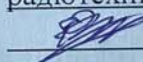


Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій

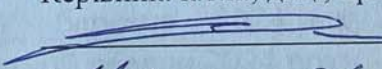
Бакалаврська дипломна робота на тему:

**АЛГОРИТМ РОБОТИ ТА СТРУКТУРА ТРАКТІВ ФОРМУВАННЯ ТА
ОБРОБКИ OFDM-СИГНАЛІВ В УМОВАХ NLOS**

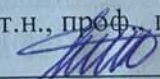
Виконав: студент 2-го курсу, групи ПЗТ-22мс
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

 Федоренко А. В.

Керівник: к.т.н., доц., професор каф. ІКСТ
Барась С. Т.

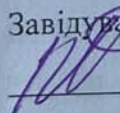

« 11 » 06 2024 р.

Рецензент: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС
Семенов А.О.


« 11 » 06 2024 р.

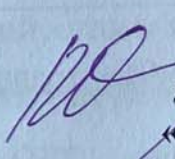
Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІКСТ

 д.т.н., проф. Кичак В.М.
« 11 » 06 2024 р.

Вінниця ВНТУ - 2024 рік
Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем та технологій
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації
(шифр і назва)
Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва)
Освітня програма – Програмне забезпечення телекомунікаційних систем

ЗАТВЕРДЖУЮ


Завідувач кафедри ІКСТ
д.т.н., професор В.М. Кичак
«15» березня 2024 року

ЗАВДАННЯ НА БАКАЛАВРСЬКУ ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Федоренку Андрію Васильовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Алгоритм роботи та структура трактів формування та обробки OFDM-сигналів в умовах NLOS

керівник роботи Барась Святослав Тадіонович, канд. техн. наук, професор,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом ВНТУ від «11» березня 2024 року № 80

2. Строк подання студентом роботи: 07 червня 2024 року

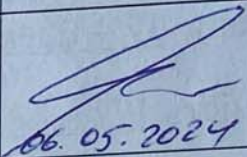
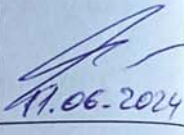
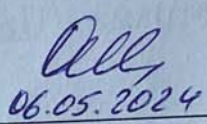
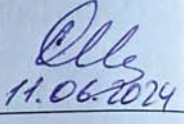
3. Вихідні дані до роботи: модель багатопроменевого поширення радіохвиль при відсутності прямої видимості, адаптація тривалості циклічного префікса у межах (1/4-1/32) тривалості символу OFDM, діапазон частот (500-2000) МГц, діапазон змін рівня швидких завмирань – до 40 дБ, повільних – (5-10)дБ, типовий час затримки для умов офісу становить (20-200) нс, в умовах міської забудови – (5-10) мкс, в сільській місцевості – до 0,2 мс.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки роботи (перелік питань, які потрібно розробити): вступ, загальний огляд технології OFDM та її застосувань, вплив умов NLOS на якість передачі інформації, моделювання поширення радіосигналів в умовах багатократних відбиттів, засоби та алгоритми ефективної роботи в умовах NLOS, охорона праці.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Модель багатопроменевого поширення сигналу; структурні схеми адаптивних еквалайзерів; структурна схема формувача OFDM-радіосигналу з блоком ЗДПФ; структурна схема OFDM-демодулятора; спектри OFDM-сигналу;

ілюстрація міжсимвольної інтерференції та призначення захисного інтервалу
осцилограми коливань на вході приймача при багатопроменевому сигналі.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Барась С. Т., професор кафедри ІКСТ	 06.05.2024	 11.06.2024
Охорона праці	Фещенко С. В. проф. каф. БЖДПБ	 06.05.2024	 11.06.2024

7. Дата видачі завдання «06» травня 2024 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів бакалаврської дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Формування та затвердження теми та індивідуального завдання бакалаврської дипломної роботи (БДР)	06.05.2024р.	
2	Виконання спеціальної частини БДР. Перший рубіжний контроль виконання БДР	20.05.2024р.	
3	Виконання спеціальної частини БДР. Другий рубіжний контроль виконання БДР	31.05.2024р.	
4	Виконання розділу «Охорона праці»	04.06.2024р.	
5	Нормоконтроль БДР	05.06.2024р.	
6	Попередній захист БДР	06.06.2024р.	
7	Рецензування БДР	07.06.2024р.	
8	Захист БДР	12.06.2024р.	

Студент

(підпис)

Федоренко А. В.

Керівник роботи

(підпис)

Барась С. Т.

АНОТАЦІЯ

Алгоритм роботи та структура трактів формування та обробки OFDM-сигналів в умовах NLOS. Бакалаврська дипломна робота / А.В. Федоренко – Вінниця: ВНТУ, 2024. – 94 с., 29 рис., 6 табл., 29 дж. – українською мовою.

Метою роботи є удосконалення алгоритмів функціонування та структури трактів формування та обробки OFDM-сигналів в умовах відсутності прямої видимості (NLOS). Проведено загальний огляд технології OFDM, принципів формування OFDM-радіосигналу з використанням зворотного дискретного перетворення Фур'є та формування НЧ-OFDM-символу на основі комплексних цифрових послідовностей. Проаналізовано вплив умов NLOS на якість передачі та обробки інформації, розглянуто моделі поширення радіохвиль у вільному просторі, для міської забудови та сільської місцевості. Показано засоби та алгоритми ефективної роботи в умовах NLOS, виконано аналіз стійкості технології OFDM до умов роботи при відсутності прямої видимості.

Виконано розділ з охорони праці та безпеки життєдіяльності.

ABSTRACT

Work algorithm and structure of OFDM signal generation and processing paths in NLOS conditions. Bachelor thesis / A.V. Fedorenko – Vinnytsia: VNTU, 2024. – 94 p., 29 fig., 6 tabl., 29 s. - In ukrainian.

The purpose of the work is to improve the functioning algorithms and the structure of OFDM-signal formation and processing paths in conditions of lack of direct line of sight (NLOS). A general overview of OFDM technology, principles of OFDM radio signal formation using inverse discrete Fourier transform and LF OFDM symbol formation based on complex digital sequences is provided. The impact of NLOS conditions on the quality of information transmission and processing was analyzed, models of radio wave propagation in free space, for urban development and rural areas were considered. Means and algorithms for effective work in NLOS conditions are shown, stability analysis of OFDM technology to work conditions in the absence of direct line of sight is performed.

The section on labor protection and life safety has been completed.

.

ЗМІСТ

	ВСТУП	4
1	ЗАГАЛЬНИЙ ОГЛЯД ТЕХНОЛОГІЇ OFDM ТА ЇЇ ЗАСТОСУВАНЬ	9
1.1	Опис технології OFDM	9
1.2	Структурна схема формувача OFDM-радіосигналу з використанням ЗДПФ.....	12
1.3	Формування НЧ-OFDM-символу	21
1.4	Формування НЧ-OFDM-символу на основі комплексних цифрових послідовностей	26
1.5	OFDM-демодулятор	27
1.6	Висновки до розділу	29
2	ВПЛИВ УМОВ NLOS НА ЯКІСТЬ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ	31
2.1	Канали з завмираннями та їх особливості	32
2.2	Проблеми, пов'язані з багатопробієвим поширенням сигналу	34
2.3	Моделювання поширення радіосигналів в умовах багатократних відбиттів.....	38
2.3.1	Методи моделювання поширення радіохвиль	38
2.3.2	Модель вільного простору	40
2.3.3	Модель Лі	41
2.3.4	Модель Хата	42
2.4	Огляд напрямків забезпечення ефективної роботи в умовах NLOS ...	44
2.5	Висновки до розділу	46
3	ЗАСОБИ ТА АЛГОРИТМИ ЕФЕКТИВНОЇ РОБОТИ В УМОВАХ NLOS	48
3.1	Еквалізація сигналів на приймальному боці системи	48
3.2	Лінійні еквалайзери та їх застосування	51
3.3	Придушення завмирань OFDM-сигналу	57
3.4	Стійкість технології OFDM до умов роботи NLOS	61
3.5	Висновки до розділу	65
4	ОХОРОНА ПРАЦІ	67

4.1	Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	67
4.1.1	Обладнання робочого місця.....	67
4.2	Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії	67
4.2.1	Мікроклімат	70
4.2.2	Склад повітря робочої зони	71
4.2.3	Виробниче освітлення	72
4.2.4	Виробничий шум.....	73
4.2.5	Виробничі випромінювання.....	73
4.3	Пожежна безпека.....	75
4.3.1	Технічні рішення системи запобігання пожежі.....	75
4.3.2	Технічні рішення системи протипожежного захисту.....	77
4.4	Висновки до розділу	77
	ВИСНОВКИ.....	79
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	82
	Додаток А (обов'язковий) - Ілюстративний матеріал	85
	Додаток Б – Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень	93

ВСТУП

Актуальність теми. У мобільному безпроводному зв'язку приймач поєднує та виконує обробку переданих сигналів, що прийшли різними шляхами. Одні створюються за рахунок відбиття від зовнішніх об'єктів, інші - через дифракцію від довколишніх перешкод. Різні промені, що приходять на приймач, можуть інтерферувати один з одним і викликати спотворення сигналу, що несе інформацію. Спотворення, викликані багатопроменевістю, включають розсіювання затримки, втрати потужності сигналу та розширення частотного спектру. Серед множини сигналів на вході приймача може бути прямий сигнал від передавача (це умови LOS). Якщо сукупність вхідних сигналів не містить прямого сигналу передавача, то система працює в умовах відсутності прямої видимості (NLOS) [1-4].

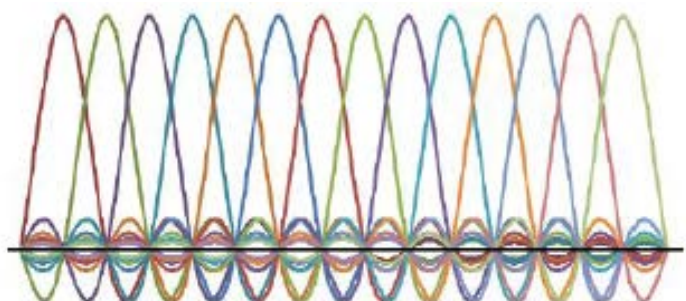
Швидкі завмирання сигналу в умовах NLOS, що є наслідком багатопроменевого поширення, описуються релеєвським законом розподілу і називаються релеєвськими завмираннями. Діапазон змін рівня сигналу при швидких завмираннях може досягати 40 дБ. При нерухомій МС інтенсивність прийнятого сигналу також змінюється через рефракцію. При переміщенні МС періодичність флуктуацій у просторі складає біля напівхвилі; у часовому вимірі - залежить від швидкості переміщення МС. Повільні завмирання виникають через зміну рельєфу, умов затінення при переміщенні МС і рефракції радіохвиль, і описуються логарифмічно нормальним законом розподілу. Інтенсивність повільних флуктуацій не перевищує 5...10дБ. Фактично повільні завмирання являють собою зміну середнього рівня сигналу при переміщенні МС і рефракції радіохвиль, на які накладаються швидкі завмирання внаслідок багатопроменевого поширення. У стільниковому зв'язку найбільш небезпечні швидкі завмирання. Вони бувають досить глибокими і відношення сигнал/шум може бути настільки малим, що корисна інформація істотно спотворюється шумами, аж до повної її втрати.

Технічні рішення для забезпечення роботи в умовах NLOS [4, 5]:

- технологія OFDM;
- еквалізація приймального тракту;
- використання спеціальних направлених антен, за допомогою яких має місце придушення будь-яких багатопроменевих сигналів, що надходять з неосновних напрямків;
- розподіл кіл прийому і передачі, що дозволяє ефективно використовувати відбиті сигнали, що з'являються в умовах NLOS;
- адаптивна модуляція, яка дозволяє системі використовувати певну модуляційну схему залежно від співвідношення сигнал/шум;
- методи корекції помилок;
- контроль потужності.

Ортогональне частотне розділення каналів з мультиплексуванням (OFDM) в даний час є базовою та досить ефективною технологією в мережах бездротового доступу. Застосовується також і в кабельних мережах доступу.

Технологічне рішення з обробки широкосмугового сигналу OFDM полягає в наступному: вхідний високошвидкісний інформаційний потік розбивається на кілька низькошвидкісних потоків, які одночасно передаються у вузьких смугах підканалів, вписуючись при цьому у виділений частотний діапазон. Іншими словами, технологія OFDM передбачає розділення смуги каналу на безліч піднесущих частот, кожна з яких несе свій низькошвидкісний інформаційний потік.



Головна перевага OFDM полягає в тому, що OFDM робить сигнал набагато більш стійким до міжсимвольної інтерференції, що виникає в умовах багаторазових відбиттів сигналу. Тривалість символу після OFDM стає значно більшою, ніж можлива затримка проходження сигналу (для дальності мереж

міського масштабу). Ключовим елементом обробки широкосмугового сигналу OFDM є використання захисного інтервалу.

Технологія OFDM застосовується і для боротьби з частотно-залежним згасанням, що виникає внаслідок нерівномірного (у частотному плані) поглинання енергії сигналу атмосферою та перешкодами, що відбивають сигнал. Залежно від ступеня ослаблення піднесущої може бути використана модуляційна схема різної позиційності [5, 6].

Незважаючи на певні недоліки, OFDM є відмінним рішенням для сучасних бездротових мереж доступу, що працюють в умов мегаполісу, зазвичай в умовах NLOS.

Актуальність теми підтверджується важливістю удосконалення існуючих алгоритмів роботи безпроводних систем в умовах багатопроменевого поширення радіохвиль, які є звичними супутниками їх функціонування [6].

Аналіз останніх досліджень. Розробка нових засобів та алгоритмів роботи систем в умовах NLOS базується на адекватних моделях радіочастотного навколишнього середовища. Очевидно, що в умовах NLOS сигнал піддається змінам через розсіювання, дифракцію, поляризацію та відбиття. За останні роки були створені різні моделі, які намагалися представити це радіочастотне навколишнє середовище та передбачити потужність радіочастотного сигналу. Ці моделі, засновані на емпіричних вимірах, використовувалися для передбачення у великомасштабному охопленні радіорелейних систем у стільникових додатках. Такі моделі забезпечують оцінку втрат у каналі, на відстані між передавачем і приймачем, і включають ландшафтні фактори, висоту передавальної і приймальної антен, і стільникові частоти. Але жоден із цих підходів не торкався широкосмугової бездротової фіксованої мережі. Компанія AT&T Wireless зібрала велику кількість даних із різних джерел по всій території США для більш точної оцінки фіксованих бездротових радіочастотних середовищ. Модель AT&T Wireless, заснована на цих даних, була перевірена на розгорнутих фіксованих бездротових системах та призвела до порівняльних результатів. Ця модель є основою індустріально

затвердженої моделі та використовується комітетами стандартизації, такими як IEEE 802.16. Адаптація моделі AT&T Wireless в IEEE 802.16 представлена як: IEEE 802.16.3c-01/29r4, „Channel Models for Fixed Wireless Applications by Erceg et al.” (Моделі каналу для фіксованих бездротових додатків від Erceg тощо). Модель AT&T Wireless оцінює втрати у каналі з урахуванням таких параметрів як висоти антен, частоти несущих і ландшафтні описи [5].

Станом на зараз найширше застосування технології OFDM має місце в безпроводних системах зв'язку Wi-Fi, WiMax, LTE, в наземних системах цифрового телебачення DVB-T, в системах кабельного телебачення DVB-C, в технології ADSL тощо. Зазначимо, що у системах попередніх років, наприклад, у стандарті GSM для боротьби з інтерференційними замираннями прийнятих сигналів, викликаними багатопроменевим поширенням радіохвиль в умовах міста, в апаратурі зв'язку використовуються еквалайзери, що забезпечують вирівнювання імпульсних сигналів з певним часом затримки [4-6].

Мета та постановка задачі. Метою даної роботи є удосконалення алгоритмів функціонування та структури трактів формування та обробки OFDM-сигналів в умовах відсутності прямої видимості (NLOS).

Задачами бакалаврської дипломної роботи є:

- загальний огляд технології OFDM та її застосувань;
- аналіз принципів формування OFDM-радіосигналу з використанням зворотного дискретного перетворення Фур'є та НЧ-OFDM-символу на основі комплексних цифрових послідовностей;
- аналіз структурних схем формувача OFDM-радіосигналу та OFDM-демодулятора;
- оцінка впливу умов NLOS на якість передачі інформації та моделей поширення радіохвиль;
- розробка засобів та алгоритмів ефективної роботи в умовах NLOS;
- розробка заходів з охорони праці та безпеки життєдіяльності.

Об'єкт дослідження це процеси формування, передачі, прийому та обробки OFDM-сигналів.

Предмет дослідження є методи та засоби, які забезпечують формування OFDM-сигналів та їх демодуляцію.

Практичне значення. Практичне значення роботи полягає у використанні її результатів для забезпечення високих показників телекомунікаційних пристроїв та в навчальному процесі в дисциплінах «Технології безпроводних мереж зв'язку» і «Сигнали та широкосмугові технології в телекомунікаціях».

1 ЗАГАЛЬНИЙ ОГЛЯД ТЕХНОЛОГІЇ OFDM ТА ЇЇ ЗАСТОСУВАНЬ

1.1 Опис технології OFDM

Технологія OFDM – це спосіб модуляції з одночасним використанням кількох несущих частот, спосіб з мультиплексуванням ортогональних частот. Відома вже більше 30 років, але особливого поширення набула завдяки своїм перевагам останнім часом.

Основна ідея цього способу. Вхідний цифровий потік у вигляді послідовності бітів (модуючий сигнал) перетворюється на паралельні потоки і передається кількома каналами — шляхом модуляції кількох несущих. Число цих несущих вибирається так, щоб можна було скоротити швидкість передачі інформації на кожній окремій несущій. Важливе при цьому досягнення - на передачу одного символу на кожній окремій несущій може бути відведений більший проміжок часу, тобто тривалість радіосигналу (символу), як елемента передачі інформації, може бути збільшена. Це збільшення робить передачу кожного символу незалежною від наявності відбитих сигналів, обумовлених так званим багатопроменевим поширенням радіохвиль, що досить характерно для міських умов.

На рисунку 1.1 показаний приклад перетворення («розпаралелювання») одного послідовного цифрового сигналу в п'ять окремих сигналів шляхом демультимплексування, що дозволяє збільшити тривалість передачі кожного з п'яти символів у п'ять разів. Далі, кожен з отриманих таким чином сигналів із зменшеною швидкістю передачі символів модулює відповідну несущу, число яких дорівнює числу модулюючих сигналів. При цьому використовується фазова (PSK) або квадратурна амплітудна (QAM) модуляція кожної несущої.

При виборі несущих частот враховується наступне [4]:

- число несущих повинно бути таким, щоб при незмінній швидкості потоку даних на вході модулятора OFDM збільшити до необхідної величини час передачі одного символу на кожній несущій;

- несущі повинні бути досить близькими одна до одної, щоб максимально скоротити смугу частот каналу зв'язку;
- частоти несущих повинні бути обрані так, щоб самі несущі були ортогональними і не створювали міжканальну інтерференцію.

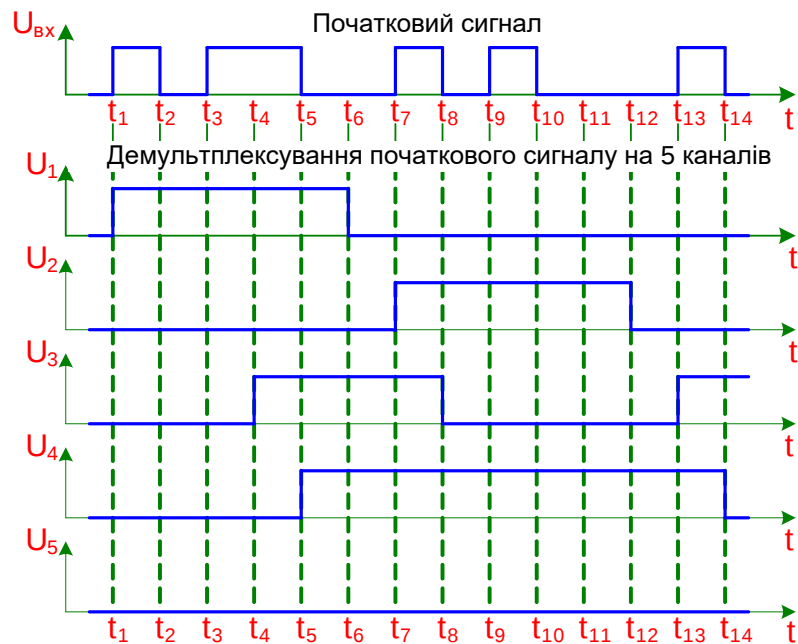


Рисунок 1.1 – Приклад демультимплексування цифрового потоку

Виконання умови ортогональності означає рівність нулю скалярного добутку

$$\int_0^T \sin(2\pi f_l t) \cdot \sin(2\pi f_k t) = 0, \quad k \neq l, \quad (1.1)$$

де T – тривалість символу, f_k, f_l – несущі частоти каналів k та l .

Якщо скалярний добуток між несущими дорівнює нулю, то енергія взаємодії між ними відсутня, отже, відсутня і міжканальна інтерференція. За рахунок більш щільного розташування каналів за частотою спектральна ефективність сигналів з OFDM у порівнянні зі спектральною ефективністю класичних сигналів з частотною маніпуляцією значно вище.

Фізичний зміст ортогональності полягає в наступному: спектр кожної несущої після модуляції повинен мати «нулі» на частотах, на яких розташовані інші несущі. Виконання цієї умови якраз і забезпечує відсутність взаємних перешкод та незалежну передачу інформації на кожній несущій або, іншими словами, - відсутність міжканальної інтерференції.

На рисунку 1.2 показаний спектр однієї несущої в результаті модуляції її сигналом прямокутної форми [3, 4].

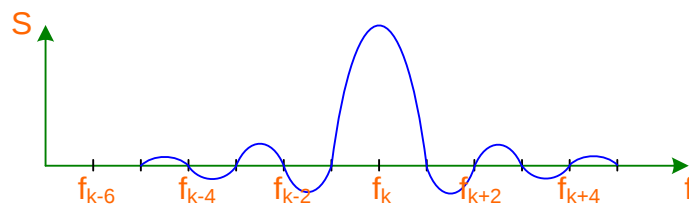


Рисунок 1.2 – Обвідна спектра однієї несущої з номером k при модуляції OFDM

Виходячи з умови ортогональності, частоти несущих повинні розташовуватися на осі частот з кроком, оберненим до величини T_s - часу передачі одного символу. При цьому значення кожної частоти визначаються виразом

$$f_k = f_0 + k \frac{1}{T_s}, \quad (1.2)$$

де $k = 0, 1, 2, \dots, n - 1, N$.

Отже, частоти розташовуються рівномірно, а загальний спектр цього квазігармонійного сигналу досить близько нагадує прямокутну форму. Це говорить про те, що технологія OFDM дозволяє ефективно використовувати частотний канал передачі. Рисунок 1.3 демонструє спектр OFDM-сигналу, що є сукупністю (сумою) N несущих. Зазначимо (це можна побачити на наведеному рисунку 1.3), що важливою умовою відсутності ефекту міжканальної інтерференції є вибір значень несущих рівними частотам переходу через нуль спектрів сигналів на сусідніх несущих.

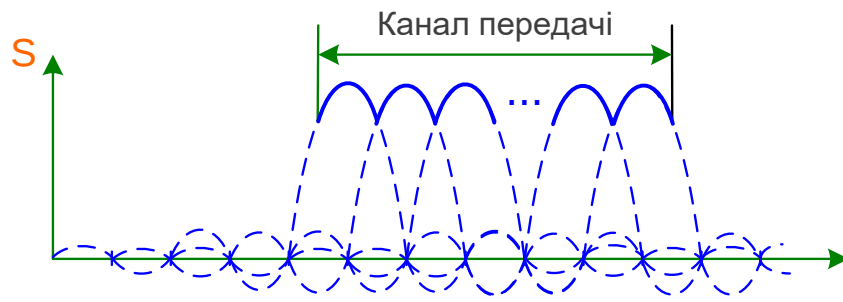


Рисунок 1.3 – Спектр OFDM-сигналу

Крім вже згаданої міжканальної інтерференції, у системах, де можливе багатопроменеве поширення радіохвиль, може виникнути інтерференція іншого виду - так звана міжсимвольна інтерференція (Intersymbol Interferention, ISI), або, по суті, перехресні спотворення.

Технологія OFDM дозволяє застосувати простий прийом боротьби з цим явищем. Зі збільшенням кількості несучих частот тривалість одного символу також збільшується, оскільки зростає інтервал часу, на якому спостерігається їх (несучих) ортогональність. Цього збільшення виявляється достатньо для того, щоб ввести між символами, що передаються, так званий «захисний інтервал» (Guard Interval, GI), рисунок 1.4.

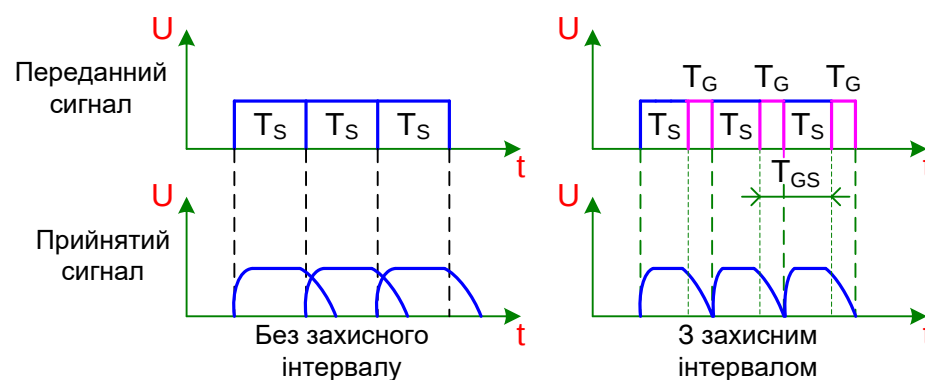


Рисунок 1.4 – Призначення захисного інтервалу при модуляції OFDM

У межах захисного інтервалу передається ніби повернута назад у часі копія наступної частини символу. Таким чином, час, що витрачається на

передачу одного символу OFDM, складається з інтервалу передачі корисної інформації та захисного інтервалу

$$T_{GS} = T_G + T_S, \quad (1.3)$$

де T_{GS} - час, що витрачається на передачу одного символу;

T_G – захисний інтервал;

T_S – час передачі корисної інформації.

Процес формування повного символу OFDM, що включає захисний інтервал, схематично показаний на рисунку 1.5.

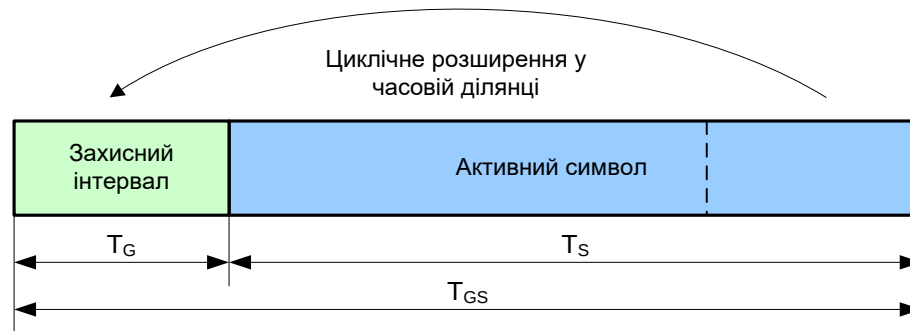


Рисунок 1.5 – Формування повного символу OFDM

Правильний вибір тривалості захисного інтервалу дозволяє у певних межах усунути міжсимвольну інтерференцію. Зазвичай цей вибір пов'язують з умовами роботи системи, тому у певному розумінні його можна вважати адаптивним. На рисунку 1.6 показані часові інтервали для основного сигналу та двох інших, які прийшли у точку прийому з різними затримками через більший шлях поширення сигналу.

З наведеного рисунка видно, що затримка першого ехо-сигналу знаходиться в допустимих межах. Перехідні процеси через взаємодію двох символів припадають на захисний інтервал основного сигналу, не спотворюючи його корисну частину. У той же час другий ехо-сигнал прийшов у точку

прийому з настільки більшою затримкою, що його перехідна зона перекриває частину корисної зони основного сигналу, тобто захист не забезпечується.

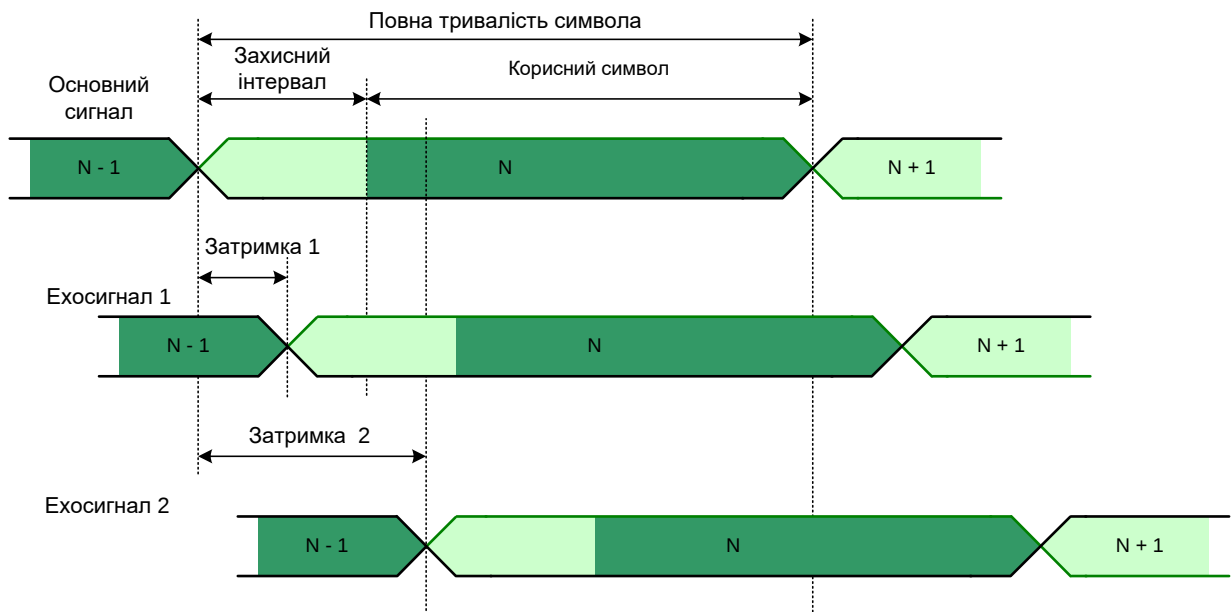


Рисунок 1.6 – Ілюстрація міжсимвольної інтерференції

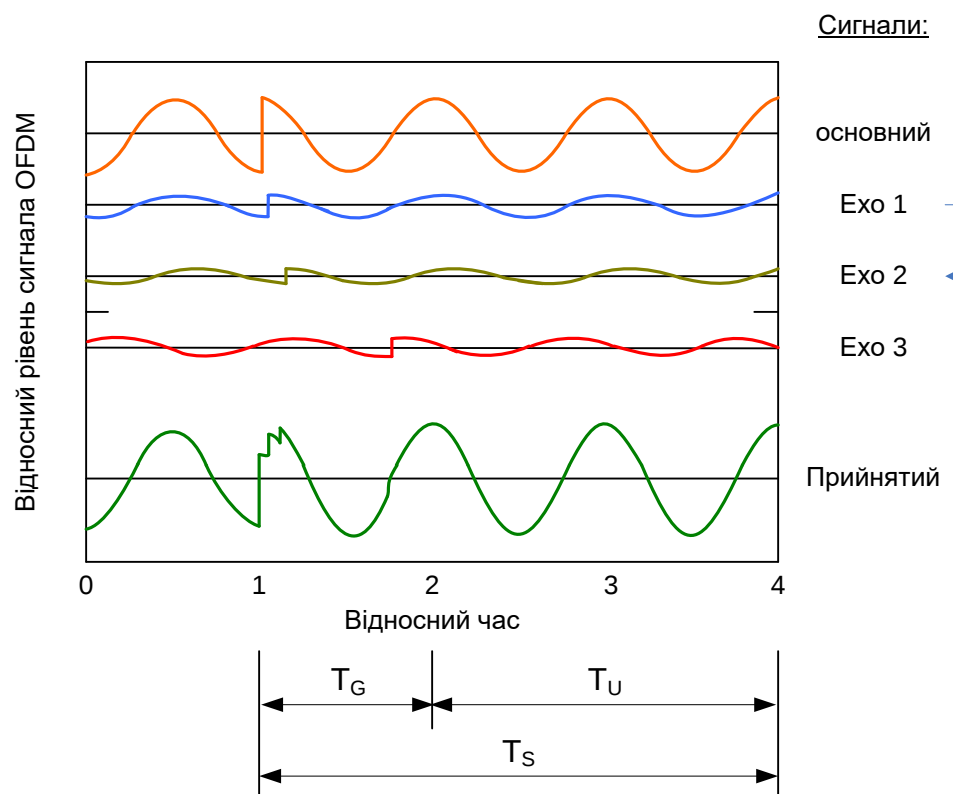


Рисунок 1.7 – Ілюстрація доцільності захисного інтервалу в OFDM-символі

Рисунок 1.7 ілюструє взаємодію декількох ехо-сигналів і утворення прийнятого сигналу з усуненим спотворенням за рахунок захисного інтервалу.

На рисунку 1.7 крім основного сигналу показані відбиті ехо-сигнали 1; 2 та сигнал сусіднього передавача одночастотної мережі (ехо-сигнал 3). До приймача надходить сума цих чотирьох сигналів. Якщо тривалість захисного інтервалу T_G більша часу імпульсної реакції каналу або часу затримки поширення МСІ істотно знижується, оскільки всі перехідні процеси від небажаних сигналів завершуються в межах захисного інтервалу. Зауважимо, що навіть за наявності захисного інтервалу інтерференція між несущими зберігається. Оскільки введення захисного інтервалу знижує пропускну здатність системи, зазвичай на практиці його тривалість вибирається не більшою однієї чверті від тривалості символу.

Структурна схема модулятора OFDM показана на рисунку 1.8.

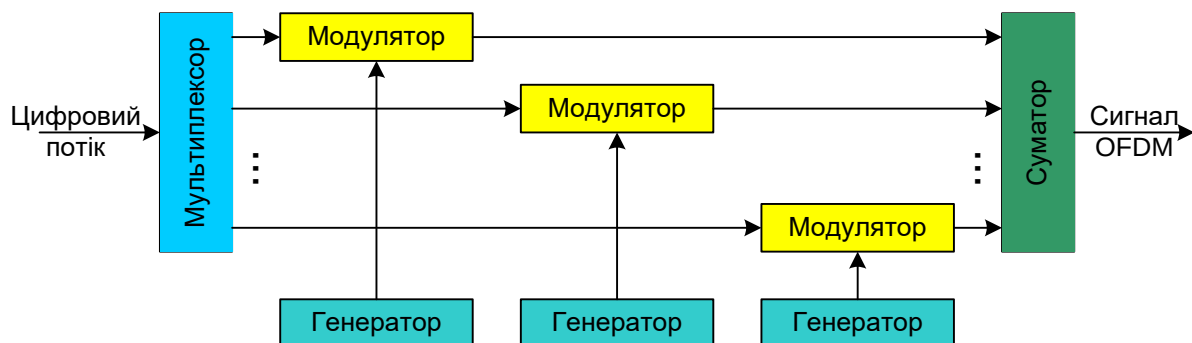


Рисунок 1.8 – Спрощена структурна схема OFDM-модулятора

Несучі частоти формуються окремими задавальними генераторами. За такою схемою може здійснюватися спосіб модуляції OFDM при невеликій кількості несущих. Але, наприклад, стосовно передачі цифрового телевізійного сигналу кількість несущих частот на виході модулятора може становити кілька тисяч, тому при побудові модулятора було знайдено оригінальне рішення, що дозволило уникнути виготовлення такої багатоканальної системи передачі. Кожна несуща відповідальна за частину загального спектра сигналу на виході модулятора. У радіотехніці відомий прийом синтезу складного сигналу з

окремих гармонійних складових. Таким прийомом є зворотне перетворення Фур'є – отримання сигналу в часовому вимірі за відомим його спектральним складом. Існуючі алгоритми дозволяють використовувати такі перетворення в мінімальний час і з мінімальними обчислювальними витратами.

На рисунку 1.9 показаний приклад формування сигналу OFDM за допомогою зворотного швидкого перетворення Фур'є (ЗШПФ), якому піддається вхідний цифровий потік [5, 6].

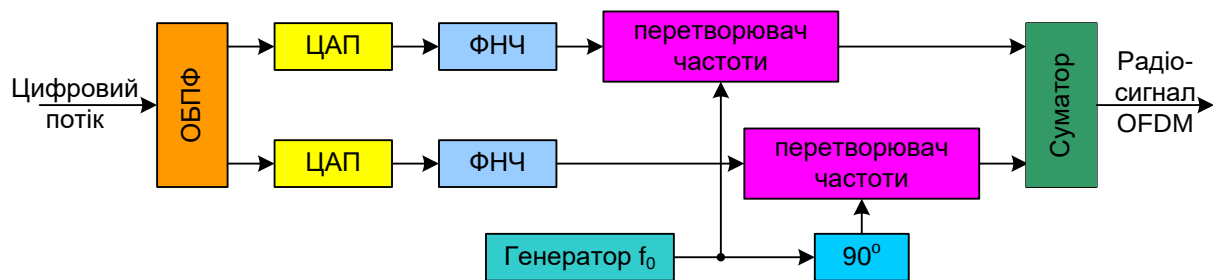


Рисунок 1.9 – Формування OFDM-радіосигналу за допомогою зворотного швидкого перетворення Фур'є (ЗШПФ)

Після ЗШПФ обидві частини обчисленого перетворення, дійсна і уявна, переводяться в аналогову форму, проходячи ЦАП і ФНЧ для видалення високочастотних продуктів, потім надходять у перетворювач частоти, де множаться відповідно на синфазний і квадратурний сигнали - гармонійне колювання частоти f_0 . Це дозволяє після суматора отримати спектр сигналу OFDM, що зміщений на частоту f_0 . Така операція відповідає перетворенню частоти, необхідному при формуванні радіосигналу для вибраного каналу мовлення. На виході суматора виявляється OFDM-радіосигнал фактично на якійсь проміжній частоті, що є частотою каналу мовлення (передачі).

Слід зазначити, що даний спосіб модуляції має ще один «резерв» підвищення завадостійкості. У процесі формування сигналу, що передається, і який містить кілька несущих, може виявитися так, що створені один за одним послідовно в часі символи модулюють сусідні по частоті несущі. Ця обставина

несприятливо впливає на стійкість такої системи передачі до перешкод, що вражають одразу певний діапазон частот (див. рисунок 1.10).

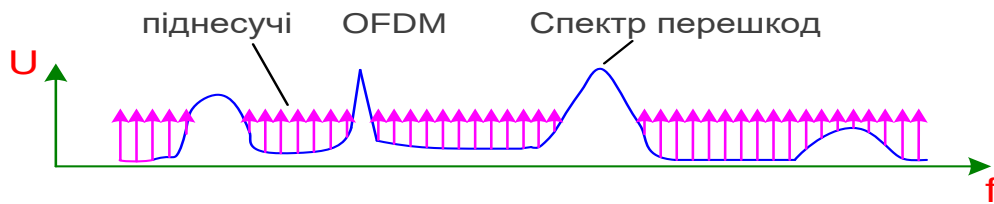


Рисунок 1.10 – Вплив селективної завади при передачі OFDM-сигналу

Один з варіантів способу модуляції OFDM, відомий під назвою COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex), передбачає «перемішування» символів, що передаються, в часі таким чином, що наступні один за одним символи корисної інформації на передавальному боці модулюють ті несучі, номери яких визначаються спеціальною, заздалегідь заданою послідовністю. Ця послідовність точно витримується на передавальному боці і, у зворотному порядку - в приймальному пристрої. Така міра дозволяє зробити даний спосіб передачі інформації практично нечутливим до різноманітних завмирань, а також перешкод, що виключають на короткий час можливість використання будь-якої ділянки діапазону частот.

Особливістю модуляції OFDM є підвищена нерівномірність рівня потужності групового модульованого сигналу – велике значення пік-фактору. На рисунку 1.11 показаний результат підсумовування п'яти немодульованих різних частот.

Сумарний сигнал має сильну нерівномірність амплітуди. Відношення пікової до середньої потужності в кожному субканалі системи OFDM, як і для систем з одиночною несучою, залежить лише від виду сигнального сузір'я та коефіцієнта округлення спектра α (від модуляційної схеми і параметру округлення формувального фільтра).

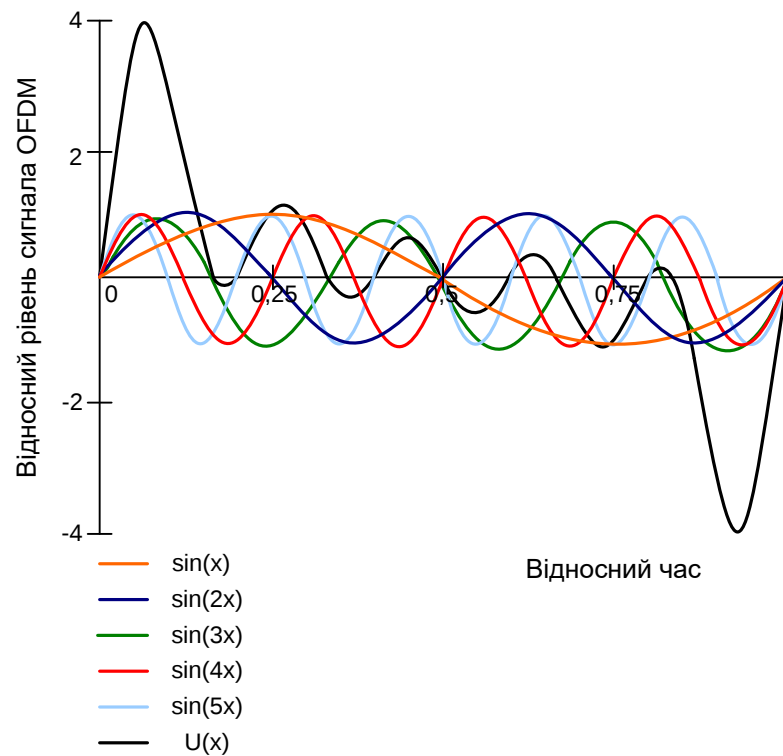


Рисунок 1.11 – Додавання несущих OFDM

Теоретично відмінність у значеннях пік-фактора для повного спектру системи COFDM та системи з одиночною несущою складає

$$\Delta(P_M/P_0) = 10 \lg N, \quad (1.4)$$

де N - кількість несущих.

При $N = 1000$ різниця має становити 30 дБ.

Однак практично за рахунок рандомізації даних скремблюванням та інших перетворень структури потоку теоретичне значення може бути досягнуто в дуже рідкісних випадках, зокрема, при великих розмірах сигнального сузір'я. Оскільки скремблований сигнал OFDM може розглядатися як послідовність незалежних однаково розподілених несущих, то відповідно до центральної граничної теореми теорії ймовірностей при великій кількості несущих (N більше 20) їх розподіл наближається до гаусовського. При цьому ймовірність того, що перевищення пікової потужності над середньою потужністю

становитиме 9,6 дБ, дорівнює 0,1%, а що перевищення становитиме 12 дБ – менше 0,01%.

1.2 Структурна схема формувача OFDM-радіосигналу з використанням ЗДПФ

На рисунку 1.12 наведена структурна схема формувача OFDM-радіосигналу з використанням блоку зворотного дискретного перетворення Фур'є (ЗДПФ), яка використовується в сучасних системах радіозв'язку.

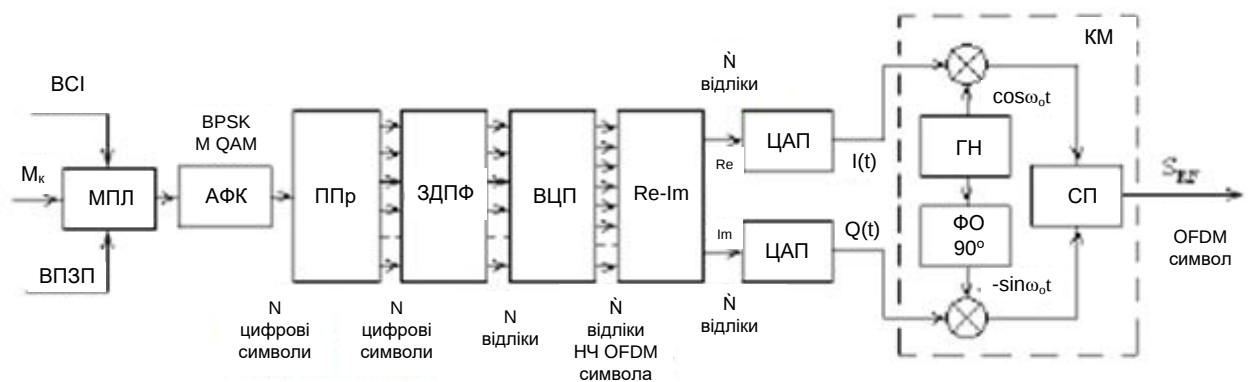


Рисунок 1.12 – Структурна схема формувача OFDM-радіосигналу з блоком ЗДПФ

Формувач OFDM-радіосигналу містить [2, 4]:

- мультиплексор (МПЛ), за допомогою якого в початковий цифровий потік M_k вводяться біти службової інформації (BCI) та введення бітів пілотних і захисних піднесущих (ВПЗП);
- амплітудно-фазовий кодер (АФК);
- перетворювач послідовного цифрового потоку в паралельний N-масив (ППр);
- блок зворотного дискретного перетворення Фур'є (ЗДПФ);
- блок, що здійснює вставку циклічного префікса (ВЦП);
- два цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП) синфазного та квадратурного каналів на основі фільтрів нижніх частот (ФНЧ);
- квадратурний модулятор (КМ).

Блок АФК може формувати символні послідовності з різною кількістю рівнів: $M = 2^1 = 2$; $M = 2^2 = 4$; $M = 2^4 = 16$; $M = 2^6 = 64$; $M = 2^8 = 256$. При цьому вважається, що амплітудно-фазове кодування цифрової послідовності блоком АФК еквівалентно відповідно BPSK ($M = 2$), QPSK ($M = 4$), 16-QAM ($M=16$), 64-QAM ($M=64$), 256-QAM ($M=256$).

У блоці ППР за кожен інтервал часу T запам'ятовується N символів цифрової послідовності для процедури ЗДПФ.

Блок ЗДПФ на кожному інтервалі часу T здійснює швидке зворотне дискретне перетворення Фур'є від N -символьної цифрової послідовності зі створенням N комплексних дискретних відліків (часових коефіцієнтів), які відповідають корисній частині низькочастотного (НЧ) OFDM-символу.

Для вставки циклічного префікса у НЧ-OFDM-символ у блоці ВЦП за інтервал часу T здійснюється запис N комплексних дискретних відліків, а в наступний інтервал часу T – їх прискорене зчитування у специфічному порядку з утворенням більшого числа відліків: $\bar{N} = N(T_G + T_U)/T_U$.

Блок Re-Im виділяє дійсні (Re) та уявні (Im) складові дискретних відліків, одержаних після ВЦП.

Блоки ЦАП за кожний інтервал часу T перетворюють $\tilde{N}$ Re-складових та $\tilde{N}$ Im-складових дискретних відліків у неперервні аналогові сигнали $I(t)$ і $Q(t)$.

За інтервал часу T сигнал $I(t)$ є низькочастотним I-OFDM-символом, а сигнал $Q(t)$ – низькочастотним Q-OFDM-символом. НЧ-I-OFDM та НЧ-Q-OFDM символи складаються відповідно з косинусоїдальних і синусоїдальних ортогональних гармонік з частотами $F_0, F_1, \dots, F_{(N-1)}$.

У КМ здійснюється перенесення спектрів низькочастотних I-Q-OFDM символів в область високих частот з утворенням за інтервал часу T OFDM-символу. OFDM-символ на виході КМ – це односмуговий радіосигнал з ортогональними ВЧ-піднесущими частотами $f_0, f_1, \dots, f_{(N-1)}$.

1.3 Формування НЧ-OFDM-символу

Пряме і зворотне дискретне перетворення Фур'є (ПДПФ та ЗДПФ відповідно) пов'язують комплексні гармоніки сигналу $\dot{C}_q$ («частотні коефіцієнти») з частотами $\hat{F}_q$ і комплексні відліки сигналу $\dot{X}_m$ («часові коефіцієнти») на інтервалі часу $T = 1/\hat{F}_1$ такими виразами [7]:

$$\dot{C}_q = \left(\frac{1}{N}\right) \sum_{m=0}^{N-1} \dot{X}_m e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}q\right)m}; \quad (1.5)$$

$$\dot{X}_m = \sum_{q=0}^{N-1} \dot{C}_q e^{j\left(\frac{2\pi}{N}m\right)q}, \quad (1.6)$$

де N – число відліків дискретного сигналу в часовій області та число гармонік цього сигналу в частотній області.

Щоб зрозуміти зміст використання ЗДПФ для формування НЧ-OFDM-символу, виконаємо ДПФ для дискретного сигналу, який поданий для спрощення розгляду дійсними відліками ($N = 8$) на часовому інтервалі T , рисунок 1.13, а:

$$X_0 = 2, X_1 = 0, X_2 = -2, X_3 = 0, X_4 = 2, X_5 = 0, X_6 = -2, X_7 = 0.$$

Використовуючи (1.5), отримаємо дійсні амплітуди гармонік:

$$C_0 = \left(\frac{1}{8}\right) \left[2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}0\right)0} + 0 - 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}0\right)2} + 0 + 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}0\right)4} + 0 - 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}0\right)6} + 0 \right] = 0;$$

$$C_1 = \left(\frac{1}{8}\right) \left[2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}1\right)0} + 0 - 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}1\right)2} + 0 + 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}1\right)4} + 0 - 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}1\right)6} + 0 \right] = 0;$$

$$C_2 = \left(\frac{1}{8}\right) \left[2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}2\right)0} + 0 - 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}2\right)2} + 0 + 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}2\right)4} + 0 - 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}2\right)6} + 0 \right] = 1;$$

$$C_3 = \left(\frac{1}{8}\right) \left[2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}3\right)0} + 0 - 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}3\right)2} + 0 + 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}3\right)4} + 0 - 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}3\right)6} + 0 \right] = 0;$$

$$C_4 = \left(\frac{1}{8}\right) \left[2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}4\right)0} + 0 - 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}4\right)2} + 0 + 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}4\right)4} + 0 - 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}4\right)6} + 0 \right] = 0;$$

$$C_5 = \left(\frac{1}{8}\right) \left[2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}5\right)0} + 0 - 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}5\right)2} + 0 + 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}5\right)4} + 0 - 2e^{-j\left(\frac{\pi}{4}5\right)6} + 0 \right] = 0;$$

$$C_6 = \left(\frac{1}{8}\right) \left[2e^{-j(\frac{\pi}{4}6)^0} + 0 - 2e^{-j(\frac{\pi}{4}6)^2} + 0 + 2e^{-j(\frac{\pi}{4}6)^4} + 0 - 2e^{-j(\frac{\pi}{4}6)^6} + 0 \right] = 1;$$

$$C_7 = \left(\frac{1}{8}\right) \left[2e^{-j(\frac{\pi}{4}7)^0} + 0 - 2e^{-j(\frac{\pi}{4}7)^2} + 0 + 2e^{-j(\frac{\pi}{4}7)^4} + 0 - 2e^{-j(\frac{\pi}{4}7)^6} + 0 \right] = 0.$$

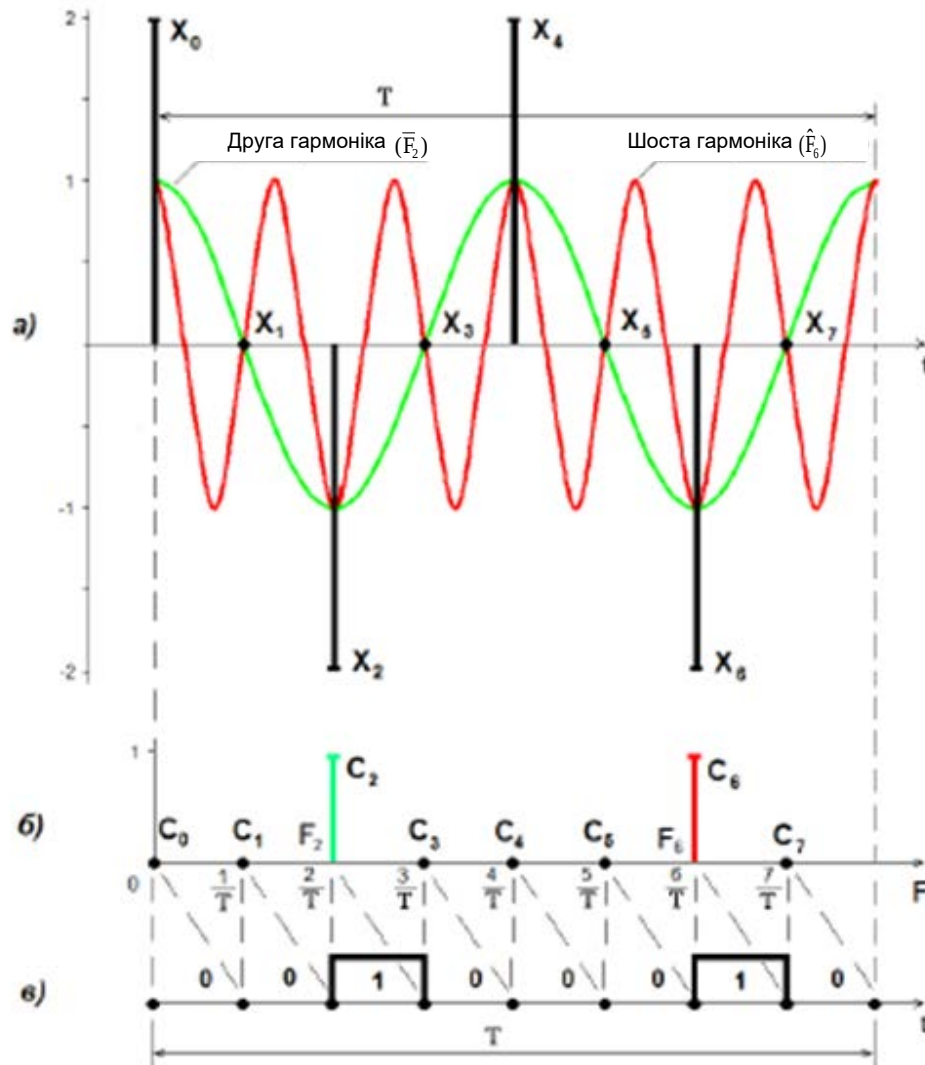


Рисунок 1.13 – Дискретний сигнал на часовому інтервалі T і гармонійні коливання (а), що йому відповідають;
 подання дискретного сигналу в частотній області (б);
 символна послідовність (00100010) на часовому інтервалі T (в),
 яка дає при зворотному перетворенні Фур'є дискретні відліки $X_0, \dots, X_7$

Можна впевнитися, що згідно з формулою (1.6) ЗДПФ від 8-ми спектральних складових у частотній області ($C_0, C_1, \dots, C_7$) дає початковий дискретний сигнал у часовій області ($X_0, X_1, \dots, X_7$):

$$\begin{aligned}
X_0 &= \left[0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}0)^1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}0)^6} + 0 \right] = 2; \\
X_1 &= \left[0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}1)^1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}1)^6} + 0 \right] = 0; \\
X_2 &= \left[0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}2)^1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}2)^6} + 0 \right] = -2; \\
X_3 &= \left[0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}3)^1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}3)^6} + 0 \right] = 0; \\
X_4 &= \left[0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}4)^1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}4)^6} + 0 \right] = 2; \\
X_5 &= \left[0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}5)^1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}5)^6} + 0 \right] = 0; \\
X_6 &= \left[0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}6)^1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}6)^6} + 0 \right] = -2; \\
X_7 &= \left[0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}7)^1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 1e^{j(\frac{\pi}{4}7)^6} + 0 \right] = 0.
\end{aligned}$$

Тепер розглянемо використання ЗДПФ для формування НЧ-OFDM-символу з розподілом N-символьної дворівневої (бінарної) послідовності на N ортогональних гармонік (НЧ-піднесущих) з частотами $\widehat{F}_0, \widehat{F}_1, \dots, \widehat{F}_{N-1}$.

Для цього змінимо рис. 1.13,б наступним чином [8]:

- замість частотної осі зобразимо вісь часу з інтервалом T ;
- замість двох спектральних складових зобразимо 8-ми символьну дворівневу (бінарну) послідовність із двома одиничними символами:

$$0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0. \quad (1.7)$$

Очевидно, що застосовуючи на часовому інтервалі T до цієї послідовності ЗДПФ, отримаємо дискретні відліки, обчислені вище:

$$X_0, X_1, \dots, X_7.$$

Якщо протягом часового інтервалу T дискретний сигнал, що характеризується дійсними відліками $X_0, X_1, \dots, X_7$, пропустити через ідеальний (з одиничним коефіцієнтом передачі) фільтр нижніх частот (ФНЧ), то

відбудеться його цифро-аналогове перетворення (ЦАП) на безперервне коливання $X(t)$, яке зображене чорним кольором на рисунку 1.14.

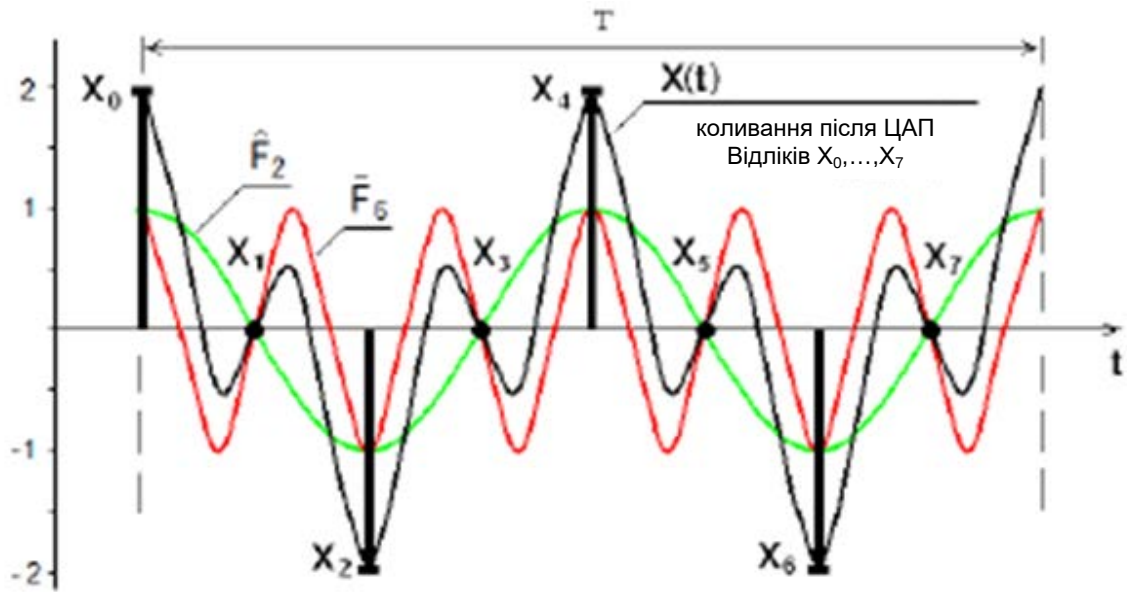


Рисунок 1.14 – Відліки дискретного сигналу ($X_0, X_1, \dots, X_7$) на часовому інтервалі T та їх цифро-аналогове перетворення з отриманням аналогового коливання $X(t)$, що відповідає корисній частині НЧ-OFDM-символу

Складна форма цього коливання визначається сумою двох гармонік (2-ої і 6-ої), які мають однакові амплітуди і описуються косинусними функціями з частотами $\hat{F}_2 = \frac{2}{T}$, $\hat{F}_6 = 6/T$ та нульовими початковими фазами [7, 8]:

$$X(t) = C_2 \cos[2(2\pi/T)t] + C_6 \cos[6(2\pi/T)t] = 1 \cdot \cos(\hat{\Omega}_2 t) + 1 \cdot \cos(\hat{\Omega}_6 t), \quad (1.8)$$

де $C_2 = C_6 = 1$; $\hat{\Omega}_2 = 2\pi\hat{F}_2 = 2(2\pi/T)$; $\hat{\Omega}_6 = 2\pi\hat{F}_6 = 6(2\pi/T)$.

Зауважимо, що лише символи «1» дворівневої цифрової послідовності (1.7), а це за рахунком 2-й та 6-й символи, породжують рівноамплітудні гармоніки з нульовою початковою фазою в НЧ-OFDM-символі – 2-у та 6-у. Символи «0» (а це за рахунком 0-й, 1-й, 3-й, 4-й, 5-й, 7-й символи) не викликають виникнення 0-ї (нульової або постійної складової відліків), 1-ї, 3-ї,

4-ї, 5-ї, 7-ї гармонік. Очевидно, що цей результат – наслідок ЗДПФ, що однозначно зв'язує параметри сигналу в часовій та частотній областях.

Для остаточного отримання НЧ-OFDM-символу необхідне формування захисного інтервалу шляхом "вставки циклічного префікса" перед корисною частиною символу (див. рисунок 1.5).

Процедура вставки циклічного префікса (ВЦП) ілюструється осцилограмою, зображеною на рисунку 1.15: копії останніх відліків корисної частини OFDM-символу ($\hat{X}_6$ та $\hat{X}_7$) вставляються перед відліками $X_0, X_1, \dots, X_7$.

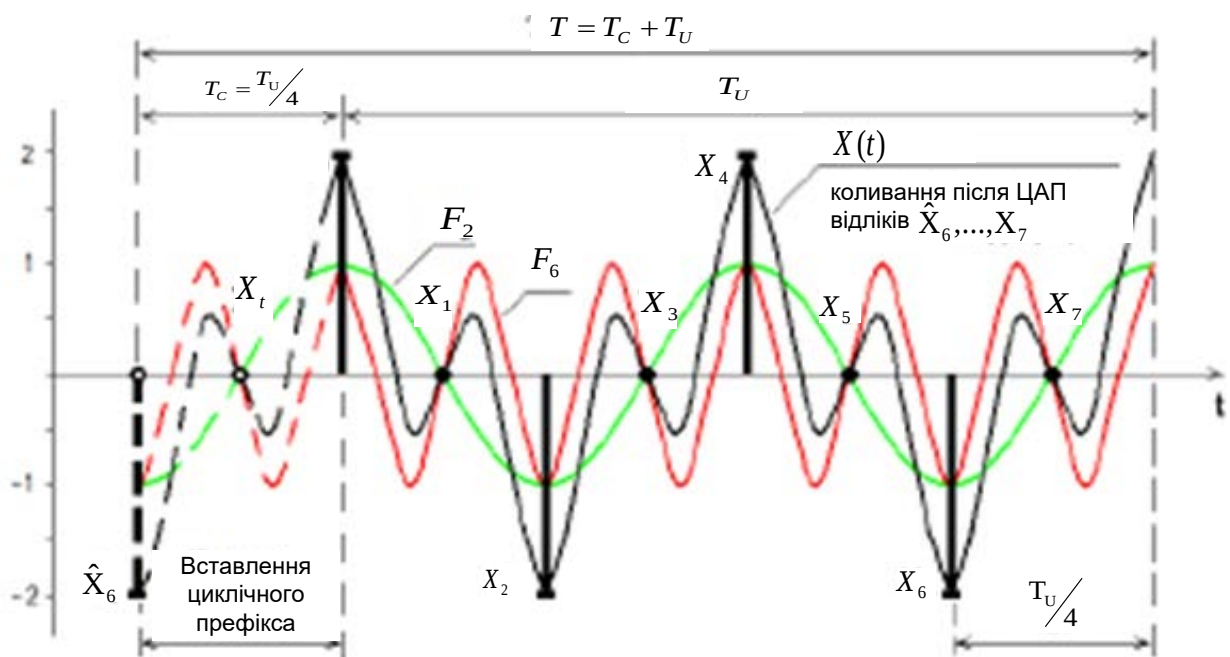


Рисунок 1.15 – Додавання двох відліків ($\hat{X}_6$ та $\hat{X}_7$) для вставки в НЧ-OFDM-символ циклічного префікса тривалістю $T_U/4$

Для цього відліки $X_0, X_1, \dots, X_7$, обчислені з використанням ЗДПФ на інтервалі часу T , записуються в буферну пам'ять блоку ВЦП (див. рис. 1.12), а в наступний інтервал часу T зчитуються з пам'яті у порядку:

$$\hat{X}_6, \hat{X}_7, X_0, X_1, \dots, X_7. \quad (1.9)$$

При цьому частота зчитування відліків ($F_{зч}$) більша за частоту запису ($F_{зан}$)

$$F_{зч} = F_{зан}(T_G + T_U)/T_U, \quad (1.10)$$

а число відліків на інтервалі часу T збільшується і стає рівним

$$\hat{N} = N(T_G + T_U)/T_U. \quad (1.11)$$

В результаті цифро-аналогове перетворення відліків, які відповідають (1.9) та розподілені на інтервалі часу $T = (T_G + T_U)$, утворюється аналоговий НЧ-OFDM-символ $X(t)$, зображений кривою чорного кольору на рисунку 1.15.

1.4 Формування НЧ-OFDM-символу на основі комплексних цифрових послідовностей

В апаратурі, яка використовується на практиці, всі операції (АФК, ППр, ЗДПФ, ВЦП, ЦАП, рисунок 1.12) виконуються над комплексними символами та відліками.

При цьому 2 рівні АФК-BPSK, що відповідають символам (бітам) «1», «0», представляються комплексними цифровими символами (з різницею фаз 180°)

$$"1e^{j45^\circ}", "1e^{j225^\circ}", \text{ (або } "1e^{j135^\circ}", "1e^{j315^\circ}"), \quad (1.12)$$

4 рівня АФК-QPSK, що відповідають комбінаціям з 2 біт «11», «01», «00», «10», представляються комплексними цифровими символами

$$"1e^{j45^\circ}", "1e^{j225^\circ}", "1e^{j135^\circ}", "1e^{j315^\circ}", \quad (1.13)$$

М рівнів АФК-М-QAM, які відповідають комбінаціям з n бітів ($n = \log_2 M$), представляються комплексними цифровими символами:

$$|S_k|e^{j\varphi_k}. \quad (1.14)$$

Враховуючи особливості розглянутих операцій ЗДПФ, ВЦП та ЦАП, можна сформулювати властивості щодо структурної схеми, рисунок 1.12, при формування НЧ-OFDM-символу на основі комплексних цифрових символів після АФК.

1. Кожному цифровому символу на часовому інтервалі T відповідає своя НЧ-піднесуща (гармоніка) в НЧ-OFDM-символі, причому після ЗДПФ цифровим символам з номерами $(0, 1, 2, \dots, N-1)$ відповідають ортогональні НЧ-піднесущі з частотами:

$$F_0 = 0; \hat{F}_1 = \frac{1}{T} = \frac{1}{(T_G + T_U)}; \dots, \hat{F}_{N-1} = \frac{(N-1)}{T} = \frac{(N-1)}{(T_G + T_U)}. \quad (1.15)$$

2. Амплітуди піднесущих НЧ-OFDM-символу дорівнюють амплітудам відповідних цифрових символів після АФК.

3. Початкові фази піднесущих НЧ-OFDM-символу дорівнюють фазам відповідних цифрових символів після АФК.

4. Після вставки циклічного префікса, що визначає захисний інтервал, частоти піднесущих НЧ-OFDM-символу збільшуються в $[(T_G + T_U)/T_U]$ разів:

$$F_1 = \frac{\hat{F}(T_G + T_U)}{T_U} = \frac{(T_G + T_U)}{TT_U} = \frac{1}{T_U}; \dots, F_{N-1} = \frac{\hat{F}_{N-1}(T_G + T_U)}{T_U} = \frac{(N-1)}{T_U}. \quad (1.16)$$

1.5 OFDM-демодулятор

Структурна схема OFDM-демодулятора зображена на рисунку 1.16. Кількість відліків і символів $(\hat{N}, N)$ відповідає інтервалу часу $T = (T_G + T_U)$.

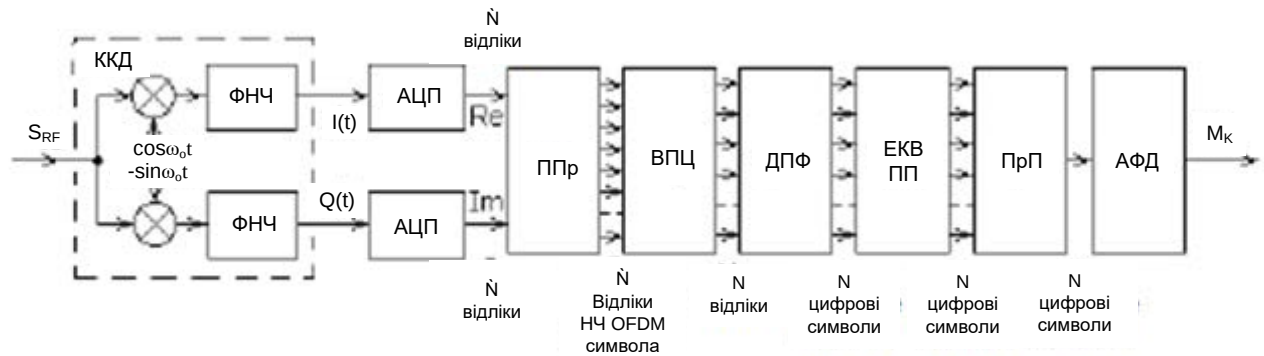


Рисунок 1.16 – Структурна схема OFDM-демодулятора

Функціональні вузли цієї схеми та їх призначення [7, 8]:

- ККД – когерентний квадратурний детектор;
- АЦП – аналого-цифрові перетворювачі синфазного та квадратурного каналів;
- ППр – перетворювач послідовних дискретних відліків дійсної (Re) та уявної (Im) складових НЧ-OFDM-символу в паралельний масив комплексних відліків;
- ВПЦ – блок вилучення циклічного префікса з масиву комплексних відліків НЧ-OFDM-символу;
- ДПФ – блок прямого дискретного перетворення Фур'є;
- ЕКВ ПП – еквайзер, який працює по пілотних піднесущих;
- ПрП - перетворювач масиву комплексних цифрових символів з паралельного в послідовний;
- АФД – амплітудно-фазовий декодер.

Вихідна напруга ККД з урахуванням фільтруючих властивостей ФНЧ:

$$\begin{aligned}
 U_I &= S_{RF}[\cos\omega_0 t] = \\
 &= [\sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos[(\omega_0 + \Omega_q)t + \varphi_q]] [\cos\omega_0 t] \sim \sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos(\Omega_q t + \varphi_q) = I(t);
 \end{aligned}
 \tag{1.17}$$

$$\begin{aligned}
 U_Q &= S_{RF}[-\sin\omega_0 t] = \\
 &= [\sum_{q=0}^{N-1} C_q \cos[(\omega_0 + \Omega_q)t + \varphi_q]] [-\sin\omega_0 t] \sim \sum_{q=0}^{N-1} C_q \sin(\Omega_q t + \varphi_q) = Q(t);
 \end{aligned}$$

(1.18)

Вихідні напруги ККД з урахуванням фільтруючих властивостей ФНЧ відповідають Re-складовим і Im-складовим аналогових сигналів $I(t)$ і $Q(t)$.

Після АЦП сигналів $I(t)$ і $Q(t)$ у блоці ПП_р за кожний інтервал часу T запам'ятовується $\hat{N}$ комплексних відліків НЧ-OFDM-символу.

Блок ВЦП за кожний інтервал часу T зчитує з блоку ПП_р тільки N комплексних відліків, що відповідають корисній частині НЧ-OFDM-символу.

У блоці ДПФ за кожен інтервал часу T відбувається пряме дискретне перетворення Фур'є з отриманням N -масиву комплексних «частотних коефіцієнтів», амплітуди та фази яких відповідають амплітудам та фазам цифрових символів.

У блоці ЕКВ ПП проводиться вирівнювання частотної та фазової характеристик каналу зв'язку для усунення спотворень амплітуд та фаз цифрових символів.

Блок ПрП перетворює масив комплексних цифрових символів із паралельного у послідовний.

Блок АФД здійснює амплітудно-фазове декодування комплексних цифрових символів з утворенням бітового потоку M_k .

1.6 Висновки до розділу

Виконано огляд технології OFDM та принципу формування OFDM-сигналу. Показано, що зі збільшенням кількості несущих частот тривалість одного символу також збільшується, оскільки зростає інтервал часу, на якому спостерігається ортогональність несущих. Цього збільшення виявляється достатньо для того, щоб ввести між символами, що передаються, так званий «захисний інтервал», який виконує ключову роль у боротьбі з міжсимвольною інтерференцією.

Для перенесення цифрового потоку на сотні і тисячі піднесущих модулатор будується на основі використання зворотного перетворення Фур'є –

отримання сигналу в часовому вимірі за відомим його спектральним складом. Існуючі алгоритми дозволяють використовувати такі перетворення в мінімальний час і з мінімальними обчислювальними витратами.

Наявність в OFDM-сигналі великої кількості піднесущих дає можливість реалізувати технологію COFDM з «перемішуванням» їх частот – рандомізацію. Така міра дозволяє зробити даний спосіб передачі інформації практично нечутливим до різноманітних завмирань, а також перешкод, що виключають на короткий час можливість використання будь-якої ділянки діапазону частот.

Показано математичний апарат зворотного дискретного перетворення Фур'є для формування НЧ-OFDM-сигналу. Виконано це на основі дійсних відліків на часовому інтервалі, що складає тривалість символу, а також на основі комплексних цифрових послідовностей. Показано, що результатом ЗДПФ є отримання амплітуд синфазної та квадратурної компонент, які у подальшому діють на відповідні входи квадратурного модулятора, формуючи OFDM-символ. Розглянуто також структурну схему OFDM-демодулятора.

2 ВПЛИВ УМОВ NLOS НА ЯКІСТЬ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

NLOS (Non-Line-of-Sight) - це умови, при яких відсутні прямі видимі лінії між передавачем і приймачем. Це може виникати через різні перешкоди, такі як будівлі, стіни, гірська місцевість або інші об'єкти, які блокують або розсіюють сигнал. Умови NLOS можуть виникати в різних середовищах і мати вплив на зв'язок безпроводних систем. Наведемо загальний опис та характеристику умов NLOS.

1. Перешкоди:

Умови NLOS характеризуються наявністю перешкод, які забруднюють прямий шлях сигналу від передавача до приймача. Це можуть бути будинки, ліс, гірський рельєф, транспортні засоби або інші об'єкти.

2. Багатократне розсіювання (багатопроменеве поширення) (Multipath Fading):

Причиною умов NLOS може бути багатократне (множинне) розсіювання, коли сигнал відбивається від різних поверхонь та досягає приймача різними шляхами. Це може викликати затримки та інтерференцію між сигналами, що призводить до виникнення проблем при декодуванні.

3. Атмосферні впливи:

Погодні умови, такі як дощ, туман, сніг або інші атмосферні впливи, можуть впливати на розсіювання сигналу та викликати втрати енергії сигналу.

4. Частота та довжина хвилі:

Ступінь впливу NLOS залежить від робочої частоти сигналу. Вищі частоти більше схильні до поглиблення перешкод та втрат сигналу в умовах NLOS.

5. Динаміка оточення:

Зміни в оточенні, такі як рух транспортних засобів або людей, можуть спричиняти коливання умов NLOS. Динаміка оточення може впливати на якість та стабільність зв'язку.

Розробка технологій, які можуть допомагати подолати проблеми, пов'язані з умовами NLOS, і покращити стабільність та якість зв'язку в таких умовах проводиться з урахуванням цих характеристик. Для подолання проблем NLOS можуть застосовуватися різноманітні технології та методи, такі як використання технологій OFDM, адаптація модуляції, застосування антен з високим коефіцієнтом підсилення, алгоритми пом'якшення помилок та інші техніки для забезпечення надійної обробки сигналу.

2.1 Канали з завмираннями та їх особливості

Завмирання сигналу, як явище, проявляється у деформації його обвідної. Маючи на увазі, що обвідна сигналу – це функція, яка будується по характерних точках даного сигналу, наприклад, по екстремумах, розглянемо її поведінку в умовах багатопроменевого поширення хвиль. Обвідна $U_s(t)$ довільного сигналу $s(t)$ визначається як модуль відповідного аналітичного сигналу [8]:

$$U_s(t) = |Z_s(t)| = \sqrt{S^2(t) + \hat{S}^2(t)} \quad (2.1)$$

Проходячи через канали радіозв'язку, сигнал зазнає безліч змін. Однією з причин таких змін є явище, яке отримало назву багатопроменевого поширення. На шляху поширення від джерела до приймача сигнал може зустрічати будь-які перешкоди, від яких він перевідбивається і виникає безліч копій одного і того ж сигналу, але з різними затримками та коефіцієнтами згасання. У цьому і є суть багатопроменевого поширення. Внаслідок такого впливу на сигнал, на приймальну антену приходить безліч електромагнітних хвиль з різними затримками, згасаннями і фазами, внаслідок чого їхня суперпозиція викликає амплітудні та фазові спотворення прийнятого сигналу. Якщо виявиться, що ці сигнали в сумі несуть вагому енергію (а вони при цьому дестабілізуючі, завадові), то це може призвести до збільшення кількості помилок та зниження

якості каналу зв'язку. Це явище отримало назву завмирання сигналу, тому що сигнал начебто перестає на деякий час поширюватися між джерелом та приймачем.

Розрізняють такі різновиди замирань: швидкі та повільні завмирання. Повільні завмирання виникають зазвичай через погані метеоумови. Швидкі завмирання виникають через рух приймача (джерела) або різних перешкод на шляху поширення сигналу. Цей вид завмирань вважається частотно-селективним, тобто зміна частоти, на якій ведеться передача, може знизити цей ефект або повністю його прибрати. Рисунок 2.1 схематично демонструє багатопроменеве поширення сигналу [9].

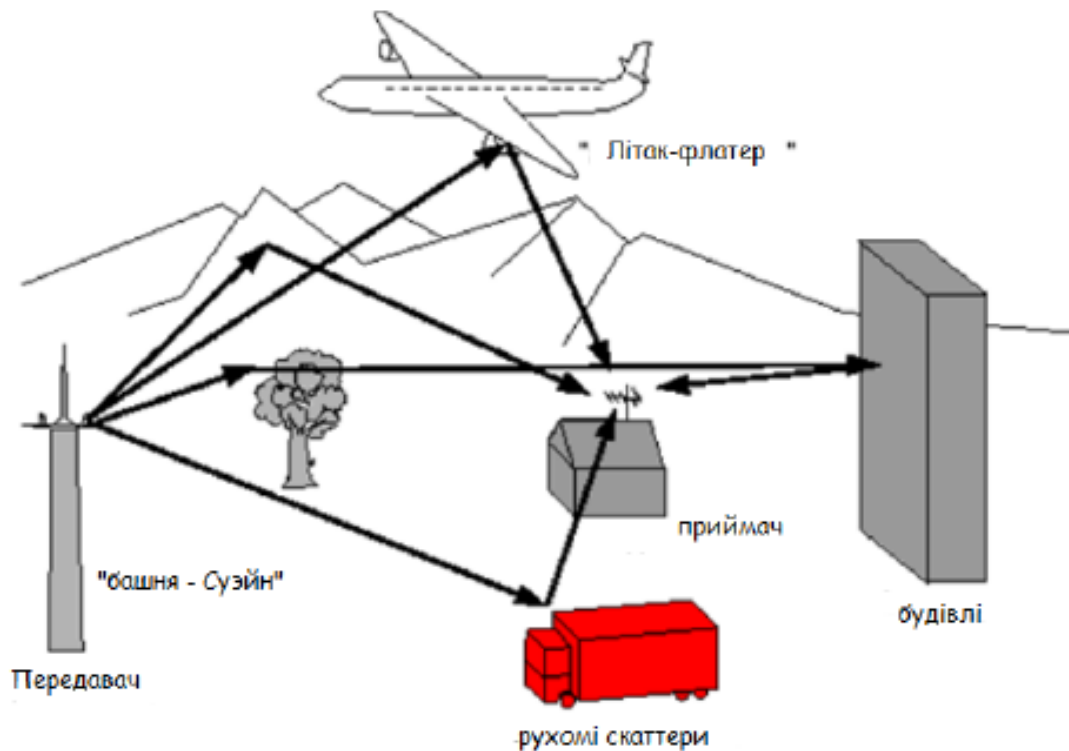


Рисунок 2.1 – Багатопроменеве поширення сигналу

З наведеного рисунка можна побачити, що від передавача до приймача сигнал може надійти різними шляхами (траєкторіями). Для кожної траєкторії характерні свої параметри: $d_1, d_2, d_3, \dots$ - довжини траєкторій (ломані лінії); $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$ - згасання сигналів; $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \dots$ - фази сигналів.

Розрізняють завмирання Релея та завмирання Райса. Релеєвські завмирання характеризуються відсутністю на приймальній стороні прямого променя з нульовою затримкою. Обвідна сигналу в цьому випадку може бути охарактеризована розподілом Релея:

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.2)$$

де r – амплітуда обвідної вхідного сигналу; σ^2 – середня енергія сигналу.

У завмирань Райса на приймальній стороні прямий промінь із нульовою затримкою присутній. Тоді зміни обвідної можуть бути описані розподілом Райса:

$$p_{Ri}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2+s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left[\frac{rs}{\sigma^2}\right], \quad (2.3)$$

де I_0 – модифікована функція Беселя; s – амплітуда постійної складової сигналу [8, 9].

Багатопроменеве поширення є особливо проблематичним у міських районах через наявність високих будівель та інших споруд. Ці об'єкти інфраструктури можуть спричинити відбиття та заломлення радіохвиль у багатьох різних напрямках, що може ускладнити прийом чіткого сигналу приймачем.

2.2 Проблеми, пов'язані з багатопроменевим поширенням сигналу

У мобільному безпроводному зв'язку приймач поєднує та виконує обробку переданих сигналів, що прийшли різними шляхами. Одні - ті, що прийшли за рахунок відбиття від зовнішніх близько розташованих об'єктів, інші - через дифракцію від довколишніх перешкод. Різні промені, що приходять

на приймач, можуть інтерферувати один з одним і викликати спотворення сигналу, що несе інформацію. Спотворення, викликані багатопроменевістю, включають розсіювання затримки, втрати потужності сигналу та розширення частотного спектру. Випадкова природа змін каналу зв'язку в часі може бути змодельована як вузькосмуговий випадковий процес. Для великої кількості відбитих сигналів, що потрапляють на приймальну антену, розподіл сигналу може бути в силу центральної граничної теореми теорії ймовірностей змодельовано як комплексний гаусівський випадковий процес. Обвідна прийнятого сигналу може бути розкладена на швидко змінні флуктуації, що накладені на флуктуації повільно мінливі. Коли середня амплітуда обвідної отримує сильне ослаблення через різні фази інтерферуючих променів, то сигнал розглядається як завмираючий. Термін «багатопроменевість» використовується для визначення випадку прийому на антену багатьох копій сигналів, що несуть інформацію. Багатопроменевий канал може бути описаний статистично та охарактеризований кореляційною функцією. Переданий сигнал може бути досить точно змодельований як вузькосмуговий процес [6, 9]:

$$s(t) = x(t)e^{-2\pi f_c t}. \quad (2.4)$$

Розсіювачі багатопроменевого каналу зазвичай вважаються гаусівськими, а канал характеризують змінними затримками поширення, коефіцієнтами згасання та доплерівськими зрушеннями. Змінний у часі імпульсний відгук каналу зв'язку може бути визначений співвідношенням:

$$h(\tau_n, t) = \sum_n \alpha_n(\tau_n, t) e^{-2\pi f_{Dn} \tau_n(t)} \delta[t - \tau_n(t)], \quad (2.5)$$

де $h(\tau_n, t)$ – відгук сигналу в момент часу t на імпульсний вплив у момент часу $[t - \tau_n(t)]$; $\alpha_n(t)$ – коефіцієнт згасання сигналу, який прийнятий по n -ому променю; $\tau_n(t)$ – затримка поширення для n -го променя; f_{Dn} – доплерівський зсув для сигналу, прийнятого по n -ому променю.

Доплерівський зсув частоти з'являється через відносний рух передавача та приймача і може бути виражений як:

$$f_{Dn} = \frac{v \cos(\theta_n)}{\lambda}, \quad (2.6)$$

де v - відносна швидкість руху між передавачем і приймачем; λ - довжина хвилі несущої; θ_n - кут між напрямками переміщення та приходу променя.

Переданий сигнал після проходження через канал зв'язку описується співвідношенням:

$$z(t) = h(\tau_n, t) \cdot s(t) = \sum_n \alpha_n \cdot \tau_n(t) e^{-2\pi(f_c + f_{Dn})\tau_n(t)} x[t - \tau_n(t)] e^{-j2\pi f_c t}, \quad (2.7)$$

де

$$\delta[t - \tau_n(t)] \cdot x(t) = x[t - \tau_n(t)]; \delta[t - \tau_n(t)] \cdot e^{-j2\pi f_c t} = e^{-j2\pi f_c (t - \tau_n(t))}. \quad (2.8)$$

Вираз для $z(t)$ може бути записаний в іншій формі:

$$z(t) = \sum_n \beta_n \cdot x[t - \tau_n(t)] e^{-j2\pi f_c t}, \quad (2.9)$$

де $\beta_n = \alpha_n \cdot \tau_n(t) e^{-2\pi(f_c + f_{Dn})\tau_n(t)}$ – гаусівський випадковий процес.

Обвідна функція каналного відгуку $h(\tau_n, t)$ має релеївське розподіл, оскільки відгук каналу є гаусівським випадковим процесом. Щільність ймовірності коефіцієнта передачі каналу з релеївськими завмираннями визначається співвідношенням:

$$f_z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.10)$$

Канал без променя прямої видимості (non-line-of-sight - NLOS) зазвичай вважається каналом з релеївськими завмираннями. Канал, що має промінь

прямої видимості (LOS) між приймачем і передавачем, зазвичай характеризується розподілом Райса:

$$f_z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2 + \mu^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left[\frac{z\mu}{\sigma^2}\right], \quad (2.11)$$

де $I_0(\dots)$ - модифікована функція Бесселя нульового порядку; μ та σ^2 - середнє значення та дисперсія променя прямої видимості відповідно.

Автокореляційна функція каналу зв'язку з імпульсним відгуком $h(\tau, t)$ визначається співвідношенням:

$$R_c(\tau, \Delta t) = E[h(\tau, t) \cdot h^*(\tau, t + \Delta t)]. \quad (2.12)$$

Вона може бути виміряна шляхом передачі дуже вузьких імпульсів та вимірюванням взаємної кореляції прийнятого сигналу з його спряженою затриманою версією. Середня потужність каналу може бути знайдена з рівняння $\Delta t = 0$, тобто $R_c(\tau, 0) = R_c(\tau)$. Ця характеристика називається профілем затримки потужності або профілем багатопроменевої інтенсивності. Діапазон значень τ , за яких $R_c(\tau)$ є ненульовою, іноді називається багатопроменевим розсіюванням затримки каналу, і позначається як τ_m . Зворотна величина багатопроменевого розсіювання затримки є мірою діапазону когерентності каналу, тобто:

$$B_m \approx \frac{1}{\tau_m}. \quad (2.13)$$

Діапазон когерентності каналу відіграє важливу роль у системах зв'язку. Якщо бажаний діапазон сигналу системи зв'язку малий порівняно з діапазоном когерентності каналу, то у системі присутні плоскі завмирання (або частотно неселективні завмирання). Це спрощує вимоги щодо обробки сигналу приймальною системою, тому що плоскі завмирання можуть бути подолані

додаванням надлишкового запасу потужності до бюджету лінії системи. І навпаки, якщо бажана ширина спектра сигналу велика порівняно зі смугою когерентності каналу, то система стикається з частотно-селективними завмираннями і це погіршує здатність приймача приймати правильне рішення про бажаний сигнал. Канали, чия статистика залишається постійною протягом кількох символних інтервалів, розглядаються як канали з повільними завмираннями, порівняно з каналами, чий статистики змінюються швидко під час символного інтервалу. Безпроводні канали всередині приміщень, наприклад, характеризуються повільними частотно-селективними завмираннями [10].

2.3 Моделювання поширення радіосигналів в умовах багатократних відбиттів

Моделювання функціонування мереж безпроводного широкосмугового доступу є початковим етапом їх проектування. Основна мета моделювання – забезпечення радіопокриття території, яка обслуговується, без зон тіней за умови надання задекларованої якості послуг.

2.3.1 Методи моделювання поширення радіохвиль

Якість радіоканалу доступу визначається параметрами обладнання: підсиленням передавальної та приймальної антен, потужністю передавача, чутливістю приймача тощо. Параметри формуються розробником системи доступу та можуть бути оптимізовані. Однак, якість радіоканалу істотно залежить від спотворень при розповсюдженні в атмосфері, параметри якої (як і параметри перешкод на траєкторії поширення сигналу) змінити неможливо. Щільна міська забудова будинками та спорудами є причиною швидких (релеєвських) завмирань радіосигналу. Повільні завмирання радіосигналу викликаються неоднорідністю рельєфу території (наявність підвищень і впадин). Розрахунок рівня сигналу для кожної точки, що обслуговується

мережею доступу території, вимагає знання та обліку детальної інформації про структуру даної території. Навіть тип покриття будівлі (котрий може через деякий час змінитися) впливає на поширення сигналу. Не завжди можна отримати інформацію, що впливає на поширення сигналу (в силу технічних чи юридичних обмежень). Але і за наявності цієї інформації, потрібен дуже складний аналіз характеру розповсюдження радіохвиль, щоб отримати картину розподілу рівня сигналу на території, що обслуговується.

Згасання радіосигналу є в умовах міської забудови місцевості випадковою величиною і залежить від сукупності факторів, що впливають на поширення радіохвиль [11]:

- відбиття сигналу (відбувається, якщо розмір перешкоди перевершує довжину радіохвилі;
- дифракція (тобто заломлення) радіохвиль;
- розсіювання радіохвиль (виникає, якщо на території є велика кількість об'єктів, розмір яких менший довжини радіохвилі – наприклад, листки на деревах;
- ефект Доплера (проявляється, коли є рухомі об'єкти, що беруть участь в перевідбитті сигналу, а також якщо рухається абонент).

При моделюванні поширення радіохвиль в умовах щільної міської забудови розрізняють два види методів:

- статистичні;
- детерміновані.

Статистичні методи базуються на попередніх експериментальних даних, від числа яких і залежить точність розрахунків. Ці методи не беруть до уваги особливості конкретних радіотрас Дозволяють визначити лише деякі середні характеристики розповсюдження сигналів.

Детерміновані методи базуються на конкретній інформації про міську забудову: рельєф, висота будівель, тип стін будівель, тип дахів, рослинність тощо, тому дають більш точні результати моделювання. Детерміновані методи

дозволяють отримувати прогноз і по інших параметрах, окрім рівня сигналу, наприклад, затримку поширення радіосигналу.

З двох озвучених видів моделей - статистична та динамічна - актуальною є лише динамічна, яка забезпечує досить високу точність моделювання.

Однією з перших моделей поширення радіохвиль, що враховує раніше перелічені фактори і методи, є модель Хата (Okumura-Hata). В основі моделі Окамура-Хата лежать експериментальні дані, отримані ним в умовах міста Токіо. Крім цього, є ряд моделей, які також описують поширення радіохвиль: Лі (W.C.Y.Lee), Ібрагіма-Парсона, Walfish-Ikegami тощо.

Однак не всі з них можна застосовувати у первинному вигляді для конкретної території. Модель Walfish-Ikegami обмежується у якості опису місцевості поширення лише типом міської забудови і не враховує реальний рельєф місцевості. Хороша точність результатів моделювання має місце при висоті антени базової станції вище рівня дахів, точність значно знижується при висоті антени, нижче рівня дахів. Модель Хата досить точно описує поширення радіохвиль для міст, структура і характеристики яких (щільність забудови, висотність тощо) схожі з м. Токіо. Перед застосуванням тієї чи іншої моделі необхідна перевірка та адаптація її до реальних характеристик у конкретному місті.

2.3.2 Модель вільного простору

Модель вільного простору заснована на уявленні сферичного фронту хвилі, що розширюється при випромінюванні радіохвилі з точкового джерела в просторі. Модель описує залежність потужності електромагнітних хвиль, що поширюються у вільному просторі від відстані. У лінійній формі, згасання у вільному просторі описується формулою [9, 10]:

$$L_P = \frac{\lambda^2}{4\pi d^2}, \quad (2.14)$$

де λ - довжина хвилі сигналу, d - відстань між антенами передавача та приймача.

У логарифмічній формі залежність загасання від відстані:

$$L_p = -32,4 - 20 \lg(f) - 20 \lg(d), \quad (2.15)$$

де f - частота сигналу в мегагерцах (МГц), d - відстань у кілометрах (км), L_p - втрати поширення у децибелах (дБ).

Як бачимо, при фіксованій частоті передачі f , перший та другий доданок (2.15) – постійні величини, і згасання є логарифм відстані.

Модель не враховує згасання, пов'язані зі складом атмосфери (запилення, склад газів, вологість).

У системах бездротового доступу модель не актуальна, оскільки мають місце й інші втрати через перешкоди, перевідбиття. В умовах міста потрібні складніші моделі. Ця модель використовується для радіорелейних ліній, які поєднують базові станції між собою, а також в супутникових системах зв'язку.

2.3.3 Модель Лі

В умовах щільної міської забудови сигнал складається із суми сигналів, що переміщаються по прямій видимості, та багаторазово відбитих сигналів. Для використовуваних у мережах доступу частот навіть після трьох відбиттів сигнал має достатній рівень для його розпізнавання. Втрати при проходженні сигналу у атмосфері вищі, ніж у вільному просторі.

Спрощена формула в моделі Лі для частот, що використовуються у мережах доступу та стільникового зв'язку (експериментальні дані отримані для частоти 900 МГц):

$$L_p = 1,14 \cdot 10^{-13} \frac{h^2}{d^{3,84}}, \quad (2.16)$$

де h - висота (в метрах) антени базової станції, d - відстань (в кілометрах) між передавачем та приймачем.

У логарифмічному вигляді модель Лі:

$$L_P = -129,5 - 38,4 \lg(d) - 20 \lg(h). \quad (2.17)$$

Модель враховує висоти антен абонентської та базової станцій, віддаленість, і не враховує наявність будівель і споруд.

2.3.4 Модель Хата

Модель Хата базується на значних емпіричних вимірюваннях поширення радіосигналу в міських умовах. Модель враховує такі параметри, як частота, висоти антен передавача та приймача, щільність забудови.

У логарифмічному вигляді модель:

$$L_P = -K_1 - K_2 \lg(f) + 13,82 \lg(h_b) + a(h_m) - [44,9 - 6,55 \lg(h_b)] \lg(d) - K_0, \quad (2.18)$$

де f – несуща частота, МГц; h_b - висота антени передавача, м; h_m – висота антени приймача, м; d - відстань між базовою станцією та абонентською станцією, км.

Модель дійсна тільки для певних обмежень, насамперед:

h_b – від 30 до 200 м,

h_m – від 1 до 10 м,

d – від 1 до 20 км.

Коефіцієнтами $a(h_m)$ та K_0 описуються поширення радіохвиль у «місті» або «місті із щільною забудовою»:

$a(h_m) = [1,1 \lg(f) - 0,7] h_m - [1,56 \lg(f) - 0,8]$ - для міста;

$a(h_m) = 3,2[\lg(11,75 h_m)]^2 - 4,97$ - для міста із щільною забудовою;

$K_0 = 0$ – для міста;

$K_0 = 3$ дБ - для міста із щільною забудовою.

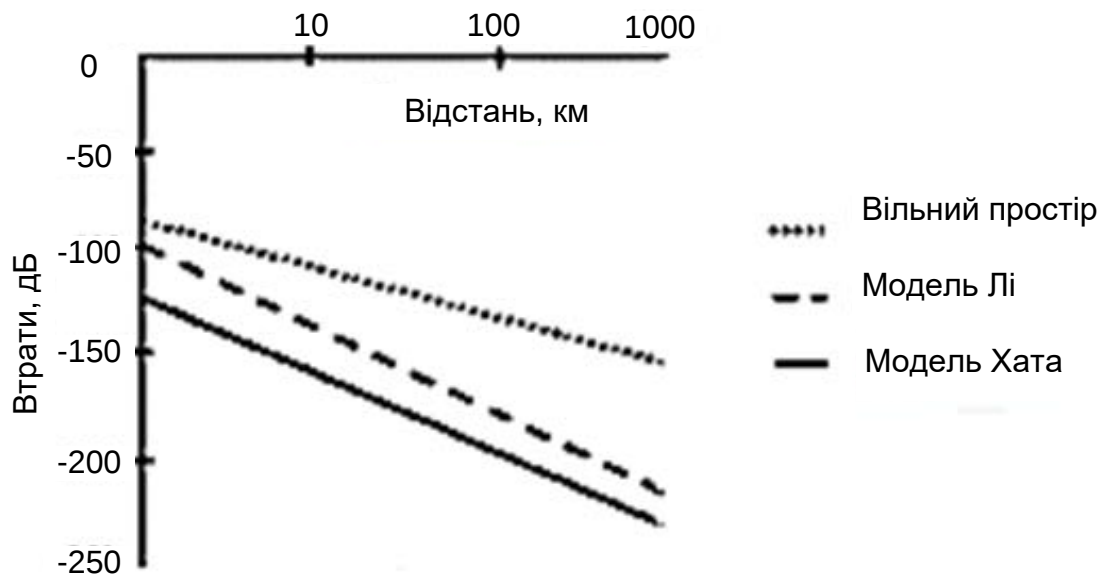


Рисунок 2.2 – Залежність втрат на траєкторії поширення сигналу від відстані для моделей поширення: вільний простір, Лі, Хата

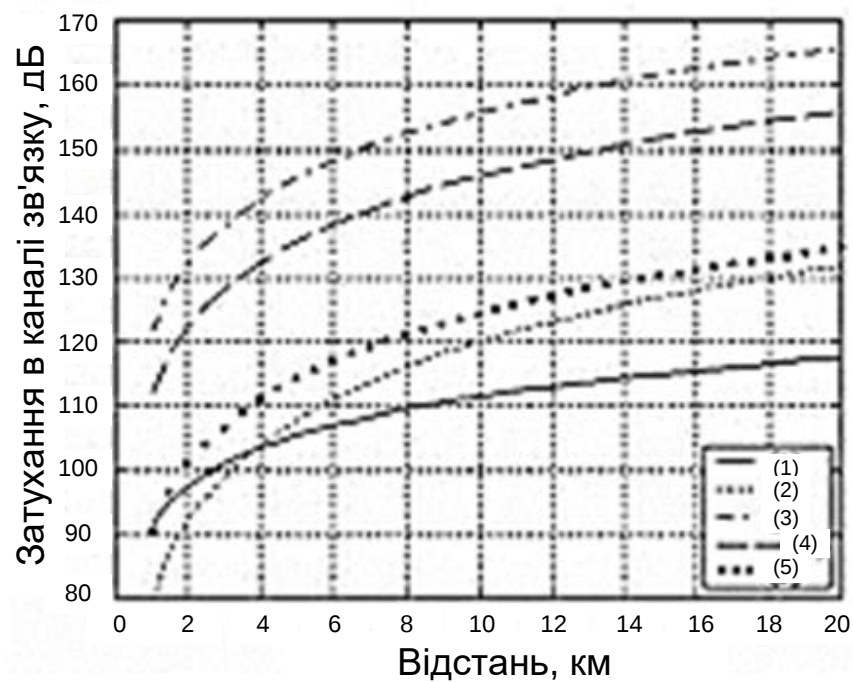


Рисунок 2.3 - Залежність загасання в каналі доступу від відстані для різних типів місцевості: (1) – вільний простір, (2) - двопроменева модель, (3), (4), (5) - модель Хата (відповідно міська зона, приміська зона, сільська місцевість)

Для урахування частотного діапазону використовуються коефіцієнти K_1 K_2 :

$K_1 = 69,55$ – для частотного діапазону від 150 до 1000 МГц;

$K_1 = 46,3$ – для частотного діапазону від 1500 до 2000 МГц;

$K_2 = 26,16$ – для частотного діапазону від 150 до 1000 МГц;

$K_2 = 33,9$ – для частотного діапазону від 1500 до 2000 МГц;

Чим більше параметрів враховує модель, тим більше втрат на траєкторії поширення сигналу вона виявляє і, з іншого боку, тим складніша модель. Порівняння результатів розрахунків втрат для різних моделей представлено на рисунку 2.2: вільний простір, Лі та Хата. Розрахунки проведені для частоти 881,5 МГц при висоті антени передавача 30 м та висоті антени приймача 1,5 м, тип забудови - міська забудова.

Залежність втрат у каналі від типів місцевості для різних моделей представлена на рисунку 2.3.

2.4 Огляд напрямків забезпечення ефективної роботи в умовах NLOS

NLOS (Non-Line-of-Sight) вказує на те, що між передавачем і приймачем відсутні прямі видимі лінії, тобто існують перешкоди, такі як будинки, стіни або інші об'єкти, які можуть впливати на передачу сигналу. У таких умовах необхідно враховувати ряд технічних та конструктивних особливостей для досягнення ефективного функціонування систем зв'язку, насамперед систем широкосмугового доступу, які використовують широкосмугові канали. Коротко зупинимося на можливих напрямках проектування з метою підвищення ефективності роботи в таких умовах.

1. Використання технологій OFDM

Ортогональне частотне розділення з мультиплексуванням (OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing) є ефективною технологією для роботи в умовах NLOS, оскільки вона дозволяє поділити сигнал на підканали, що може допомогти у подоланні втрат сигналу через перешкоди. Важливим

чинником для цієї технології є можливість ефективного захисту від міжсимвольної інтерференції, яка вважається незмінним супутником при багатопроменовому поширенні радіохвиль. У наступному розділі можливості OFDM будуть розглянуті всебічно.

2. Компенсація спотворень сигналів в радіоканалах на основі лінійних еквалайзерів.

У багатьох каналах зв'язку, наприклад, у каналах із завмираннями, спотворення фази та амплітуди зазвичай проявляється одночасно. При передачі послідовності імпульсів подібне спотворення проявляється у вигляді розсіювання або «розмивання» імпульсів, так що жоден імпульс прийнятої демодульованої послідовності не визначається однозначно. Сукупність методів обробки або фільтрації сигналу, спрямованих на усунення чи зниження такого ефекту, трактується як «вирівнювання». Для цього використовують різні за принципом дії еквалайзера.

3. Антени з високим коефіцієнтом підсилення.

Використання антен з великим коефіцієнтом підсилення може поліпшити здатність приймача отримувати сигнал через перешкоди. Зазначене технічне рішення може мати обмежені сфери впровадження, оскільки безпосередньо впливає на функціональну складність та габарити антенних систем.

4. Smart Antenna Systems.

Використання систем із "розумними" антенами, які можуть автоматично визначати оптимальний напрямок для прийому сигналу. Технічне рішення також обмеженого впровадження, але, без сумніву, може допомогти в умовах відсутності прямої видимості.

5. Технології з протоколами завадостійкого кодування з можливістю виправлення помилок (ARQ, FEC)

Використання протоколів автоматичного повторювання запиту (ARQ) та помилковокоригуючих кодів (FEC) може допомогти у відновленні даних, які можуть бути втрачені або пошкоджені через перешкоди. Ці алгоритмічні прийоми базуються на телекомунікаційних системах зі зворотним зв'язком.

Передбачається аналіз прийнятого сигналу на боці приймача і у випадку непереборних спотворень повторна передача сигналу у відповідь на перезапиту.

6. Розгалужування шляхів (Path Diversity)

Використання технік розгалужування шляхів може допомогти в подоланні втрат сигналу через перешкоди, роблячи використання кількох маршрутів для передачі і отримання сигналу.

7. Управління потужністю та частотою.

Автоматичне регулювання потужності та частоти може бути корисним для адаптації до змін у середовищі та мінімізації впливу перешкод.

8. Мережеві рішення для забезпечення надійності.

Використання мережевих рішень, таких як резервування маршрутів і мережеві протоколи, може забезпечити надійність в умовах, коли деякі маршрути можуть бути перекриті перешкодами.

Застосування цих технічних рішень в комбінації може покращити стійкість та ефективність зв'язку в умовах NLOS. Із зазначених вище технічних рішень у наступному розділі детальніше розглянемо ефективність використання еквалайзерів та технології OFDM.

2.5 Висновки до розділу

Виконано аналіз завмирань сигналу при багатопроменевому його поширенні. Розглянуті завмирання за умови відсутності прямого сигналу між передавачем та приймачем (NLOS) та при наявності такого сигналу (LOS). При відсутності прямої видимості (NLOS) закон розподілу амплітуди обвідної описується розподілом Релея, а за наявності – розподілом Райса. Отже, Релеєвські завмирання характеризуються відсутністю на приймальній стороні прямого променя з нульовою затримкою. У завмирань Райса на приймальній стороні прямий промінь із нульовою затримкою присутній.

Спотворення, викликані багатопроменевістю, включають розсіювання затримки, втрати потужності сигналу та розширення частотного спектру.

Випадкова природа змін каналу зв'язку в часі може бути змодельована як вузькосмуговий випадковий процес. Багатопроменевий канал може бути описаний статистично та охарактеризований кореляційною функцією.

Показано принцип визначення багатопроменевого розсіювання затримки каналу та зворотної до нього величини – когерентності каналу.

Діапазон когерентності каналу відіграє важливу роль у системах зв'язку. Якщо бажаний діапазон сигналу системи зв'язку малий порівняно з діапазоном когерентності каналу, то у системі присутні плоскі завмирання (або частотно неселективні завмирання). Плоскі завмирання можуть бути подолані додаванням надлишкового запасу потужності до бюджету лінії системи. Це спрощує вимоги щодо обробки сигналу приймальною системою. І навпаки, якщо ширина спектра сигналу велика порівняно зі смугою когерентності каналу, то система стикається з частотно-селективними завмираннями і це погіршує здатність приймача приймати правильне рішення про параметри сигналу. Канали, чия статистика залишається постійною протягом кількох символічних інтервалів, розглядаються як канали з повільними завмираннями, порівняно з каналами, чії статистики змінюються швидко під час символічного інтервалу.

Проаналізовано методи моделювання поширення радіохвиль у вільному просторі, для міської забудови та сільської місцевості. Показано можливості моделі вільного простору, моделі Лі та моделі Хата. Основна мета моделювання – забезпечення радіопокриття території, яка обслуговується, без зон тіней за умови надання задекларованої якості послуг.

3 ЗАСОБИ ТА АЛГОРИТМИ ЕФЕКТИВНОЇ РОБОТИ В УМОВАХ NLOS

3.1 Еквалізація сигналів на приймальному боці системи

Результуючий сигнал може бути вищим за середній рівень або помітно нижче, якщо він є сумою декількох сигналів, що пройшли до місця прийому різними шляхами та мають у цій точці в загальному випадку різні фази. Завмирання сигналу, які утворюються при взаємодії вхідних сигналів, можуть бути досить глибокими. Спотворення результуючого сигналу спричиняються міжсимвольною інтерференцією. Вона проявляється у тому випадку, коли різниця ходу між різними променями сумірна з тривалістю символу. Тоді символи накладаються один на одного. Коливання рівня (завмирання) прийнятого сигналу мають дві складові – швидку і повільну.

Швидкі завмирання - є наслідком багатопроменевого поширення. Як вище зазначалось вони описуються релеєвським законом розподілу. Діапазон змін рівня сигналу при швидких завмираннях може досягати 40 дБ. З них [12]:

10 дБ - перевищення над середнім рівнем;

30 дБ – провали нижче середнього рівня (причому більш глибокі).

На інтенсивність прийнятого сигналу також впливає рефракція. Періодичність флуктуацій у просторі при переміщенні МС складає біля півхвилі (10...15 см), а в часі - залежить від швидкості руху МС. Зокрема, при швидкості 50 км/год період флуктуацій складає приблизно 10 мс, при 100 км/год – 5 мс. Частота завмирань (10...30) дБ при швидкості 50 км/год складає 5..50 провалів у секунду відповідно.

Повільні завмирання виникають через зміну умов затінення, рельєфу, переміщення МС і рефракцію радіохвиль. Описуються законом розподілу логарифмічно нормальним. Інтенсивність повільних флуктуацій не перевищує (5...10) дБ, а їх періодичність корелює зі швидкістю МС. Фактично модель така: повільні завмирання - це зміни середнього рівня сигналу, на які накладені швидкі завмирання внаслідок багатопроменевого поширення.

У стільниковому зв'язку найбільш небезпечні швидкі завмирання. Вони бувають досить глибокими., Тоді відношення сигнал/шум може виявитися настільки низьким, що корисна інформація буде істотно спотворюватися шумами, аж до повної її втрати.

Проходження сигналу каналом з завмираннями супроводжується одночасними спотвореннями фази та амплітуди. Сукупність методів обробки або фільтрації сигналу, спрямованих на усунення чи зниження ефекту розсіювання або «розмивання» імпульсів, трактується як «вирівнювання». Вирівнювання розділяється на дві великі категорії.

Перша категорія передбачає вимір імпульсної характеристики $h_c(t)$ з наступним підстроюванням приймача під вимоги передачі. Виконується оцінка послідовності з максимальною правдоподібністю (MLSE). Мета такого підстроювання – дозволити детектору зробити точну оцінку демодульованої спотвореної послідовності імпульсів. При використанні приймача MLSE спотворені вибірки не проходять етап безпосередньої компенсації наслідків перешкод; натомість приймач переналаштовується так, щоб максимально ефективно працювати зі спотвореними вибірками.

Друга категорія передбачає вирівнювання за допомогою фільтрів. Фільтри компенсують спотворення імпульсів. В цьому випадку детектор отримує послідовність демодульованих вибірок, які еквалайзер модифікував чи «очистив» від наслідків спотворень. Вирівнювання за допомогою фільтрів також має декілька підтипів. Фільтри можуть бути лінійними пристроями, що містять лише елементи з прямим зв'язком (трансверсальні еквалайзери), або нелінійними, які містять елементи зі зворотним зв'язком (еквалайзери з вирішувальним зворотним зв'язком). Алгоритм роботи фільтрів може бути заданим чи адаптивним. Також вони можуть відрізнятися роздільною здатністю або частотою оновлення. Якщо вибірки проводяться тільки в межах символу, тобто одна вибірка на символ, то це символне розділення. Якщо на один символ припадає декілька вибірок, то це фракційне розділення.

В інваріантних по часу каналах характеристики каналу можуть бути виміряні і після цього - підганятися значення вагових коефіцієнтів відводів. Якщо вагові коефіцієнти залишаються фіксованими протягом усього процесу передачі даних, вирівнювання називається заданим (preset); простий метод заданого вирівнювання полягає в установці вагових коефіцієнтів $\{C_n\}$, згідно з усередненими знаннями про канал. Ще один метод заданого вирівнювання. Передається настроювальна послідовність, яка в приймачі порівнюється з послідовністю, згенерованою локально. Відмінності послідовностей дозволяють встановити вагові коефіцієнти $\{C_n\}$. У зазначених варіантах установка параметрів здійснюється або один раз, або при повторному налаштуванні.

Тип вирівнювання, при якому відстежуються зміни у каналі, називається адаптивним (adaptive). Реалізація передбачає періодичну або безперервну «добірку» вагових коефіцієнтів відводів. Періодичне коригування виконується шляхом періодичної передачі початкової комбінації бітів або короткої настроювальної послідовності, що заздалегідь відома приймачеві. Крім того, початкова комбінація бітів використовується приймачем для визначення початку передачі, установки рівня автоматичного регулювання підсилення (automatic gain control - AGC) та для узгодження з прийнятим сигналом внутрішнього годинника та місцевих гетеродинів. Безперервне підстроювання здійснюється за допомогою заміщення відомої тестової послідовності набором інформаційних символів, які отримані на виході еквалайзера та вважаються відомими даними. При безперервному та автоматичному налаштуванні використовується метод, керований рішенням (Decision directed). Управління рішенням пов'язане зі способом юстування (з допомогою сигналу від детектора) вагових коефіцієнтів відводів фільтра. Є також еквалайзер DFE – це наявність додаткового фільтра на виході детектора, що використовується в системі з вирішувальним зворотним зв'язком. Отже, при використанні DFE існує два фільтри (напрямний та фільтр зворотного зв'язку), які обробляють дані для зниження міжсимвольної інтерференції.

3.2 Лінійні еквалайзери та їх застосування

Фільтрування сигналів - це така їхня обробка, метою якої є вилучення корисної інформації, тобто сигналів, що володіють певними характеристиками. Обробка сигналів може виконуватись як аналоговим, так і цифровим способом. Відомо, що властивості цифрового фільтри з фіксованими параметрами зазвичай визначаються його передавальною функцією. У свою чергу, передатна функція визначає структуру фільтра та його обчислювальну складність. Якщо вимоги до передавальної функції неможливо сформулювати заздалегідь чи ці вимоги можуть змінюватися в процесі роботи фільтра, то замість фільтра з фіксованими параметрами необхідно використовувати фільтр з змінюваними параметрами, наприклад, адаптивний [12, 13].

Адаптивний фільтр - це фільтр із змінними в процесі роботи параметрами, набір яких багато в чому залежить від критерію роботи власне фільтра. Цим критерієм часто є досягнення мінімуму деякої цільової функції, як правило, квадратичної функції помилки між так званим необхідним та вихідним сигналами адаптивного фільтра. Досягнення мінімуму цільової функції означає, що вихідний сигнал адаптивного фільтра «близький» до необхідного сигналу, тобто повторює по формі цей сигнал.

Вихідний сигнал адаптивного фільтра наближається до необхідного сигналу за рахунок зміни вагових коефіцієнтів, що розраховуються на основі обробки необхідного та вхідного (вхідних у багатоканальному випадку) сигналів. В усталеному режимі значення вагових коефіцієнтів відповідають мінімуму цільової функції або знаходяться близько до цього мінімуму. Оскільки стан адаптивного фільтра змінюється в процесі налаштування вагових коефіцієнтів, то вважається, що він пристосовується або адаптується до існуючих умов функціонування. Тому і такий фільтр, і алгоритм його обчислення вагових коефіцієнтів називають адаптивними.

Одним із прикладів використання адаптивних фільтрів є завдання зворотної ідентифікації об'єкта. Його вирішення широко використовується для

вирівнювання характеристик електричних каналів зв'язку, рисунок 3.1, за допомогою адаптивних еквайзерів [13].

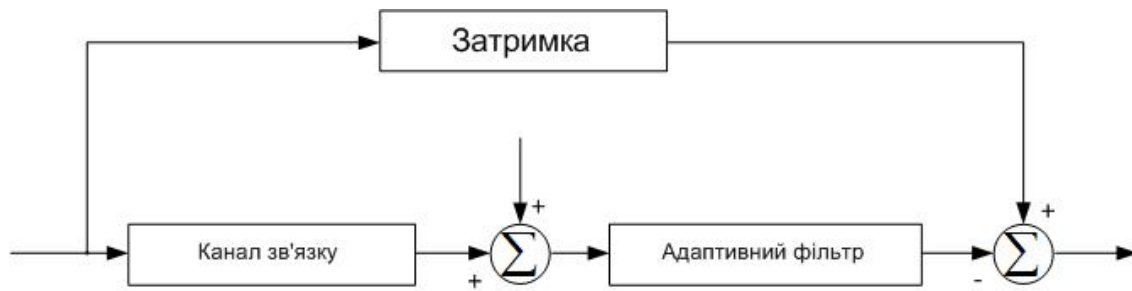


Рисунок 3.1 – Вирівнювання АЧХ електричного каналу зв'язку

Необхідність вирівнювання каналу зв'язку виникає через те, що при передачі цифрових даних каналами з обмеженою смугою пропускання виникають спотворення сигналу. Ці спотворення, поряд із шумом каналу $z(k)$ (рисунок 3.1), позначаються на правильності рішення про відповідність прийнятого інформаційного символу $\hat{x}(k)$ символу $x(k)$, переданому каналом зв'язку. Якби цей канал був просто лінією затримки на час t_0 , то сигнал, що приймається, (інформаційні символи) можна було б легко оцінювати (розрізняти). Однак більшість каналів зв'язку з математичної точки зору є КІХ-фільтр з імпульсним відгуком w , рисунок 3.2, а.

Згідно з рисунком 3.2, а в кожен відлік часу k , що збігається з моментом зміни інформаційних символів, що йдуть з періодом T , на виході каналу утворюється зважена сума символів, що передаються поспіль, тобто:

$$\tilde{x}(t_0 + kT) = w(t_0)x(t_0 + kT) + \sum_{n \neq k} w(t_0 + kT - nT)x(t_0 - nT). \quad (3.1)$$

У цій сумі лише один символ несе поточну інформацію, а решта є шумом, який не дозволяє правильно розрізняти символи на приймальній стороні. Щоб підвищити вірогідність правильного рішення щодо прийнятих символів, використовуються еквайзери. пристрої, які зменшують спотворення сигналу.

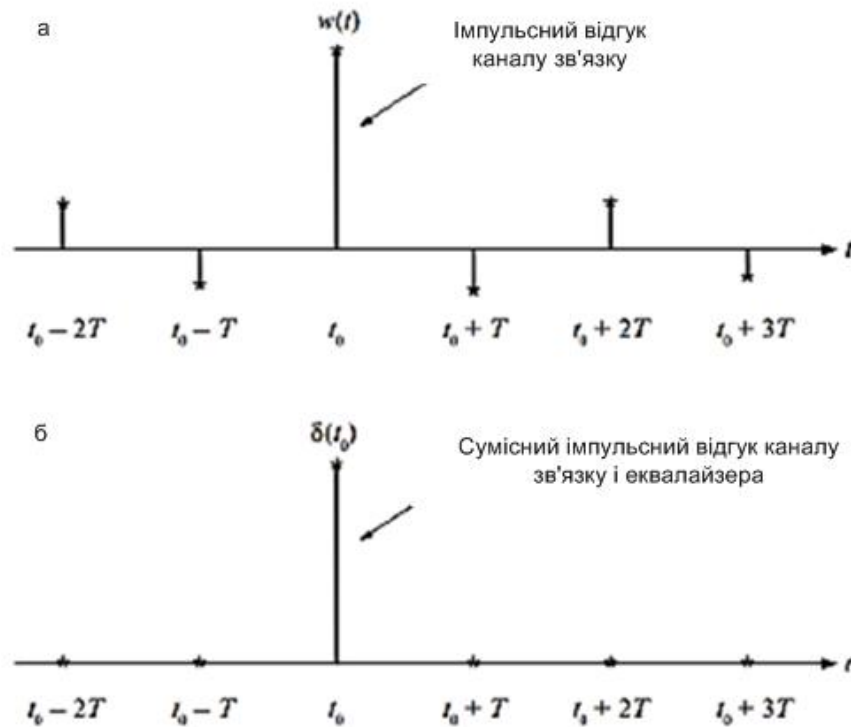


Рисунок 3.2 – Вирівнювання електричного каналу зв'язку

Еквалайзер функціонує таким чином, що його АЧХ стає близька до зворотного каналу АЧХ зв'язку. Іншими словами, спільна АЧХ каналу зв'язку та еквалайзера стає близькою до рівномірної. Це означає, що згортка імпульсних відгуків каналу зв'язку w та еквалайзера h у моменти часу kT близька до дельта-функції, рисунок 3.2,б, внаслідок чого спотворення сигналу зменшуються. У цьому випадку вихідний сигнал еквалайзера визначається як:

$$y(t_0 + kT) = \delta(t_0)x(t_0 + kT) + 0, \quad (3.2)$$

тобто інформаційний символ може бути правильно виявлений (оцінений та декодований).

Можна помітити, що на рисунку 3.1 вирішується завдання ідентифікації лінійної системи, яка визначає затримку прийому сигналу, що передається. Відомо, що імпульсна характеристика лінії затримки дорівнює дельта-функції (тобто одному ненульовому ВК), а АЧХ, як наслідок, є рівномірною.

Ідентифікація імпульсної характеристики лінії затримки здійснюється за допомогою каскадного з'єднання КІХ-фільтра з фіксованими ВК (тобто каналу зв'язку) і КІХ-фільтра зі змінними ВК (тобто адаптивного фільтра). Це означає, що згортка фіксованого імпульсного відгуку каналу зв'язку зі змінним імпульсним відгуком адаптивного фільтра в процесі адаптації наближається до дельта-функції, а АЧХ стає рівномірною. Для забезпечення цієї умови АЧХ адаптивного фільтра при адаптації наближається до зворотної АЧХ каналу зв'язку.

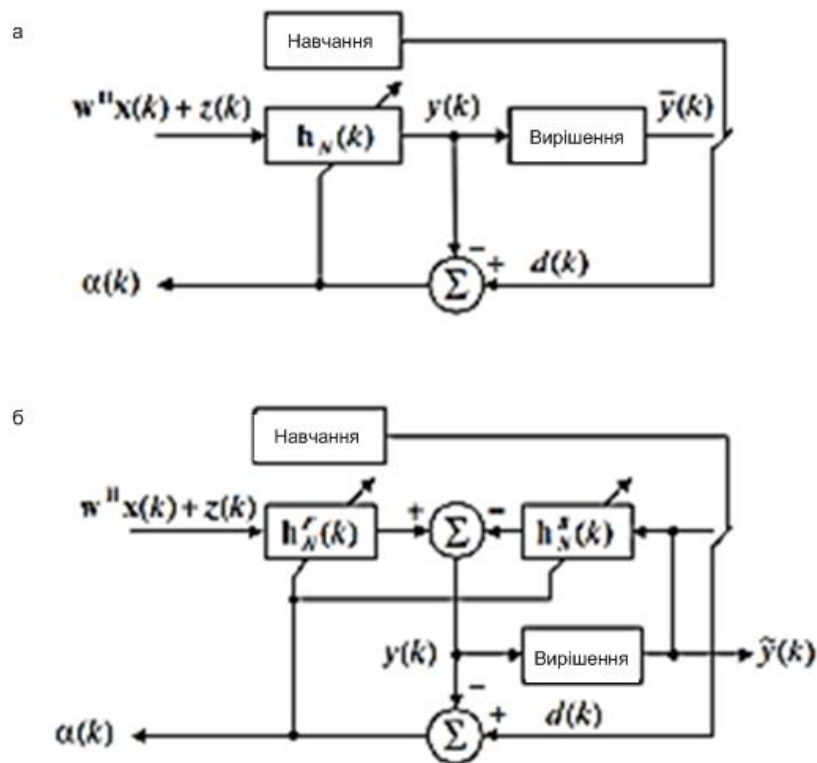


Рисунок 3.3 – Адаптивні еквалайзери: а – без зворотного зв'язку;

б – зі зворотним зв'язком

Рисунок 3.1 демонструє лише принцип роботи еквалайзера. На практиці необхідний сигнал «не надходить» окремим каналом зв'язку. Він формується на приймальній стороні протягом протоколу встановлення модемом зв'язку, коли відома (тренувальна) послідовність символів передається модемом джерела інформації на протилежному кінці каналу зв'язку. Після налаштування адаптивного фільтра еквалайзера, тобто коли канал зв'язку вже вирівняно,

замість відомої тренувальної послідовності передаються власне невідомі дані, а як сигнал $d(k)$ використовується $\tilde{y}(k)$, тобто вихідний сигнал адаптивного фільтра $y(k)$, «квантований» за критерієм мінімуму відстані до елементів сузір'я алфавіту даних, що передаються.

Існує два типи еквайзерів, рисунок 3.3, - без зворотного зв'язку та з зворотним зв'язком. Адаптивний фільтр еквайзера із зворотним зв'язком можна розглядати як двоканальний адаптивний фільтр. Еквайзери з таким зв'язком забезпечують більш якісне вирівнювання характеристик каналу, оскільки вихідний сигнал такого еквайзера після «навчання» частково формується із уже раніше прийнятих «правильних» символів [8].

Застосування адаптивного лінійного еквайзера.

Адаптацію та працездатність можна подати наступним виразом:

$$y = V \cdot \beta, \quad (3.3)$$

де y - вихідний сигнал; V – матриця термів; β – шукані у процесі адаптації коефіцієнти.

Помножимо праву та ліву частини виразу (3.3) на V^T :

$$V^T \cdot y = V^T \cdot V \cdot \beta. \quad (3.4)$$

Помножимо праву та ліву частини рівності (3.4) на множник $(V^T V)^{-1}$

$$(V^T V)^{-1} V^T \cdot y = (V^T V)^{-1} V^T \cdot V \cdot \beta. \quad (3.5)$$

Вектор коефіцієнтів β можна обчислити таким чином:

$$\beta = (V^T V)^{-1} V^T \cdot y. \quad (3.6)$$

$$R_x = (V^T V); R_y = V^T \cdot y. \quad (3.7)$$

$$\beta = R_x^{-1} \cdot R_y. \quad (3.8)$$

$$V = \begin{pmatrix} x_{k-n} & \cdots & x_k & \cdots & x_{k+n} \\ \vdots & \cdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ x_{k+s-n} & \cdots & x_{k+s} & \cdots & x_{k+s+n} \end{pmatrix}. \quad (3.9)$$

$$y_l = \sum_{n=0}^N \beta_n \cdot x(k-n) = V \cdot \vec{\beta}. \quad (3.10)$$

$$\vec{\beta} = [\beta_{-N}, \beta_{1-N}, \dots, \beta_N]. \quad (3.11)$$

Схема адаптивного лінійного еквайзера представлена на рисунку 3.4. Необхідно зазначити, що алгоритм пошуку коефіцієнтів згідно з виразом (3.6) відповідає методу найменших квадратів.

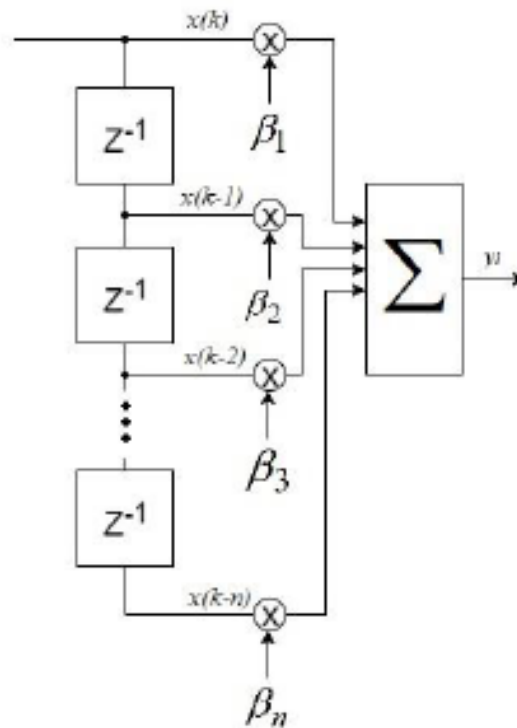


Рисунок 3.4 – Адаптивний лінійний еквайзер

Він може використовуватися для «рішення» перевизначених систем рівнянь (коли кількість рівнянь перевищує кількість невідомих), для пошуку рішення у разі звичайних (не перевизначених) нелінійних систем рівнянь для апроксимації точкових значень певної функції. Метод найменших квадратів є одним із базових методів регресійного аналізу для оцінки невідомих параметрів регресійних моделей за вибірковими даними [13, 14].

3.3 Придушення завмирань OFDM-сигналу

Важливою перевагою технології OFDM є висока спектральна ефективність. Застосування OFDM-сигналу дозволяє мережам забезпечити більш високу швидкість передачі даних у порівнянні з системами з однією несущою, що досягається за рахунок розподілу передачі інформації по безлічі паралельних частотних каналів.

Другою ключовою перевагою, що забезпечується застосуванням OFDM сигналу, є можливість ефективної роботи каналу зв'язку в умовах відсутності прямої видимості Non Line Of Sight (NLOS) між базовою станцією Base Station (BS), наприклад, та абонентським терміналом Subscriber Station (SS).

Можливість мереж працювати в умовах NLOS обумовлена стійкістю сигналу OFDM з безліччю піднесущих до багатопроменевого поширення радіохвиль, що має місце внаслідок перевідбиття сигналу від перешкод між BS та SS.

Як уже зазначалось, багатопроменеве поширення призводить до так званих завмирань ("федінгів" fade), коли радіосигнал багаторазово відбивається від перешкод і приходить у точку прийому з різною амплітудою, часовою та фазовою затримками. Загальновідомо, що перевідбиті сигнали, додаючись у протифазі, приводять до зниження рівня (завмирання) амплітуди сумарного сигналу.

Для боротьби із завмираннями використовується різні методи. Так у системах Wi-Fi стандарту IEEE 802.11b використовується метод рознесеного прийому (antenna diversity), коли прямий і відбиті сигнали приймаються на дві антени, рознесені на половину довжина хвилі. У GSM та CDMA системах застосовуються складні фільтри, еквалайзери. Найбільш ефективним способом боротьби з завмиранням є використання OFDM-сигналу з безліччю піднесущих.

Часові затримки імпульсів піднесущих та їх додавання з різними фазами на приймальній стороні призводить до зниження (завмирання) протягом деякого часу амплітуди піднесущих (burst time fading), які в результаті

ортогональних перетворень трансформуються, рисунок 3.5, у завмирання (burst frequency fading) піднесуших у деякій смузі частотного спектра, рисунок 3.6. Спотворення піднесуших, що є наслідком завмирань даного типу, отримали назву міжсимвольної інтерференції Inter-Symbol-Interference (ISI) [10, 13].

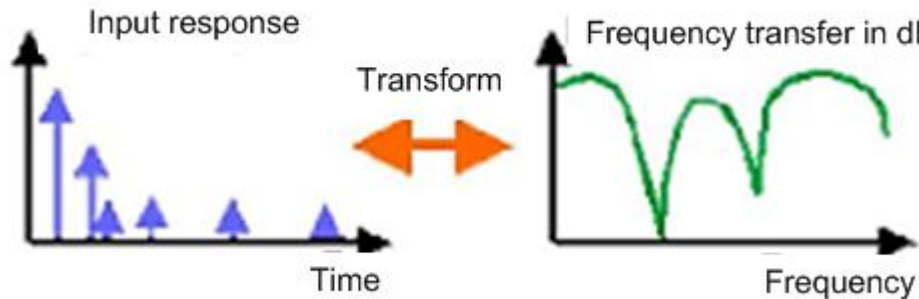


Рисунок 3.5 – Перетворення часових завмирань у частотні в приймачі OFDM-сигналу

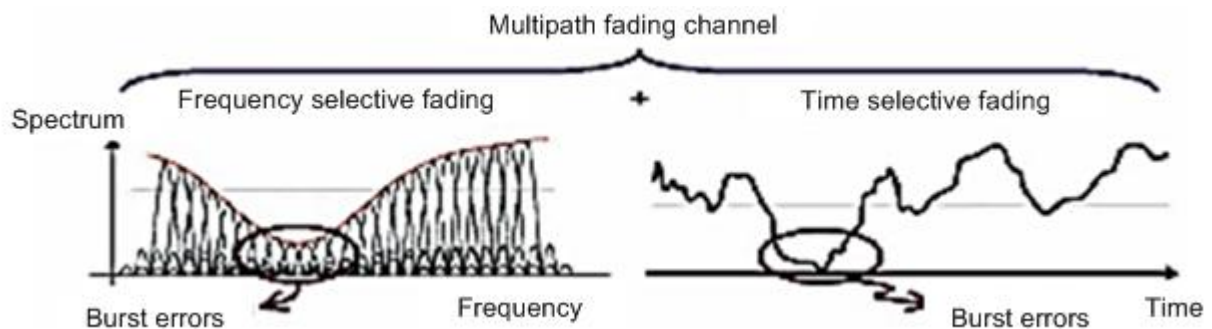


Рисунок 3.6 – Частотні та часові завмирання сигналів

Ефективна селекція перевідбитих сигналів (ехопридушення), що надходять з деякою часовою затримкою, може бути виконана при наявності достатнього захисного часового інтервалу між моментами надходження імпульсів сигналів - символів. Тривалість такого інтервалу має перевищувати максимальний (або середній) час затримки часу (delay spread) приходу перевідбитих сигналів. Для умов офісу в локальних бездротових мережах типовий час затримки становить 20-200 нс, в системах BWA в умовах міської забудови – 5-10 мкс і 0.2 мс в сільській місцевості.

Захисний часовий інтервал у системах OFDM WiMAX стандарту IEEE 802.16 регулюється величиною Cyclic Prefix (CP), що визначає відношення між тривалістю імпульсу піднесущої та захисним інтервалом. Максимальне можливе значення $CP=1/4$ відповідає максимально можливій у системах WiMAX величині захисного інтервалу, який перевищує середню часову затримку імпульсів піднесущих і забезпечує ефективне придушення міжсимвольної інтерференції ISI в умовах щільної міської забудови. Мінімальний $CP=1/32$ -відповідає мінімально можливому захисному інтервалу, що забезпечує ехопридушення за відсутності множинних перешкод між передавачем і приймачем на відстані в кілька кілометрів.

Захисний інтервал у системах Wi-Fi та preWiMAX, що використовують Wi-Fi радіо стандарту IEEE 802.11 a/g із сигналом OFDM, вибирається на основі типових затримок перевідбиття сигналів в умовах офісного застосування. Тим самим параметри OFDM сигналу в системах Wi-Fi та preWiMAX с Wi-Fi радіо не дозволяють ефективно боротися з типовими для міської забудови затримками сигналів та, відповідно, забезпечувати ефективну роботу в умовах відсутності прямої видимості у міських умовах.

Слід зазначити, що збільшити такий захисний інтервал, наприклад, виробником Wi-Fi чіпсету, для отримання можливості ефективної роботи у міських умовах технологічно неможливо. Справа в тому що досить тривалий захисний інтервал у системах WiMAX може бути встановлений завдяки великій тривалості імпульсів OFDM піднесущих стандарту IEEE 802.16, у сотні та тисячі разів більший, ніж у системах стандарту IEEE 802.11 a/g. Велика тривалість має місце внаслідок нижчої швидкості проходження імпульсів піднесущих, що, у свою чергу, отримано внаслідок поділу вихідної високошвидкісної послідовності на більшу кількість (256 і більше) паралельних піднесущих OFDM WiMAX в порівнянні з 64 піднесущими OFDM Wi-Fi. Тим самим, 64 піднесущі сигналу OFDM Wi-Fi являють собою дуже короткі імпульси, що йдуть з високою швидкістю, що не дозволяє збільшувати їх тривалість і період їхнього проходження до необхідної величини для відмінних

від офісу застосувань. Водночас в окремих випадках, у сільській місцевості з низькою щільністю забудови, параметри ISI, що визначаються величинами затримок від перевідбиття, можуть відповідати офісному застосуванню, і Wi-Fi та preWiMAX системи можуть так працювати в умовах NLOS.

Як би ефективно не працювала система придушення міжсимвольної інтерференції, помилки завмирань однаково виникають. Для усунення цих та інших помилок застосовується метод корекції FEC (forward error correction), заснований на використанні надлишкових кодів. Однак корекція може бути застосована для усунення лише поодиноких помилок. У разі завмирань зазвичай має місце групова помилка, коли одночасно спотворюються декілька імпульсів, які слідує на послідовних піднесущих один за одним, рисунок 3.6. Для вирішення цієї проблеми застосовується метод усунення помилок interleaving, коли в передавачі піднесущі OFDM перемішуються у випадковому порядку (рандомізація), а в приймачі їхня вихідна послідовність відновлюється. При цьому групові спотворення на приймальній стороні розносяться по частотному спектру піднесущих, набуваючи одиночного характеру, і можуть бути усунуті застосуванням коригувальних кодів FEC. Метод interleaving тем більш ефективний, ніж більша кількість піднесущих включено в процес рандомізації. Тим самим OFDM сигнал WiMAX внаслідок великої кількості піднесущих набагато більш стійкий до помилок взагалі і помилок завмирання сигналів, зокрема, порівняно з OFDM системами Wi-Fi та preWiMAX.

Найважливішим джерелом міжсимвольної інтерференції OFDM сигналів є частотні спотворення піднесущих від сигналів передавачів рухомих об'єктів внаслідок ефекту доплерівського зміщення частоти. Ця проблема вирішується методом, аналогічним придушення замирань шляхом збільшення кількості піднесущих до 1028. Це дозволяє ефективно обслуговувати рушійні об'єкти, тобто мобільних абонентів.

Таким чином, використання OFDM-сигналу з великою кількістю піднесущих, дозволяє системам ефективно обслуговувати користувачів в умовах відсутності прямої видимості, а також рухомих (мобільних) абонентів.

3.4 Стійкість технології OFDM до умов роботи NLOS

Використання технології OFDM забезпечує високу стійкість систем мобільного зв'язку до перешкод через багатопроменеве поширення радіохвиль, що особливо важливо для міських районів із багатоповерховою забудовою.

Як відомо, багатопроменеве поширення радіохвиль призводить до утворення «луна-радіохвиль» («відлуння-сигналів»), тобто радіохвиль, відбитих від будь-яких перешкод, які мають різні часи приходу до точки прийому.

Ехо-радіохвилі призводять до трьох негативних ефектів.

Перший негативний ефект - суттєві завмирання радіосигналу в точці прийому через інтерференцію основної радіохвилі та ехо-радіохвиль.

Суттєві завмирання радіосигналу можуть призвести до неможливості прийому переданої інформації.

Ефект суттєвих завмирань радіосигналу особливо яскраво проявляється під час руху (переміщення) приймача щодо передавача. У цьому випадку зміна рівня результуючого радіосигналу в точці прийому характеризується глибокими завмираннями, що досягають 40 дБ і більше. Однак до глибоких завмирань схильні не всі, а деякі (селективні) області частот, рисунок 3.7. Через це при використанні технології OFDM при прийомі може статися лише часткова втрата бітів вихідного цифрового потоку M_k , переданих на цих несущих частотах. Відновлення у процесі прийому частково втрачених бітів (частково втраченої інформації) можливо з використанням завадостійкого кодування та частотного перемежування (частотного інтерлівінгу – від "interleaving" - чергування) піднесущих OFDM-сигналу.

Другий негативний ефект через ехо-радіохвилі – міжсимвольна інтерференція цифрового сигналу (ISI – Inter Symbol Interference).

Якщо з антени на вхід приймача надходить корисний сигнал S_c , рис. 3.8, а і, наприклад, один ехо-сигнал S_{ec} , затриманий за часом на t_z , рис. 3.8, б, то при часі затримки, що дорівнює або становить більше половини тривалості наступного символу, відбувається різке зростання цифрових помилок [12].

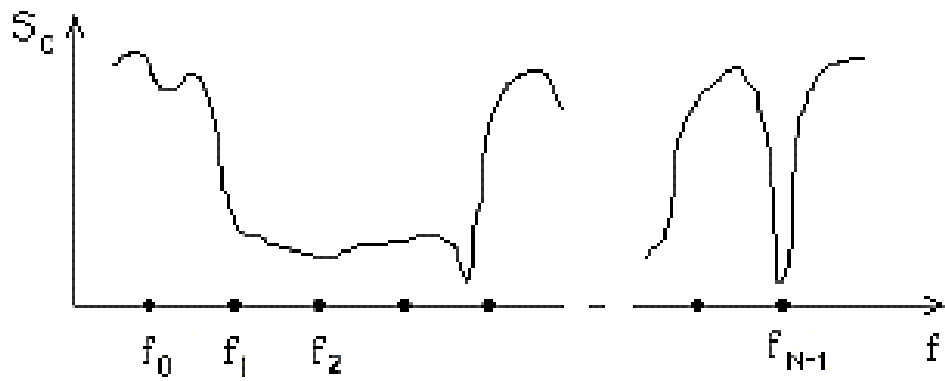


Рисунок 3.7 – Зміна рівня сигналу у точці прийому від частоти, яка приводить до селективних завмирань декількох несущих частот

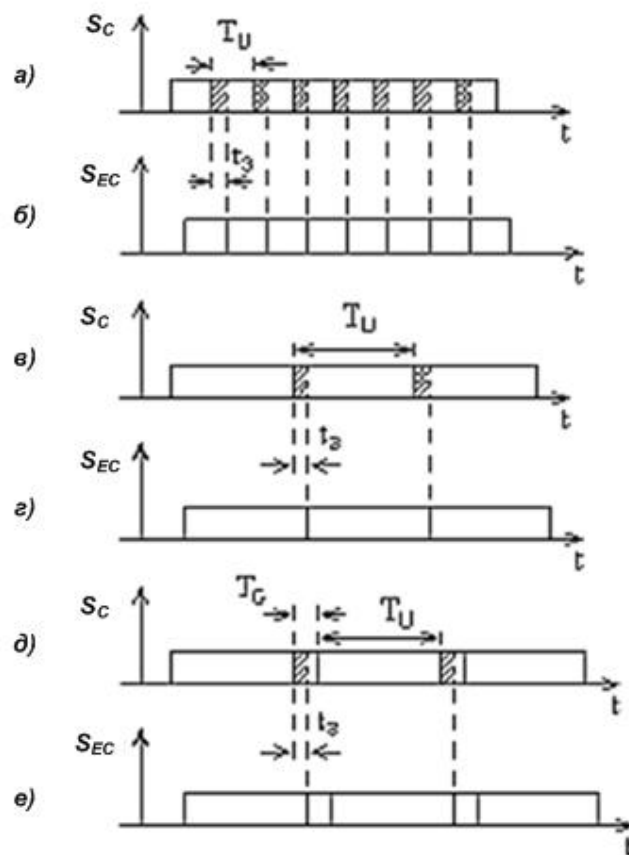


Рисунок 3.8 – Міжсимвольна інтерференція – вплив збільшення тривалості символу та захисного інтервалу

Для технології OFDM тривалість передачі корисної частини OFDM-символу у z разів більша, ніж тривалість біта вихідного потоку M_k , де

$$z = \frac{T_U}{\left(\frac{T_S}{N}\right)} = \frac{NT_U}{(T_G + T_U)}. \quad (3.12)$$

Велика тривалість корисної частини OFDM-символу забезпечує гарний захист від міжсимвольної інтерференції – ураженою у часі може бути лише мала частка корисної частини OFDM-символу, рисунок 3.8, в, г.

Більше того, наявність захисного інтервалу в OFDM-символі практично усуває ймовірність виникнення міжсимвольної інтерференції, рисунок 3.8, д, е.

Третій негативний ефект через ехо-радіохвилі – стрибки фази та амплітуди високочастотного радіосигналу, які можуть призвести до збою роботи приймального обладнання.

Відомо, що сума двох чи кількох коливань з однією частотою, але різними амплітудами та фазами, є коливанням тієї ж частоти з деякою амплітудою та деякою фазою. Залежно від фази коливань, що складаються, сумарна амплітуда зменшується чи збільшується.

На рисунку 3.9 зображено осцилограми коливань ВЧ на вході приймача:

- від основної радіохвилі з одиничною амплітудою, що приходить в антену приймача в нульовий момент часу ($t = 0$);
- від ехо-радіохвилі з амплітудою 0,5, що приходить в антену приймача із затримкою на час t_z (зображена на рисунку 3.9 затримка на час t_z еквівалентна зсуву ехо-радіохвилі по фазі на 150° відносно основної радіохвилі);
- результуючого коливання, утвореного відповідно до принципу суперпозиції сумою коливань основної радіохвилі та луна-радіохвилі.

Видно, що в момент приходу в антену приймача ехо-радіохвилі результуюче коливання має стрибок фази та стрибок амплітуди.

Очевидно, що стрибки фази та амплітуди результуючого коливання на вході приймача будуть багаторазовими при приході в антену приймача багатьох ехо-радіохвиль у різний час затримки.

Захисний інтервал, тривалість якого перевищує час затримки ехо-радіохвиль, дозволяє усунути негативний вплив стрибків фази та амплітуди.

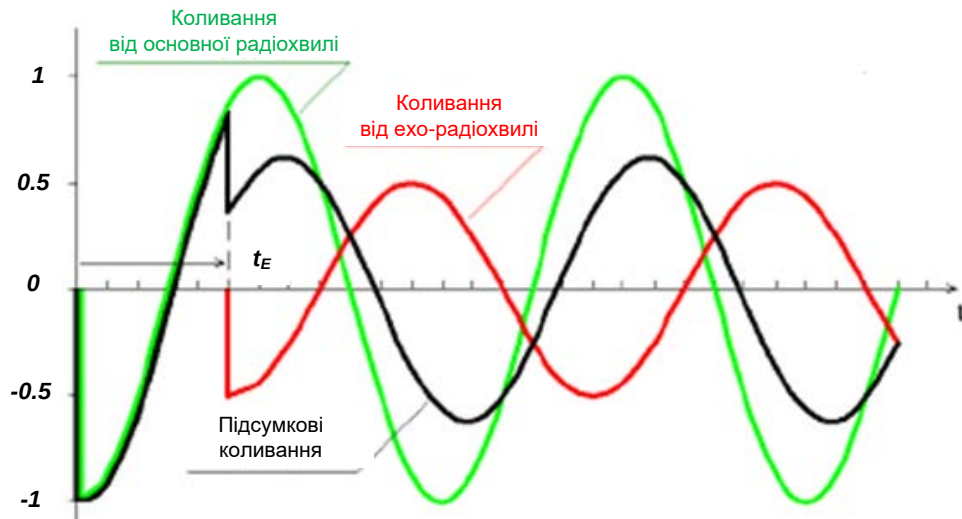


Рисунок 3.9 – Осцилограми ВЧ-коливань на вході приймача:
 від основної радіохвилі (зелений колір);
 від ехо-радіохвилі (червоний колір);
 від суми основної радіохвилі та ехо-радіохвилі (чорний колір)

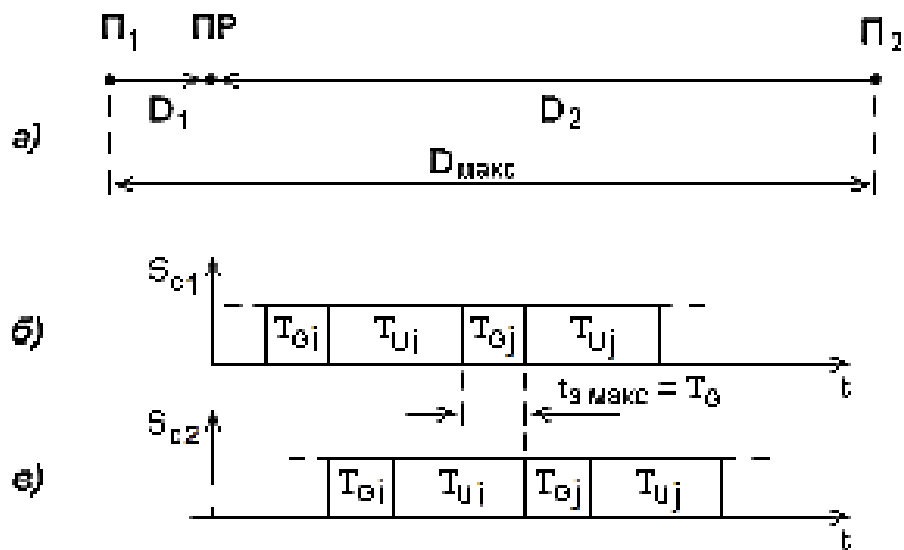


Рисунок 3.10 – Два одночастотних синхронних передавача (P_1 і P_2)
 на відстані D один від одного (а);
 сигнал S_{c1} в приймачі (ПР) від передавача P_1 (б);
 сигнал S_{c2} в ПР від сусіднього передавача P_2 з максимальною
 можливою затримкою $t_{3 \text{ макс}} = T_G$ відносно сигналу S_{c1} (в)

Наявність захисного інтервалу в OFDM-символах дозволяє використовувати передавачі OFDM-систем для роботи в одночастотній

синхронній мережі (наприклад, при організації синхронного цифрового телемовлення DVB-T – Digital Video Broadcasting-Terrestrial), коли в приймачі (ПР) заважаючим сигналом для поточного (j -того) OFDM-символу передавача Π_1 є сигнал попереднього (i -того) ВЧ-OFDM-символу від сусіднього передавача Π_2 , рисунок 3.10.

Якщо різниця в запізнюванні сигналів, що приймаються, від двох передавачів (t_3) не перевищує тривалість захисного інтервалу (T_G), то сигнал від сусіднього передавача не буде заважати (див. рисунки 3.10, б, в).

Чим більший захисний інтервал у ВЧ-OFDM-символі, тим більша відстань $D_{\text{макс}}$ можлива між передавачами, що передають синхронні (однакові) ВЧ-OFDM-символи.

Максимальну відстань між передавачами одночастотної синхронної мережі можна визначити з використанням побудов, зображених на рис. 3.10, а, за умови $D_1 \ll D_2$ так:

$$D_{\text{макс}} = ct_{\text{макс}} = cT_G, \quad (3.13)$$

де c - швидкість світла.

3.5 Висновки до розділу

Рейкприймачі, у яких найбільш сильні сигнали вирівнюються по часу затримки і після цього додаються, а також еквалайзери застосовують у системах TDMA, як засоби подолання наслідків міжсимвольної інтерференції. Крім того, для боротьби з наслідками багатопроменевого поширення сигналу (усунення помилок, обумовлених завмираннями сигналів та міжсимвольною інтерференцією) використовують блокове і згорткове завадостійке кодування та перемежування.

Еквалайзер - це адаптивний фільтр. Він настроюється таким чином, щоб сигнал на його виході був якомога ефективніше очищений від міжсимвольних

спотворень. Призначений для компенсації різниці ходу між окремими компонентними променями, які додаються на вході приймача при багатопроменовому поширенні. Еквалайзер впливає на модель каналу і здійснює коригування сигналу. В специфікації GSM робота еквалайзера базується на використанні алгоритму VITERBI. Показано, що у системах широкосмугового доступу еквалізація не є ефективною у боротьбі з наслідками багатопроменового поширення радіохвиль, але дозволяє в таких умовах дещо підвищити вірогідність правильного рішення щодо прийнятих символів.

Проаналізована ефективність застосування для роботи в умовах NLOS технології OFDM. Поряд з важливою перевагою цієї технології щодо спектральної ефективності, другою ключовою перевагою, що забезпечується застосуванням OFDM сигналу, є можливість ефективної роботи каналу зв'язку в умовах відсутності прямої видимості Non Line Of Sight (NLOS) між базовою станцією Base Station (BS) та абонентським терміналом Subscriber Station (SS). Можливість мереж працювати в умовах NLOS обумовлена стійкістю сигналу OFDM з безліччю піднесущих до багатопроменового поширення радіохвиль. За рахунок використання великої тривалості OFDM-символів і пов'язаною з цим великою та адаптивною тривалістю захисного інтервалу може бути реалізовано уникнення міжсимвольної інтерференції, що є вигіднішим, ніж боротьба з її наслідками.

Обмеження міжсимвольної інтерференції при багатопроменовому поширенні радіохвиль досягається введенням часового захисного інтервалу у структуру OFDM-символу. Тривалість такого інтервалу має перевищувати максимальний (або середній) час затримки часу приходу перевідбитих сигналів. Для умов офісу в локальних бездротових мережах типовий час затримки становить 20-200 нс, в умовах міської забудови – 5-10 мкс і 0.2 мс в сільській місцевості. Додаткові переваги технології OFDM мають місце завдяки можливості адаптивної модуляції в підканалах та корекції помилок.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

Дослідження на тему «Алгоритм роботи та структура трактів формування та обробки OFDM-сигналів в умовах NLOS.» відбувалася в приміщені, яке обладнане комп'ютеризованими робочими місцями. На дослідника мали вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1. Фізичні: підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони; підвищений рівень шуму на робочому місці; підвищена чи понижена вологість повітря; підвищений рівень статичної електрики; підвищений рівень електромагнітного випромінювання; недостатня освітленість робочої зони.

2. Психофізіологічні: розумове перевантаження; перенапруга аналізаторів; статичне перевантаження.

Відповідно до визначених факторів формуюмо рішення щодо безпечного виконання роботи.

4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

4.1.1 Обладнання робочого місця

Загальні ергономічні вимоги повинні враховувати характер і особливості трудової діяльності [20].

Площа, виділена для одного робочого місця з ПК, повинна становити не менш 6 м², а об'єм – не менше 20 м³ [21].

Природне освітлення має бути здійснене через світлові прорізи, спрямовані переважно на північ або північний схід, з метою забезпечення коефіцієнта природної освітленості (КПО) не менше, ніж 1,5%.

Виробничі приміщення повинні бути обладнані шафами для зберігання документів, стелажми, тумбами тощо, враховуючи вимоги до площі приміщень.

Приміщення з комп'ютерами потребують щоденного вологого прибирання.

Приміщення з комп'ютерами повинні бути оснащені аптечками першої медичної допомоги.

У приміщеннях з комп'ютерами мають бути розташовані приміщення для відпочинку під час роботи та кімната психологічного розвантаження. В кімнаті психологічного розвантаження слід передбачити встановлення пристроїв для приготування тонізуючих напоїв, а також місця для занять фізичною культурою.

Конструкція робочого місця користувача комп'ютера повинна забезпечити оптимальну робочу позу з такими ергономічними характеристиками: ноги - на підлозі або на підставці для ніг; стегна - у горизонтальній площині; передпліччя - вертикально; лікті - під кутом 70-90° до вертикальної площини; зап'ястя зігнуті під кутом не більше 20° щодо горизонтальної площини, нахил голови - 15-20° щодо вертикальної площини.

Висота робочої поверхні столу для відеотерміналу повинна знаходитися в межах 680-800 мм, а ширина - забезпечувати можливість виконання операцій у зоні досяжності моторного поля.

Робочий стіл для комп'ютера повинен мати простір для ніг з висотою не менше 600 мм, шириною не менше 500 мм, глибиною на рівні колін не менше 450 мм, на рівні витягнутої ноги - не менше 650 мм.

Робоче крісло для користувача комп'ютера повинне мати наступні основні елементи: сидіння, спинку та стаціонарні або знімні підлокітники.

Екран монітора й клавіатура повинні розташовуватися на оптимальній відстані від очей користувача, але не ближче 600 мм, з урахуванням розміру алфавітно-цифрових знаків і символів.

Клавіатуру варто розміщати на поверхні стола або на спеціальній, регульованій по висоті, робочій поверхні окремо від стола на відстані 100-300 мм від краю, найближчого до працівника. Кут нахилу клавіатури повинен бути в межах 5-15°.

При організації праці, пов'язаної з використанням ПК, для збереження здоров'я працюючих, запобігання професійним захворюванням і

підтримки працездатності передбачаються внутрішньо змінні регламентовані перерви для відпочинку.

Внутрішньозмінні режими праці й відпочинку містять додаткові нетривалі перерви в періоди, що передують появі об'єктивних і суб'єктивних ознак стомлення й зниження працездатності.

Працюючі з ПК підлягають обов'язковим медичним оглядам: попереднім – при влаштуванні на роботу і періодичним – протягом трудової діяльності. Основними критеріями оцінки придатності до роботи з ПК мають бути показники стану органів зору: гострота зору, показники рефракції, акомодатії, стану біноккулярного апарату ока тощо. При цьому необхідно враховувати також стан організму в цілому.

Лінія електромережі для живлення ПК, периферійних пристроїв ПК й устаткування для обслуговування, ремонту й налагодження ПК в приміщенні виконана як окрема групова трипровідна мережа, шляхом прокладання фазових, нульових робочих і нульового захисного провідників. Нульовий захисний провідник використовується для заземлення електроприладів.

Металеві труби й гнучкі металеві рукави заземлені. Заземлення відповідає вимогам Правил безпечної експлуатації електроустановок споживачів [23].

Неприпустимим є:

- експлуатація кабелів і проводів з ушкодженими захисними властивостями за час експлуатації ізоляції; залишення під напругою кабелів і проводів з неізовльованими провідниками;
- застосування саморобних подовжувачів, що не відповідають вимогам ПУЕ до переносних електропроводів;
- застосування для опалення приміщення нестандартного (саморобного) електронагрівального устаткування або ламп накаливання;
- користування ушкодженими розетками, вимикачами й іншими електровиробами, а також лампами, скло яких має сліди затемнення або здуття;

- підвішування світильників безпосередньо на струмоведучих проводах, обгортання електроламп і світильників папером, тканиною й іншими горючими матеріалами, експлуатація їх зі знятими ковпаками (розсіювачами);
- використання електроапаратури й приладів в умовах, що не відповідають вказівкам (рекомендаціям) підприємств-виготовлювачів.

4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

4.2.1 Мікроклімат

Параметри мікроклімату нормуються в залежності від: періоду року; категорії робіт; технологічного процесу.

Для нормування параметрів мікроклімату календарний рік поділяється на два періоди:

- холодний період – період року, коли середньодобова температура зовні приміщення нижча за $+10^{\circ}\text{C}$;
- теплий – коли середньодобова температура зовні приміщення становить $+10^{\circ}\text{C}$ і вище.

Робота розробника за енерговитратами відноситься до категорії 1а [24]. Допустимі параметри мікроклімату для категорії 1а наведені в табл. 4.1 (відповідно до ДСН 3.3.6.042-99 [25]).

Таблиця 4.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, $^{\circ}\text{C}$	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	55	0,1-0,2
Холодний	21-25	75	0,1

Для забезпечення оптимального мікроклімату в приміщенні передбачено систему опалення та вентиляції повітря. Вимірювання показників мікроклімату планується здійснювати на початку, середині та в кінці холодного і теплого

періодів року, не рідше трьох разів за кожну робочу зміну. У випадку коливань показників мікроклімату, пов'язаних з технологічними процесами або іншими факторами, виміри також плануються проводити при мінімальних та максимальних значеннях теплового навантаження на працюючих протягом робочого дня.

4.2.2. Склад повітря робочої зони

В приміщенні, де здійснюється розробка, можливими забруднювачами повітря може бути офісна техніка та пил, який потрапляє ззовні. ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³	Середньо добова	Клас небезпечності
	Максимально разова		
Фенол	0,01	0,01	3
Формальдегід	0,035	0,003	2
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	4

В повітрі зовнішнього природного середовища, як і в повітряному середовищі приміщень завжди є наявною певна кількість заряджених частинок – іонів. Так в 1 см³ чистого зовнішнього повітря міститься близько 1000 негативних іонів і понад 1200 позитивних. Параметри іонного складу повітря на робочому місці, що обладнане ПК, повинні відповідати допустимим нормам (табл. 4.3).

Таблиця 4.3 – Рівні іонізації повітря приміщень при роботі на ПК

Рівні	Кількість іонів в 1 см ³	
	n+	n-
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500-3000	3000-5000
Максимально необхідні	50000	50000

Для забезпечення необхідного складу повітря в робочій зоні приміщення використовується система припливно-витяжної вентиляції. Постійно проводиться провітрювання за допомогою віконних отворів та регулярного вологого прибирання. Також передбачається встановлення системи кондиціонування.

4.2.3. Виробниче освітлення

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні для виконання роботи зазначені у таблиці 4.4 (відповідно до ДБН В.2.5-28-2018 [25]):

Таблиця 4.4 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	Від 0,15 до 0,3	II	г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Для забезпечення комфортних умов роботи, рекомендується розташовувати робоче місце таким чином, щоб уникнути попадання прямого світла в очі. Щоб унеможливити відсутність світлових відблисків, використовують обладнання з матовою поверхнею. Захист очей від прямого сонячного світла або штучного освітлення можна забезпечити за допомогою захисних козирків та жалюзі на вікнах.

При створенні оптимальних умов для зорової роботи важливо враховувати не тільки кількість та якість освітлення, але й кольорове

оформлення приміщення. Наприклад, якщо інтер'єр має світлі відтінки, то завдяки збільшенню кількості відбитого світла рівень освітленості підвищується на 20-40% (за тієї ж потужності джерел світла), а різкість тіней зменшується, що сприяє рівномірнішому освітленню.

4.2.4. Виробничий шум

Індивідуальні особливості людини, пов'язані з різними психологічними реакціями на вплив шуму, суттєво впливають на його сприйняття

Допустимі рівні шуму та вібрації на місцях праці осіб, що працюють з ПК, встановлені санітарними нормами ДсанПіН 3.3.2-007-98 [26], витяг з яких подано в таблиці 4.5.

Таблиця 4.5 - Допустимі еквівалентні рівні шуму

Вид професійної діяльності, місце праці	Еквівалентні рівні шуму, дБА.
Програмісти	50
Оператори в залах опрацювання інформації на ПК та оператори комп'ютерного набору	65
В приміщеннях для розташування шумних агрегатів	75

Головними методами зменшення впливу шуму є усунення або зменшення джерела шуму в процесі роботи, застосування матеріалів, що поглинають звук, і розумне організаційне планування приміщень виробництва.

4.2.5. Виробничі випромінювання

Оскільки дослідження проводилося за допомогою ПК, то на робочому місці працівника можливий підвищений рівень електромагнітного випромінювання.

Основою функціонування організму є дуже слабкі біоелектричні струми, що синхронізують природні біологічні режими. Штучні ЕМП якщо співпадають з частотами біологічних ритмів мозку або біоелектричною

активністю серця чи інших органів людини можуть призвести до десинхронізації функціональних процесів в організмі.

Механізм біологічної дії на організм людини полягає як у тепловому, так і нетепловому специфічному ефекті, тепла дія ЕМП проявляються у підвищенні температури тіла, а також локальному, вибіркового нагріванні тканин, органів, клітин унаслідок переходу електромагнітної енергії у теплову.

Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань від монітору комп'ютера представлені в табл. 4.6.

Таблиця 4.6 – Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Види поля	Допустимі параметри поля		Допустима поверхнева щільність потоку енергії (інтенсивність потоку енергії), Вт/м ²
	за електричною складовою (E), В/м	за магнітною складовою (H), А/м	
Напруженість електромагнітного поля, 6 кГц...3 МГц	50	5	
3 МГц...30 МГц	2	-	
30 МГц...5 ГГц	-	-	10
Електромагнітне поле оптичного діапазону в ультрафіолетовій частині спектру: УФ-С (220...280 нм)			0,001
УФ-В (280...320 нм)			0,01
УФ-А (320...400 нм)			10,0
в інфрачервоній частині спектру: 0,76... 10,0 мкм			35,0... 70,0
Напруженість електричного поля ВДТ			20 В/м

Для зменшення впливу електромагнітних полів від персональних комп'ютерів на дослідника, важливо дотримуватися встановлених нормативів робочого часу та регулярних перерв для відпочинку.

Для захисту від електромагнітних полів від ПК можна також застосовувати екранування, використовувати периферійні пристрої з низьким

електромагнітним випромінюванням, а також встановлювати монітори з низьким рівнем випромінювання, які відповідають відповідним стандартам безпеки.

4.3 Пожежна безпека

В приміщенні, де здійснювалось дослідження використовуються тільки негорючі речовини та матеріали у холодному стані, за ступенем вибухопожежної та пожежної небезпеки приміщення відноситься до категорії «Д».

За вогнестійкістю будинок відноситься до другої категорії [27]. Робоча зона приміщення віднесена до класу вибухонебезпечності В-Па та пожежонебезпечності П-Па, оскільки вибухонебезпечна концентрація пилу і волокон може утворюватися лише внаслідок аварії або несправності.

4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі

Система запобігання пожежі включає такі основні напрями:

- запобігання утворенню горючого середовища. Досягається: застосуванням герметичного виробничого устаткування; максимально можливою заміною в технологічних процесах горючих речовин та матеріалів негорючими; обмеженням кількості пожежо- та вибухонебезпечних речовин при використанні та зберіганні, а також правильним їх розміщенням; ізоляцією горючого та вибухонебезпечного середовища; організацією контролю за складом повітря в приміщенні та контролю за станом середовища в апаратах; застосуванням робочої та аварійної вентиляції; відведенням горючого середовища в спеціальні пристрої та безпечні місця; застосуванням в установках з горючими речовинами пристроїв захисту від пошкоджень та аварій; використанням інгібувальних (хімічно активні компоненти, що сприяють припиненню пожежі) та флегматизаційних (інертні компоненти, що роблять середовище негорючим) добавок та ін.

– запобігання виникненню в горючому середовищі (чи внесенню в нього) джерела запалювання. Досягається: використанням устаткування та пристроїв, при роботі яких не виникає джерел запалювання; використанням електроустаткування, що відповідає за виконанням класу пожежо- та вибухонебезпеки приміщень та зон, груп і категорії вибухонебезпечної суміші; виконанням вимог щодо сумісного зберігання речовин та матеріалів; використанням устаткування, що задовольняє вимоги електростатичної іскробезпеки; улаштуванням блискавкозахисту; організацією автоматичного контролю параметрів, що визначають джерела запалювання; використанням швидкодіючих засобів захисного вимкнення; заземленням устаткування, видовжених металоконструкцій; використанням під час роботи з ЛЗР інструментів, що не допускають іскроутворення; ліквідацією умов для самоспалахування речовин і матеріалів; усуненням контакту з повітрям пірофорних речовин; підтриманням температури нагрівання поверхні устаткування пристроїв, речовин та матеріалів, які можуть контактувати з горючим середовищем нижче гранично допустимої (80 % температури самозаймання).

Можливі причини виникнення пожежі у приміщенні, де проводилося дослідження системи фазового автопідстроювання частоти такі:

- несправна електропроводка (іскріння, перегрів провідників, пересихання електроізоляційних матеріалів);
- залишення без нагляду увімкнутих комп'ютерів, обчислювальної техніки та інших електроприладів.

Для запобігання виникнення пожежі доцільні такі заходи:

- призначення осіб, що відповідальні за пожежну безпеку приміщення;
- систематичне проведення повторних протипожежних інструктажів та занять за програмою пожежно-технічного мінімуму з особами, що відповідальні за пожежну безпеку;
- утримання в справному стані засобів протипожежного захисту.

4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту

Протипожежний захист промислових об'єктів забезпечується:

- правильним вибором необхідного ступеня вогнестійкості будівельних конструкцій; правильним об'ємно-планувальним рішенням будівель і споруд; розташуванням приміщень та виробництв з урахуванням вимог пожежної безпеки;
- улаштуванням протипожежних перепон у будівлях, системах вентиляції, опалювальних та кабельних комунікаціях;
- спорудженням протидимного захисту;
- забезпеченням евакуації людей;
- використанням засобів пожежної сигналізації, сповіщення та пожежогасіння;
- організацією пожежної охорони об'єкта;
- засобами, що забезпечують успішне розгортання тактичних дій гасіння пожежі.

Досліджуване приміщення має два переносних (порошкових, водопінних або водяних) вогнегасників з масою заряду вогнегасної речовини 5 кг і більше. Крім того, треба передбачати по одному вуглекислотному вогнегаснику з величиною заряду вогнегасної речовини 3 кг і більше:

- на 20 м² площі підлоги в таких приміщеннях: офісні приміщення з ПЕОМ, комори, електрощитові, вентиляційні камери та інші технічні приміщення;
- на 50 м² площі підлоги приміщень архівів, машинних залів, бібліотек, музеїв [28, 29].

4.4 Висновки до розділу

В результаті виконання цього розділу було опрацьовано такі питання охорони праці, як технічні рішення стосовно: гігієни праці та виробничої

санітарії, мікроклімат приміщень, виробниче освітлення, виробничий шум та випромінювання. Також розглянуто пожежна безпека у виробничих приміщеннях та технічні рішення системи запобігання пожежі та систем протипожежного захисту.

ВИСНОВКИ

Основною проблемою теорії зв'язку є пошук методів передачі і прийому сигналів, які б забезпечували мінімально можливі втрати інформації та максимально можливу швидкість передачі при мінімальній вартості системи. На практиці кожна з цих вимог вирішується за рахунок різних технічних засобів та алгоритмів. Найкраще - знайти квазіоптимальні рішення сукупності проблем, які ґрунтуються на цифрових методах передачі. У системах широкосмугового безпроводного доступу основним руйнівним чинником для цифрового каналу є перешкоди від багатопроменевого прийому. Він характерний для радіоканалів в містах з різноповерховою забудовою через багаторазові перевідбиття радіосигналу від будівель та інших споруд, а також через ефекти дифракції і розсіювання радіохвиль. Радикальним розв'язанням цієї проблеми є застосування технології ортогонального частотного мультиплексування – OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), яка спеціально розроблена для боротьби з перешкодами при багатопроменевому прийомі, зокрема і для роботи в умовах NLOS.

Проаналізовано технологію OFDM з точки зору принципу формування OFDM-сигналу. Показано, що зі збільшенням кількості несущих частот тривалість одного символу також збільшується, оскільки зростає інтервал часу, на якому спостерігається ортогональність несущих. Цього збільшення виявляється достатньо для того, щоб ввести між символами, що передаються, так званий «захисний інтервал», який виконує ключову роль у боротьбі з міжсимвольною інтерференцією.

Для перенесення цифрового потоку на сотні і тисячі піднесущих модулятор будується на основі використання зворотного перетворення Фур'є – отримання сигналу в часовому вимірі за відомим його спектральним складом. Існуючі алгоритми дозволяють використовувати такі перетворення в мінімальний час і з мінімальними обчислювальними витратами.

Наявність в OFDM-сигналі великої кількості піднесущих дає можливість реалізувати технологію COFDM з «перемішуванням» їх частот – рандомізацію. Така міра дозволяє зробити даний спосіб передачі інформації практично нечутливим до різноманітних завмирань, а також перешкод, що виключають на короткий час можливість використання будь-якої ділянки діапазону частот.

Показано математичний апарат зворотного дискретного перетворення Фур'є для формування НЧ-OFDM-сигналу. Виконано це на основі дійсних відліків на часовому інтервалі, що складає тривалість символу, а також на основі комплексних цифрових послідовностей. Показано, що результатом ЗДПФ є отримання амплітуд синфазної та квадратурної компонент, які у подальшому діють на відповідні входи квадратурного модулятора, формуючи OFDM-символ. Розглянуто також структурну схему OFDM-демодулятора.

Виконано аналіз завмирань сигналу при багатопроменевому його поширенні. Розглянуті завмирання за умови відсутності прямого сигналу між передавачем та приймачем (NLOS) та при наявності такого сигналу (LOS). При відсутності прямої видимості (NLOS) закон розподілу амплітуди обвідної описується розподілом Релея, а за наявності – розподілом Райса. Отже, Релеєвські завмирання характеризуються відсутністю на приймальній стороні прямого променя з нульовою затримкою. У завмирань Райса на приймальній стороні прямий промінь із нульовою затримкою присутній.

Проаналізовано методи моделювання поширення радіохвиль у вільному просторі, для міської забудови та сільської місцевості. Показано можливості моделі вільного простору, моделі Лі та моделі Хата. Основна мета моделювання – забезпечення радіпокриття території, яка обслуговується, без зон тіней за умови надання задекларованої якості послуг.

Як альтернативу, розглянуто для умов багатопроменевого поширення радіохвиль ефективність застосування еквалізації. Еквалайзер - це адаптивний фільтр. Він налаштовується таким чином, щоб сигнал на його виході був якомога ефективніше очищений від міжсимвольних спотворень. Призначений для компенсації різниці ходу між окремими компонентними променями, які

додаються на вході приймача при багатопроменевому поширенні. В специфікації GSM робота еквалайзера базується на використанні алгоритму VITERBI. Показано, що у системах широкосмугового доступу еквалізація не є ефективною у боротьбі з наслідками багатопроменевого поширення радіохвиль, але дозволяє в таких умовах дещо підвищити вірогідність правильного рішення щодо прийнятих символів.

Проаналізована ефективність застосування для роботи в умовах NLOS технології OFDM. Поряд з важливою перевагою цієї технології щодо спектральної ефективності, другою ключовою перевагою, що забезпечується застосуванням OFDM сигналу, є можливість ефективної роботи каналу зв'язку в умовах відсутності прямої видимості. Можливість мереж працювати в умовах NLOS обумовлена стійкістю сигналу OFDM з безліччю піднесущих до багатопроменевого поширення радіохвиль. За рахунок використання великої тривалості OFDM-символів і пов'язаною з цим великою та адаптивною тривалістю захисного інтервалу може бути реалізовано уникнення міжсимвольної інтерференції, що є вигіднішим, ніж боротьба з її наслідками.

Обмеження міжсимвольної інтерференції при багатопроменевому поширенні радіохвиль досягається введенням часового захисного інтервалу у структуру OFDM-символу. Тривалість такого інтервалу має перевищувати максимальний (або середній) час затримки часу приходу перевідбитих сигналів. Для умов офісу в локальних бездротових мережах типовий час затримки становить 20-200 нс, в умовах міської забудови – 5-10 мкс і 0.2 мс в сільській місцевості. Додаткові переваги технології OFDM мають місце завдяки можливості адаптивної модуляції в підканалах та корекції помилок.

У роботі також наведено основні заходи з охорони праці та безпеки життєдіяльності.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Бойко М.П. Системи стільникового зв'язку: Конспект лекцій. – Одеса: ОНАЗ, 2004. – 76с.
2. Кравчук С.О., Наритник Т.М. Телекомунікаційні системи терагерцового діапазону. Монографія. – Житомир: ФОП «Євєнюк О.О.», 2015. – 208 с.
3. Ільченко М.Ю. Основи теорії телекомунікацій; навч. посібник; за заг. ред. М. Ю. Ільченка. – К.: ІСЗІ НТУУ «КПІ», 2010. – 788 с.
4. Ільченко М.Ю., Кравчук С.О. Сучасні телекомунікаційні системи. – К. : Наук. думка, 2008. – 328 с.
5. Тенденції в телекомунікаціях 2015 [Електронний ресурс] = Special issue: ten trends tell where communication technologies are headed // ComSoc. – Режим доступу: <http://www.comsoc.org/ctn/ieee-comsoc-ctn-special-issue-ten-trends-tell-where-communication-technologies-are-headed-2015>.
6. Т.М. Наритник, С.О. Осипчук, Л.О. Уривський Особливості формування сигнально-кодових конструкцій на основі технології Wi-Fi для побудови телекомунікаційних систем терагерцового діапазону // Електронне наукове фахове видання «Проблеми телекомунікацій». №2 (17). 2015.
7. Costas.J.P.”Synchronous communications proceedings of the IRE”, Vol.47, p.p.2058-2068, 1959.
8. Marc Stebber J. PSK Demodulation (Part 1), WJ Communications, Inc,2001.
9. Kikkert C.J. Digitally demodulating binary phase shift keyed data signals, In Practice, Canberra, 1999.
10. Поширення земних радіохвиль та мобільний зв'язок [текст] / Л. М. Логачова, Т. І. Бугрова / Навчальний посібник. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2019. – 236 с.

11. Зюбіна Р. В. Широкосмугові бездротові технології / Р. В. Зюбіна, Ю. П. Бойко // Наукоємні технології: науково-технічна конференція студентів та молодих учених, 11–15 листопада 2013 р. — К. : НАУ, 2013. — С. 29.
12. Чернихівський Є.М. Математичне моделювання телекомунікаційних систем та мереж: навчальний посібник / Є.М. Чернихівський. — Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2011. — 272 с.
13. Одарченко Р.С., Ткаліч О.П., Полігенько О.О. Експериментальні дослідження пропускну здатності мереж стандарту IEEE 802.11n //Наукоємні технології. — 2013. — № 4 (20). — С.377-383.
14. Багатоканальний електрозв'язок та телекомунікаційні технології : підручник Частина 2, за загальною редакцією проф. В.В. Поповського - Х:ТОВ “Компанія СМІТ”, (Ч.2).—2010. — 470 с.
15. Маньшін І.С., Хачіров Е.Ф. Методи застосування програмноконфігурованого радіо у системах мобільного зв'язку / І.С.Маньшін, Е.І. Хачіров // Матеріали шостої Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми електромагнітної сумісності перспективних безпроводових мереж зв'язку EMC2020». — Харків, ХНУРЕ. Том 4. — 2020. — с. 72-74
16. Системи і технології цифрового телебачення: навчальний посібник / В.А. Лошаков, Т.М. Наритник, С.О. Сабурова та ін. ; за заг. ред. проф. В.А. Лошакова. — К.: Талком, 2022. — 285 с.
17. В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман. Телекомунікаційні мережі. Київ, Техніка, 2001р. — 526 с.
18. Бірюков М.Л. Транспортні мережі телекомунікацій: Системи мультиплексування: Підручник для студентів вищ. техн. закладів / М.Л. Бірюков, В.К. Стеклов, Б.Я. Костік; під ред. В.К. Стеклова. — К.: Техніка, 2005. — ст. 312
19. В. О. Гребенніков, В. В. Хиленко. Про стратегію і тактику інформаційного розвитку України. Частина 4. Розвиток мереж радіодоступу / Зв'язок. — 2008. - № 3, 4 — ст. 13-21
20. ДСТУ OHSAS 18002:2015. Системи управління гігієною та безпекою

праці. Основні принципи виконання вимог OHSAS 18001:2007 (OHSAS 18002:2008, IDT). К. : ГП «УкрНИУЦ», 2016. 21 с.

21.ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги. URL: http://online.budstandart.com.ua/catalog/doc-page?id_doc=71028.

22.НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_праор_0_00-7_15-18_01_ua.php.

23.ДБНВ.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд. К. : Мінбуд України, 2006. 154

24.Гігієнічна класифікація праці (за показниками шкідливості і небезпеки факторів виробничого середовища від 12.08.1986 № 4137-86. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/v4137400-86>

25.ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>

26.ДБН В.2.5-28-2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/prirodne-i-shtuchne-osvitlennja-nor8425.html>

27.НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_праор_0_00-7_15-18_01_ua.php.

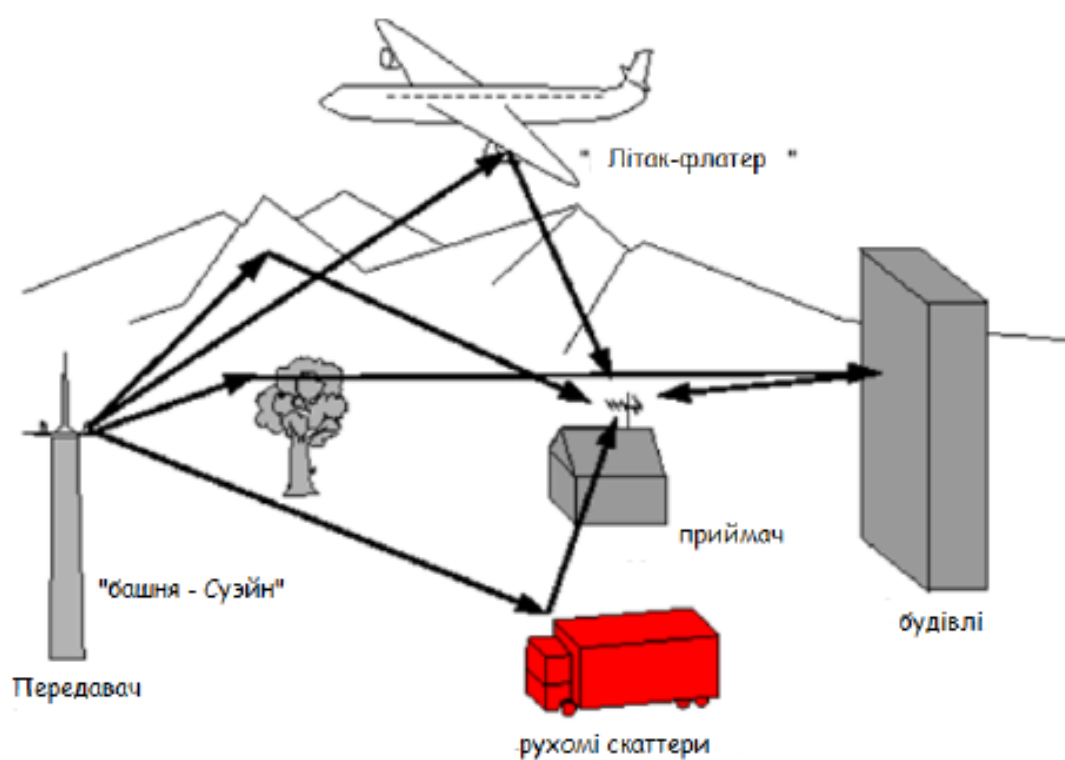
28.ДБН В.1.1-7:2016 Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги. URL: http://www.poliplast.ua/doc/dbn_v.1.1-7

29.Наказ Міністерства внутрішніх справ України «Про затвердження Правил експлуатації та типових норм належності вогнегасників». URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0225-18#Text>.

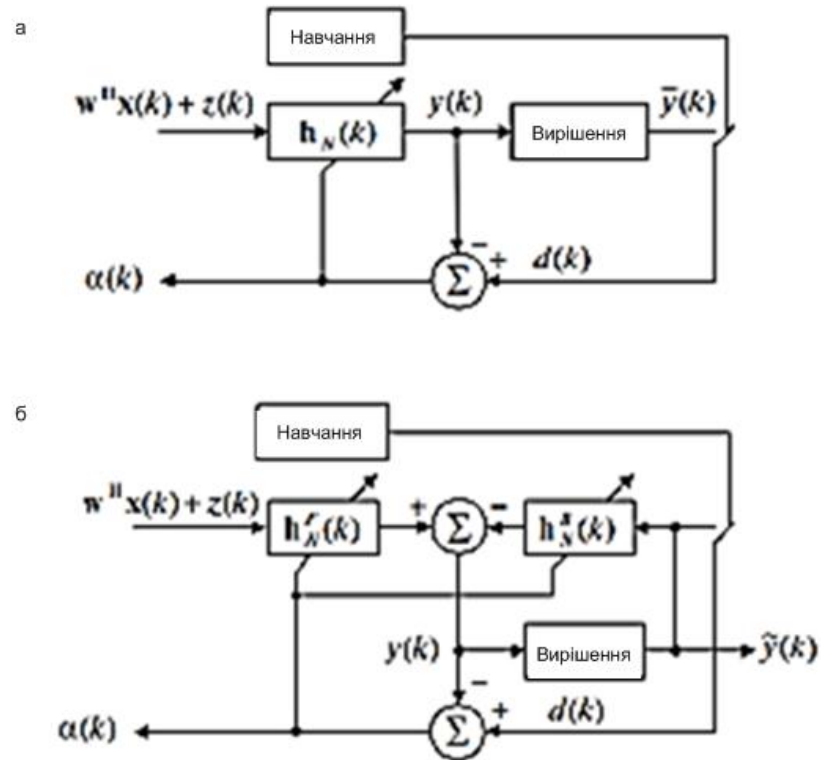
Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА
АЛГОРИТМ РОБОТИ ТА СТРУКТУРА ТРАКТІВ ФОРМУВАННЯ ТА
ОБРОБКИ OFDM-СИГНАЛІВ В УМОВАХ NLOS

назва бакалаврської дипломної роботи

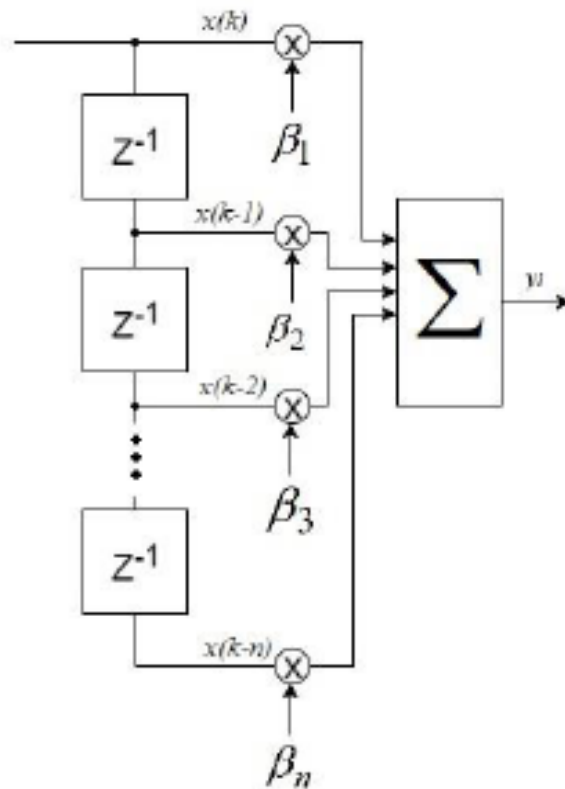


Багатопроменеве поширення сигналу

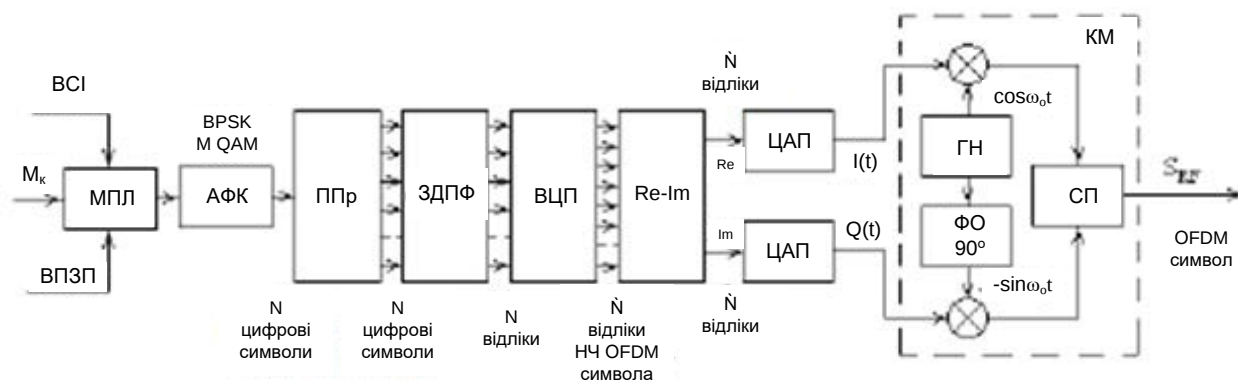


Адаптивні еквалайзери: а – без зворотного зв'язку;

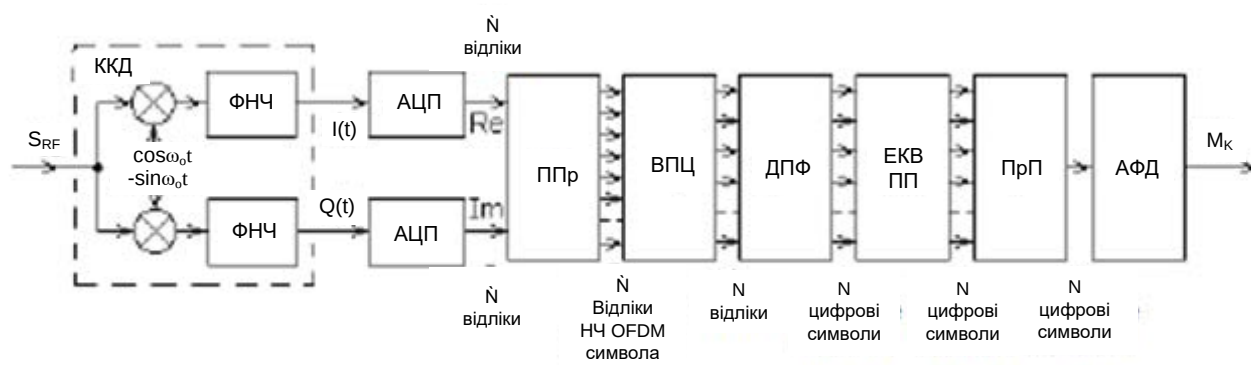
б – зі зворотним зв'язком



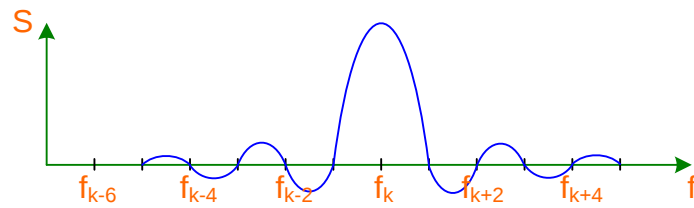
Адаптивний лінійний еквалайзер



Структурна схема формувача OFDM-радіосигналу
з блоком ЗДПФ

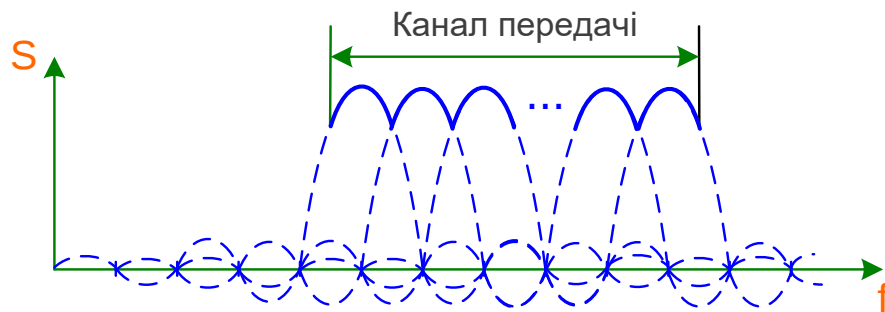


Структурна схема OFDM-демодулятора

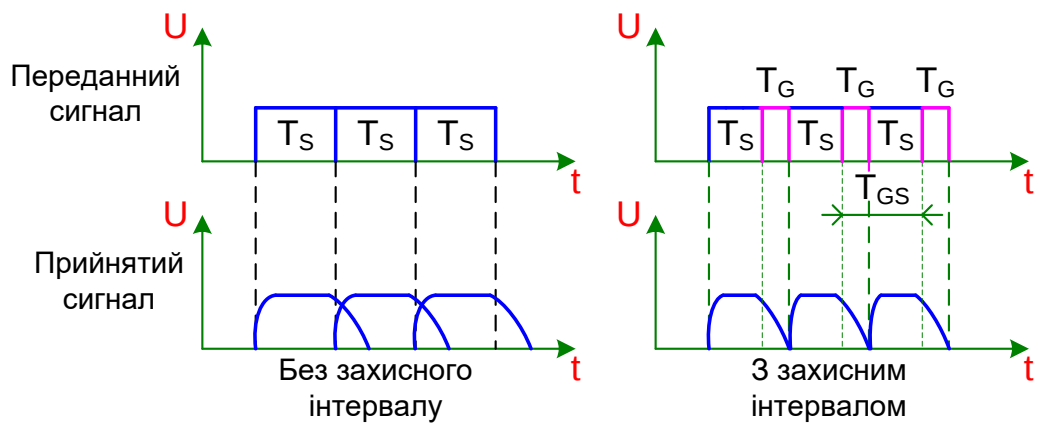


Обвідна спектра однієї несучої з номером k при модуляції OFDM

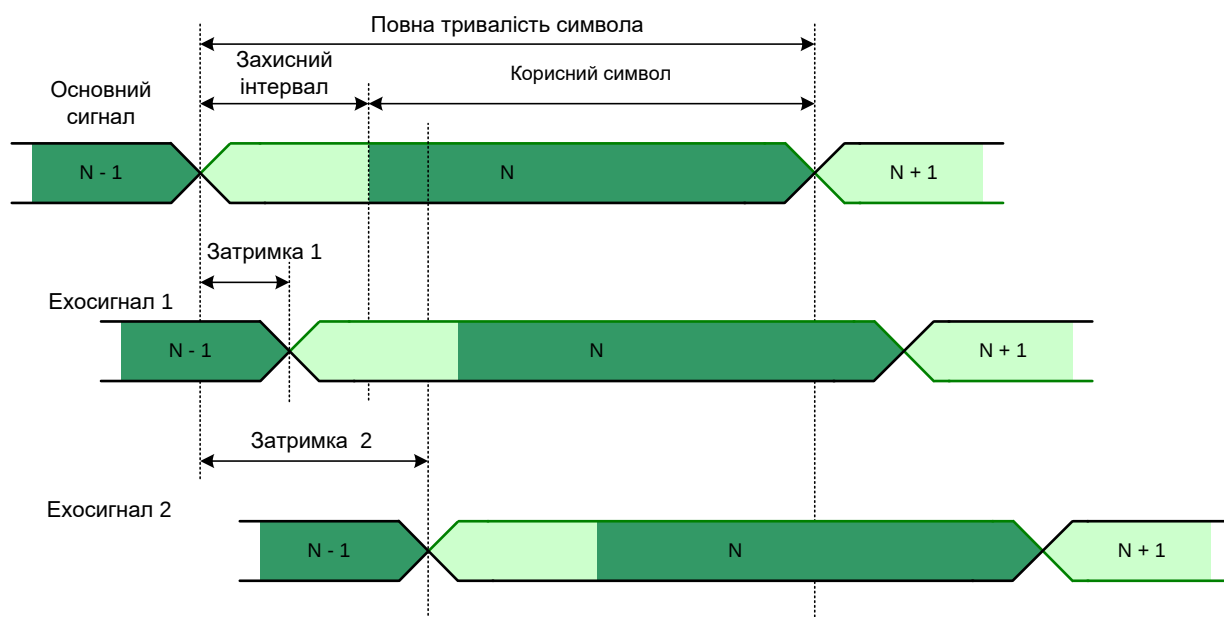
$$f_k = f_0 + k \frac{1}{T_s}$$



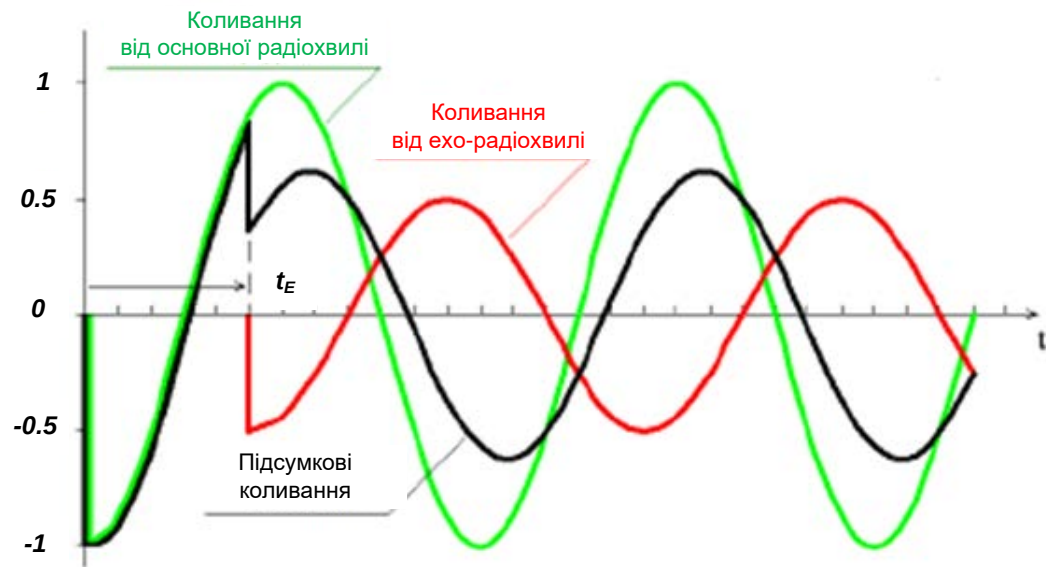
Спектр OFDM-сигналу



Призначення захисного інтервалу при модуляції OFDM



Ілюстрація міжсимвольної інтерференції



Осцилограми ВЧ-коливань на вході приймача:
 від основної радіохвилі (зелений колір);
 від ехо-радіохвилі (червоний колір);
 від суми основної радіохвилі та ехо-радіохвилі (чорний колір)

Додаток Б

Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: Алгоритм роботи та структура трактів формування та обробки OFDM-сигналів в умовах NLOS

Тип роботи: Бакалаврська дипломна робота

(БДР, МКР)

Підрозділ кафедра інфокомунікаційних систем і технологій, факультет інформаційних електронних систем

(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unichesk

Оригінальність 88,8 % Схожість 11,2 %

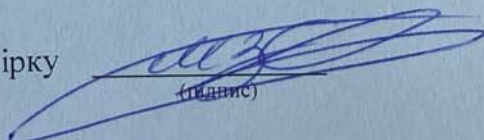
Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

☒ 1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.

☐ 2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.

☐ 3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

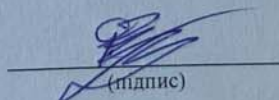
Особа відповідальна за перевірку


(підпис)

Васильківський М.В.
(прізвище, ініціали)

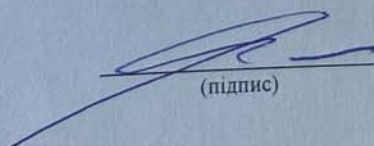
Ознайомлені з повним звітом, який був згенерований системою Unichesk щодо роботи.

Автор роботи


(підпис)

Федоренко А.В.
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Барась С. Т.
(прізвище, ініціали)