поліном, у вибраній точці Ω = 0 повинен дорівнювати 1. Ця вимога виконується при $An$ = 1. Друга вимога апроксимації за Тейлором – необхідна кількість похідних молодших від (1 до n-1) порядків апроксимуючого полінома в = має дорівнювати нулю. Ця вимога виконується в тому випадку, якщо $An-1 = An-2 = = A1 = 0$. Таким чином, апроксимуючий поліном набуває вигляду 1+ $A0\Omega 2n$. Отже, коефіцієнт ослаблення ФНЧ-проготипу при гладкій апроксимації дорівнює:

$$A(\Omega) = 10\lg(1 + A_0\Omega^{2n}).$$

(3.5)

Відомо, що фільтри з такими характеристиками ослаблення називають фільтрами з характеристиками Баттерворта. Якщо Amax знаходимо передатну функцію фільтра:

$$H(p) * H(-p) = \frac{1}{1+(-1p)^{2n}},$$

(3.6)

Порядок n апроксимуючого полінома передавальної функції фільтра пов'язаний зі значенням найменшого допустимого ослаблення Amin у смузі затримування (w ≥ *w*з) відомим співвідношенням:

$$n \geq \frac{\lg\left(10^{0,1 A_{min}} - 1\right)}{2\left(\lg\frac{w_2}{w_1}\right)}.$$

(3.7)

Для апроксимації несиметричного загасання в області низьких та високих частот, і навіть підвищення точності, можна модернізувати розглянутий метод. Зокрема, синтезувати один ФНЧ - прототип для низьких частот, а інший для високих частот. Тоді модель АЧХ несиметричної радіолінії може бути представлена у вигляді різниці АЧХ, отриманих ФНЧ. Таким чином, ослаблення радіолінії моделюється різницею двох трапецій низькочастотного ослаблення. Назвемо такий спосіб апроксимації методом двох трапецій.

Отримана методом трапецій модель радіолінії в діапазоні частот розрахунку має ослаблення А = (2,2 18 30) дБ. Якщо здійснити перетворення нормованих частот (Qi = £1 - 0,35), то шкала частот відповідатиме першій моделі (рис.2.5). І тут ослаблення буде Л = (0 13,9 27,1) дБ. Максимальне відхилення в середній точці реального ослаблення становить величину близько 4дБ. Таким чином, другий метод апроксимації має більшу точність і, головне, дозволяє описувати радіолінії з несиметричними АЧХ. Однак, як і метод смугового фільтра (перший метод), метод трапецій гарантує точність лише в одній точці АЧХ радіолінії, що розраховується.

## 3.2. Моделювання радіоліній для випромінювання надширокосмугових сигналів

Побудова моделі радіолінії, що враховує частотну залежність втрат поширення, заснована на теорії синтезу фільтрів Баттерворта призводить до універсальних, поліноміальних та відносно простих апроксимуючих моделей (рис. 2.5, 2.6). Такі методи рохрахунку добре описують детерміновані моделі, що мають один максимум. Однак недоліком таких моделей є те, що вони гарантують певний рівень ослаблення у двох точках: точно наприкінці смуги пропускання та не меншою за певну величину на початку смуги затримування. Оскільки такі моделі будуються за критерієм Тейлора, їх похибка при великому діапазоні частот може бути значною.

Проведені експериментальні дослідження частотних характеристик надширокосмугових радіоліній показали, що вони часто мають полімодальний характер при одному домінуючому максимумі. експериментально. При віддаленні від антени, що зраджує, полімоїдальність АЧХ зменшується. Тому доцільно розробити такий метод апроксимації, який зберігав б універсальність, був відносно простий і давав мінімальну середньоквадратичну похибку апроксимації в широкому діапазоні частот [8].

Оскільки загальний вигляд експериментальних АЧХ радіоліній у широкому діапазоні частот подібний до АЧХ деякого смугового фільтра, то як вихідна функція для розробки ортонормованого базису доцільно прийняти його АЧХ. На користь такої гіпотези говорить і відомий еквівалентний електричний ланцюг, що моделює вхідний опір резонансної антени у вигляді комплексного опору. Активна (резистивна) складова опору характеризує величину опору випромінювання та опору втрат, а реактивна складова характеризує запас реактивної енергії у ближній зоні антени. Частотні характеристики вхідного опору антени формою будуть аналогічні частотним характеристикам коливального контуру.

З теорії електричних фільтрів відомо, що простою передатною функцією смугового фільтра є дробово-раціональна функція виду:

$$H(p) = \frac{k^2 \Delta^2 p}{p^2 + k^2 p - 1},$$

(3.8)

де к – параметр, що визначає широкосмуговість простої моделі лінії.

П – послаблення сигналу на трасі поширення при нормуванні П=1. Тоді квадрат модуля нормованої комплексної цілком достатньо динамічної моделі радіолінії (квадрат АЧХ) буде описаний виразом:

$$H(\Omega)=|H(j\Omega)|^2=\frac{1}{1+\frac{1}{\Omega^2}}\left(\frac{1}{\Omega}-\Omega\right)^2.$$

(3.9)

де W0 – частота максимуму АЧХ.

Очевидно, що форма надширокосмугової несучої формується радіолінією. Відзначимо, що розбіжність форми збуджуючого струму, випромінюваного поля і форми струму на виході приймальної антени при використанні НШС має велике значення і може виявитися як корисним, так і шкідливим для практики побудови радіоканалів доступу. Тому необхідно отримати оцінку амплітуди та тривалості елементарного символу надширокосмугового сигналу на виході радіолінії. Тривалість елемента несучої Уолша, при якій відсутні межесимвольные спотворення в НШС, можна приблизно визначити за видом перехідної характеристики (яку легко отримати для розроблених моделей як зворотне перетворення Лапласа від функції H(p)/p). Тривалість елемента має бути більш ефективною за тривалість перехідного процесу радіолінії, що визначається наступною формулою:

$$\Delta\tau = \frac{1}{g^2(\tau_{max})}\int_{-\infty}^{\infty} g^2(t)dt\ ,$$

(3.10)

Для переходу до ненормованих параметрів сигналу необхідно відліки по осі часу помножити на коефіцієнт, а по осі амплітуд – на коефіцієнт ослаблення

при поширенні П. З аналізу фрагментів несучої Уолша на виході формує радіолінії випливає, що при зменшенні тривалості елемента несучої потужність останньої зменшується, а її форма та структура поступово руйнуються. Ступінь руйнування сигналу визначається співвідношенням між тривалістю імпульсу несучою $rm$ та ефективною тривалістю перехідного процесу радіолінії $\Delta r$ (або співвідношенням між смугою сигналу та смугою радіолінії). Таким чином, форма та структура ЗШС на виході та вході радіолінії в загальному випадку відрізняються один від одного.

### 3.3. Оцінка спотворення надширокосмугових несучих Уолша на виході радіолінії

При проходженні НШС радіолінією, що володіє дисперсійними властивостями, виникають спотворення форми і структури сигналу. Ці спотворення можуть суттєво погіршувати якість прийому цифрових сигналів і цим знижувати перешкодостійкість доступу. Визначимо кількісну міру спотворень сигналу та знайдемо залежність показника якості доступу від спотворень форми та структури сигналу.

Як характеристики спотворення сигналу найбільш доцільно прийняти відстань у просторі Гільберта між вихідними S1, і спотвореним сигналами S1. Квадрат відстані між двома сигналами визначається так:

$$\rho^2(s_1, s^*) = \int_0^t [s_1(t) - s^*(t)]^2 \, dt = E_c + E^* - 2\sqrt{E_c E^*} R^*, \tag{3.11}$$

де R - коефіцієнт взаємної кореляції (нормоване скалярне вираження) вихідного та спотвореного сигналів;

Ес - енергія вихідного сигналу;

$E^*$ - енергія спотвореного сигналу.

Так як квадрат відстані між вихідним та спотвореним сигналами є випадковою величиною, то визначимо його середнє значення:

$$\rho_{cp} s_0, s_1^* = \sqrt{E_c \sigma_{ис}} .$$

(3.12)

де $\sigma ис$ - нормоване середньоквадратичне значення спотворення сигналу на виході радіолінії, що характеризує динамічні та випадкові спотворення незалежно від величини потужності вихідного сигналу.

Таким чином, відхилення сигналу в Гільбертовому просторі від істинного значення, викликане шкідливим впливом дисперсійних властивостей радіолінії та перешкод, прямо пропорційно величині середньоквадратичного спотворення цього сигналу.

Щоб визначити залежність погіршення якості доступу від спотворень сигналу, необхідно конкретизувати тип прийомних пристроїв, що використовуються в каналі. Доцільно як приймальний пристрій розглядати оптимальний приймач дискретних сигналів при прийомі в цілому, що складається з Тоді для оцінки максимального значення сигнальної функції (корисного сигналу на виході іго каналу оптимального приймача при передачі ярмо сигналу) необхідно знати скалярний добуток вихідного та спотвореного сигналів у просторі Гільберта:

$$(s_0, s_1^*)_1 = E_c(1 - \sigma_{ис}),$$

(3.13)

Скалярне твір (3.13) є корисним сигналом на вході вирішального пристрою. Якщо разом із спотвореним сигналом на вході оптимального приймача діє адитивний білий Гаусов шум, то шумова складова на вході вирішального пристрою буде скалярним твором (?,,), де n = n (t) - реалізація шуму. Потужність цієї складової визначатиметься наступним виразом:

$$P_{n\,вх} = E_c N_0,$$

(3.14)

Використовуючи вирази (3.13) та (3.14) отримаємо значення показника якості бездротового доступу за наявності спотворень радіосигналу, тобто відношення енергії сигналу до спектральної щільності шуму:

$$q = q_{max}(1 - \sigma_{uc})^2,$$

(3.15)

де $q = qmax(1 - \sigma uc)2$, (2.15) де $qmax$= Ec/N0 - відношення сигнал-шум (ВСШ) на виході оптимального приймача за відсутності спотворень сигналу.

Аналіз виразу (3.15) показує, що спотворення сигналу зменшують значення ОСШ на виході оптимального приймача, тобто. погіршують якість прийому. Отже, як показник спотворень сигналу можна прийняти параметр $\sigma uc$, що визначає середньоквадратичні спотворення сигналу в просторі Гільберта.

Для ілюстрації розглянемо випадок, коли модель радіолінії апроксимується першою функцією (3.11), як СШС використовується безперервний сигнал Уолша, а радіолінії відсутня. На рис. 3.3 наведено залежність середньоквадратичних спотворень НШС радіолінією при к = 2 залежно від нормованої швидкості передачі інформації R = 1/i.

Період несучої Уолша пов'язані з тривалістю її елемента відомої залежністю T = $2m$ *$rn$ де m - номер діади функції Уолша. І тут один період несучої містить m біт інформації.

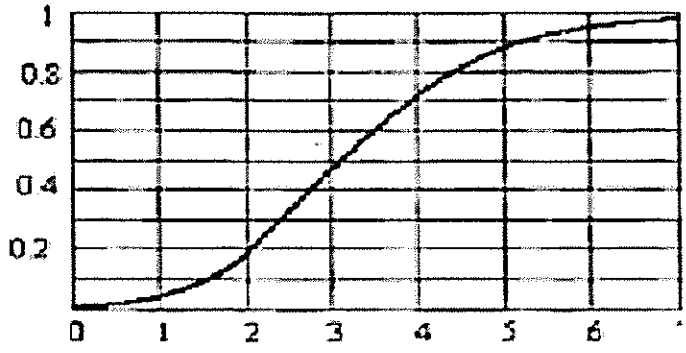



Рис. 3.3 Динамічні спотворення СШС на виході радіолінії доступу

Таким чином, чим$_0$ більша швидкість передачі інформацфї, тим більше спотворення сигналу. Ненормована швидкість передачі визначається , як V=$\frac{m^{w0}}{}$ .

Наприклад, якщо $w0 = 2*10$ Гц, а m = 5, то швидкість передачі складе 300 Мбіт/с.

Для зменшення спотворень НШС, що вносяться радіолінією, можна застосувати попередження вхідного безперервного сигналу за допомогою диференціюючого ланцюга з постійним часом $r$.

Передаточна функція попереднього ланцюга в найпростішому випадку має вигляд:

$$H_{ПС}(p) = \frac{c \cdot p}{1 + c \cdot p},$$

(3.16)

В цьому випадку НШС при тих самих параметрах радіолінії матиме менші спотворення. Однак безперервна несуча Уолша на вході радіолінії при цьому стане імпульсною. На рис. 3.4 показані безперервна несуча Уолша при n = 25 (пунктирна лінією) та несуча після попередження (суцільна лінія). Нормовані постійна часу диференційного ланцюга, де = 0,1 та тривалість елемента несучого $r = 1$.

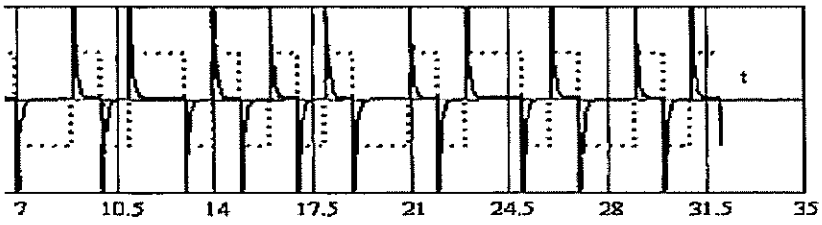



Рис. 3.4 – Несучі Уолша на вході радіолінії

При такому перетворенні вхідного сигналу змінилася його середня ($Pcp$) та пікова ($P$nu) потужності. Якщо у нормованого безперервного сигналу ? Очевидно, при зменшенні постійної диференціювання середня потужність також зменшуватиметься.

### 3.4 Дослідження задач пошуку оптимальної форми несучої сигналу для надширокосмугового безпроводового доступу

Досліджуємо кілька науково-технічних завдань, що виявляють целесообразность розгляду питання про вибір виду несущей радіосигнала в каналах бездротового доступу. Розглянемо радіолинію, в якій в якості антенного вилучателя використовується диполь Герца. У точці харчування вилучатель викликається током i(t), від форми якого залежить здатність переносити сигнал енергії в зону прийому. Відомо, що напруженість електричного поля такого вилучателя в дальній зоні визначається таким самими виразами.

$$E(t,\theta) = K\frac{d}{dt}i(t).$$

(3.17)

де К - коефіцієнт пропорційності, залежний від характеристичного протидії вільного простору швидкості поширення радіоволн, розташування дальньої зони та кута $\theta$ між направленням у точку спостереження та осью вилучателя. Таким чином, коефіцієнт К не залежить від форми току i(t), перетікаючого через диполь.

Використовуючи формулу (3.17), можна записати вираз для середньої потужності сигналу, вилученого в дальню зону:

$$P = \frac{1}{T_0}\int_0^{T_0}\left|\frac{di}{dt}\right|^2 dt,$$

(3.18)

де $T_0$ тривалість(період) струму.

Очевидно, що величина функціонала (3.18) визначає форму потоку на період. Для того, щоб визначити, яка форма має збуджуваний ток і (обмежений за довжиною і має фіксовану потужність), щоб потужність сигналу в зоні прийому була максимальною, необхідно вирішити варіаційну задачу за формою синтезу току при заданих обмеженнях. Ці обмеження зводяться до того, що збуджений ток в диполі через спротив 1ом має обмежену середню потужність, тобто:

$$\frac{1}{T_0}\int_0^{T_0} i^2(t)dt = P_0 . \qquad (3.19)$$

Виходячи з технічних умов генерації коливань від джерела постійної напруги, можна припустити, що функція тока i(t) повинна бути періодичною функцією часу з періодом To, на одному півперіоді позитивна, а на другому – негативна.

Обмеження по току i(t) можна задати в прямому вигляді з наступною функцією «вікна»:

$$x(t) = \begin{cases} 1, |t| \le T_0/2 \\ 0, |t| > T_0/2 \end{cases}, \qquad (3.20)$$

Тоді функція тока буде визначатися як x(t)*i(t) для всього осі часу, а обмеження (3.3) має наступний вид:

$$\frac{1}{T_0}\int_{-\infty}^{\infty} |x(t) * i(t)|^2 dt = P_0. \qquad (3.21)$$

Спектральна щільність току може бути відмінною від нуля на частотах, де a = - 2 2( ) На інших частотах спектральна щільність току повинна бути рівною нулю. Однак не існує обмеженої тривалості функції часу, перетворення Фурье якої в області частот також обмежено тривалості. У цьому рішенні перетворення Фурье відмінно від нуля лише на частоті*c* 0, яка визначається з урівняння - 2 2( 0) = - a. Крім цього, середня потужність сигналу в дальній зоні (функціонал J1) рівна 2 2( 0)**P*0, т.е. визначається частота спектральної плотності тока 0. Очевидно, чим більше частота, тим більше потужність. Таким чином, максимум функціональності (3.18) відсутній. Звичайно, можна було припустити такий результат синтезу, оскільки АЧХ вільного простору, як це випливає з формули (3.18), пропорційна w. Тому, якщо не накласти обмежений на частоту сигналу, то чим вище частота, тим більше продуктивність від потоку і тим вище потужність у дальній зоні.

З іншого боку, при збільшенні частоти порушується умова постійного розподілу струму вздовж елементарного вилучателя. Тому можна підійти до вирішення поставленої задачі по-іншому. Дійсно, для "незалежності" форми i(t) від довжини диполя l, необхідно накласти обмеження на швидкість зміни величини потоку, тобто на величину першої продуктивної токи у вигляді умов:

$$\frac{dI}{dt} \leq I_m,$$

(3.22)

де $I_m$- амплітуда струму;

c — швидкість світла і вакуумі.

При цьому ток в диполі буде змінюватися за пілоподібним законом, а напруженість електричного поля в дальній зоні буде функцією Радемахера.

Обмеження (3.22), по сутності, визначило, по-перше, форму току першим наближенням до Тейлору і, по-друге, - максимум функціональності (3.18). Надійність, пов'язана з цим рішенням, полягає в тому, що при умові періодичності такої функції току, неможливо забезпечити її безперервність, а значить, забезпечити обмеження по частоті в спектральній області. Для виконання цих умов необхідно відмовитися від обмежень (3.20) і вирішити варіаційну задачу пошуку екстремума функціоналу (3.18) без цих обмежень.

Далі, використовуючи фільтруючу властивість функції, знаходимо урівень для визначення форми струму:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + a * i = 0,$$

(3.23)

Фізично реалізоване рішення цього лінійного однородного диференціального рівня другого порядку для умов поставленої задачі можливо при a>0. Не перевіряючи умови достатньої кількості, можна зазначити, що отримане рішення відповідає мінімуму функціональності (3.18), так як існує,

наприклад, лінійна функція (у принципі цих функцій скільки угодно багато), яка дає більше значення функціональності.

Таким чином, у випадку ідеальної радіолінії (диполь Герца у вакуумі) при обмеженій середній потужності струму в диполі на сопротивлении 1 Ом гармонічний дає мінімальне значення середньої потужності в дальній зоні. Максимальне значення ізлучаемой середньої потужності забезпечує пилоподібний ток

Очевидно, довжина диполя l і період току одинакові в обох випадках. Вигриш від використання пилоподібної форми запитуваного тока в порівнянні з гармонічною величиною становить $12/\pi 2$ т.е. порядку 1 дБ.

Аналіз формул показує, що потужність зворотно пропорційна квадрату періоду струму. Звичайно, такий результат якісно ясен із частотної характеристики ідеальної лінії зв'язку (прямо пропорційна залежність частоти відти). Однак мінімальне значення періоду визначається довжиною диполя Герца. Тому при отриманні формули період току був заданим параметром. Таким чином, несинусоїдальна несуча в принципі може краще «переносити» енергію сигналу в дальню зону.

Розглянемо наступну задачу, коли радіолінія не є ідеальною, однак володіє інваріантністю часу. Пусть вона характеризує комплексну передаточну функцію H(jw) у частотній області або відповідну імпульсну характеристику h(t) у тимчасовій області. Ці функції є наслідком резонансних властивостей антени радіолінії та дисперсійних властивостей середовища поширення. Якщо не накласти обмежений на тривалість вхідного сигналу і считать АЧХ радіолінії |H(jw)| унімодального, то рішення про пошук сигналу, що дає максимум потужності в дальній зоні, буде тривіальним і відповідати гармонічному сигналу, що має частоту, рівну частоту максимуму АЧХ лінії зв'язку. Таким чином, сигнал повинен бути узкополосним, тоді його енергія буде сконцентрована на частоті максимуму АЧХ. При відході від умов унімодальності АЧХ і необмеженої тривалості сигналу будуть інші рішення. Розглянемо найбільш типові з цих випадків.

Рішення задачі про максимальну енергію сигналу на виході радіолінії з передаточною функцією H(jw), коли вхідний сигнал обмежений по тривалості (кінцевий сигнал і обмежена енергія), зводиться до необхідності рішення інтегрального уравненія:

$$\int_0^T k(t-\tau)\cdot i(\tau)d\tau = \alpha \cdot i(t),$$

(3.24)

де к(t) – обернене перетворення Фур'є від $|H(jw)|^2$

Відомі рішення уравненія (3.24) для двох важливих випадків, коли H(jw) є характеристикою Баттерворта першого і бесконечного порядку. У першому випадку це будуть імпульси з вершиною у вигляді відрізків напівперіода косинусоїди, а у другому - відрізки сфероїдних функцій тривалості To (квазіпрямоугольні імпульси). Таким чином, і в цій оптимальній формі несущей не буде гармонічної функції.

Далі, розглянемо синтез сигналу не за критерієм максимальної енергії, а за критерієм максимуму мгновенного значення сигналу в момент часу до вихідної радіолінії з імпульсною характеристикою h(t) при обмеженій середній потужності сигналу на вході радіолінії. В цьому випадку потужність передатчика використовується більш ефективно. Крім цього, при прийнятті легко зафіксувати сигнал максимальної амплітуди. Рішення цієї задачі відомо і полягає у використанні сигналу, узгодженого з радіолінією:

$$i(t) = \sqrt{P_0}\,\|h(t)\|^{-1}\cdot h(t_0 - t)$$

(3.25)

де, $\|h(t)\| = [\int_0^{\tau_0} |h(t)|^2 dt]^{1/2}$ - норма імпульсної характеристики.

Основний висновок, який можна зробити з аналізу розглянутих практичних завдань, полягає в тому, що вид оптимальної несущей залежить від критеріїв оптимальності та системних характеристик радіолінії. Для більшості реальних радіоліній форма оптимального потоку несущей в антенне в принципі відрізняється від гармонічного. Тому можна поставити задачу визначення

несущего сигналу, коли форма несущего елемента не є синусоїдальної. Учитывая современные достижения цифровой техники и технологий, можна припустити, що вдалим буде вибір цифрової несущей, коли ток на вході радіолінії представляє собою послідовність квантованих за величиною значень.

### 3.5. Дослідження характеристик оптимальної надширокосмугової несучої на виході радіолінії

Нехай радіолінії характеризується однією із системних функцій, наприклад, пердаточною функцією H(p). Якщо на вході такого радіолінії подано неперервну несущую Уолша, розглянуту в розділі 3.3, то форма сигналу на виході буде визначатися перехідною характеристикою радіолінії, а структура сигналу буде визначатися номером функції Уолша, природно, при відсутності межесимвольных запитів. Дослідження в розділі 3.4 показали, що форма такого сверхширокополосного сигналу не є оптимальною за рядом важливих критеріїв практичного застосування. Звичайно, можна оцінити енергетичний програш від прямого постійного несущого Уолша в порівнянні з оптимальними сигналами для розглянутих випадків. Однак целесообразней для сравнения вирішити задачу синтезу форми елемента несущей Уолша на входе радиолинии за критерієм відповідальної практики використання НШС для організації бездротового доступу за зайнятим радіочастотним спектром (РЧС).

Постановка задачі синтезу Форми сверхширокополосного сигналу. Для організації сверхширокополосного бездротового доступу при вторинному використанні РЧС целесообразно використовувати НШС, відповідно до критерію мінімуму енергії окремого елемента сигналу при заданій його потужності. Це означає, по-перше, застосування елементів цифрового сигналу, а, по-друге, покращення ЕМС системи бездротового доступу з іншими системами зв'язку. Зменшення ефективної тривалості елемента цифрової несущей при заданій тривалості символу призводить до підвищення дозволяючої здатності елементів, т.е. до зменшення $r$H міжсимвольних виражень, що створює передпосилки для

збільшення швидкості передачі інформації. Зменшення енергії окремих імпульсів, несущей при заданому піковому значенні, наприклад, в конце символу, створює передпосилки для вторинного використання заданого діапазону частот, що є в даний час визначальним при побудові системи НШБД.

Таким чином, при синтезі форми НШС s, (t) на вході заданої радіолінії за критерієм мінімуму енергії окремого елемента сигналу необхідно виконати умову.

$$(s_2, s_2) = \int_0^{\tau} s^2(t)dt = min,$$

(3.26)

Енергія елемента цифрового сигналу (імпульса) на вході обмежена, т.е. задано значення функціонала

$$(S_1, S_1)=1,$$

(3.27)

Іншими словами, необхідно визначити форму сигналу $S1$,(t), щоб енергія сигналу на виході радіолінії була мінімальною при заданому піковому значенні цього сигналу в момент часу $r$Н (в конце імпульсу). Квадратний функціонал визначає енергію вихідного сигналу. Це класична варіаційна задача, яку можна вирішити методом множників Лагранжа.

Рішення задачі синтезу Форми надширокосмугового сигналу. Для визначення стаціонарних точок функціонування (3.23) за умов обмежень (3.21) і (3.22), відповідно до методу множників Лагранжа, складемо функцію наступного виду:

$$(S_2,S_2)+\alpha_1(S_1,S_1)+\alpha_2\left(S_1,H^* \exp(-pt_0)\right), \quad (3.28)$$

де a1 та a2 - помножувачі Лагранжа.

Необхідні умови існування екстремума функціонала має вигляд:

$$\frac{\partial}{\partial S_1}\left[(S_2,S_2)+\alpha_1(S_1,S_1)+\alpha_2\left(S_1,H^* \exp(-pt_0)\right)\right]=0 \quad (3.29)$$

Використовуючи формулу (3.28) із урівнювання (3.29), знаходимо урівнювання в просторі комплексної змінної:

$$2|H|^2 S_1 + 2\alpha_1 S_1 + \alpha_2 H^* \exp(-pt_0) = 0 \quad (3.30)$$

Рішення (3.30) відносно невідомої функції S1 знаходимо зображення для зображення по Лапласу оптимального вхідного сигналу:

$$S_1(p) = -\frac{\alpha_2}{2} \frac{H(-p)\exp(-pt_0)}{|H(p)|^2 + \alpha_1} \quad (3.31)$$

Відзначимо, що аналітичне рішення системи нелінійних урівнень в загальному вигляді досить складне. Дослідження показують, що полагаемая в результат нелінійної системи урівень залежить від більшого числа, навіть при першому порядку параметрів передаткової функції. Таким чином, аналітичне рішення системи регулювання в загальному вигляді, хоча і можливо, але громоздко і малоконструктивно, отримує числове рішення системи регулювання за допомогою комп'ютера.

Для визначення форми сигналу на вході радіолінії необхідно взяти зворотне утворення Лапласа від виражень (3.31), т. е. вичислити наступний інтеграл:

$$s_{вх}(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} -\frac{\alpha_2}{2} \frac{H(-p)\exp(-pt_0)}{|H(p)|^2 + \alpha_1} \cdot \exp(pt)dp \quad (3.32)$$

Таким чином, сигнал, сформований таким радіолінією, вже буде надширокосмуговим:

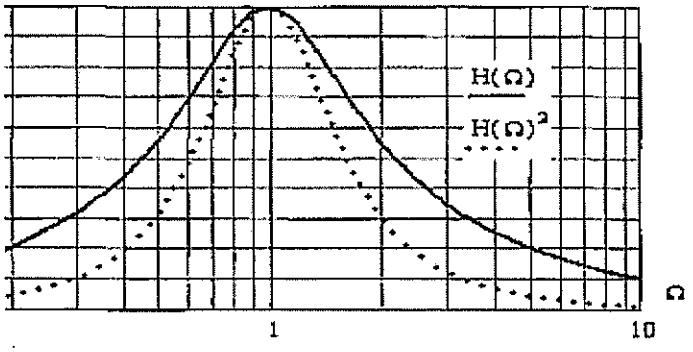



Рис. 3.5 АЧХ моделі радіолінії

На рисунку 3.4 наведені нормовані АЧХ радіолінії для кількох значень коефіцієнта широкосмуговості К. Вид наведених залежностей широко показує, що значення коефіцієнта істотно впливає на якість радіолінії. Якщо при к = 0,5 показник широкосмуговості к= 0,216, то при к= 2,5 Врл = 0,807 .

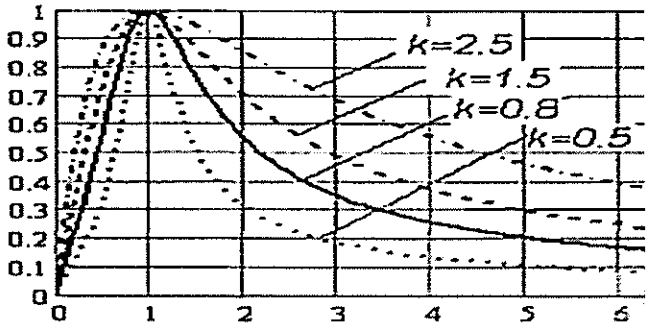



Рис. 3.6 АЧХ моделі радіолінії в залежності від параметра широкосмуговості

Вид наведених характеристик показує, що вони досить добре сосредоточены по часу. Зокрема, тривалість основної лепестки перехідної характеристики становить величину порядку $4/2\pi f0$ с, що при частоті максимуму АЧХ радіолінії 1 ГГц становить величину 0,64 нс. Однак форма характеристики істотно відрізняється від ідеальних: - функції і єдиної функції. Це свідчить про те, що радіолінія буде виражати НШС.

Для отримання зображення елемента оптимального сигналу на вході радіолінії необхідно включити у формулу виведення прийнятої моделі передаткової функції. В результаті отримуємо:

$$S_1(p)=\frac{\alpha_1}{2}\frac{\dfrac{k\cdot\Pi\cdot P}{P^2-k\cdot P+1}\exp(-pt_0)}{\left|\dfrac{k\cdot\Pi\cdot P}{P^2+k\cdot P+1}\right|^2+\alpha_1}. \qquad (3.33)$$

Далі необхідно знайти множники Лагранжа із прийнятих обмежень. Для вирішення цієї задачі визначено норму ІХ |h(t)||, щоб можливі значення інтеграла. Знаходимо:

$$\|h(t)\| = N = \sqrt{\int_0^{t_0} h(t)^2\, dt} \qquad (3.34)$$

де to - тривалість елементу оптимального НШС.

Наприклад, для to =2 отримаємо ||h(t)|| =0,613,При чому в уравнении максимально допустиме значення амплітуди СШС на виході для заданої тривалості So - 0,613.

Численне рішення урівнювання в системі Mathead дає наступне значення множників Лагранжа $a1$ = 3,643*10− і $a2$ = -2,4*10−2 . Подставляя ці значення у формулу (3.33), знаходимо нормоване зображення елемента оптимального НШС:

$$S_1(p) = -1{,}2\cdot 10^{-2}\,\frac{\dfrac{k\cdot\Pi\cdot P}{P^2-k\cdot P+1}\exp(-pt_0)}{\left|\dfrac{k\cdot\Pi\cdot P}{P^2+k\cdot P+1}\right|^2 + 3{,}643\cdot 10^{-3}} \qquad (3.35)$$

На рисунку 3.7 показана спектральна щільність амплітуди синтезованого елемента сигналу, тимчасова діаграма якої для наглядності нормована ось частоти має логарифмічний масштаб.

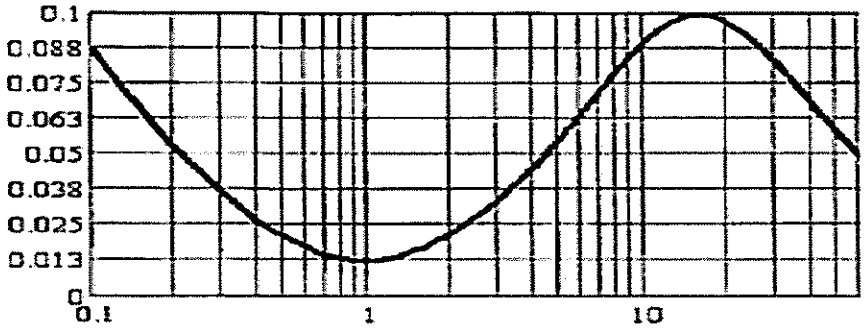



Рис. 3.7 Спектральна щільність амплітуди елемента НШС, отриманого в результаті синтезу

Спектральна діаграма показує, що там, де АЧХ радіолінії має максимум (рис. 3.5), спектр сигналу має мінімум. Таким чином, в області частот основних значень АЧХ радіолінії спектр сигналу має зворотну залежність від ставлення до АЧХ. Це означає, що оптимальний сигнал на виході радіолінії буде більш

рівномірною спектральною плотністю амплітуди в широкій смузі частоти. Тем самим буде забезпечено виконання критерію оптимальності сигналу на виході енергії сигналу: мінімальна енергія сигналу на виході при максимальній його амплітуді.

Спектральна щільність елементу сигналу на виході радіолінії визначається таким чином:

$$S_{вих}(j\omega) = -\frac{\alpha_2}{2}\frac{H(-j\omega)H(j\omega)\exp(-j\omega t_0)}{|H(j\omega)|^2 + \alpha_1}. \quad (3.36)$$

На рисунку 3.8 показана тимчасова діаграма оптимального сигналу на виході радіолінії (3.35) для to = 2.

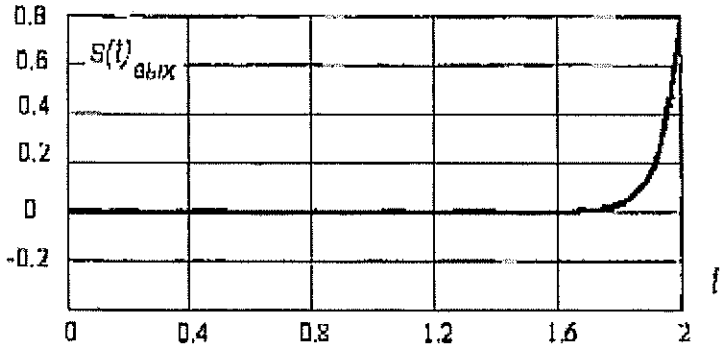



Рис. 3.8 Форма оптимального сигналу на виході радіолінії при $t_0 = 2$

Максимальне значення сигналу на виході досягається в кінцевому підсумку і в рівних імпульсних характеристиках у межах заданого інтервалу, що підтверджує виконання прийнятих умов задачі синтезу елементів НШС.

Автокореляційна функція (АКФ) вихідного сигналу, що повторюється таким чином:

$$R(\tau) = \int_0^{\infty} s_{вих}(t-\tau)s_{вих}(t)dt, \quad (3.37)$$

Вид АКФ оптимального сигналу підтверджує переваги, пов'язані з його виявленням і прийомом, а також з його здатністю переносити інформацію. Тривалість піку АКФ становить величину менше 0,4/W0 с, а бокові пелюстки відсутні [10].

На рисунку 3.9 наведені результати дослідження спектральної плотності оптимального сигналу на виході радіолінії при різних вимогах до максимальної амплітуди сигналу для тих же значень параметрів, що і на рисунку 3.10. Чим менше вимога до амплітуди сигналу, тим широкосмуговіше сигнал:

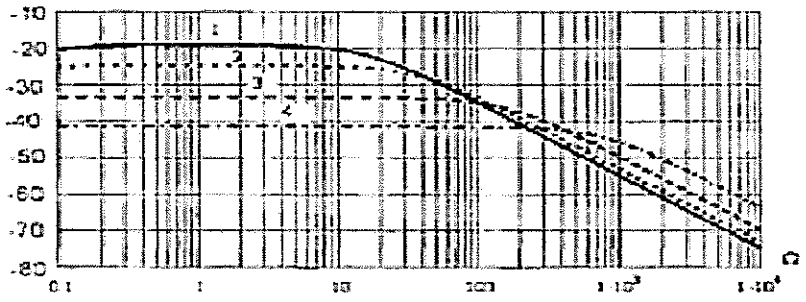



Рис. 3.9 Спектральна щільність оптимального сигналу на виході радіолінії при різних вимогах до максимальної амплітуди сигналу

Враховуючи результати пошуку оптимальної структури несучого коливання, а також результати синтезу елемента несучого коливання, можна побудувати оптимальну несучу для НШБД в цілому. Аналітичний опис оптимальної сверхширокополосной несущей випливає з виражень (1.9) і (3.32):

$$Wal_{n\ вх}(T_w, t) = \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{k}^{(Lw/2)=1} Wal(T_w, \frac{2k}{L_w}) x_1(t - r * T_w - 2kr_н),$$

(3.38)

де $_1(*)$ –біімпульсная функція, яка визначається наступним чином:

$$\chi_1(t-2k\tau_н)=\begin{cases} s_{вх}(t) \quad \text{при} \quad (2k-1)\tau_н \le t < 2k\tau_н, \\ -s_{вх}(t), \quad \text{при} \quad 2k\tau_н \le t < (2k+1)\tau_н, \\ 0, \quad \text{при} \quad (2k+1)\tau_н < t < (2k-1)\tau_н. \end{cases} \tag{3.39}$$

Оптимальна надширокосмугова несуча на виході радіолінії буде визначатися аналогічним за структурою виразом:

$$\chi_1(t-2k\tau_н)=\begin{cases} s_{вх}(t) \quad \text{при} \quad (2k-1)\tau_н \le t < 2k\tau_н, \\ -s_{вх}(t), \quad \text{при} \quad 2k\tau_н \le t < (2k+1)\tau_н, \\ 0, \quad \text{при} \quad (2k+1)\tau_н < t < (2k-1)\tau_н. \end{cases} \tag{3.40}$$

Таким чином, на виході радіолінії надширокосмугова несуча є імпульсною функцією.

### 3.6. Практична реалізація оптимальної несучої Уолша

Практична генерація несучої Уолша, у якій форма елементарного імпульсу точно відповідає оптимальній, отриманій при синтезі, досить складна. Це пояснюється тим, що оптимальний імпульс є відрізком висхідної гілки гіперболічної функції. Технічно реалізовувати такий пристрій на відомих елементах аналогової та цифрової схемотехніки досить важко. Тому необхідно дослідити можливість заміни оптимальної несучої більш простої з точки зору її генерації.

Порівняльний аналіз форм елементарних імпульсів надширокосмугової несучої, отриманих при синтезі і при передспотворенні, описаних у розділі раніше, показує, що закони їх схожі, але зворотні за часом іншому. При цьому необхідно виконати знайдені раніше співвідношення між параметрами перед спотворення і тривалістю перехідного процесу радіолінії.

Представлені імпульси відрізняються один від одного тривалісью та

амплітудою. Амплітуда оптимального елементарного імпульсу єдиної енергії рівна 5,319, а амплітуда нормованого по енергії елементарного імпульсу після диференціювання рівна 4,472. Тривалість оптимального імпульсу за рівнем 0,01 становить 0,2, а тривалість імпульсу після диференціювання становить 0,46 нормованих одиниць часу. Можна зменшити постійний час диференціювання з тим, щоб амплітуди обох імпульсів були одинаковими.

Використовуючи метод регресії, знайдемо оптимальну величину постійної диференціації $r = 0{,}063$. При такому значенні $r$ амплітуди сигналів будуть одинаковими, а енергії нормованими. Тривалість імпульсу після диференціювання зменшиться і складе 0,29. на рис. 3.6 показані пунктирної лінії результатів пошуку адекватної форми імпульсу після диференціювання.

На Отриманий імпульс відповідає оптимальному но енергії і по амплітуді. Таким чином, змінну постійну диференціацію завжди можна знайти адекватну форму імпульсу після диференціювання, яку легко реалізуємо на практиці. Однак, як і слідувало.

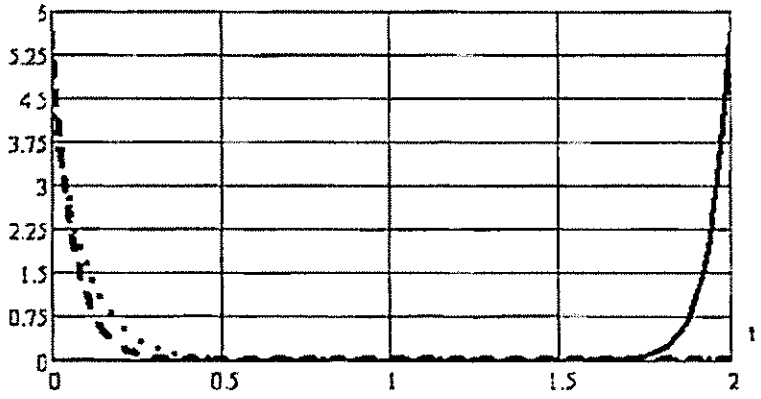



Рис. 3.10 Форма імпульсу після диференціювання на вході радіолінії.

Суттєва відмінність отриманого імпульсу полягає в характері залежності від часу. Якщо оптимальний імпульс за зміною характеру в часі узгоджений з радіолінією доступу, що гарантовано проведеним синтезом такої форми імпульсу, то продиференційований імпульс має прямо протилежну залежність від часу.

Тому сигнали на виході радіолінії будуть мати різну форму й амплітуду. Отож, оптимальний імпульс на виході радіолінії доступу буде мати амплітуду більше, ніж імпульс після диференціювання.

Проведемо розрахунок форми імпульсів на виході радіолінії доступу, використовуючи формулу згортки

$S_{вих}(t) = \int^{t} S_{вх}(r) * {}_{p}(t - r)dr$. Оскільки імпульси на вході радіолінії відрізняються від нуля практично лише в межах нормованого інтервалу 0,5, то для збільшення швидкості передачі інформації можна зменшити тривалість елементарного імпульсу надширокосмугової несучої до величини $rn$= 0,5.

На рис. 3.10 показані імпульси на виході радіолінії доступу, розраховані за формулою згортки. Неперервною лінією показаний оптимальний імпульс, а пунктирною - адекватний технічно реалізований імпульс на виході радіолінії доступу. Як і очікувалося, відповідно до синтезу за критерієм максимальної амплітуди і мінімальної енергії (розділ 3.6), оптимальний імпульс має меншу енергію, але більшу амплітуду.

Енергія оптимального імпульсу $E$ p = 4,17*10− , його амплітуда 0,363, а енергія імпульсу після диференціювання буде значно більше $E$ f= 2,9*10−2, але його амплітуда буде менше і рівно 0,222. Форми імпульсів також сильно відрізняються один від одного. Однак, оскільки до передспотворення на вході радіолінії використовувалася неперервна несуча, для формування реального імпульсу на виході близька до форми імпульсу на вході передспотвореного ланцюга.

Сигнали нормовані по енергії імпульсу, то енергія несущей на період буде $Ec = \int Tw\ Svx(t2)dt$ = 25. Чим більше номер несущей, тим більше енергії несущей за період. На відміну від існуючої системи надширокосмугового зв'язку UWB, коли збільшення енергії сигналу досягається за рахунок збільшення амплітуди імпульсу, у запропонованому методі збільшення енергії сигналу необхідно лише збільшити кількість функцій Уолша, або використовувати кілька періодів несучої. Тоді середня потужність нормованого по енергії імпульсу сигналу буде рівна n/Tw, де n - номер функції Уолша. Таким чином, при використанні несучих

Уолша середня потужність сигналу залежить від номера несучої. Для меншого номера несучої $nmin = 2m-1$ потужність буде на 3 дБ менше середньої потужності несучої максимального номера $nmax = 2m-1$. При використанні дискретних несучих Уолша, коли кожен символ відповідає дискретному імпульсу, цей недолік ліквідується. Однак формувати дискретні несучі Уолша значно складніше, так як для них не виконується формула.

Таким чином визначена простота, з технічної точки зору, спосіб формування надширокосмугової несучої Уолша: з виходу генератора неперервних функцій Уолша сигнал подається на диференціюючий ланцюг і далі на вхід радіолінії. При цьому швидкість передачі інформації досить точна, щоб можна було виключити передспотворення і достатньо зменшити втрати сигналу.

Розмір ансамблю неперервних надширокосмугових несучих для бездротового доступу, визначається номером діади та рівня $2m-1$, у дискретних несучих розмір ансамблю буде більшим удвічі.

# 4. РОЗРОБКА МЕТОДУ НАДШИРОКОСМУГОВОГО БЕЗПРОВОДОВОГО ДОСТУПУ

## 4.1. Вплив надширокосмугового безпроводового доступу на системи радіозв'язку

При лінійних видах модуляції в існуючих системах радіозв'язку при дії надширокосмугового сигналу (НШС) виникає задача прийому вузькосмугового (ВС) М-ного сигналу з адитивним білим Гаусовим шумом (АБГШ) у суміші з інтерференційною перешкодою (інтерференція НШС).

$$y(t)=s_1(t) + n(t) + x(t), \tag{4.1}$$

де y(t) — змінна прийняття рішення на виході когерентного демодулятора; $s_i$, i ∈ {1, , $M$} - невідомий символ з М-ного алфавіту;

n(t) -АБГШ;

x(t) – інтерференційна завада.

Так як у задачах синтезу та технічної реалізації оптимального імпульсу надширокосмугового сигналу (НШС) енергія вхідного сигналу була нормована, то можна оцінити електромагнітну сумісність системи НШБД з іншими вузькосмуговими системами радіозв'язку та ШБД у загальному вигляді.

У першому наближенні можна вважати, що НШС на вході приймача вузькосмугової системи сприймається як білий шум, оскільки спектральна маска НШС є надширокосмуговим. З отриманих раніше спектрограмм СШС видно, що спектральна щільність НШС є постійною межах смуги ВС сигналу. Навіть у смузі близько 10-20 МГц, що характерно для ШБД спектр НШС досить гладкий. Відповідно, такий сигнал просто підвищить рівень шуму в УП системі та системі ШДБ. Тоді рівень потужності шуму на вході приймача визначається наступною формулою:

$$\Delta P_{ш} = \frac{P_{СШС}}{\Delta f_{СШС}} \Delta f_{ШБД}, \tag{4.2}$$

Для вузькосмугових систем необхідно в наведену вище формулу замість $\Delta f$ підставити $\Delta f$ .

Оцінимо погіршення якості сигналу ШБД під впливом системи ЗШБД. Приймемо приміром, що обидві технології доступу забезпечують однакову швидкість і якість передачі, останнє характеризується величиною відносної енергії біта Еб спектральної щільності шуму N0. Вочевидь, величина $(E6/N0)$ однозначно пов'язані з ймовірністю помилки прийому біта інформації (BER), тобто. характеризує якість прийому інформації.

Приріст спектральної щільності визначається визначається таким чином:

$$\Delta N_0 = \frac{P_{сшс}}{f_{сшс}} = \left(\frac{E6}{N_0}\right) \frac{\Delta f_6}{\Delta f_{сшс}},$$

(4.3)

де $\Delta f_6$, бітова швидкість доступу.

Використовуючи попередню формулу, знаходимо відносне погіршення якості доступу:

$$\frac{\frac{E_6}{N_0} - \left(\frac{E_6}{N_0 + \Delta N_0}\right)}{\frac{E_6}{N_0}} \quad \frac{\left(\frac{E_6}{N}\right) \frac{\Delta f_6}{\Delta f_{сшс}}}{1 + \left(\frac{E_6}{N_0}\right) * \frac{\Delta f_6}{\Delta f_{сшс}}},$$

(4.4)

На рисунку показана отримана залежність ймовірності помилки на біт інформації, що передається (BER) для модуляції ФМ-4 або КАМ-4 (QPSK), що використовується у вузькосмуговій системі доступу. Співвідношення смуг на графіках вибрано як параметр [11].

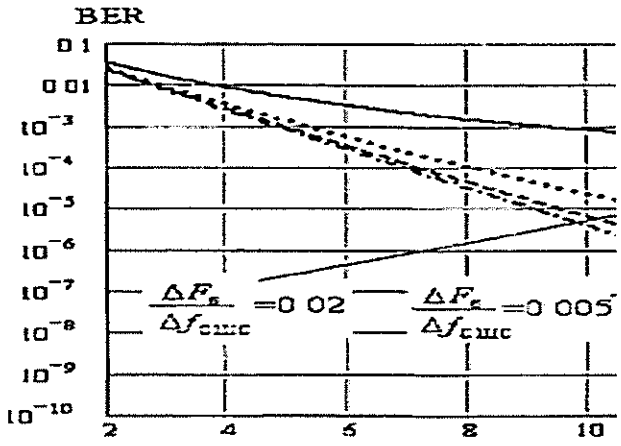



Рис. 5.1. Залежність ймовірності помилки на біт інформації, що передається

Як показує аналіз, при коефіцієнті співвідношення смуг менше 10-2 система надширокосмугового доступу мало впливає на роботу інших систем радіозв'язку, що забезпечують ймовірність помилки порядку 10-10-. Оскільки характер залежності BER від відношення сигнал-шум при інших видах модуляції аналогічний розглянутому, отриманий висновок буде якісно справедливий для всіх лінійних типів модуляції.

При такому малому значенні коефіцієнта співвідношення смуг СШС на вході вузькосмугової системи радіозв'язку матиме форму дуже короткого імпульсу. Тому необхідно розглянути реакцію смугового фільтра приймача на проміжній частоті (ПЧ) та фільтра нижніх частот (ФНЧ) після демодулятора. Можливо, на виході фільтра виникне дзвін через вплив короткого вхідного імпульсу. Крім того, підсилювач потужності може опинитися в режимі насичення, якщо амплітуда імпульсу буде значною.

Спочатку розглянемо вплив одного імпульсу сигналу Волша на УП приймач. Знаходимо відповідно до формули згортки перешкоду від дії НШС на виході смугового фільтра (вході демодулятора) УП приймача:

$$x(t) = \int_0^t S_{вих}(\tau) h_{ПрУП}(t-\tau) d\tau = \int_0^t \int_0^\tau S_{вх}(\xi) h_{прУП}(\tau-\xi) \cdot h_{ПрУП}(t-\tau) d\xi d\tau, \quad (4.5)$$

де Sвх(t), Sвих(t) – сигнали на вході та виході радіолінії передавач НШБД-ВС приймач;

hрпВС(t) - імпульсна характеристика між передавачем НШБД та системою радіозв'язку.

У типових ВС системах, що використовують цифрову модуляцію, у узгодженому приймачі використовується фільтр з характеристикою піднесеного косинуса (ПКФ) з комплексною передаючою функцією НПрВС(t) (пунктирна лінія) та імпульсна характеристика ФПЧ і ФНЧ ВС приймача hПрВС(t) імпульсна характеристика радіолінії між передавачем НШБД та системою радіозв'язку hрлВС(t) (суцільна лінією) при коефіцієнті співвідношення смуг. Графіки побудовані для нормованого часу.

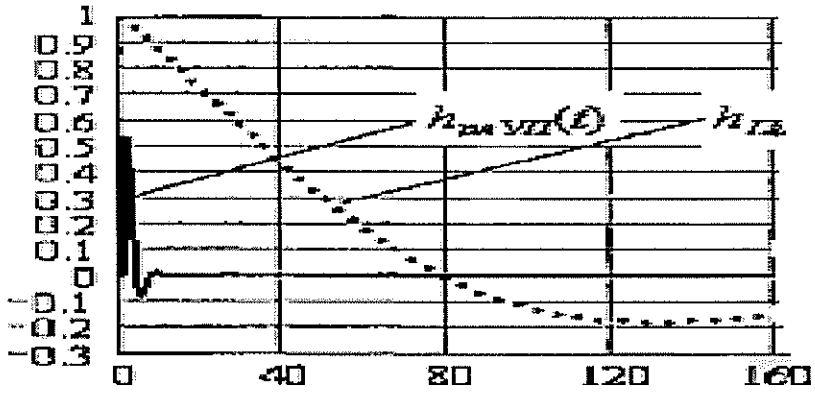



Рис. 4.2. Імпульсні характеристики

Для одного імпульсу сигналу Уолша формулу (4.6) представимо в іншому, зручному для розрахунків, вигляді:

$$X(t)=\int_0^t g_p \quad (r) \quad _p \ (r) \quad _p \ (t-r)dr$$

(5.6)

де $g_p$ –перехідна характеристика радіолінії між передавачем НШБД та системою радіозв'язку.

Нехай для певності ВС приймач розташовується в безпосередньої близькості від передавача НШБД (найгірший випадок). Враховуючи, що вхідний

смуговий фільтр ВС приймача має передатну функцію $p$ зі смугою ΔF значно менше, ніж смуга НШС, знаходимо спектральну щільність перешкоди на виході фільтра:

$$G_x(j\omega) = S_{вих}(j\omega - \omega_c) \cdot H_{ПрУП}(j\omega), G_x(j\omega) = S_{вих}(j\omega - \omega_c) \cdot H_{ПрУП}(j\omega), \quad (4.8)$$

де $S_{вих}$ - спектральна щільність НШС на виході радіолінії між передавачем НШБД та системою радіозв'язку;

$W_c$- частота несучої сигналу ВС системи радіозв'язку.

Для потужності НШС $P_{ншс}$ знаходимо $S_{вых}(j\omega_0) \approx \sqrt{P_{сшс}} / \Delta f_{сшс}$, а енергія завад на виході $E_{сшс} \frac{\Delta F}{\Delta f_{сшс}}$.

З формули (4.8), беручи зворотне перетворення Фур'є, знаходимо вираз форми завад на виході фільтра при нормованій потужності НШС на вході (Рншс=1):

$$x(t-\tau) = \frac{\Delta F}{\Delta f_{сшс}} \cdot h_{ПрУП}(t-\tau), \quad (5.9)$$

де $r$ - тимчасове положення завади відносно інформаційного символу.

Таким чином, перешкода від впливу НШС на виході фільтра ВС приймача формою відповідає імпульсній характеристиці фільтра. Далі розглянемо найгірший випадок, коли параметр $r = 0$ (синхронна імпульсна перешкода) . Як випливає з виразу (4.9), амплітуда перешкоди буде тим меншою, чим більша смуга НШС.

Якщо приймач ВС системи зв'язку розташований більшій відстані, ніж у розглянутому найгіршому разі, то амплітуда завад буде менше за рахунок ослаблення НШС при поширенні [12].

Коефіцієнт зменшення відношення сигнал-шум (коефіцієнт погіршення якості) на виході узгодженого фільтра визначається наступним співвідношенням:

$$\delta = \sqrt{E_{сшс} / E_{бит}} \cdot \frac{\Delta F}{\Delta f_{сшс}} \quad (5.10)$$

Відомо, що УП приймач з узгодженим фільтром використовує кордон 0 при прийомі сигналу з двійковою ФМ (BPSK), синхронна завада даватиме фіксоване та максимальне відхилення від статистики рішення. Тоді ймовірність помилки (BER) визначається так:

$$BER = \frac{1}{4} erfc\left(\sqrt{\frac{E_{бит}}{N_0}}(1+\delta)\right) + \frac{1}{4} erfc\left(\sqrt{\frac{E_{бит}}{N_0}}(1-\delta)\right),$$

де $$erfc(\cdot) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{(\cdot)}^{\infty} \exp\left(-\frac{y}{2}\right) dy.$$

При обгрунтуванні формули (4.11) для простоти було взято ВС сигнал із двійковою ФМ, але такий самий результат вийде і у випадку квадратурної АМ (MPSK. або QAM).

На рисунку 4.3. зображено значення відношення сигнал-шум, яке необхідно додати при збільшенні потужності завади через дій НШС, щоб ймовірність помилки зберігалася незмінною та рівною 10−2, 10− та 10− . Втрати при генерації відношення сигнал-шум зростають швидше, так як стандартна крива ймовірності помилки стає крутіше зі зростанням відношення сигнал-шум. Але для заданого коефіцієнта $\sigma$ додаткове значення відношення сигнал-шум змінюється не суттєво при зміні ймовірності помилки.

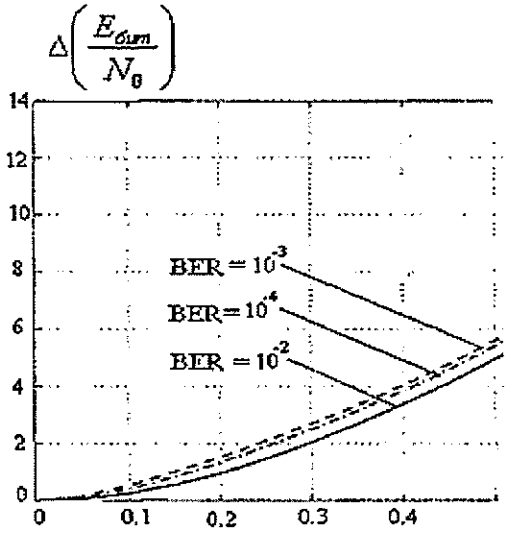



Рис. 4.3 Додаткове значення відношкння сигнал – шум

Таким чином, система надширокосмугового доступу практично не впливає на роботу інших систем радіозв'язку, оскільки коефіцієнт погіршення навіть у несприятливому разі вбирається у сотих часток. Наприклад, нехай в УП системі радіозв'язку використовується модуляція BPSK, як фільтр - смуговий фільтр з передавальною функцією у вигляді піднятого косинуса, бітова швидкість системи радіозв'язку 50 кбіт/с (тривалість символу 20 мкс) і несуча 500 МГц.

У методі НШБД, що розробляється, використовується сигнал Уолша, тобто, енергія одного; менше в w.= $2m$ раз, де w - тимчасова база сигналу. Наприклад, при використанні одного періоду сигналу Уолша з модуляцією за номером несучої (розділ 2) m = 11 знаходимо, що енергія одного імпульсу в 2048 разів менша за інших рівних умов.

Досліджуємо, як зміниться коефіцієнт погіршення якості під час використання сигналу Уолша. Визначимо спектральну щільність завади через дію НШС з кодовою модуляцією на виході фільтра ВС приймача відповідно до формули:

$$G_x(j\omega) = S_{ш.ш}(j\omega - \omega_c) \cdot H_{прУП}(j\omega). \tag{4.12}$$

Енергія НШС, нормованого по максимуму спектра, показаного на рисунку 4.5, а також енергія завади, відповідно до теореми Парссваля визначається формулами:

$$E_{спс} = \int_0^{\infty} \left| S_{ш.ш}(j(\Omega - \Omega_c)) \right|^2 d\Omega \ , \tag{4.13}$$

$$E_x = \int_0^{\infty} \left| G_x(j\Omega) \right|^2 d\Omega. \tag{4.14}$$

Відмінність отриманого результату від величини співвідношення смуг пояснюється полімодальністю густини НШС.

Нехай Ебіт = 1, тоді з формул (5.10) та (5.13) знаходимо Еншс = 85,86 і = 0,016. З графіка рис. 5.5 видно, що для такого коефіцієнта погіршення додаткове значення значення сигнал-шум буде дуже мало.

Розглянемо випадок впливу кількох систем НШБД на вузькосмугову

систему радіозв'язку. Проведемо оцінку впливу для наступних реальних; нехай досліджуваний ВС приймач знаходиться в центрі кола, а передавачі надширокосмугових сигналів (перешкод) рівномірно розподілені в кільці з Dmin та Dmax.

Припустимо, що ВС приймач використовує всеспрямовану антену. Всі передавачі НШС мають однакову потужність і рівномірно розподілені із щільністю p на квадратну одиницю вимірювання в концентричному кільці з радіусами Dmin та Dmax. Рівномірний розподіл передбачає, що кількість приймачів на площі кільця Q має розподіл Пуассона:

$$P_\lambda(i) = \frac{\lambda^i}{i!}\exp(-\lambda), \quad (i=0,1,\ldots) \tag{5.15}$$

де $= p *$ – параметр розподілення.

Внутрішнє коло визначає зону відсутності джерел НШС. НШС, що передаються, сигнали не залежать один від одного. Вважаємо, що всі передавачі використовують однаковий тип модуляції несучої Уолша. Як і в попередніх дослідженнях, в заданій М-ичної вузькосмугової системі радіозв'язку відбувається вплив НШС на смуговий фільтр приймача (ПФ), після якого слідує зниження частоти, а також включений фільтр нижніх частот, необхідний для позбавлення від сигналу подвоєної частоти. Далі стоїть узгоджений фільтр (УФ) з гребінкою фільтрів, відповідних М сигналів. Знайдемо середню потужність перешкод, що приймається.

Випромінювачі CLUC розподілені рівномірно та асинхронні. Тоді їхні комплексні низькочастотні сигнали (після обробки УП приймачем) будуть асинхронними. Так як ці сигнали незалежні, їх потужність на виході фільтрів приймача підсумовується. Оскільки кількість випромінювачів та їх становище випадково, то потужність, що приймається, також випадкова величина. Відповідно до цього, очікуване значення повної прийнятної потужності ВС приймачем (математичне очікування) має вигляд.

Радіус мінімальної зони біля ВС приймача, де немає передавачів НШС, обраний як параметр. Розрахунки проведено для передавачів НШС перешкод,

розглянутих раніше, тобто, нормована потужність таких передавачів P0= 1. Таким чином, при заданій щільності передавачів НШС чим більше радіус наведеної зони Dmm тим більше потужність перешкод. Наприклад, при p = 0,01 (один передавач на 100 м2) для Rmm = 5 з графіка малюнку 5.8 знаходимо величину потужності перешкод близько 1.5, а при Dmin = 20 в 16 разів більше. У стільки ж разів зросте кількість передавачів перешкод. Вочевидь, що менше щільність розміщення передавачів, то менше потужність перешкод.

Можна оцінити значення коефіцієнта погіршення в цьому випадку, якщо для спрощення вважати, що швидкість передачі інформації у всіх систем однакова (НШБД і ВС), а Ебіт = 1. Тоді в даному випадку, наприклад, для Dmin = 20 і p = 0, 04 (чотири передавачі на 100 м2) знаходимо $\sigma =\sim 0{,}017$, що майже не викликає погіршення роботи ВС приймача.

Розглядати детальний вплив вузькосмугових систем радіозв'язку на широкоширосмуганий бездротовий доступ не має сенсу, оскільки дослідження спектральної обробки (розділ 2) показали високу завадостійкість НШБД при дії вузькосмугових гармонійних перешкод.

Аналіз впливу надширокосмугової завади від багатьох користувачів НШБД на окрему систему надширокосмугового бездротового доступу залежить від властивостей ансамблю сигналів, що використовуються. При використанні сигналів Уолша, які є біортогональними, якщо використовувати прямі (ортогональні) та інверсні (протилежні) послідовності, завадостійкість визначатиметься якістю роботи системи синхронізації. Якщо система синхронізації працює якісно, спектральна обробка виключає вплив інтерференцій сигналів Уолша через безліч користувачів.

## 4.2. Аналіз особливостей розрахунку бюджету втрат радіолінії надширокосмугового безпроводового доступу

Бюджет втрат будь-якої радіолінії зв'язку, зокрема і радіолінії НШБД, проводиться, зазвичай, визначення максимально допустимої відстані між передавачем і приймачем системи за умови заданої якості передачі. Якість у цифрових системах зв'язку, зазвичай, визначається або величиною ймовірності помилки однією біт BER, або ставленням енергії біта до спектральної щільності шуму ЕбнУКо (ці характеристики пов'язані однозначної залежністю). Якщо розглядати вільний простір і однопроменеве поширення в межах прямої видимості, то потужність НШС, що приймається, буде залежати від частоти тільки у зв'язку з вибором антени, а не у зв'язку з шляхом поширення.

Відомо, що всі антени незалежно від їх характеристик мають щільність потоку потужності випромінювання, що змінюється обернено пропорційно квадрату відстані. Тоді відповідно до формули (4.15) при в = 2 маємо:

$$P_d = P_0(^{D_0}/_{D})^2,$$

(4.16)

де частотна залежність через вплив антен повністю входить у Ро, розраховане відстані R0 за допомогою базової моделі радіолінії, розробленої в розділі 3.

Численні дослідження показали, що потужність втрат на заданій відстані зростає експоненційно з частотою. АЧХ радіолінії представляється в цьому випадку в наступному вигляді:

$$\left|H_{\text{рл}}(j\omega)\right| = c \cdot f^{-l}$$

(4.17)

де с - коефіцієнт пропорційності, величина якого залежить від відстані,

l - коефіцієнт, величина величина якого залежить від середовища розповсюдження, при чому $0{,}8 \leq l \leq 1{,}4$, f- частота НШС в ГГц.

Оскільки розробки універсального методу апроксимації радіолінія позначалася у випадку, тобто. враховувала будь-які частотні залежності в тракті

від передавача до приймача, то втрати, що виникають при поширенні в одному просторі (різні об'єкти, що знаходяться між передавачем і приймачем), також враховувалися. Тому залежність (4.22) також враховувалася, наприклад, при апроксимації моделі Окамури та Хата (розділ 3).

Задаючи потужність передавача (потужність сигналу на вході передаючої антени), можна визначити приймаючу потужність (потужність сигналу на виході приймаючої антени) з урахуванням втрат розповсюдження НШС на частоті нормування моделі радіолінії fo. Основні особливості розповсюдження НШС в діапазоні радіохвиль fo. Основні особливості поширення НШС в діапазоні радіохвиль щодо fo (вплив антен, середовища розповсюдження, типу місцевості та інше) враховані в передавальній функції [13].

На рисунку 4.4 показаний фрагмент тимчасової діаграми сигналу Уолша на виході радіолінії (вході приймача).

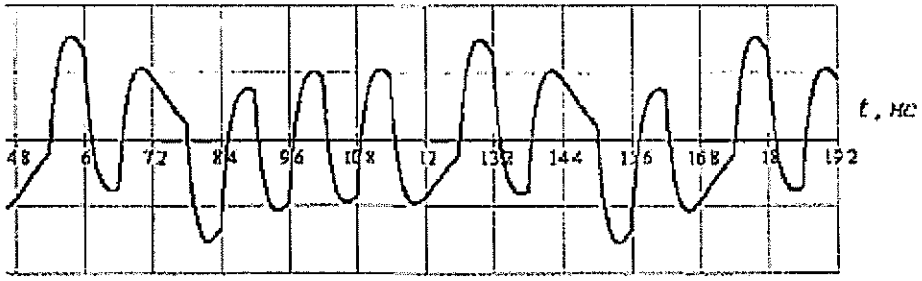



Рис. 5.4 Діаграма сигналу Уолша на виході радіолінії

Розраховуємо спектральну щільність шуму на виході приймача:

а) стала Больцмана кс= 1,38-10'23 = - 228,6 дБВт/(Гц-К);

б) еквівалентна шумова температура приймача (внутрішні шуми) радіолінії Тш= 450 К = 26,6 дБК;

г)спектральна щільність шуму No=кб*Тш= - 202 дБВт/Гц;

д)потужність шуму на вході приймача Ршвх = N0 $\Delta f$ (-202+96.5) =

= - 105.5дБВт;

### 4.3. Особливості цифрової обробки сигналу Уолша

Оскільки в розроблюваному методі НШБД використовуються короткі імпульси, то труднощі, пов'язані з реалізацією цифрової обробки сигналу в приймачі, реалізації передавача сигналів Уолша (розділ 3) нерозривно пов'язана зі складністю створення приймача, здатного прийняти і демодулювати імпульси довжиною від кількох десятих до декількох одиниць. Наприклад припустимо, що ширина імпульсу 0,5 тобто смуга сигналу близько 2 ГГц. Тоді період сигналу Уолша дорівнює 0,5 * 2т не. Для цифрової обробки частота вибірки (тактова частота), відповідно до теореми Котельникова, має становити величину порядку 4ГГц. Для обробки вибірки, наприклад, з 8 біт (8-розрядний аналогово-цифровий перетворювач (АЦП)) потік даних повинен досягати швидкості 32 Гбіт/с. На момент написання дисертації подібна обробка може бути здійснена на паралельних технологіях FRGA і ASIC, які дозволяють працювати з таким великим обсягом даних. Звичайно, можна зменшити обсяг даних шляхом зменшення розрядності АЦП, проте при цьому зростуть шуми квантування.

Інша складність пов'язані з рівнем досягнутої технології АЦП. У більшості вироблених мікросхем АЦП ширина смуги аналогового вхідного каскаду трохи менше, ніж 1 ГГц, тому АЦП може квантувати сигнали відповідно до своєї смуги пропускання. (Ширина смуги аналогового вхідного каскаду визначається як частота, де вихідна вибірка АЦП зменшується на 3 дБ проти граничним вхідним значенням амплітуди). В окремих сучасних АЦП вхідна смуга може залишати кілька ГГц. Для сигналу Уолша, що знаходиться, наприклад, у смузі 1-5 ГГц вхідна смуга АЦП повинна бути еквівалентна найбільшому значенню частоти (тобто близько 5 ГГц). Таку частоту дозволяють реалізувати сучасні і дорогі FPGA, DSP і ADC технології. Принциповим є те, що існуючі технічні рішення дозволяють здійснити цифрову обробку сигналів Уолша в реальному масштабі часу [14].

При спектральній обробці сигналу Уолша, що реалізує розроблений у розділі 2 алгоритм, застосовуються швидкі перетворення, оскільки системи базисних функцій, що використовуються, допускають факторизацію матриць

обробки. При цьому економія обчислювальних операцій на кожному етапі спектральної обробки становитиме величину $N/2log2$ N, де N – число відлікіів сигналу на інтервалі обробки. Наприклад, якщо діада НШС дорівнює 8 і на кожен елементарний імпульс сигналу приходиться 4 відліки, то економія буде більш ніж 55 раз.

### 4.4 Моделювання методу надширокосмугового безпроводового доступу

Проведемо математичне моделювання передачі повідомлення надширокосмугового доступу радіолінією. Моделювання методу надширокосмугового доступу (МНД) охоплює формування лінійного сигналу передавачеві, реалізацію процесів у радіолінії та алгоритмів цифрової обробки в приймачі, а також оцінку достовірності передачі інформації. Розробка моделі МНД здійснюється за допомогою програмного пакета MatLab. Проведемо дослідження двох моделей:

- моделювання передачі сигналу, що є один період функції Уолша. Ця модель дозволяє проілюструвати основні принципи спектральної обробки МНД при використанні модуляції за номером Уолша, що несе;
- моделювання МНД із використанням КАМ для збільшення швидкості доступу. У цій моделі використовується КАМ з основою модуляції М = 16.

Для проведення моделювання як вихідні дані приймемо наступні параметри радіолінії та передавача:

- довжина доступу 2 км;
- висота передаючої антени 30 м;
- висота приймаючої антени 1.5 м;
- умови поширення – мегаполіс;
- діапазон хвиль – одиниці ГГц;
- тривалість постійної диференціювання тд = 0,2 нс;
- тривалість елементарного імпульсу сигналу Уолша $r_н$ = 0,6 нс;
- частота максимуму (діапазон) радіолінії Уо = 1 ГГц;

- пікова потужність передавача (пікова потужність одного імпульсу на вході радіолінії) Лшк вх = Ю Вт;
- коефіцієнт широкосмугової базової моделі радіолінії к~ 1.5.

Проведемо моделювання технології НШБД, що використовує як несучі функції Уолша п'ятої діади. На рис. 4.10 показаний фрагмент несучої у вигляді 25-ї функції Уолша, що надходить на вхід радіолінії. Такий сигнал, очевидно, переносить 4 біти інформації, оскільки п'ята діада функцій Уолша містить $2^{m-1}$=16 функцій. Максимальна швидкість передачі інформації становитиме величину близько 200 Мбіт/с, оскільки при кодовій модуляції один інформаційний символ відповідає одному періоду несучої Tw. Енергетичні властивості сигналу Уолша розраховані в розділі 4.2.

Моделювання впливу на НШС адитивних перешкод у радіолінії

полягають наявності сильних адитивних зосереджених перешкод (гармонійної та імпульсної) та нормального білого шуму.

Тоді на вихід радіолінії, тобто. на вході приймача буде спостерігатися суміш сигналу та перешкод наступного виду:

$$x(t) = s(t) + x_y(t) + x_n(t) + n(t, \sigma_{ш}) \tag{4.18}$$

де s(t) = sвих (t) - корисний сигнал на виході радіолінії;

хв(t) и хі(t) - відповідно вузькосмугова та імпульсна завади;

Вважаємо, що потужність зосереджених перешкод значно перевищує потужність корисного сигналу. Нехай відношення сигнал-завади складе – 20 дБ.

При моделюванні шуму використовуємо нормальний розподіл із нульовим математичним очікуванням. Середньоквадратичне відхилення шуму $\sigma$ш візьмемо таким, щоб відношення сигнал-шум на вході приймача (на виході радіолінії) було

$$\left(\frac{P_c}{P_ш}\right)_{вх} = \frac{(P_c)_{вих}}{\sigma_{ш}^2} \approx 0 \text{ дБ}.$$

Імпульсна перешкода є випадковою величиною, що має рівномірне 0,Tw) з інтервалом кореляції більше періоду перешкоди визначається наступним аналітичним виразом:

$$x_y(t) = U_{\Pi} \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi),$$

(4.19)

де Uп = 10 - амплітуда завади;

Сліди обмеження імпульсної завади чітко видно в тому часовому інтервалі, якому була зосереджена імпульсна завада. Оскільки завада мала характер залежності від часу, то після обмеження в спектрі імпульсних функцій деяка її частина залишилася без змін. Очевидно, найкращий результат імпульсної завади в спектрі імпульсних функцій, коли тривалість функції менше тривалості елементарного імпульсу. Наприклад, якщо $\Delta t = r_н/2$, то спектр має вигляд, показаний на рисунку 4.5.

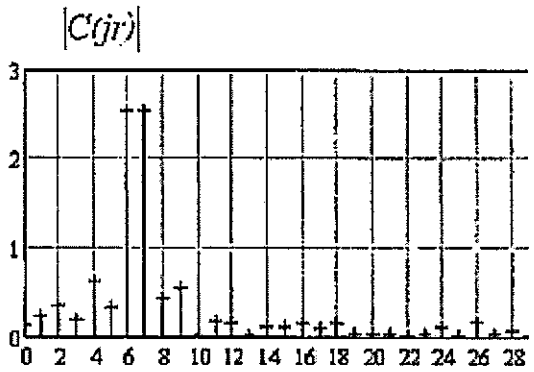



Рис. 4.5 Дискретний спектр в базисі коротких імпульсних функцій

Перший етап спектральної обробки завершується, коли досліджено спектри вхідної суміші сигналу у всіх базисах перешкод. На другому етапі визначається спектр суміші у власному базисі корисного сигналу, тобто. у базисі функцій Уолша.

Для переходу від подання суміші з базису імпульсних функцій у базис функцій Уолша скористаємося відповідним ядром Фур'є (розділ 2). Виходячи з початкового припущення про те, що для передачі інформації в даній моделі використовується п'ята діада функцій Уолша, збудуємо фрагмент спектра в базисі функцій Уолша, обмежений п'ятою діадою (рис. 4.6).

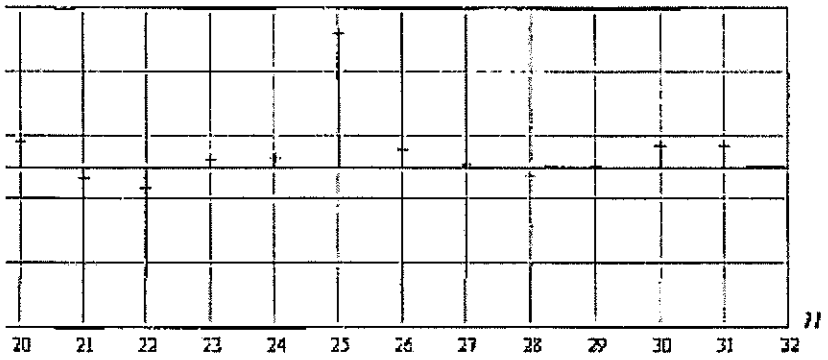


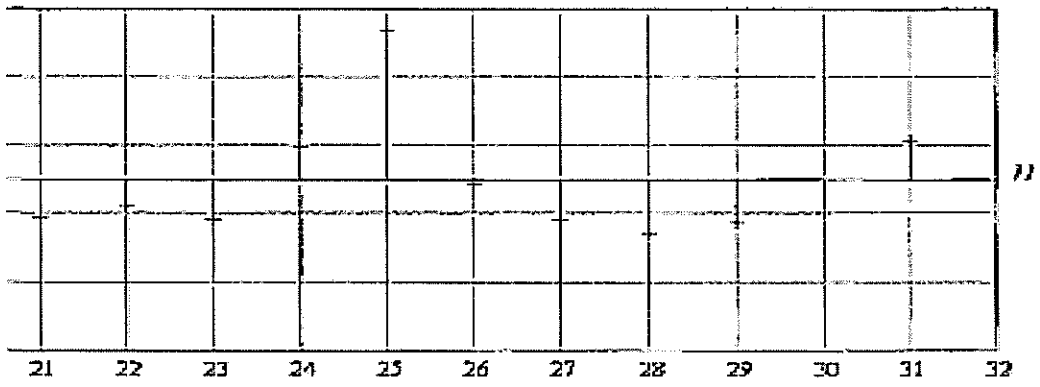

Рис. 4.6 Спектральна діаграма в базисі функцій Уолша

Вирішальний пристрій, що працює за принципом максимальної правдоподібності, має визначити, на якій позиції знаходиться максимальна складова. Номер позиції, яку займає максимальна складова, дасть номер функції Уолша, що використовується для формування надширокосмугового сигналу. В даному випадку вирішальний пристрій визначить, що передавалася 25-а функція Уолша - максимальна з отриманих на спектральній діаграмі. Після визначення номера функції Уолша, другий етап СО завершений, переданий свсрхширокополосний сигнал визначений. При цьому спектральна обробка в базисі функцій Уолша повністю еквівалентна кореляційному прийому сигналу.

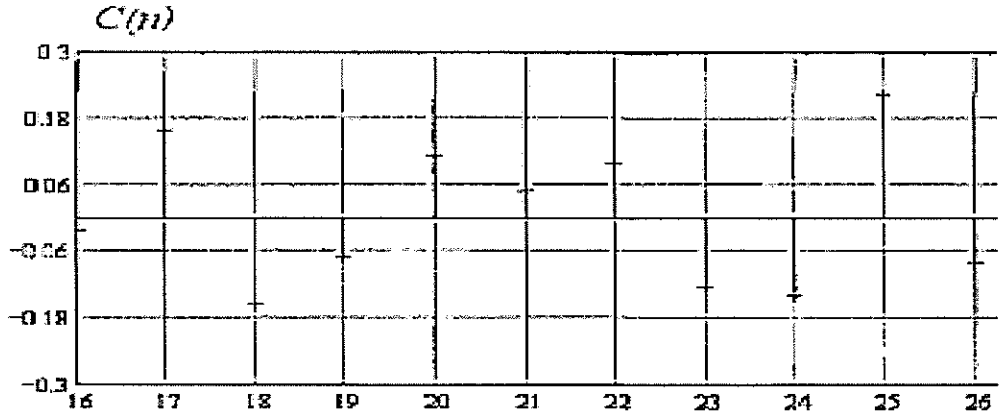
Відзначимо, що присутні у спектрі складові, які не належать до корисного сигналу, слід відносити до білого шуму, а також до спотворення форми елементів сигналу радіолінії, тобто. до мультиплікативних завад. Рівень зосереджених завад, обмеження яких відповідає перший етап, не впливає на завадостійкість МНД, оскільки спектральні складові завад у власних базисах обмежуються до певного рівня або обнуляються незалежно від їх початкового рівня. Таким чином, підтверджується справедливість виключення впливу зосереджених завад дослідження електромагнітної сумісності МНД з вузькосмуговими системами зв'язку.

При зменшенні відношення сигнал-шум спектральна діаграма, що надходить на вирішальний пристрій, може істотно відрізнятися від діаграми, отриманої для $\left(\frac{P_c}{P_ш}\right)_{вх} = 1$. На рисушку 4.7а наведена діаграма спектра для $\left(\frac{P_c}{P_ш}\right)_{вх} = 0{,}1$

,а на рисунку 4.7б для $\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{вх} = 0{,}02$ .




а)




б)

Рис. 4.7 Спектральні діаграми в базисі функцій Уолша при зменшенні выдношення сигнал-шум

Як і слід очікувати, амплітуди сигналів, номер яких відмінний від сигналу, що передається, можуть бути не тільки сумірні за величиною, але і перевершувати амплітуду сигналу, що передається. Звичайно, якість прийому при цьому погіршуватиметься.

Розглянемо модель МНД, у якій збільшення швидкості передачі інформації застосовується квадратурна амплітудна модуляція. Для проведення моделювання як несучі функції візьмемо, як і раніше, п'яту діаду функцій Уолша. Параметри тривалості елементарного імпульсу та радіолінії візьмемо аналогічними розглянутим раніше. Тоді швидкість передачі інформації, як показано раніше, становитиме

$$R(m)=\frac{M(m-i-1)}{2m_r} \text{ біт/с.}$$

Максимальна швидкість передачі, якщо використовуються всі прямі та інверсні несучі Уолша щодо одного каналі доступу (при i = 0), перевищить 3 Гбіт/с, тобто. збільшиться у 16 разів у порівнянні з розглянутою раніше моделлю НШБД. Якщо використовувати кілька каналів доступу, що працюють одночасно, швидкість у кожному каналі зменшиться (наприклад, при чотирьох каналах доступу вона складе величину більше 800 Мбіт/с). Звичайно, така величезна швидкість навряд чи буде потрібна в абонентському доступі в найближчій перспективі, але її можна «витратити» на підвищення завадостійкості доступу.

Нехай під час використання КАМ інформація передається у чотирьох каналах одночасно (чотири «вгору» і чотири «вниз»). У кожному з цих каналів використовується несучих функцій Уолша. При однаковій енергії сигналу в кожному каналі м, наприклад, такі номери квадратурних пар несучих: 16 і 31, 17 і 30, 18 і 19 і 28 для висхідного потоку та номери 20 і 27, 21 і 26, 22 і 25, 23 і 24 для низхідного потоку. Для моделювання, виберемо канал з несучими номерами 20 і 27 (перший низхідний канал). Оскільки основа КАМ обрано рівним 16 (QAM-256), то сузір'я сигналу моделі має 256 точок (по 64 у кожному квадраті).

Нехай вплив зосереджених перешкод на сигнал радіолінії аналогічно розглянутому випадку в моделі з використанням модуляції за кодом несучої. Відношення сигнал-шум на виході радіолінії (на вході приймача) чотирьох каналів складає $\left(P_C/P_{Ш}\right)_{вх} > 1$, де враховується потужність групового сигналу на вході кожного з чотирьох каналів. Зрозуміло, що потужність корисного сигналу конкретного каналу залежатиме від точки, що передається в сузір'ї сигналів.

Маючи кращу частотну ефективність, КАМ має низьку завадостійкість, що малою порівняно з кодової модуляцією відстанню між сигналами в сузір'ї сигналів (2.4). Чим більша основа КАМ, тим вища швидкість і тим менша завадостійкість доступу. Тому при вторинному використанні частотного спектра така модуляція НШС менш краща, ніж кодова модуляція. При вибраних параметрах форма сигналу на вході приймача буде аналогічною діаграмою рис 513, тобто. у сигналі на вході домінує вузькосмугова завада і є так само імпульсна перешкода [15].

Відповідно до основних принципів МНД надширокосмуговий сигнал на першому етапі піддається спектральній обробці, розглянутій вище, коли пригнічуються сильні зосереджені перешкоди.

На другому етапі СО суміш сигналу і шуму представляється в базисі функцій Уолша. Таке уявлення в спектральній області еквівалентне обробці сигналу в багатоканальному кореляторі в часовій області. На рис. 4.6 показано спектральну діаграму сигналу в базисі функцій Уолша для випадку, $(P_C/P_{Ш})_{вх} > 1$. Ця діаграма відображає спотворення сигналу через мультиплікативні завади, тобто. показує вплив радіолінії на форму сигналу, внаслідок чого дещо втрачається ортогональність несучих. Якби не було попередження сигналу, то його спотворення були б суттєвішими.

На рисунку 4.8 наведено діаграму амплітуд перших чотирьох каналів доступу на виході приймачів.

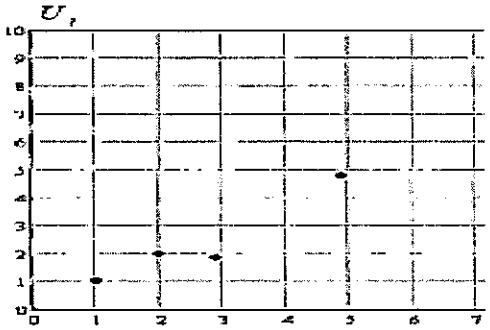


Рис. 4.8 діаграма амплітуд перших чотирьох каналів

З аналізу отриманої діаграми реалізації сигналів випливає, що в кожному каналі доступу сталася помилка в прийомі символу, що передається. Якщо символи в отриманій діаграмі відповідають повідомленню в коді Грея, такий прийом означає помилку лише в одному біті переданої інформації в кожному каналі доступу.

Таким чином, низька стійкість до перешкод надширокосмугових сигналів з КАМ не дозволяє рекомендувати їх до вторинного використання частотного. Це тим, що з підвищення якості доступу з використанням доведеться збільшувати амплітуду сигналу, тобто погіршувати електромагнітну сумісність.

# ВИСНОВКИ

У цій магістерській роботі розроблено новий метод надширокосмугового безпроводового доступу на основі ортогональних несучих функцій. Несуча формується з допомогою безперервних функцій Уолша, форма елемента несучої Уолша визначається рішенням завдання синтезу оптимальної форми елемента несучої (розділ 3). Залежно від конкретних вимог щодо пропускної спроможності та кількості каналів можливе використання кодової, квадратурної амплітудної або модуляції за спектром. У приймачі передбачено використання алгоритмів дискретної спектральної обробки зменшення ступеня впливу сильних перешкод.

Розроблений метод, на відміну від раніше існуючих, заснований на застосуванні цифрових несучих Уолша. В результаті стає можливим забезпечити високу швидкість передачі інформації (сотні Мбіт/с), зберігаючи хороші показники електромагнгітної сумісності та стійкості до перешкод, надається можливість повторного використання вже зайнятого діапазону частот. Розроблений метод дозволяє компенсувати енергетичні втрати в радіолінії за рахунок збільшення бази сигналу, а не потужності імпульсів, як це прийнято в існуючих надширокосмугових системах зв'язку.

Вирішено завдання синтезу оптимальної форми елемента надширокосмугового сигналу, що дозволяє або максимізувати швидкість передачі інформації, або збільшити енергетичну скритність та електромагнітну сумісність при повторному використанні діапазону частот. Проведено дослідження форми сигналу на вході та виході радіолінії за різних значень параметрів лінії.

Аналіз впливу НШС на якість доступу існуючих систем радіозв'язку в спектральній і часовій областях показав, що система НШБД, що розробляється, практично не впливає на вузькосмуговий доступ. При спільній роботі відношення сигнал-шум на вході вирішального пристрою існуючих систем зв'язку збільшується на невелику величину, а реакція вузькосмугового фільтра приймача на НШС за формою відповідає імпульсній характеристиці фільтра. При цьому її амплітуда на кілька порядків менша від реакції на корисний сигнал, а коефіцієнт

погіршення якості роботи системи навіть у несприятливому разі вбирається у сотих часток.

Дослідження впливу кількох надширокосмугових систем на вузькосмугову систему радіозв'язку, розташовану в зоні дії НШБД показали, що навіть за високої щільності розподілу передавачів НШБД вони практично не впливають на роботу вузькосмугових систем радіозв'язку.

Аналіз особливостей розрахунку бюджету втрат радіолінії НШБД показав, що необхідно враховувати втрати поширення НШС на частоті нормування моделі радіолінії. На прикладі розрахунку бюджету втрат показано, що сигнал НШБД знаходиться під шумом.

Моделювання методу надширокосмугового безпроводового доступу при використанні кодової модуляції в складній атмосфері перешкод показало його високу завадостійкість, а також суттєві можливості зі збільшення швидкості доступу до сотень Мбіт/с. Проведений математичний експеримент повністю підтвердив високі можливості розробленого методу під час кодової модуляції з точки зору електромагнітної сумісності та швидкості передачі інформації.

Моделювання методу НШБД з використанням КАМ-256 підтвердило його унікальні можливості швидкості передачі інформації (до декількох Гбіт/с) та організації багатоканального доступу. Тим не менш, вторинне використання зайнятого частотного спектра при великих дальностях доступу не доцільно через низьку стійкість перешкод такого НШБД.

# ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ


1. Ільченко М.Ю., Кравчук С.О. Сучасні телекомунікаційні системи. – К.: НВП "Видавництво "Наукова думка" НАН України", 2008. – 328 с.
2. 2.Ільченко М.Ю., Кравчук С.О. Телекомунікаційні системи широкосмугового радіодоступу. – К.: Наукова думка, 2009. – 312 с.
3. Earp SL, Hughes ES, Elkins TJ, Vickers R. Ultra-wideband ground-penetrating radar for the detection of buried metallic mines. Proceedings of the 1996 IEEE National Radar Conference; 1996 13-16 May; USA, Ann Arbor, MI,; 1996.
4. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
5. Taylor JD. Ultrawideband radar: applications and design. Boca Raton, London, NewYork: CRC Press; 2012.
6. Hölbling Z, Mihaldinec H, Ambruš D, Džapo H, Bilas V, Vasić D. UWB localization for discrimination-enabled metal detectors in humanitarian demining. IEEE Sensors Applications Symposium (SAS); 2017 13-15 March; USA, Glassboro, NJ; 2017.
7. Morgenthaler A, Rappaport C. Fast GPR underground shape anomaly detection using the Semi-Analytic Mode Matching (SAMM) algorithm. IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium – IGARSS; 201321-26 July; Australia, Melbourne, VIC; 2013.
8. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / В. В. Поповський, С. О. Сабурова, В. Ф. Олійник, Ю. І. Лосєв, Д. В. Агеєв та ін.: За загальною редакцією В. В. Поповського. – Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. – 564 с.
9. Asymmetrical digital subscriber line (ADSL) transceivers – Extended bandwidth ADSL2 (ADSL2+). Recommendation G.992.5 ITU-T, 2005.
10. Dahlman Eric at al. The 3G Long-Term Evolution – Radio Interface Concepts and Performance Evaluation // Ericsson Research. September, 2006.

11. Framework recommendation on functional access networks (AN). Architecture and function, access types, management and service node aspects. Recommendation G.902. ITU-T, 1996.

12..Ashley J.R.,Palka F.M. Transmissioncavityandinjectionstabilizationofan Xbandtransferredelectronoscillator // IEEE MTT-SInt. MicrowaveSymp. Dig., 1973. - P. 181–182.

13.Link Budget Considerations for THz Fixed Wireless Links / M.Grigat, T. Schneider, S.Preubler, R.-P. Braun // IEEE TRANS. ON TERAHERTZ SCIENCE AND TECHNOLOGY. – 2012. - VOL. 2, NO. 2.– P. 567-572.

14.Wyglinski, M Nekovee, and T. Hou (Eds.), Cognitive radio communications and networks: principles and practice. Elsevier, Nov. 2009- 714 p.

15.Коляденко Ю.Ю. Аналіз показників електромагнітної сумісності мереж зв'язку 5 G/ Ю.Ю. Коляденко, М.О.Чурсанов / Радіоелектроніка, інформатика, управління. ISSN 1607-3274. 2021. № 3 (58) с. 7-16. DOI 10.15588/1607-3274-2021-3-1

# ДЕМОНСТРАЦІЙНІ МАТЕРІАЛИ

# Магістерська робота на тему «Розробка методу надширокосмугового безпроводового доступу для підвищення швидкості передачі інформації»

Виконала
Студентка групи АРДМ-61
Демусь Альона Ярославівна

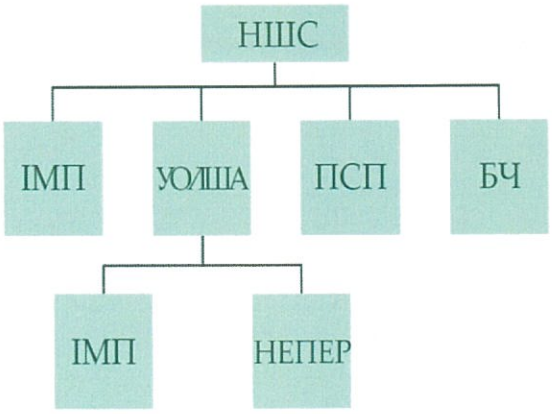
## Початкові дані

- ***Об'єкт дослідження*** - процес надширокосмугового безпроводового доступу.
- ***Предмет дослідження*** - методи надширокосмугового безпроводового доступу.
- ***Мета роботи*** - розробка методу надширокосмугового безпроводового доступу для підвищення швидкості передачі інформації.
- ***Методи дослідження*** - методи модуляції надширокосмугових несучих Уолша, методи цифрової обробки інформації, моделювання і розрахунки на ЕОМ.

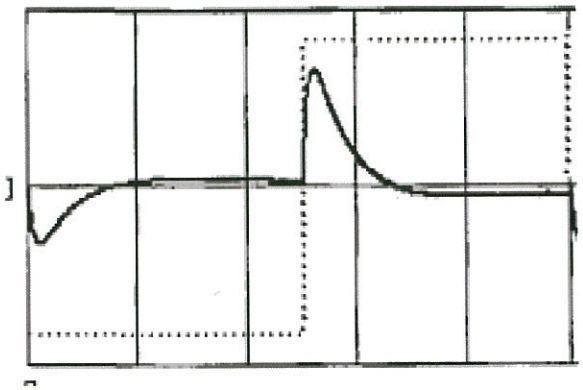
## Технологія НШБД

В основі технологій ШБД лежить застосування сигналів, що займають широку смугу частот (десятки МГц). У цьому сенсі подальше збільшення ширини смуги частот, тобто, перехід до технології надширокосмугового бездротового доступу (НШБД), є логічним етапом розвитку систем бездротового доступу.

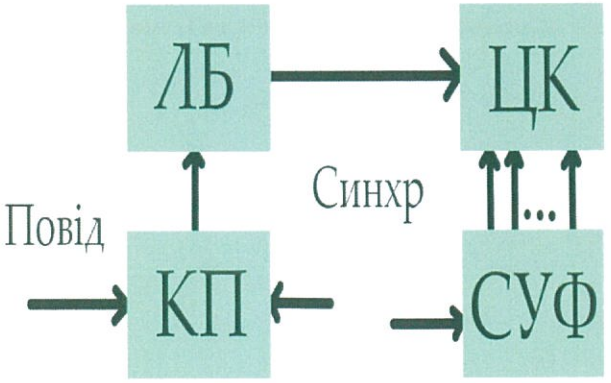
## Класифікація надширокосмугових сигналів



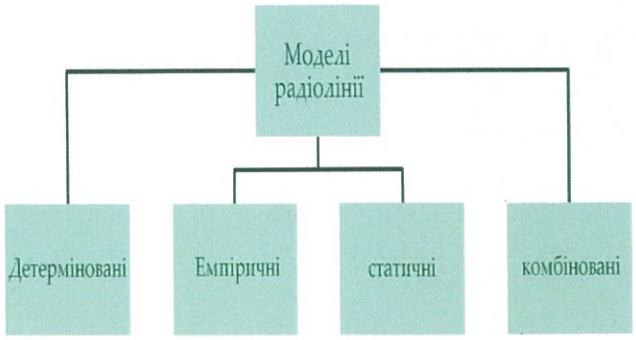
## Елементарні імпульсні функції



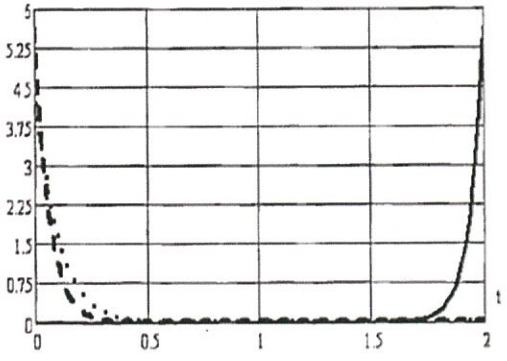
## Модулятор за номером несучої



# Класифікація моделей радіолінії




# Форма імпульсу на виході радіолінії



## Висновки

- У цій магістерській роботі розроблено новий метод надширокосмугового безпроводового доступу на основі ортогональних несучих функцій.
- Аналіз впливу НШС на якість доступу існуючих систем радіозв'язку в спектральній і часовій областях показав, що система НШБД, що розробляється, практично не впливає на вузькосмуговий доступ.
- Дослідження впливу кількох надширокосмугових систем на вузькосмугову систему радіозв'язку, розташовану в зоні дії НШБД показали, що навіть за високої щільності розподілу передавачів НШБД вони практично не впливають на роботу вузькосмугових систем радіозв'язку.

## Дякую за увагу!

**ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ**

# ПОДАННЯ
# ГОЛОВІ ДЕРЖАВНОЇ ЕКЗАМЕНАЦІЙНОЇ КОМІСІЇ
# ЩОДО ЗАХИСТУ МАГІСТЕРСЬКОЇ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Направляється студентка Демусь А.Я. до захисту магістерської роботи
(прізвище та ініціали)

за спеціальністю 172 Телекомунікації і радіотехніка
(шифр і назва спеціальності)

на тему: «Розробка методу надширокосмугового безпроводового доступу для підвищення швидкості передачі інформації»

Магістерська робота і рецензія додаються.

Директор інституту _____ Кравченко В.І.
(підпис) (прізвище та ініціали)

**Довідка про успішність**

Демусь А.Я. за період навчання в науковому інституті телекомунікацій
(прізвище та ініціали)

з 2021 року до 2022 року повністю виконав(ла) навчальний план за напрямом підготовки, спеціальністю з таким розподілом оцінок за:
національною шкалою: відмінно 100%, добре — %, задовільно — %;
шкалою ECTS: A 100%; B — %; C — %; D — %; E — %.

Провідний фахівець інституту _____ _____
(підпис) (прізвище та ініціали)

**Висновок керівника магістерської роботи**

Студентка Демусь Альона Ярославівна показала гарну теоретичну та інженерну підготовку, уміння володіти новими комп'ютерними технологіями, користуватися навчальною, довідковою і науково-технічною літературою, в тому числі рекомендаціями МСЕ. Працюючи над виконанням завдань, проявила ініціативність, сумлінність та хист до інженерної роботи.

Магістерська робота виконана на високому рівні і заслуговує оцінку «відмінно», а студентка Демусь Альона Ярославівна - присвоєння кваліфікації «Магістр з телекомунікацій та радіотехніки», викладач вищих навчальних закладів.

Керівник роботи _____ Руденко Н.В.
(підпис) (прізвище та ініціали)

« » _____ 2022 року

**Висновок кафедри про магістерську роботу**

Магістерську роботу розглянуто. Студент Демусь А.Я.
(прізвище та ініціали)

допускається до захисту даної роботи в Державній екзаменаційній комісії.

Завідувач кафедри
Мобільних та відеоінформаційних технологій _____ Руденко Н.В.
(підпис) (прізвище та ініціали)

« » _____ 2022 року

# ВІДГУК РЕЦЕНЗЕНТА

по магістерській кваліфікаційній роботі

**Студентки** Демусь Альони Ярославівни

**на тему:** "Розробка методу надширокосмугового безпроводового доступу для підвищення швидкості передачі інформації"

**Актуальність:**

Безпроводові системи передачі, які використовують сучасні ІТ-технології, при швидкісній передачі інформації вимагають забезпечення надійності та безпеки інформації. При цьому, для забезпечення високої якості зв'язку слід розширювати пропускну здатність каналів зв'язку, яку обмежено фізичним ресурсом радіочастотного спектру.

Тому, дослідження, розрахунки та моделювання проведені магістром дозволяють наблизитись до вирішення даної проблеми і є актуальними та своєчасними.

**Позитивні сторони:**

Зміст магістерської роботи відповідає завданню. Її автор, показав високий рівень знань і ступінь підготовленості до майбутньої роботи за фахом.

Текст викладений грамотно, ясно, послідовно. Графічний матеріал оформлений якісно. Широко використовується сучасна науково-технічна література, включаючи англомовні видання.

**Недоліки:**

1. В роботі досліджено тільки перетворення Уолша, що обмежує можливі ефективні результати дослідження.
2. При моделюванні радіолінії для випромінювання надширокосмугових сигналів варто привести ПЗ імітаційного моделювання.

**Висновки:**

Незважаючи на дрібні недоліки магістерська кваліфікаційна робота заслуговує оцінку "**відмінно**", а студент Демусь Альона Ярославівна - присвоєння кваліфікації "Магістр з телекомунікацій та радіотехніки".

| Якість проекту (роботи) | |
|---|---|
| Виконано на замовлення підприємства | |
| Виконано за тематикою НДР | |
| Виконано з макетом | |
| Виконано з застосуванням ЕОМ та МПТ | √ |
| Має практичну цінність | √ |
| Проект-частина комплексної теми | |

Підпис рецензента Вар (Варфоломєєва А.С.)

Підпис засвідчую

Підпис особи, що засвідчує ( )

М.П.