

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Факультет радіоелектроніки та телекомунікацій
(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проєкту (роботи)
магістра
(ступінь вищої освіти)

на тему: ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ЗАВАД НА ЯКІСНІ
ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ
OFDM

Виконала: студентка 2 курсу, групи РТ-211м

Спеціальності _____

172 «Телекомунікації та радіотехніка»
(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація) _____

«Радіотехніка»

КАШУБА Юлія Михайлівна
(прізвище та ініціали)

Керівник КАБАК Владислав Семенович
(прізвище та ініціали)

Рецензент МАЛИЙ Олександр Юрійович
(прізвище та ініціали)

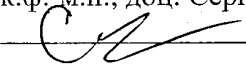
2022 рік

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»
 (повне найменування закладу вищої освіти)

Інститут, факультет Факультет радіоелектроніки та телекомунікацій
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти магістр
 Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
 (код і найменування)
 Освітня програма (спеціалізація) Радіотехніка
 (назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

Т.в.о. завідувача кафедри РТТ
 к.ф.-м.н., доц. Сергій САМОЙЛИК


 «___» грудня 2022 року

З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА

Інститут, факультет Факультет радіоелектроніки та телекомунікацій
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти магістр
 Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
 Освітня програма (спеціалізація) Радіотехніка
 (назва освітньої програми (спеціалізації))
 ПІВНІМ КАШУБА Юлія Михайлівна
 (прізвище, ім'я, по батькові)

Тема проєкту (роботи) Дослідження впливу завад на якісні характеристики каналу зв'язку з використанням OFDM.

керівник проєкту (роботи) КАБАК ВЛАДИСЛАВ СЕМЕНОВИЧ, к.т.н., доцент
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом закладу вищої освіти від «10» листопада 2022 року №377

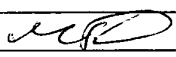
2. Строк подання студентом проєкту (роботи) 20 листопада 2022 року

3. Вихідні дані до проєкту (роботи) програмна модель каналу зв'язку з використанням методу OFDM, швидкість передачі інформації – 250 сим/с, кількість паралельних каналів – 52, метод модуляції – QPSK, діапазон зміни $E_b/N_0=0...30$ дБ, сигнал/завада $C/I=0...30$ дБ.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) аналіз принципів реалізації технології OFDM, алгоритм програмної реалізації моделі, аналіз завад у телекомунікаціях, програмна реалізація моделі, дослідження енергетичних характеристик каналу зв'язку для різних типів завад.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)
Презентація роботи в Microsoft PowerPoint

6. Консультанти розділів проекту (роботи)

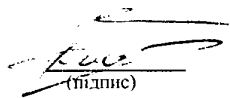
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-3	КАБАК В.С., доцент каф. РТТ	10.09.2022	
		—	
		10.11.2022	
Нормоконтроль	МОРОЗ Г.В., ст. викладач каф. РТТ	05.12.2022	

7. Дата видачі завдання «10» вересня 2022 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

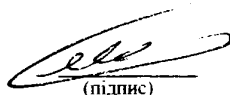
№ з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Концепція мультиплексування використанням ортогональних піднесучих	10.09.2022	
2	Енергетична ефективність цифрових каналів зв'язку	18.09.2022	
3	Задача по основному та сусідніх каналах прийому	29.09.2022	
4	Модель каналу зв'язку для системи з обмеженим значенням відношення сигнал/шум	25.10.2022	
5	Модель каналу зв'язку з використанням OFDM і наявністю релеївських замирання	20.11.2022	
6	Характеристики каналу зв'язку з використанням OFDM в умовах завади по основному каналу прийому	02.12.2022	

Студент


(підпис)

Юлія КАШУБА
(прізвище та ініціали)

Керівник проекту (роботи)


(підпис)

Владислав КАБАК
(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

ПЗ: 124 сторінки, 81 рисунок, 1 таблиця, 12 джерел

Об'єкт дослідження – каналу зв'язку із застосуванням технології OFDM.

Мета роботи – дослідження впливу завадової обстановки на якісні характеристики каналу зв'язку з використанням OFDM.

Метод дослідження – математичний та комп'ютерна симуляція.

У першому розділі проведено ґрунтовний аналіз фізичних принципів реалізації каналу зв'язку з паралельною передачею на ортогональних піднесучих і визначено програмний алгоритм запровадження такого методу для безпроводних мереж передачі інформації, проаналізовано переваги методу багаточастотної передачі стосовно боротьби з наслідками федінгу, визначені додаткові можливості щодо придушення часової дисперсії сигналу в умовах федінгу.

У другому розділі на підставі проведеного у першому розділі аналізу запропонована програмна модель каналу зв'язку з використанням методу OFDM, яка дозволяє визначити якісні і кількісні характеристики каналу зв'язку для різних видів завадової обстановки. Запропоновані програмні алгоритми формування OFDM сигналу, модуляції-демодуляції з використанням QPSK, алгоритми визначення ймовірності помилкового прийому для різних умов прийому.

МУЛЬТИПЛЕКСИРУВАННЯ 3 ВИКОРИСТАННЯМ
ОРТОГОНАЛЬНИХ ЧАСТОТ, ПАРАЛЕЛЬНА БАГАТОЧАСТОТНА
ПЕРЕДАЧА, КОЕФІЦІЄНТ БІТОВОЇ ПОМИЛКИ, ЦИКЛІЧНИЙ ПРЕФІКС,
ПРОГРАМНА МОДЕЛЬ, РЕЛЕЇВСЬКІ ЗАВМИРАННЯ, ПОСЛІДОВНО-
ПАРАЛЕЛЬНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ, ДИСКРЕТНЕ ШВИДКЕ ЗВОРОТНЕ
ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є, ДИСКРЕТНЕ ШВИДКЕ ПРЯМЕ
ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП	8
1 КОНЦЕПЦІЯ МУЛЬТИПЛЕКСИРУВАННЯ З ВИКОРИСТАННЯМ ОРТОГОНАЛЬНИХ ПІДНЕСУЧИХ	10
1.1 Важливість ортогональності піднесучих	13
1.1.1 OFDM як особливий випадок методу FDM.....	15
1.1.2 Реалізація частотного мультиплексування з використанням OFDM.....	18
1.2 Зворотне дискретне перетворення Фур'є як засіб формування OFDM сигналу	25
1.3 Наслідки ефекту багатопроменевого розповсюдження радіохвиль	35
1.4 Боротьба з релієвськими завмираннями у технології OFDM	46
2 ЕНЕРГЕТИЧНА ЕФЕКТИВНІСТЬ ЦИФРОВИХ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ	55
2.1 Системні параметри, що характеризують завадову обстановку.....	55
2.1.1 Системи з обмеженим значенням відношення сигнал/шум	55
2.1.2 Відношення сигнал/завада.....	60
2.2 Види завад у каналах зв'язку.....	60
2.2.1 Завада по основному каналу прийому	61
2.2.2 Завади по сусіднім каналам.....	64
2.2.3 Зовнішня завада по основному каналу прийому	66
2.3 Енергетична ефективність систем зв'язку	67
2.3.1 Енергетична ефективність систем зв'язку в умовах дії білого гаусівського шуму	67

2.3.2 Характеристики ймовірності помилки у “квазістатичних системах”	69
3 МОДЕЛІ КАНАЛІВ ЗВ’ЯЗКУ ДЛЯ РІЗНИХ ЗАВАДОВИХ ОБСТАВИН .	72
3.1 Модель каналу зв’язку для системи з обмеженим значенням відношення сигнал/шум	72
3.2 Модель каналу зв’язку з використанням OFDM і наявністю релієвських завмирань.....	94
3.3 Характеристики каналу зв’язку з використанням OFDM в умовах завади по основному каналу прийому	101
ВИСНОВКИ.....	106
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	107
ДОДАТОК А.....	109
ДОДАТОК Б	117
ДОДАТОК В.....	120

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

ACI	–	завади по сусіднім каналам прийому
AWGN	–	канал з адитивним білим гаусівським шумом
BPSK	–	двійкова фазова маніпуляція
CCI	–	завади по основному каналу прийому
CDM	–	мультиплексирування з кодовим розділенням каналів
CDMA	–	множинний доступ з кодовим розділенням каналів
DSSS	–	метод розширення спектру прямою послідовністю
ECI	–	зовнішні завади по основному каналу прийому
FDM	–	мультиплексирування з частотним розділенням каналів
FFT	–	пряме швидке перетворення Фур'є
IFFT	–	зворотне швидке перетворення Фур'є
ISI	–	міжсимвольні спотворення
LOS	–	сигнал прямої видимості
OFDM	–	мультиплексирування з ортогональним частотним розділенням каналів
PN	–	псевдошумовий код
QPSK	–	квадратурно-фазова модуляція
SFH	–	метод розширення спектру за допомогою повільних стрибків по частоті
BC	–	базова станція
MC	–	мобільна станція

ВСТУП

Збільшення обсягу трафіку, що передається через безпроводні мережі, і створення принципово нових застосувань зумовлює постійне зростання вимог до кількісних і якісних характеристик каналу зв'язку. В існуючих мережах безпроводного доступу четвертого покоління для передачі даних використовується технологія ортогонального частотного мультиплексування OFDM.

Ортогональне частотне мультиплексування – це форма модуляції / мультиплексування, яка використовується також у багатьох останніх стандартах безпроводного зв'язку, наприклад, таких як IEEE 802.11a, IEEE 802.11g, IEEE 802.11n, IEEE 802.11ac (Wi-Fi) і IEEE 802.16 (WiMAX), а також в системах цифрового телебачення.

Для технології OFDM загальна смуга частот каналу розподіляється на вузькосмугові канали. При цьому швидкість передачі у кожному субканалі набагато менша порівняно з початковим цифровим потоком, а ширина смуги пропускання субканалу набагато менша порівняно з повною шириною смуги пропускання.

Ортогональність сигналів, що передаються у вузькосмугових каналах забезпечується вибором гармонічного базису.

До числа основних переваг, які зумовили популярність OFDM у сучасних системах зв'язку віднести наступне:

- стійкість до міжсимвольної інтерференції;
- стійкість до частотно-селективних завмирань, що виникають через багатопроменеве розповсюдження радіохвиль;
- висока ефективність використання радіочастотного спектру, що пояснюється практично прямокутною формою обвідної спектру при великій кількості піднесучих;
- простота реалізації методами цифрової обробки;
- ефективність щодо придушення вузькосмугових завад;

- можливість використання різних схем модуляції для різних піднесучих.

Але, технології OFDM властиві також і недоліки, серед яких необхідно відзначити такі:

- необхідність забезпечення високоточної синхронізації за частотою і часом;
- чутливість до ефекту Доплера;
- високе значення пік-фактору сигналу.

Метою магістерської роботи є дослідження характеристик каналу зв'язку з використанням OFDM при різних завадових обставинах. Для реалізації поставленої задачі необхідно розробити програмну модель каналу зв'язку і відобразити усі основні етапи програмно-апаратного формування сигналу OFDM, методів модуляції, демодуляції, та інших видів обробки сигналу, які характерні для цього методу.

1 КОНЦЕПЦІЯ МУЛЬТИПЛЕКСИРУВАННЯ З ВИКОРИСТАННЯМ ОРТОГОНАЛЬНИХ ПІДНЕСУЧИХ

У сучасних системах безпроводного зв'язку для передачі інформації з високою швидкістю однією з оптимальніших технологій вважається технологія OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) – мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів.

Метод OFDM практично реалізує концепцію одночасної паралельної передачі інформації по багатьом незалежним підканалам. Тобто, замість передачі високошвидкісного цифрового потоку по одному широкосмуговому каналу відбувається конвертація такого потоку до багатьох незалежних підканалів, в яких швидкість передачі виходить набагато меншою порівняно зі швидкістю початкового цифрового потоку.

Перехід до низькошвидкісних субканалів дозволяє реалізувати певні переваги цього методу порівняно з іншими методами мультиплексування, особливо в області боротьби із завмираннями у каналі зв'язку, які виникають через наслідки ефекту багатопроменевого розповсюдження радіохвиль. Причому переваги методу OFDM у цьому аспекті особливо стають помітними і важливими в процесі суттєвого зростання швидкості передачі інформації, що і забезпечило застосування методу OFDM у сучасних системах зв'язку 4G і 5G.

Теоретично паралельну передачу даних можливо реалізувати за двома концептуальними схемами, а саме – із використанням частотного мультиплексування (FDM – Frequency Division Multiplexing) і кодового мультиплексування (CDM – Code Division Multiplexing). Відповідно метод паралельної передачі з використанням FDM прийнято називати мультичастотною передачею, а метод з використанням CDM – мультиковою.

На рис.1.1 представлені можливі варіанти побудови структурних схем приймально-передавальних трактів для мультичастотної (1.1a) і мультикодової (1.8) систем з паралельною передачею інформації [1, 2, 3].

Найбільш ефективною на теперішній час вважається технологія мультичастотної передачі, а саме метод OFDM.

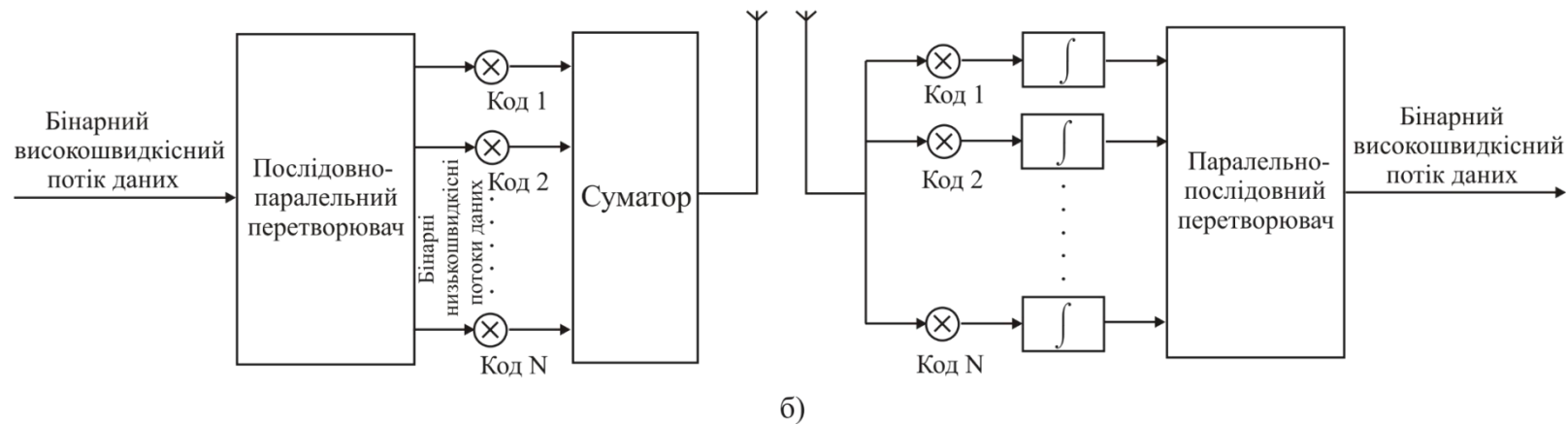
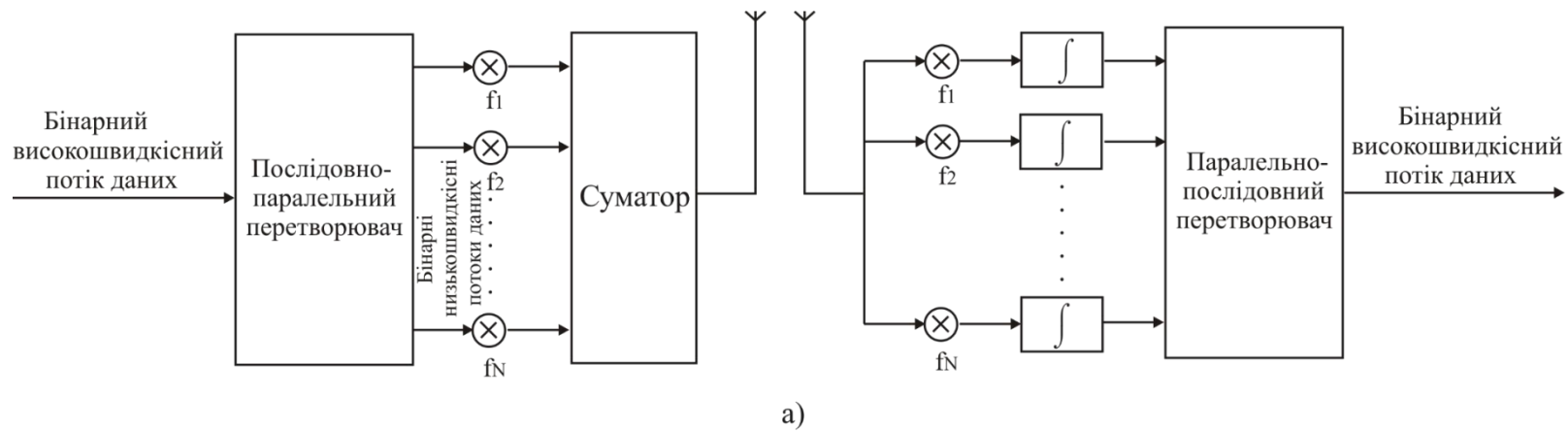
OFDM – це метод мультиплексування, який використовує множину несучих коливань, або, так званих, піднесучих (subcarriers). Як було визначено, для цього методу високошвидкісний потік даних конвертується до декількох паралельних бітових потоків з меншою швидкістю, кожен з яких модулюється на своїй окремій піднесучій, причому усі під несучі повинні задовольняти умові ортогональності. Усі сформовані за таким підходом промодульовані піднесучі додаються і передаються одночасно.

Головною перевагою методу OFDM вважається той факт, що тривалість символів у паралельних (низькошвидкісних) каналах значно більша порівняно із затримкою розповсюдження перевідбитих радіохвиль для традиційних схем модуляції з використанням однієї несучої частоти. Реалізація такого алгоритму робить технологію OFDM набагато стійкішою до міжсимвольної інтерференції ISI (Intersymbol Interference).

Можна стверджувати, що метод OFDM є особливим випадком відомого методу частотного мультиплексування – FDM. Метод OFDM – це практично комбінація таких понять як модуляція і мультиплексування.

Звичайно термін мультиплексування застосовується до незалежних сигналів, які генеруються різними джерелами. Відповідно встає задача про розділення виділеного спектра серед різних користувачів – джерел.

Для технології OFDM питання мультиплексування також застосовується до незалежних сигналів, але ці сигнали є частинами одного – головного сигналу.



а) мультичастотна система; б) мультикодова система

Рисунок 1.1 – Структурні схеми приймально-передавальних трактів з одночасною паралельною передачею даних

Технологія OFDM передбачає розщеплення сигналу на декілька незалежних каналів з наступною модуляцією даних у кожному каналі з повторним ремультимплексуванням для створення OFDM несучої.

1.1 Важливість ортогональності піднесучих

Головна концепція методу OFDM – це ортогональність піднесучих. Звичайно як несуче коливання використовується синусоїдальне або косинусоїдальне коливання, для яких площа впродовж періоду (інтеграл) буде надавати нульове значення (рис.1.2).

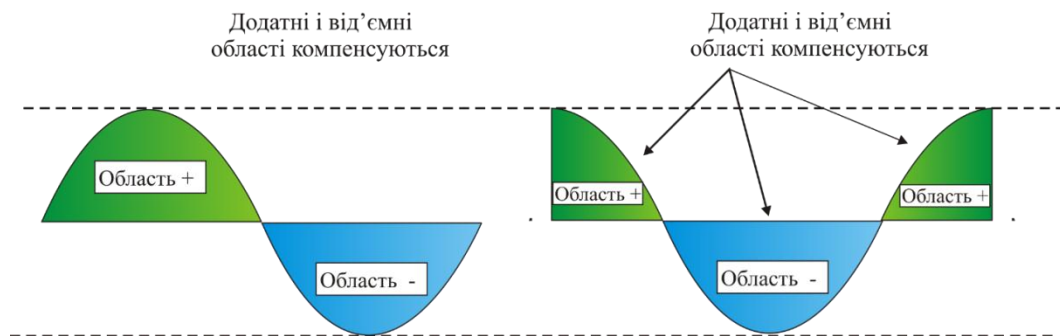


Рисунок 1.2 – Характеристики гармонічної несучої

Припустимо, що маємо несуче коливання (синусоїдальну хвилю) з частотою $m\omega$. Якщо перемножити це коливання з іншим гармонічним коливанням з частотою $n\omega$, то результат перемноження двох гармонічних сигналів, за умови, що m і n це цілочислові значення, набуде такого значення:

$$f(t) = \sin(m\omega t) \sin(n\omega t) = \frac{1}{2} \cos(m-n)\omega t - \frac{1}{2} \cos(m+n)\omega t.$$

Оскільки обидва коливання є гармонічними, то інтеграл на інтервалі одного періоду результуючого коливання також буде мати нульове значення:

$$I = \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} \cos(m-n)\omega t - \int_0^{2\pi} \cos(m+n)\omega t = 0 - 0 = 0.$$

Це наочно продемонстровано на рисунку 1.3.

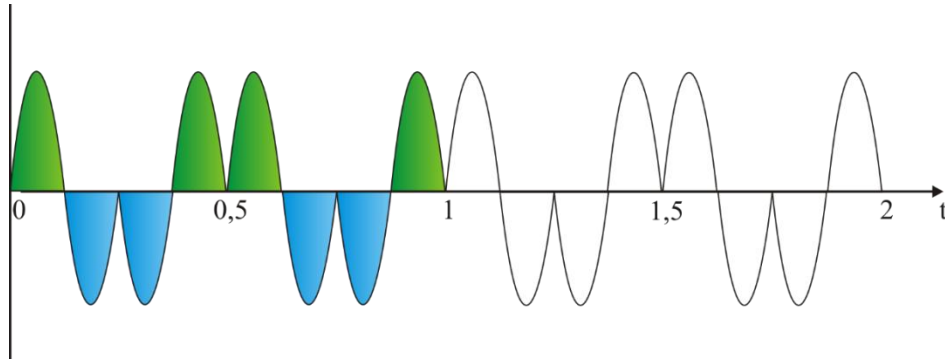


Рисунок 1.3 – Результат перемноження двох гармонічних коливань з різними частотами

Таким чином, можна зробити висновок, що якщо перемножити гармонічне коливання з частотою m на гармонічне коливання з частотою m/n , то площа під отриманими кривими впродовж періоду також буде рівнятися 0.

Але, ця умова, а саме, якщо на певному інтервалі часу T_u , який називається корисним, справедливе співвідношення:

$$\int_0^{T_u} f_n(t) \cdot f_m(t) dt \neq 0 \quad n = m, \quad (1.1)$$

$$= 0 \quad n \neq m$$

відповідає умові ортогональності двох коливань [4].

Узагальнюючі, можна стверджувати, що для усіх цілих m і n коливання $\sin(mx)$, $\cos(mx)$, $\sin(nx)$, $\cos(nx)$ є ортогональними одне до одного.

Поняття ортогональності є ключовим фактором для розуміння технології OFDM. Ортогональність дозволяє реалізувати передачу сигналів на множині піднесучих в обмеженому діапазоні частот без взаємних завад від піднесучих.

У деякому сенсі OFDM метод подібний до методу CDMA, де застосування PN-кодів (в ідеалі також ортогональних) робить можливим передачу багатьох сигналів в одному і тому ж частотному діапазоні без взаємних завад.

1.1.1 OFDM як особливий випадок методу FDM

Розглянемо класичний варіант мультиплексування з частотним розділенням каналів – FDM. Припустимо, що у смузі частот $\Delta f = f_B - f_H$ необхідно організувати чотири частотних канали.

У частотній області для модульованих сигналів $s_1(t), \dots, s_4(t)$ спектральну картину можна подати у такому вигляді (рис.1.4) [3, 4].

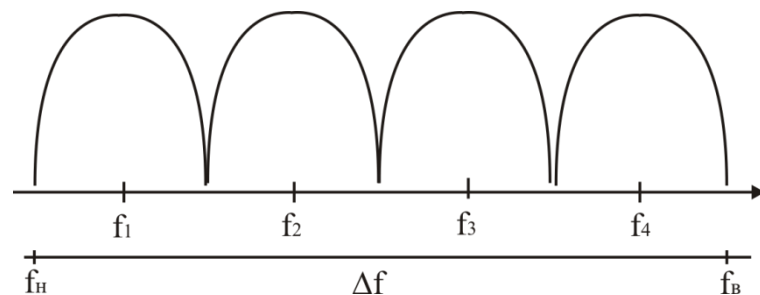


Рисунок 1.4 – Формування чотирьох незалежних каналів відповідно до класичного методу мультиплексування з частотним розділенням каналів (FDM)

Співвідношення між верхньою і нижньою частотами каналу зв'язку f_H, f_B може бути будь-яким – цілочисловим або ні, оскільки ніяких додаткових

умов не висувається. Але, припустимо, що співвідношення між центральними частотами $f_1, \dots, f_4$ задаються наступним співвідношенням:

$$f_n = nf_1,$$

де n – цілочислове значення, тобто:

$$f_2 = 2f_1,$$

$$f_3 = 3f_1,$$

$$f_4 = 4f_1.$$

Очевидно, що три з чотирьох частот є гармоніками частоти f_1 . Для такого варіанту через ортогональність несучих, під час додавання сигналів $s_1(t), \dots, S_4(t)$ не буде виникати взаємного впливу сигналів одне на одне.

Але, для класичного методу FDM наведені умови ортогональності, як правило, не виконуються, що в результаті призводить до інтерференції між сусідніми каналами. Щоб забезпечити мінімальні міжканальні завади необхідно між сусідніми частотними каналами передбачити захисний інтервал, тобто, розсунути сусідні канали по частотній осі.

Очевидно, що введення захисних інтервалів зменшує спектральну ефективність методу FDM.

Дійсно, символна швидкість R_s , яка може бути забезпечена у каналі з використанням бінарної фазової маніпуляції (BPSK), згідно з теоремою відліків Найквіста може бути визначена як [1]:

$$R_s = 2B_{fN} = B_p,$$

де B_{fN} – смуга пропускання еквівалентного ФНЧ з частотою зрізу, що визначається частотою Найквіста в основній смузі частот;

B_p – смуга пропускання смугового фільтра на радіочастоті.

Отримані співвідношення справедливі, якщо коефіцієнт закруглення для формуючого фільтра Найквіста [1, 2] прийнято рівним 0.

Якщо ж, коефіцієнт скруглення не рівняється 0, то з використанням фільтра типу “піднесений косинус”, швидкість передачі визначиться наступним співвідношенням [1]:

$$R_s = \frac{B_p}{1 + \alpha}.$$

Тому, якщо наприклад, необхідно у кожному каналі забезпечити швидкість передачі 20 Мбіт/с з використанням модуляції BPSK, то, за використання формуючого фільтра Найквіста у кожному каналі з коефіцієнтом зкруглення α , необхідна смуга пропускання каналу на радіочастоті визначиться як:

$$B_p = R(1 + \alpha) = 20(1 + 0,25) = 25 \text{ [МГц]}.$$

Тепер, для уникнення міжканальних завад введемо 10% захисний інтервал між сусідніми каналами. Відповідно частотне рознесення між каналами складе: $\Delta F = 25 + 2,5 = 27,5 \text{ [МГц]}$.

При цьому центральні частот каналів $f_1, \dots, f_4$ вже не будуть ортогональними, але для методу FDM це не є обов’язковою вимогою, оскільки саме захисний інтервал забезпечує відсутність міжканальних завад.

До першого стовпчику C1 таблиці 1.1 увійшли 1, 5, 9, 13... біти початкового інформаційного потоку, до другого стовпчику C2 біти 2, 6, 10, 14,..., до третього C3 біти 3, 7, 11, 15, ... і, відповідно, до четвертого стовпчику C4 біти 4, 8, 12, 16,... відповідно.

При цьому кожен рядок таблиці 1.1 презентує біти, які будуть передаватися однією піднесучою.

Таблиця 1.1 – Конвертація початкового потоку до 4 підканалів

C1	C2	C3	C4
1	1	-1	-1
1	1	1	-1
1	-1	-1	-1
-1	1	-1	-1
-1	1	1	-1
-1	-1	1	2

Аналіз почнемо з першого субканалу, тобто з першої піднесучої f_1 . З теореми Найквіста про відліки випливає, що найменша частота, яка задовольняє зазначеній теоремі, повинна бути удвічі більшою за швидкість передачі інформації.

У нашому випадку швидкість передачі для усієї системи складає 1 символ за секунду (рис. 1.1). Оскільки реалізується одночасна передача на чотирьох паралельних каналах, то така швидкість буде досягнена при одночасному використанні усіх чотирьох піднесучих. Але, тепер на кожному з підканалів для однієї піднесучої швидкість передачі може бути зменшена у чотири рази і, відповідно, складе $1/4$ біт/с.

Тоді найменше значення частоти піднесучої, яка зможе передавати інформацію з швидкістю $1/4$ біт/с є $1/2$ Гц. Для більшої наочності формування часових епюр оберемо значення частоти $f_1 = 1$ Гц.

Якщо б обрали початкове значення частоти f_1 рівним $1/2$ Гц, то значення $f_2 \dots f_4$ були б рівними $1, 3/2, 2$ Гц., або якщо обрати початкове значення f_1 рівним $7/8$ Гц, то значення гармонік $f_2 \dots f_4$ відповідали б $7/4, 21/8, 7/2$ Гц.

У прикладі, що розглядається, як радіочастотну модуляцію будемо використовувати метод BPSK. Якщо ж наприклад, необхідно було б реалізувати метод QPSK, то подібні епюри можна було б отримати для Q-каналу модулятора, причому символна швидкість у кожному каналі залишилася б такою ж, а бітова швидкість стала б удвічі більшою. Тобто, у кожному з паралельних каналів можна використовувати будь-який метод модуляції – зокрема, QPSK, 8PSK, 16-QAM, 32-QAM та інші, навіть використовувати трелісне кодування TCM додатково до модуляції.

Якщо розглянути процеси, які відбуваються у першому субканалі на частоті f_1 , то очевидно, що у цьому каналі необхідно передати перші три біти, які відповідають значенням інформаційних даних “+1”, а наступні три біти відповідають значенням цифрових даних “-1”. Епюри модульованого за методом BPSK сигналу у першому підканалі зображено на рисунку 1.6.

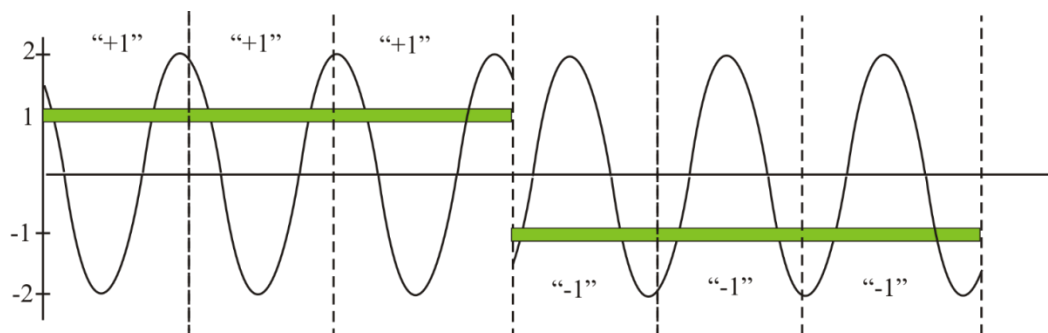


Рисунок 1.6 – Модульована піднесуча першого субканалу

Якщо подібні епюри сформувати для Q-каналу модулятора, то було б реалізовано модуляцію QPSK.

З умови ортогональності частота другої піднесучої обрана рівною 2 Гц (це наступне значення частоти, яке відповідає умові ортогональності до частоти 1 Гц). Відповідно до таблиці 1.1 у цьому підканалі необхідно передати потік інформаційних біт 1, 1, -1, 1, 1, -1.

Тоді епюри для другого субканалу з частотою піднесучої 2 Гц і модулюючими символами (формат NRZ) 1, 1, -1, 1, 1, -1 за використанням методу модуляції BPSK зображені на рисунку 1.7.

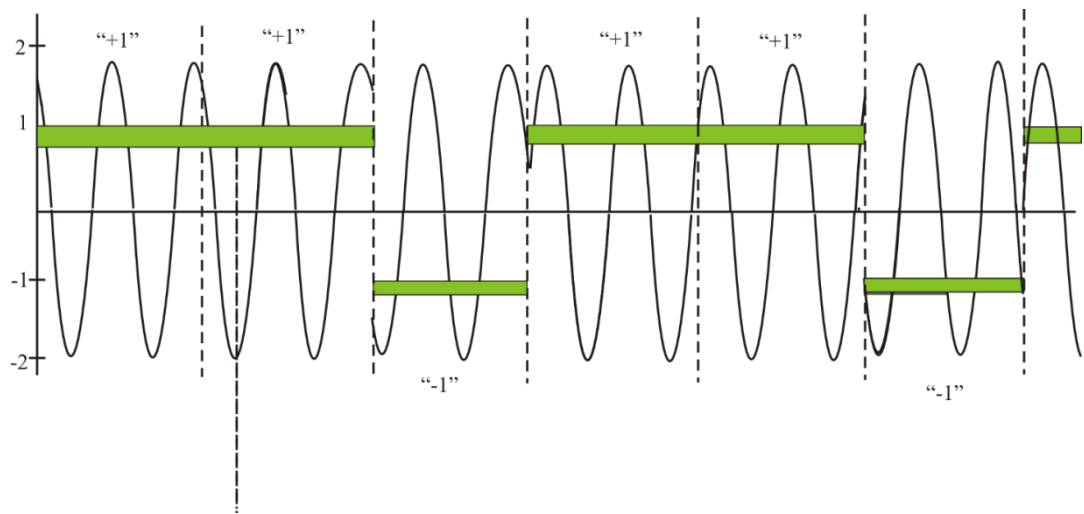


Рисунок 1.7 – Модульована піднесуча другого субканалу

Відповідно частота піднесучої третього субканалу рівняється 3 Гц, а піднесуча частота четвертого субканалу – 4 Гц. Для третього субканалу модулююча послідовність має вигляд: -1, 1, -1, -1, 1, 1.

Епюри модульованого коливання у третьому субканалі зображені на рисунку 1.8.

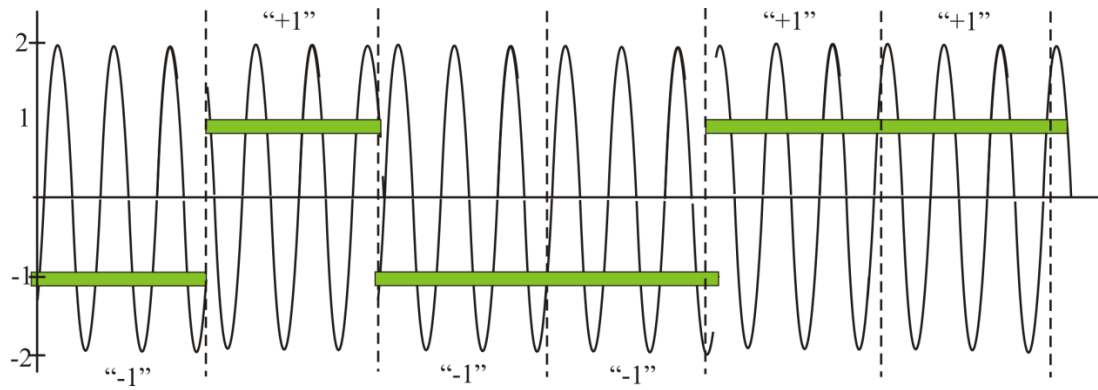


Рисунок 1.8 – Модульована піднесуча третього субканалу

Для четвертого субканалу модулююча послідовність представляє потік -1, -1, -1, -1, -1, 1, а відповідні епюри модульованого сигналу зображені на рисунку 1.9.

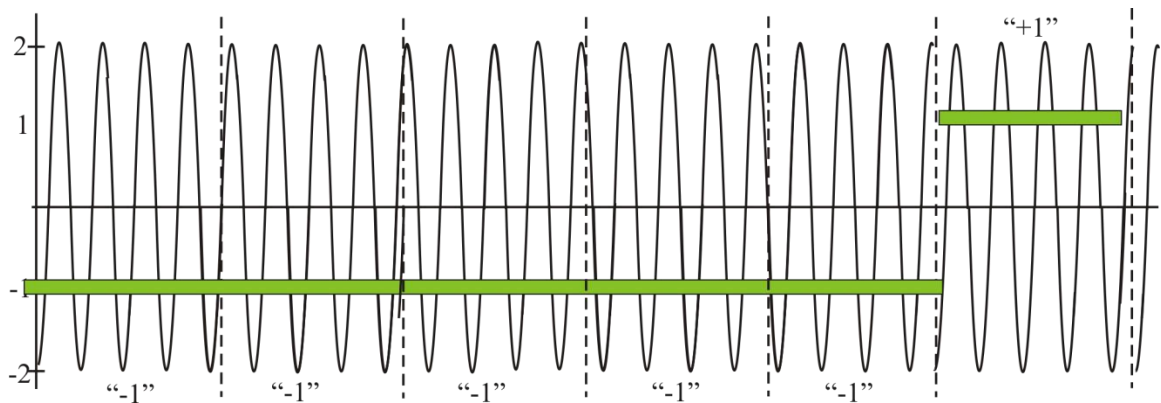


Рисунок 1.9 – Модульована піднесуча четвертого субканалу

В результаті відбувся процес модуляції для усіх бітів на чотирьох незалежних несучих зі значеннями частот 1 Гц, 2 Гц, 3 Гц, 4 Гц, які задовольняють умові ортогональності. Спрощено це можна трактувати як перерозподілення вхідного бітового потоку по чотирьом незалежним субканалам з наступною модуляцією на ортогональних частотах у цих підканалах, що і відображено на рисунку 1.10.

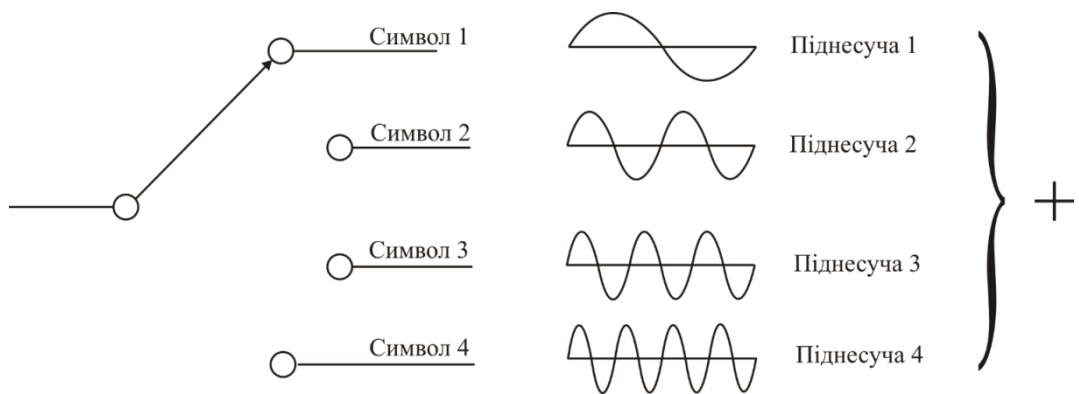


Рисунок 1.10 – Конвертація вхідного потоку даних до чотирьох незалежних підканалів з наступним формуванням OFDM сигналу

Як виходить з рисунку 1.10, наступною операцією по формуванню результуючого сигналу є додавання усіх модульованих піднесучих. Сформований за таким алгоритмом результуючий сигнал і розглядається як OFDM сигнал.

Відповідно, передача такого сигналу через канал зв'язку і реалізує концепцію одночасної мультичастотної паралельної передачі інформації.

Проведений аналіз і наведені на рисунках 1.6-1.9 епюри на підставі алгоритму з рисунку 1.10 дозволяють запропонувати наочну частотно-часову інтерпретацію формування OFDM сигналу (рис. 1.11), аналіз якої у часовій і частотній областях дозволив запропонувати ефективний практичний метод реалізації OFDM сигналу.

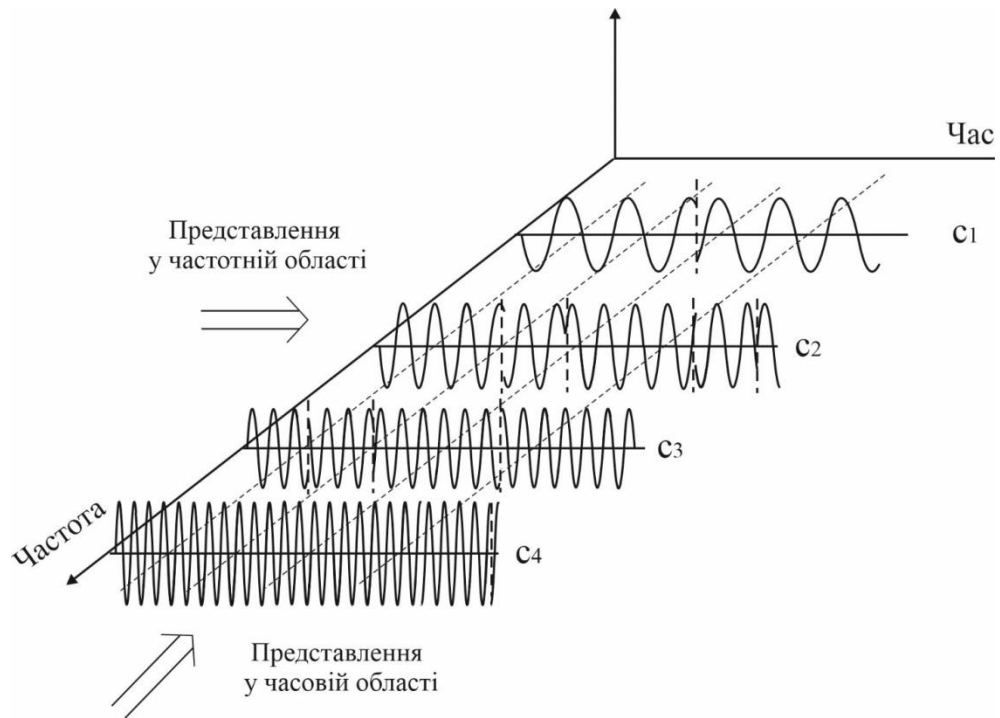


Рисунок 1.11 – Частотно-часове представлення OFDM сигналу

Так, якщо відповідно до рисунка 1.11, провести додавання промодульованих піднесучих, то результуючий OFDM сигнал набуває виду, що зображено на рисунку 1.12.



Рисунок 1.12 – Результуючий OFDM сигнал

Необхідно відзначити, що результуючий OFDM сигнал суттєво відрізняється від сигналу модульованих піднесучих, які мають постійну амплітуду, у той час як для OFDM сигналу характерна велика різниця між максимальним і мінімальним значенням, тобто, спостерігається зростання пік-фактору сигналу.

1.2 Зворотне дискретне перетворення Фур'є як засіб формування OFDM сигналу

Очевидно, що з математичної точки зору розглянутий у параграфі 1.1.1 і представлений на рис.1.11,1.12 алгоритм формування результуючого OFDM сигналу можна подати як:

$$s(t) = \sum_{n=1}^N d_n(t) \cdot \sin(2\pi n t), \quad (1.2)$$

де $d_n(t)$ – коефіцієнти, що визначені у таблиці 1.1.

Але рівняння (1.2) відповідно до теорії математичного аналізу практично представляє собою форму зворотного перетворення Фур'є (IFT). Дійсно, широке практичне застосування систем з використанням технології OFDM з великою кількістю паралельних каналів стало можливим саме завдяки впровадженню до формування OFDM сигналу блоку зворотного дискретного перетворення Фур'є, на який і покладається виконання рівняння (1.2).

Очевидно, що для створення програмної моделі каналу зв'язку з використанням методу OFDM необхідно в моделі відобразити алгоритм (1.2). Тому розглянемо застосування дискретного зворотного перетворення Фур'є у програмній моделі більш детально.

На рисунку 1.11 була представлена частотна-часова інтерпретація формування OFDM сигналу. З аналізу рисунку 1.11 можна зробити

очевидний висновок, що в принципі будь який сигнал можна розглядати як в часовій, так і в частотній області. Дійсно, на рисунку 1.12 представлена форма результуючого сигналу у часовій області. Якщо ж розглядати сигнал у частотній області, то можна було б отримати груповий спектр OFDM сигналу у вигляді суми спектрів окремих субканалів.

Як відомо, будь-який сигнал у часовій області $s(t)$ (рис. 1.13 а) і його спектр $S(\omega)$ (рис. 1.13 б) – представлення того ж сигналу у частотній області) однозначно зв'язані між собою прямим і зворотним перетворенням Фур'є.

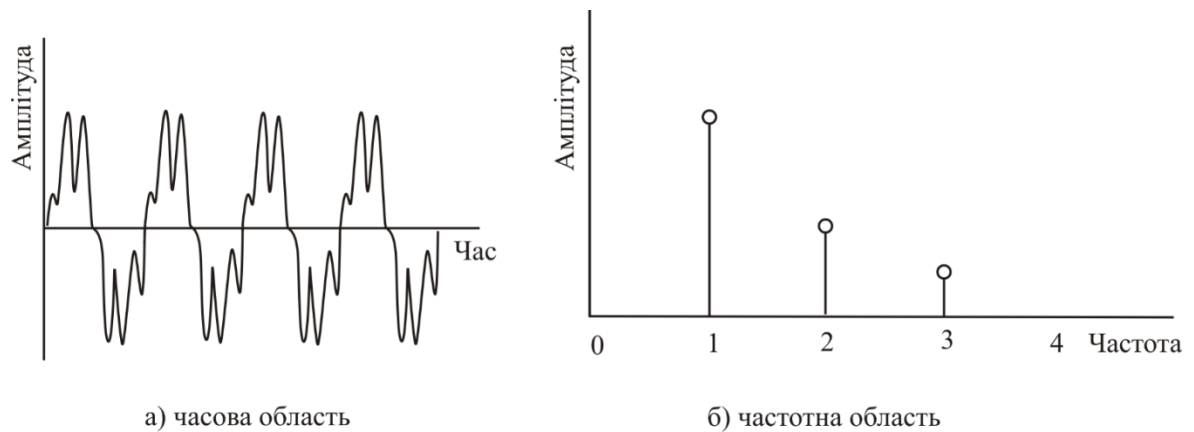


Рисунок 1.13 – Представлення сигналу у часовій (а) і частотній (б) областях

Пряме перетворення Фур'є реалізує представлення сигналу $s(t)$ у частотній області $S(\omega)$ – тобто визначає його спектр [5, 6, 7]:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (1.3)$$

У той час як зворотне перетворення Фур'є дозволяє за відомим спектром $S(\omega)$ конвертувати сигнал з частотної області до часової:

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega . \quad (1.4)$$

Очевидно, що для сучасних засобів телекомунікацій, де дуже широко використовуються методи цифрової обробки сигналів, застосування перетворень Фур'є в аналоговому вигляді є недоцільним і неефективним.

Тому для цифрової техніки, де застосовуються дискретні сигнали, достатньо широке застосування знайшов математичний алгоритм, який отримав назву швидкого перетворення Фур'є – FFT (Fast Fourier Transform) і дозволяє ефективно отримати спектр для дискретного сигналу.

Відповідно першою задачею цифрової обробки сигналів виступає перехід від аналогової форми представлення сигналу до дискретної форми – дискретного сигналу. Для здійснення такого переходу, по-перше, необхідно провести дискретизацію початкового неперервного сигналу відповідно до теореми Найквіста-Шеннона (рис. 1.14).

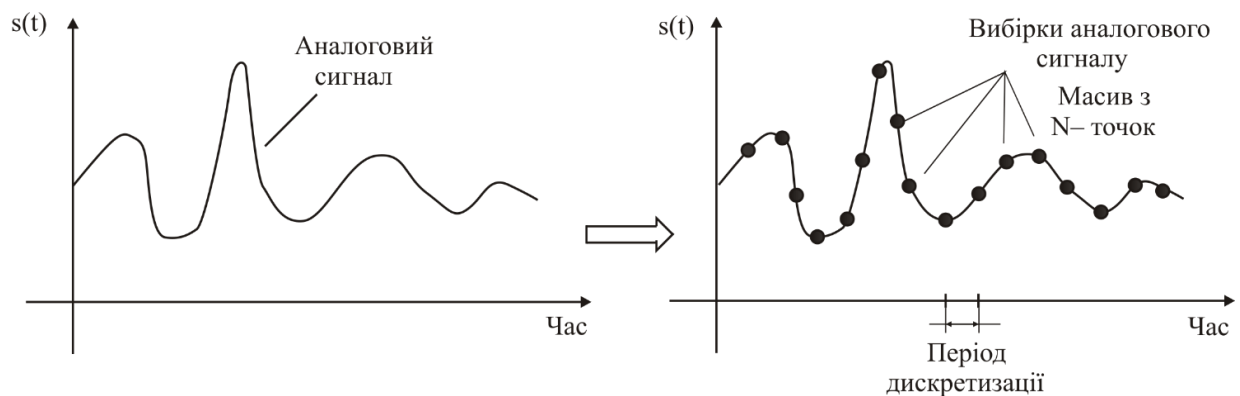


Рисунок 1.14 – Дискретизація аналогового сигналу

В результаті формуються вибірки неперервного сигналу у дискретні моменти часу, які відстоять одна від одної на інтервал часу, що визначається періодом дискретизації, тобто формується дискретний сигнал.

Тепер якщо рівень сигналу для кожної вибірки подати у вигляді бінарного коду, тобто, реалізувати квантування сигналу за рівнем, то отримаємо в результаті цифровий сигнал.

У підсумку з аналогового сигналу тривалістю T формується масив з N точок (рис. 1.14).

Згідно з (1.3) Під час прямого перетворення Фур'є випадковий сигнал $s(t)$ послідовно перемножується з комплексними експонентами у визначеному діапазоні частот з наступним додаванням отриманих результатів. Отриманий результат трактується як спектр сигналу і практично представляє вагову складову кожної частоти у вхідному сигналі.

Відповідно задачею дискретного прямого перетворення Фур'є полягає у тому, щоб з масиву відліків сигналу у дискретні моменти часу отримати масив чисел спектру. Ці числа є коефіцієнтами при ортогональних функціях розкладання. Тобто, результат FFT трактується як подання сигналу у частотній області.

Це й означає, що реалізується перехід від аналогової форми прямого перетворення Фур'є до дискретної форми. Так, якщо позначити, через $\{d_n\}$ значення вибірок сформованого масиву з N -точок, то масив коефіцієнтів $\{S_k\}$ які визначатимуть спектр дискретного сигналу визначиться відповідно до (1.3) як [6,7]:

$$S(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_n \left[\cos \frac{2\pi kn}{N} - j \sin \frac{2\pi kn}{N} \right]. \quad (1.5)$$

де $d(n)$ – коефіцієнт, що відповідають синусоїдам і косинусоїдам з частотами $2\pi kn/N$ (цифровий еквівалент гармонічних сигналів);

k – частотний індекс, який визначає номер частотної гармоніки серед можливих N значень;

n – часовий індекс, який формує порядковий номер вибірки у часі.

З аналізу виразу (1.5) виходить, що $S(k)$ визначає рівень k -ї спектральної складової у результуючому спектрі, а $d(n)$ формує вибірку сигналу у дискретний момент n .

Зокрема, на рисунку 1.13 б) $S(k=1) = 1,0$ і є таким значенням.

Необхідно визначити, що безпосереднє обчислення спектру за допомогою виразу (1.5) реалізує форму дискретного прямого перетворення Фур'є. На практиці застосовуються алгоритми швидкого прямого дискретного перетворення FFT, які значно ефективніші з точки зору обчислювальної ефективності.

Особливо обчислювальна ефективність швидкого перетворення Фур'є порівняно з дискретним перетворенням (вираз (1.5)) проявляється наявно, якщо кількість точок FFT збільшується до декількох тисяч. Зокрема, якщо реалізується 1024-точкове перетворення Фур'є, то кількість операцій множення зменшується у 100 разів. Відповідно, саме FFT суттєво спрощує практичне застосування прямого перетворення Фур'є у техніці зв'язку.

Зворотне або інверсне перетворення Фур'є, навпаки, як вхідний процес розглядає спектральне подання сигналу і перетворює його знову до часової області шляхом послідовного перемноження спектральних складових на визначений набір синусоїд і косинусоїд. Тобто, зворотне перетворення Фур'є дозволяє з частотних складових сигналу сформувати початковий сигнал у часовій області. Якщо перейти до дискретного часу, то вираз (1.4) можна подати у такому вигляді [6, 7]:

$$d_n = \sum_{k=0}^{N-1} S(k) e^{j \frac{2\pi kn}{N}} = \sum_{k=0}^{N-1} S(k) \left[\cos \frac{2\pi kn}{N} + j \sin \frac{2\pi kn}{N} \right]. \quad (1.6)$$

Аналогічно до прямого перетворення Фур'є практичне застосування виразу у техніці телекомунікацій реалізується у вигляді дискретного швидкого інверсного перетворення – IFFT.

Якщо детально проаналізувати вирази (1.5) і (1.6), то можна зробити висновок, що вони практично тотожні за винятком сенсу коефіцієнтів при гармонічних складових і знаком “-” перед уявною складовою перетворення. Ця властивість є дуже важливою і трактується як дуальність перетворення Фур'є.

З формальної точки зору така взаємна змінюваність виразів (1.5) і (1.6) означає, що в принципі застосування обох видів перетворення, наприклад, до часової форми математично надасть один і той же результат, що і відображено на рисунку 1.15 а) і рисунку 1.15 б) [6, 7, 8].

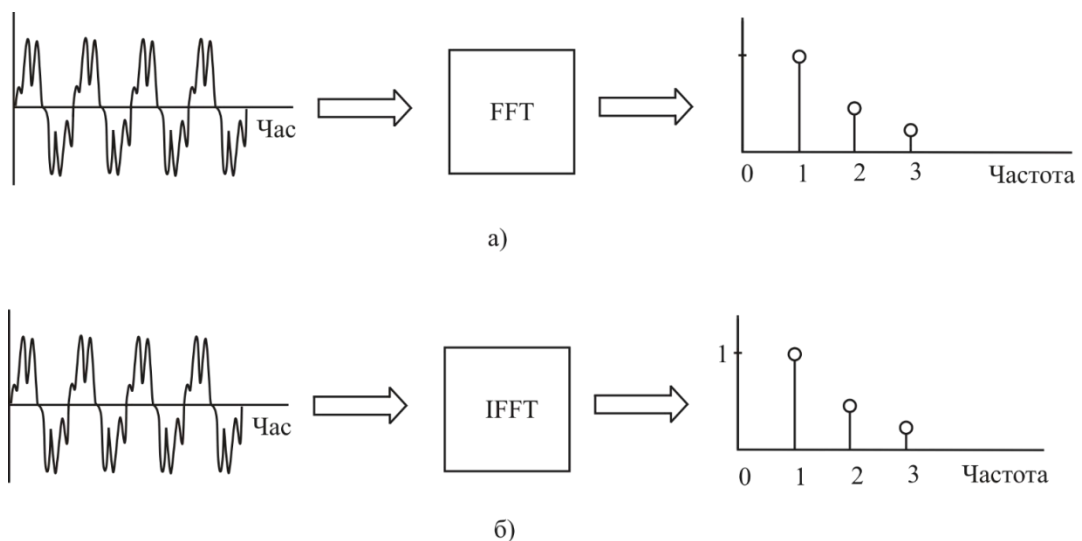


Рисунок 1.15 – Властивості прямого FFT (а) і зворотного (б) дискретних перетворень Фур'є

Якщо ж до спектральної форми подання сигналу застосувати зворотне перетворення Фур'є, то, очевидно, отримаємо часову форму сигналу (рис. 1.16).

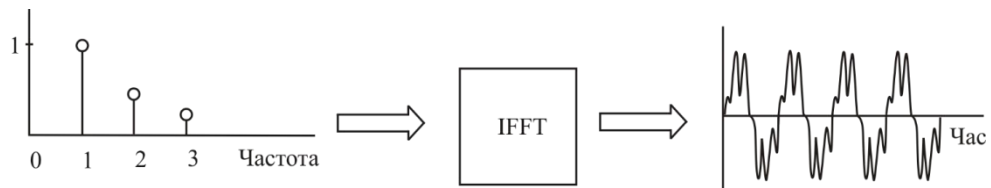


Рисунок 1.16 – Застосування зворотного дискретного перетворення Фур'є

Оскільки FFT і IFFT лінійною парою, то послідовне їх застосування дозволяє поновити початкову форму сигналу, що зображено на рисунку 1.17. Тобто, перший блок FFT перетворює сигнал до часової форми, а блок зворотного перетворення знову повертає сигнал згідно з рисунку 1.16 до часової форми подання.

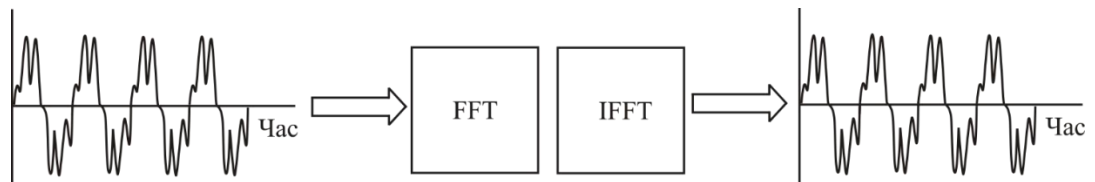


Рисунок 1.17 – Поновлення початкової форми сигналу за допомогою лінійної пари FFT і IFFT

Точно так же, змінивши початкову форму представлення сигналу на частотну область, застосування лінійної пари FFT і IFFT дозволить поновити спектральне подання сигналу (рис. 1.18).

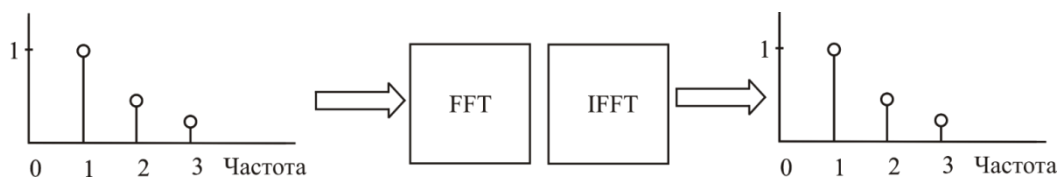


Рисунок 1.18 – Поновлення початкової форми представлення сигналів у частотній області

Але, оскільки пара дискретних перетворень Фур'є повністю взаємно замінювана, то точно такий же результат можна отримати і помінявши місцями блоки FFT і IFFT (рис. 1.19).

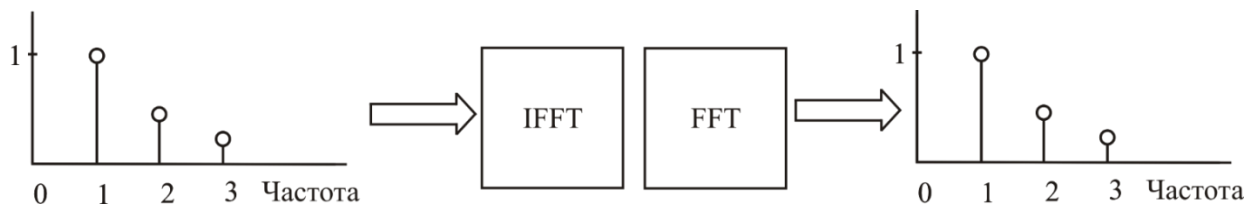


Рисунок 1.19 – Поновлення початкової форми представлення сигналів у частотній області зі зміною порядку застосування блоків перетворення Фур'є

У цьому аспекті необхідно відзначити, що процедура IFFT, відповідно до проведеного аналізу, концептуально є чисто математичною процедурою і принципової різниці, які компоненти розглядати у якості вхідного процесу для перетворення, а які як вихідні не має.

Тобто, якщо будь-які компоненти якогось процесу на вході можна розглядати як амплітуди певних гармонічних коливань – тобто, сформовано “умовний” спектр, то IFFT конвертує ці відліки у адекватну відповідну часову форму представлення сигналу.

Причому через формальну взаємну замінюваність як FFT, так IFFT призведуть до однакових вихідних результатів при прикладанні вхідних процесів до однакових входів.

Але звичайно, у технічній літературі саме спектральне подання сигналу розглядається як вхідний процес для зворотного перетворення Фур'є.

Тепер, якщо повернутися до алгоритму формування OFDM сигналу, якого розглянуто у параграфі 1.1, то таблиця 1.1, на якій відображено процес перетворення високошвидкісного вхідного послідовного потоку на чотири низькошвидкісних субканали, виступає базою формування такого «умовного» спектру.

Дійсно, кожен рядок таблиці 1.1 може умовно розглядатися як спектральне подання сигналу відповідно до рис.1.13. Наприклад, перший рядок репрезентує такі біти : +1, +1, -1, -1. При цьому перший біт +1 формує модуляційний символ на частоті піднесучої 1 Гц. Другий біт +1 формує модуляційний символ вже на частоті 2 Гц. Третій біт -1 формує модуляційний символ на частоті 3 Гц, а четвертий -1 на частоті 4 Гц, відповідно. Цей процес в координатах амплітуда частота відображено на рисунку 1.20 а). Відповідно на рисунку 1.20 б), 1.20 в), 1.20 г) відображено процес формування символів для другого, третього і четвертого рядків.

Тобто, практично сформовано 4 умовних спектри в ортогональному базису частот (рис. 1.20), оскільки спектральні складові відповідають чотирьом ортогональним значенням частоти 1, 2, 3 і 4 Гц. Тепер, якщо застосувати до кожного спектру операцію IFFT, то отримаємо вже у часовій області чотири OFDM символи, відповідно до кожного умовного спектру.

Практично, розглянутий приклад демонструє процес формування OFDM сигналу в основній смузі частот за допомогою чотирьох точкового зворотного перетворення Фур'є.

Фактично ці рядки не є спектром сигналу, але з формальної (математичною) точки зору це не є суттєвим. Кожен з цих спектрів можна конвертувати до часової форми сигналу з формуванням одного символу OFDM, що і виконує зворотне перетворення Фур'є. Тільки у даному випадку вхідним процесом для IFFT є реальний сигнал у часовій області, який умовно розглядається як спектр.

Додатковою перевагою застосування зворотного перетворення Фур'є є той факт, що у блоці IFFT будуть швидко виконані математичні операції за алгоритмом (1.2) (додавання сигналів промодульованих ортогональних піднесучих, які формують результуючий сигнал у часовій області) замість послідовного отримання модульованих сигналів окремих піднесучих з наступним їх додаванням апаратними засобами.

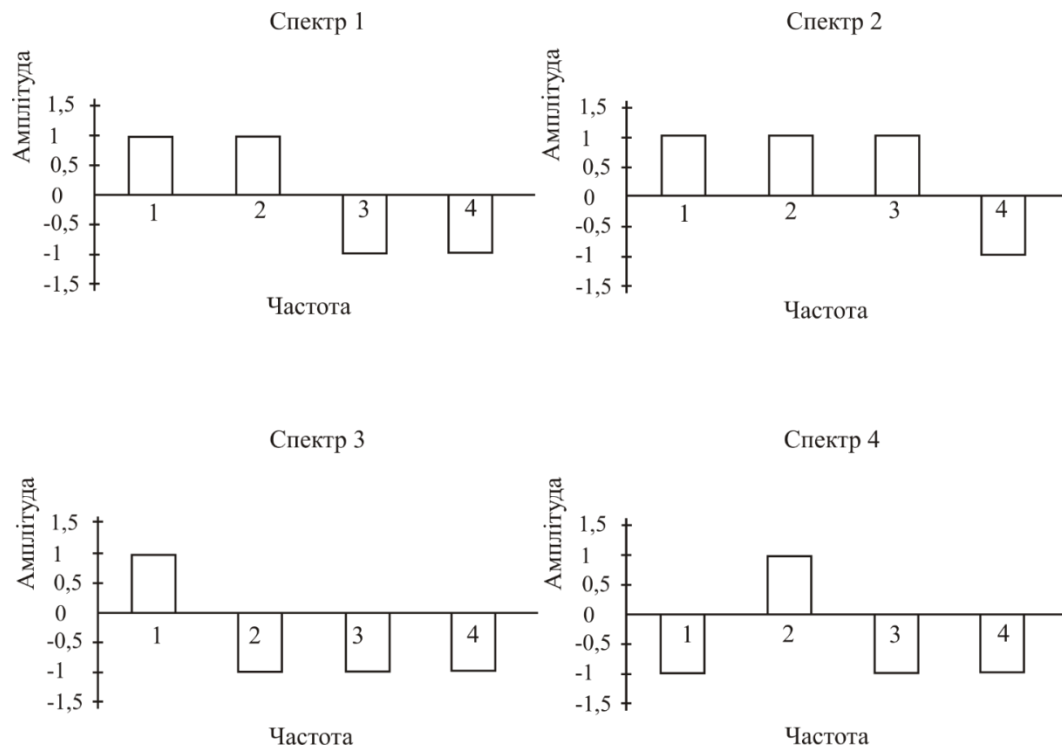


Рисунок 1.20 – Сформовані умовні спектри в процесі формування OFDM сигналу

Тобто, застосування IFFT є набагато ефективнішим порівняно з апаратною реалізацією метода з формуванням сигналів паралельних каналів окремо та їх наступним додаванням, як це практично виходило під час аналізу проведеному у параграфі 1.1. Особливо цей факт стає дуже важливим для сучасних систем телекомунікацій, якщо прийняти до уваги, що кількість під несучих може досягати декількох тисяч.

Відповідно до проведеного аналізу структурну схему модуляції демодуляції сигналу за технологією OFDM можна подати у такому вигляді (рис. 1.21) [8].

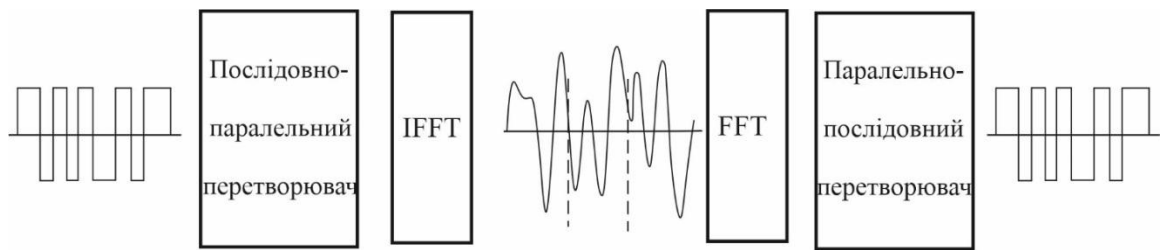


Рисунок 1.21 – Концепція побудови каналу зв'язку з використанням методу OFDM

1.3 Наслідки ефекту багатопроменевого розповсюдження радіохвиль

На шляху розповсюдження сигналу від передавача до приймача сигнал підлягає впливу таких ефектів як перевідбиття, дифракція та розсіювання. В результаті сигнал надходить то точки прийому за різними шляхами або променями, причому усі ці сигнали за різними променями представляють копії оригінального сигналу, але з різними затримками розповсюдження. Тобто, за кожним шляхом можливі варіації як коефіцієнта передачі, так і часу затримки. Затримка сигналу у часі призводить до різного фазового набігу сигналів за відповідним променем.

Відповідно додавання таких сигналів з різними фазовими зсувами до основного сигналу – сигналу прямої видимості LOS (рис. 1.22) може призводити до суттєвих завмирань у каналі.

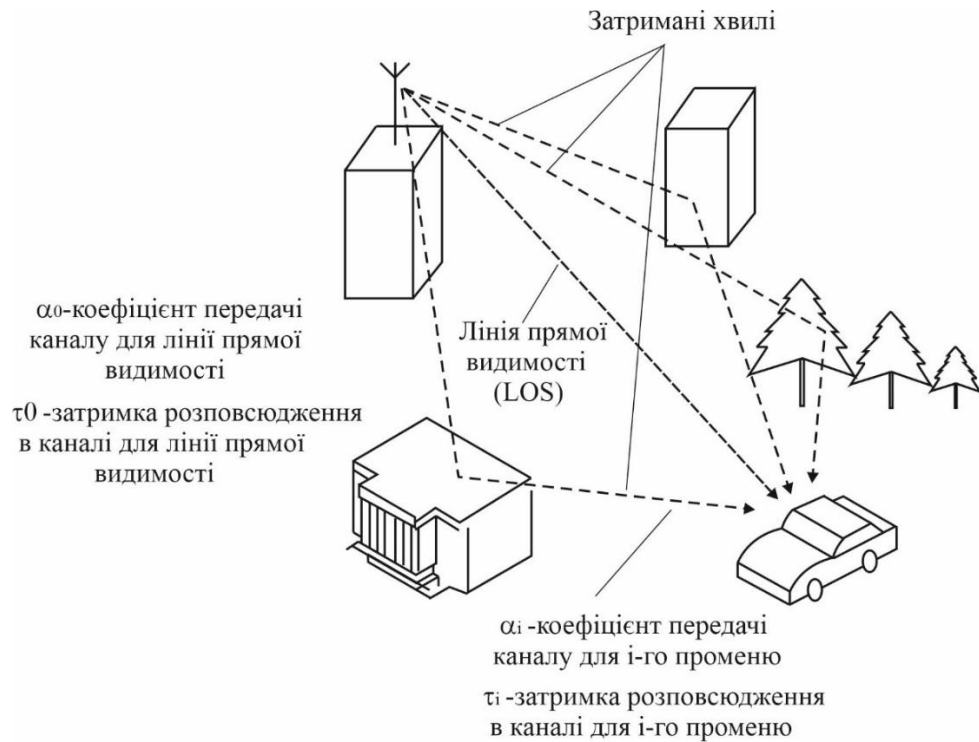


Рисунок 1.22 – Ілюстрація багатопроменевого розповсюдження радіохвиль

Якщо розглядати канал як лінійний фільтр, то його повною характеристикою виступатиме імпульсна характеристика, яку можна подати у такому вигляді [2, 3, 4]:

$$h(\tau, t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \cdot \delta[\tau - \tau_n(t)], \quad (1.7)$$

де $a_n(t)$ – змінний у часі множник;

$\tau_n(t)$ – час затримки хвилі за n -м променем.

Множники $a_n(t) = a_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}$ можна розглядати як комплексні коефіцієнти передачі за кожним шляхом розповсюдження і тоді, відповідно: α_0 – комплексний коефіцієнт передачі за сигналом LOS, α_i – комплексний коефіцієнт передачі для кожного i -м променю, τ_0 – нормалізований час затримки для сигналу прямої видимості, τ_i – час затримки хвилі за i -м променем по відношенню до часу τ_0 , що і продемонстровано на рисунку 1.22.

Враховуючи зв'язок між імпульсною характеристикою і передавальною функцією, за допомогою (1.7) визначимо передавальну функцію каналу [3]:

$$H(f, t) = \int_{-X}^X h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (1.8)$$

Вираз (1.8) свідчить, що передавальна функція каналу зв'язку в умовах федингу залежить як від часу, так і від частоти.

Варіації в $H(f, t)$ які зумовлені зміною частоти f призводить до розподілу у часі основного цифрового імпульсу у межах сигналу, і, відповідно, таку поведінку каналу називають «часовою дисперсією» або «варіаціями частоти» вихідного каналу, що призводить до його частотно-селективної поведінки [3, 5].

У той же час варіації $H(f, t)$, які викликані зміною величини t призводять до розподілу відклику у частотній області, і така поведінка каналу звичайно трактується «частотна дисперсія» або «часова варіабельність» каналу зв'язку [5].

Розглянемо більш детально ефект часової дисперсії сигналу у каналі зв'язку, оскільки його необхідно буде відобразити у програмній моделі каналу. Якщо подати сигнали від затриманих хвиль у вигляді коротких імпульсів, то інтерференційна картина по відношенню до сигналу прямої видимості має такий вигляд (рис. 1.23), де $\Delta_i = \tau_i - \tau_0$.

Очевидно, що затримані хвилі представляють копії оригінального сигналу прямої видимості, і вони на приймальному боці будуть додаватися до основного сигналу прямої видимості, якщо він спостерігається у каналі. І в залежності від сполучення фаз у сигналів визначених променів результуючий сигнал може збільшуватися за рівнем або суттєво придушуватися.

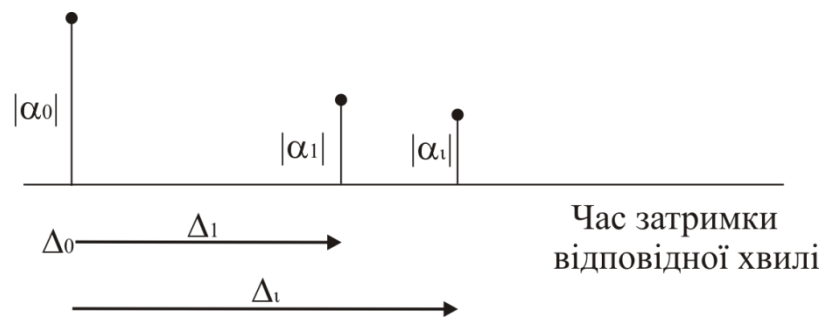


Рисунок 1.23 – Часові співвідношення між прийнятим сигналом прямої видимості і затриманими хвилями у точці прийому

Причому завмирання, які утворюються через взаємну компенсацію затриманих хвиль у випадку невдалого сполучення їх фаз можуть бути досить значними

Такі флуктуації сигналу у точці прийому за амплітудою, фазою і кутом наряду, які виникають як через часову дисперсію, так і через часову варіабельність каналу зв'язку у технічній літературі називають федінгом. В результаті типова картина для прийнятого сигналу в умовах багатопроменевого розповсюдження набуває такого виду (рис. 1.24) [9].

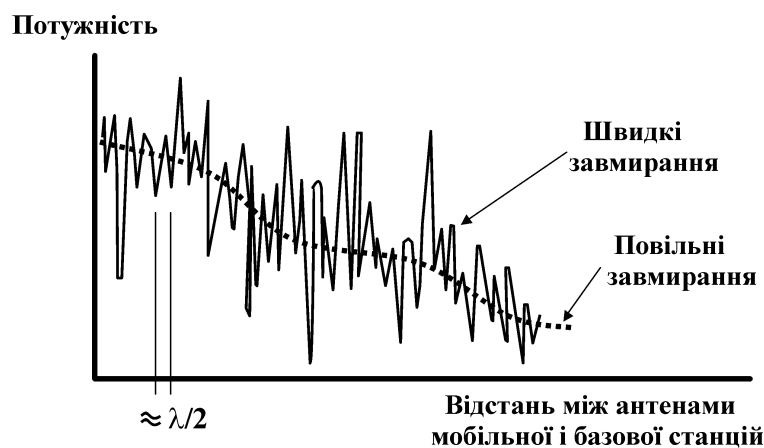


Рисунок 1.24 – Великомасштабні і дрібномасштабні завмирання сигналу у точці прийому

За характером завмирань у каналі зв'язку їх звичайно поділяють на великомасштабні (спрощено повільні завмирання) та дрібномасштабні (спрощено швидкі завмирання) (рис. 1.2) [1, 4, 9].

Параметри завмирань (або федінгу), такі як рівень придушення і затримки розповсюдження звичайно розглядаються як ймовірнісні процеси, оскільки вони не можуть бути попередньо детерміновані.

Повільні завмирання зумовлені впливом рельєфу місцевості, а саме значних перешкод (гори, ліс, будівлі і т.і.), які розташовані між передавачем і приймачем системи зв'язку. Наявність таких перешкод приводить до зміни умов поширення радіохвиль і у точці прийому може помітно збільшуватися затухання сигналу – цей ефект отримав назву затінення (shadowing) [1, 4]. Інтенсивність повільних завмирань не перевищує 5...10 дБ, а їх тривалість під час руху мобільного абоненту визначається декількома секундами. Математично повільні завмирання описуються логарифмічно нормальним законом розподілу, а практично проявляються як зміна середнього рівню потужності на який накладаються швидкі завмирання [1, 2, 3, 4, 9].

Більш проблемними і критичними для сучасних мереж зв'язку, особливо з постійною тенденцією до зростання швидкості передачі інформації, є дрібномасштабні завмирання, які спрощено можна трактувати як швидкі завмирання, що виникають через багатопроменеве розповсюдження сигналів.

У більшості випадків більш імовірною звичайно виглядає ситуація, коли сигнал прямої видимості відсутній і до точки прийому надходять тільки перевідбиті хвилі.

Такий канал вважається каналом з релеївськими завмираннями (дрібномасштабними), оскільки завмирання у каналі характеризуються законом розподілу Релея [1, 3, 4]:

$$W_R(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] & \text{для } r \geq 0 \\ 0 & \text{для } r < 0 \end{cases}, \quad (1.10)$$

де σ^2 – середня потужність багатопроменевого сигналу до детектування.

Через асиметричний характер розподілу Релея ймовірність з'явлення провалів у сигналі набагато більша порівняно з ймовірністю збільшення сигналу понад середнього рівню.

Якщо проаналізувати поведінку затриманих хвиль з рисунку 1.23, то цілком ймовірна ситуація, коли затримки перевідбитих хвиль $\Delta_1 \dots \Delta_i$ більші порівняно з тривалістю переданого конкретного символу. Але тоді, ці копії цього переданого символу будуть накладатися у точці прийому на наступні прийняті символи. Саме ефект накладання у приймачі копій одного й того сигналу і називають часовою дисперсією сигналу, а кількісною мірою часової дисперсії виступає максимальний час затримки затриманих хвиль.

В реальних системах максимальний час затримки може бути як більшим за тривалість передачі одного символу, так і менший за нього. В обох випадках відбувається погіршення характеристик каналу, але характер деградації сигналу при цьому різний.

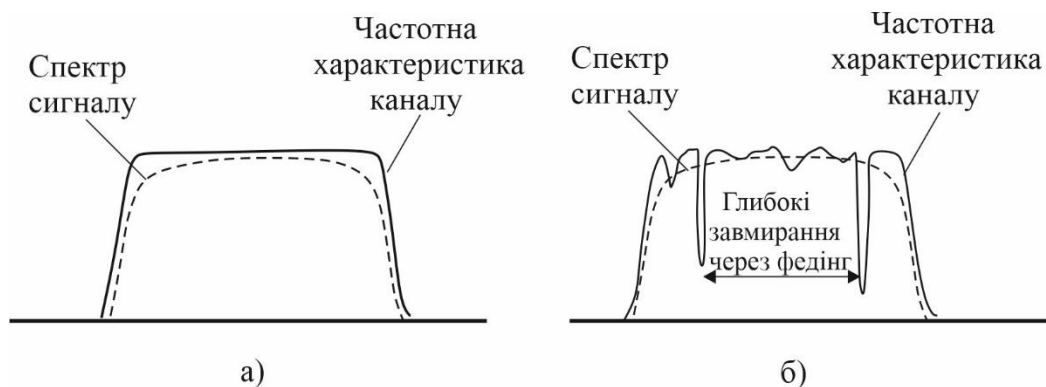
В залежності від співвідношення максимального часу затримки і часу передачі символу можливі два можливих види завмирань: дрібномасштабні частотно-селективні завмирання, для яких характерні провали рівня прийнятого сигналу до 30 дБ порівняно з середнім рівнем і амплітудні завмирання, які вже не залежать від частоти і призводять до зменшення відношення сигнал/шум у каналі.

Критичними для безпроводного зв'язку є саме частотно-селективні завмирання або релеївські завмирання, оскільки при високих швидкостях передачі у каналі спостерігається саме варіант, коли максимальний час затримки суттєво перевищує тривалість переданого символу.

Продemonструємо як відбивається частотно-селективний характер завмирань на прийнятому сигналі і чому метод OFDM (паралельна багаточастотна передача на ортогональних піднесучих) вважається найбільш оптимальним методом боротьби із завмираннями у каналі, особливо при великих швидкостях передачі.

На рисунку 1.25 а) зображено спектр сигналу (пунктирна лінія), що передається і бажана форма частотної характеристики каналу у випадку звичайного способу передачі широкосмугового сигналу (високошвидкісного цифрового потоку) за допомогою одного несучого коливання. При цьому бажана частотна характеристика каналу відповідає характеристиці ідеального смугового фільтра. Очевидно, що за таких умов передача сигналу можлива без проявлення суттєвих спотворень у сигналі, що передається.

Але, тепер припустимо, що канал відповідає умовам релєївського каналу з наявністю дрібномасштабних завмирань. Можливий вид частотної характеристики каналу зображено на рисунку 1.25 б).



а) без федінгу; б) за умови наявності частотно-селективних завмирань

Рисунок 1.25 – Спектр сигналу і частотна характеристика каналу зв'язку

Очевидно, що для деяких частот у межах смуги пропускання характерні глибокі завмирання. Можна стверджувати, що практично

завмирання проявляються як дія режекторного фільтра в околі деяких частотних інтервалів смуги пропускання.

Саме така форма передавальної функції каналу і зумовила назву таких завмирань як частотно-селективні завмирання. Причому саме характеристики каналу передачі і зумовлюють значення цих частот у межах смуги пропускання.

Якщо ж характеристики каналу змінюються, наприклад, у випадку рухомого об'єкта, то буде відповідно змінюватися і зображена передавальна функція каналу і частотні інтервали режекції або придушення сигналу, тобто такі завмирання є випадковими за частотою. Відповідно приймальний тракт каналу зв'язку повинен передбачити алгоритми боротьби з такими завмираннями.

Як визначалося, релеївські завмирання характерні для каналу у якому відсутній сигнал прямої видимості (LOS) і наявні тільки перевідбиті хвилі.

Якщо максимальна затримка розповсюдження менша за тривалість передачі символів, то у каналі проявляються, так звані, амплітудні завмирання, які зменшують відношення сигнал/шум у прийнятому сигналі.

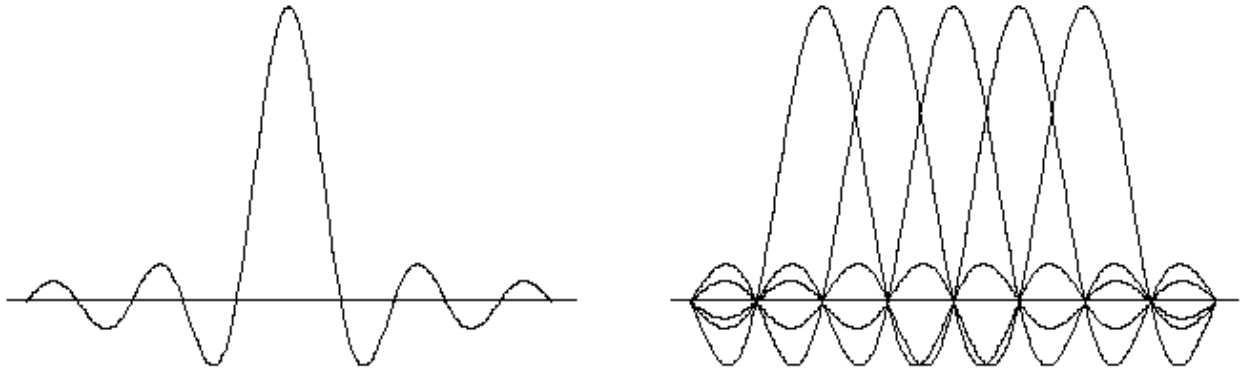
Якщо ж час максимальної затримки перевищує тривалість передачі символу, то у каналі спостерігаються частотно-селективні завмирання.

Технологія OFDM створює передумови для ефективної боротьби з частотно-селективними завмираннями. У параграфі 1.1 було показано, що при використанні звичайного методу FDM частотне рознесення між каналами обирається так, щоб смуги пропускання сусідніх каналів не перекривалися для усунення міжканальних завад. Нескладно довести, що за таких умов величина частотного рознесення повинна задовольняти вимозі $\Delta f > 2/T_U$, где T_U – робочий інтервал інформаційного символу, що призводить до невисокої спектральної ефективності.

У той же час для технології OFDM характерне суттєве перекриття спектрів сусідніх каналів, що впливає з умови ортогональності піднесучих. Так, якщо спектр сигналу в одному з підканалів має вигляд, що зображено на

рисунку 1.26 а), то груповий спектр OFDM сигналу набуває наступного виду (рис. 1.26 б) [3].

Спектр сигналу в одному субканалі Результуючий спектр OFDM сигналу частот



а) спектр вузькосмугового сигналу в одному з субканалів;

б) груповий спектр OFDM сигналу

Рисунок 1.26 – Спектри сигналів

Як виходить з аналізу рисунку 1.26 умова ортогональності піднесучих OFDM сигналу у частотній області наочно проявляється у тому, що максимум енергії однієї спектру одного субканалу збігається з мінімумами спектрів від інших субканалів. Саму цей факт дозволяє проводити виділення сигналів окремих субканалів на приймальному боці, незважаючи на те, що їх ці спектри частково перетинаються в у груповому спектрі. До того ж, таке розташування піднесучих дозволяє зменшити у два рази значення частотного рознесення між підканалами порівняно з класичним методом FDM, тобто, часткове перетинання каналів і зменшення частотного рознесення дозволяє практично подвоїти число піднесучих в одній і тій же смузі частот і в стільки ж разів підвищити щільність передачі цифрової інформації (біт/с)/Гц.

Відповідно метод OFDM є набагато спектрально ефективнішим порівняно з FDM, а оскільки поднесучі є ортогональними, то передача

інформації на кожній піднесучій теоретично не впливає на передачу інформації на сусідніх піднесучих.

Графічно цей перехід від передачі сигналу на одній несучій частоті до багаточастотного з використанням ортогональних піднесучих проілюстровано на рисунку 1.27 [3].

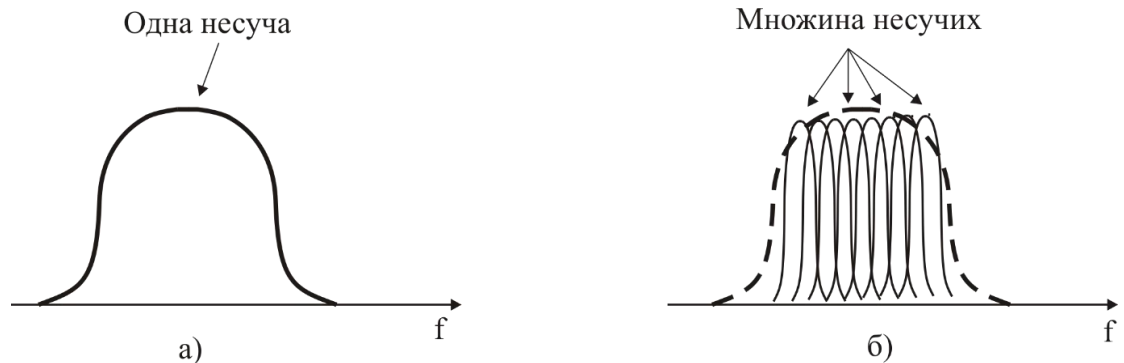


Рисунок 1.27 – Перехід від одночастотної передачі до багаточастотної з використанням ортогональних піднесучих

А тепер порівняємо поведінку каналу зв'язку за наявності частотно-селективних завмирань (релеївський канал) за умови одночастотної і багаточастотної передачі (рис. 1.28).

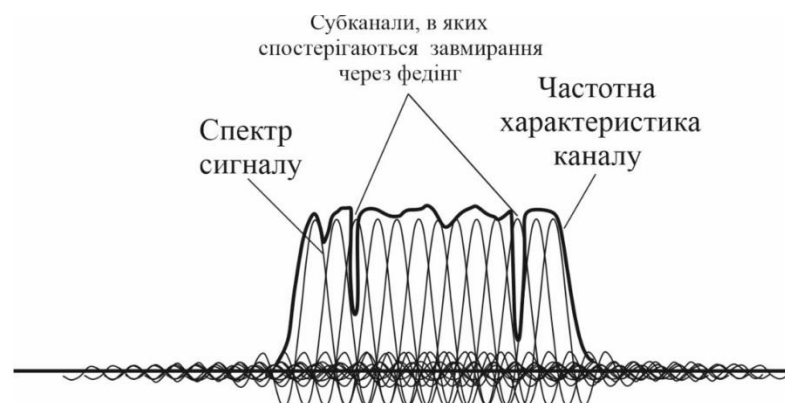


Рисунок 1.28 – Проявлення частотно-селективних завмирань у груповому спектрі OFDM сигналу

Як видно з рисунку 1.28 за наявності глибоких завмирань тільки дві піднесучих постраждають, а для усіх інших зберігаються умови передачі без спотворень.

Відповідно замість можливої втрати цілого символу під час передачі на одній несучій, для OFDM у підканалі із завмираннями відбудеться втрата тільки малого набору біт (з коефіцієнтом $1/N$, де N – кількість паралельних каналів). За використанням потужного канального кодування ці помилки можуть бути виправленими.

Відповідно ймовірність помилкового прийому одного біту, або коефіцієнт BER, у каналі з федингом з використанням методу OFDM може бути отримана набагато кращою порівняно, наприклад, з використанням методу QPSK і мультиплексування FDM під час передачі широкосмугового сигналу на одній несучій частоті.

Якщо розглядати гаусівський канал, то ці залежності для обох варіантів реалізації мультиплексування – FDM і OFDM з використанням QPSK нададуть практично однакові результати. А в каналі з федингом OFDM буде мати перевагу саме через мультичастотну передачу, оскільки постраждає тільки невеликий набір під несучих.

Додатково необхідно відзначити, що для систем з використанням FDM для забезпечення передачі без міжсимвольних спотворень застосовується формуючий фільтр Найквіста типу “піднесений косинус”, для OFDM такої необхідності немає, оскільки між піднесучими встановлюється оптимальна відстань з умови ортогональності. Але, технологія OFDM дозволяє реалізувати ще додаткові алгоритмічні заходи щодо ефективної боротьби з часовою дисперсією сигналу.

1.4 Боротьба з релієвськими завмираннями у технології OFDM

Як було визначено у параграфі 1.2.3, ефект часової дисперсії у релієвському каналі призводить до накладання сусідніх символів у точці прийому. Спрощений варіант такої ситуації зображено на рис.1.29, де окрім основного сигналу до приймача надходить тільки одна затримана копія переданого першого символу (за довшим шляхом розповсюдження), яка на певному інтервалі часу збігається з сигналом другого прийнятого символу – такий ефект і розглядається як міжсимвольна інтерференція (ця область міжсимвольної інтерференції виділена кільцем на рис. 1.29).

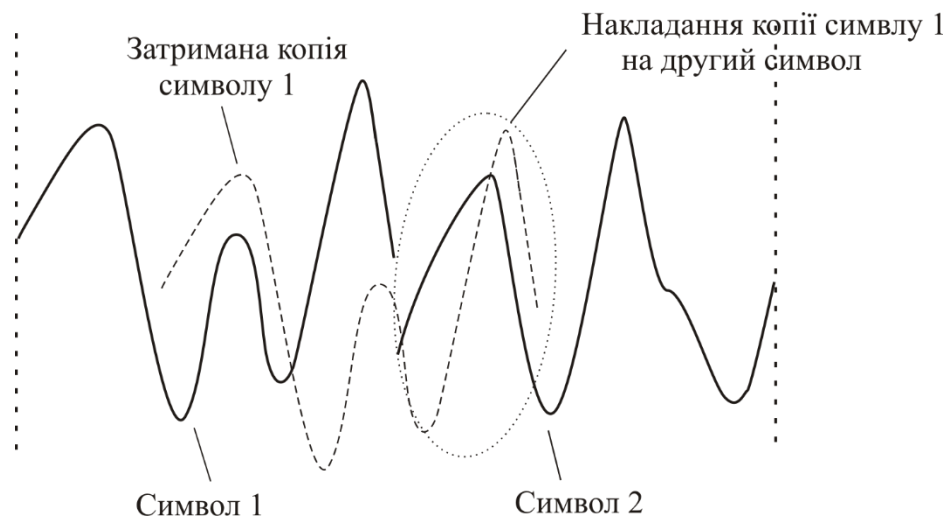


Рисунок 1.29 – Проявлення міжсимвольної інтерференції через часову дисперсію сигналу

Для наочності, наприклад, продемонструємо варіант передачі сигналу з використанням модуляції BPSK для каналу за відсутності ефекту федінга і за наявності багатопроменевого розповсюдження радіохвиль, під час передачі інформаційної послідовності 1,-1, 1, 1... .

Очевидно, що якісні епюри переданого і прийнятого сигналів в каналі без часової дисперсії відповідатимуть рисунку 1.30 (для наочності частота несучої прийнята частоті передачі інформації).

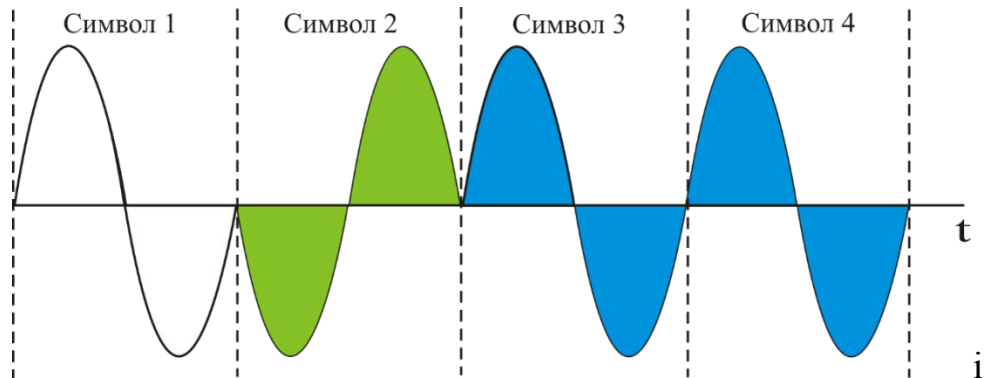


Рисунок 1.30 – Епюри прийнятого сигналу у каналі без федінгу з використанням модуляції BPSK

Для другого варіанту припустимо що у каналі зв'язку від передавача до точки прийому можливі два різних за довжиною шляхи розповсюдження радіохвиль. Тобто, у точці прийому спостерігається основний сигнал і його одна затримана копія (рис. 1.31).

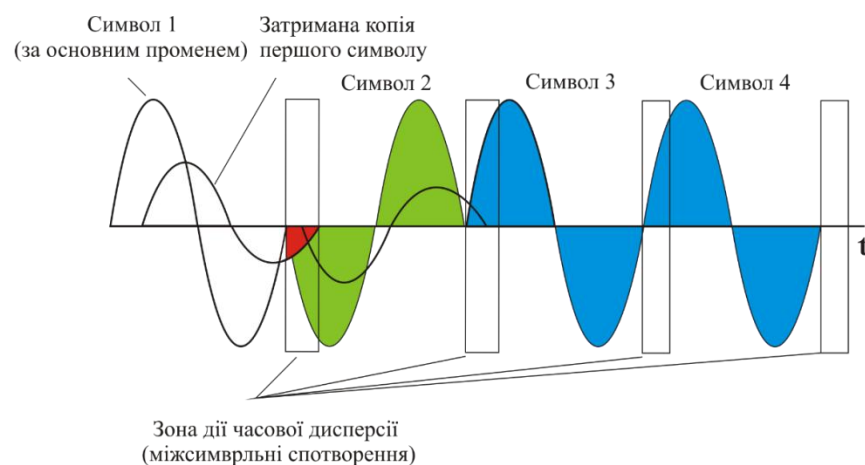


Рисунок 1.31 – Епюри прийнятого сигналу у каналі без федінгу з використанням модуляції BPSK

Очевидно, що для другого переданого символу затримана копія першого символу виступає як завадовий (шумовий) сигнал і спотворює початок наступного символу. Подібна ж ситуація буде проявлятися для усіх наступних прийнятих символів, що означає наявність у каналі міжсимвольної інтерференції. Ці зони інтерференції умовно показані прямокутниками на рисунку 1.31.

У дуже спрощеному варіанті зображеному ефекту міжсимвольної інтерференції може бути поставлена у відповідність аналогія з щільним рухом транспорту на дорозі під час сильного дощу. У разі недотримання певної дистанції між сусідніми автомобілями завжди існує ймовірність для заднього автомобіля опинитися в зоні сильного заливання капоту від руху першого автомобіля (рис. 1.32).

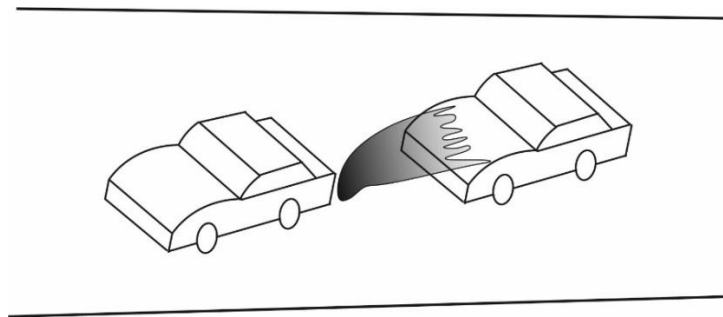


Рисунок 1.32 – Заливання капоту заднього автомобілю
під час сильного дощу

Але тоді, очевидним способом боротьби з таким явищем є просте збільшення (дотримання) дистанції між автомобілями.

Якщо, враховуючи певну аналогію між рисунком 1.31 і рисунком 1.32, застосувати такий же підхід для боротьби з такою шумовою завадою у зонах міжсимвольної інтерференції, то на перший погляд, проблема часової дисперсії може бути практично усунена.

Дійсно, якщо реалізувати зсув у часі початку другого прийнятого символу за межі зони часової дисперсії, тобто, щоб він не перетинався із затриманою копією першого символу, і подібну процедуру забезпечити для наступних символів, то теоретично для більшості випадків ефект накладання сусідніх і наступних символів усувається (рис. 1.33).

Дійсно, на цьому рисунку початок другого прийнятого символу зсунуто на певний захисний інтервал (на рис.1.33 – це відповідає інтервалу часу, який визначається виділеним прямокутником). Тоді затримана копія від першого прийнятого символу приходить саме на виділений прямокутник і не буде вже впливати на другий прийнятий символ.

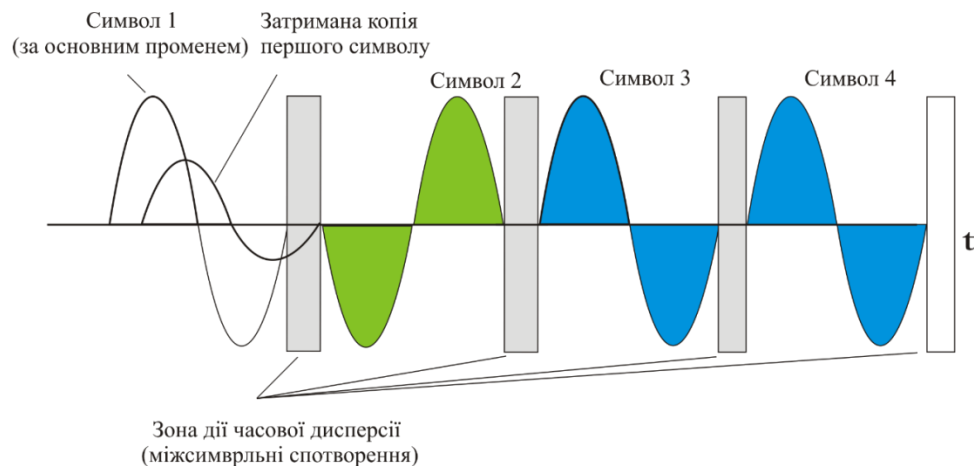


Рисунок 1.33 – Зсув початку прийнятих символів за зону дії міжсимвольної інтерференції

Але, як видно з рисунку 1.30, модульований сигнал передається неперервно, а рисунок 1.33 передбачає введення певних пауз у переданому сигналі. Відповідно фізичної можливості реалізувати апаратно такі паузи підчас передачі не представляється можливим.

Одним з можливих шляхів вирішення цієї проблеми (заповнити ці паузи між символами) є штучне збільшення тривалості прийнятого за основним променем символу шляхом додавання наприкінці кожного символу

початкового фрагменту цього ж символу, як це показано пунктиром на рисунку 1.34.

З аналізу рисунку 1.34 виходить, що за таким підходом відбувається збільшення тривалості кожного символу (при цьому зона міжсимвольної інтерференції припадає на додану частину символу).

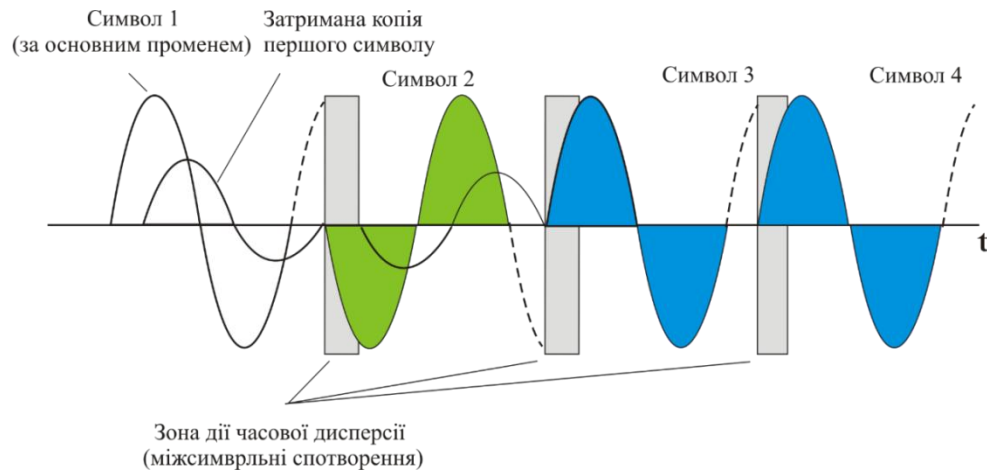


Рисунок 1.34 – Уникнення зони інтерференції для наступних прийнятих символів шляхом додавання до кінця кожного символу копії його початкової частини

Але практична реалізація такого алгоритму показала його неефективність, оскільки при цьому початок кожного наступного символу знаходиться ще в опасній зоні дії часової дисперсії (рис. 1.35).

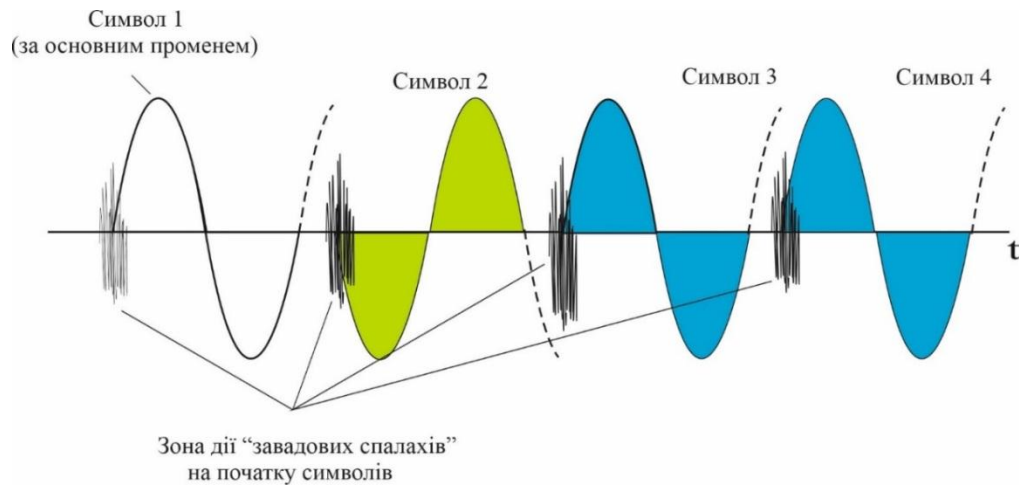


Рисунок 1.35 – “Проблемні зони” для запропонованого алгоритму

Справа у тому, що для запропонованого алгоритму на початку символів можливе з’явлення завадових “спалахів”, які вкрай ускладнюють визначення початкової фази прийнятого символу.

Тому ситуація, коли початок прийнятого символу знаходиться у зоні дії між символної інтерференції (часової дисперсії) є неприпустимою.

Практичним ефективним рішенням став інший альтернативний варіант, для якого відбувається не збільшення символу за рахунок його прикінцевої частини, а навпаки зсув у часі початку наступного прийнятого символу на інтервал часу дії міжсимвольної інтерференції. Тобто, тривалість символу повертається до початкової, але тепер реалізується зсув початку наступного прийнятого символу за зону міжсимвольної інтерференції.

Очевидно, що це призведе також до з’явлення розривів у сигналі. Тому необхідно заповнити ці місця фрагментами сигналу подібно до вищерозглянутого прикладу. Для того, щоб умова ортогональності піднесучих не порушувалася, можливим рішенням є заповнення цієї зони закінченням прийнятого символу (рис. 1.36).

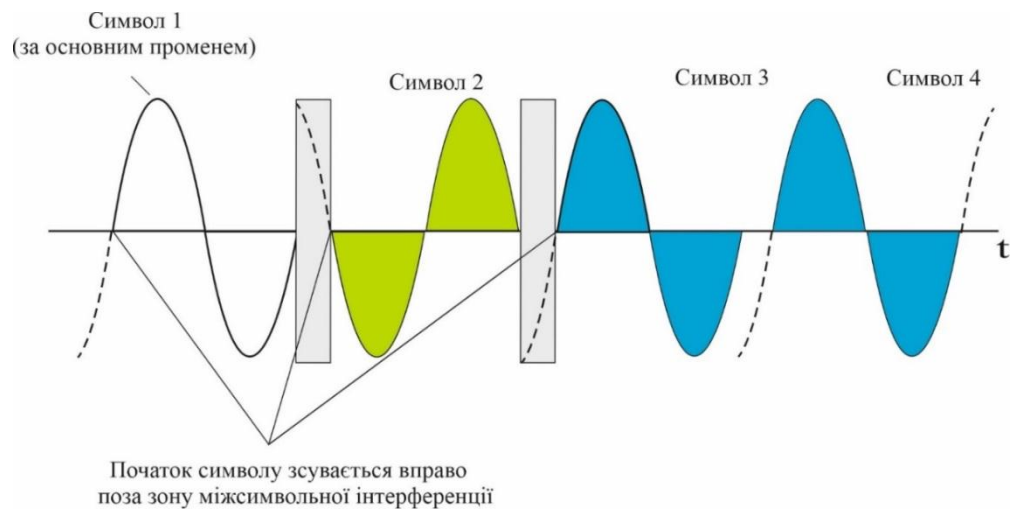


Рисунок 1.36 – Зсув початку прийнятого символу за зону дії міжсимвольної інтерференції

Тобто, ідея боротьби із часовою дисперсією у технології OFDM засобів 4G полягає у наступному. В межах дії певного стільника мережі можна оцінити максимальний час затримки перевідбитого сигналу. Тоді в процесі формування OFDM символу необхідно зсунути у часі корисний сигнал за межі зони можливої інтерференції (за зону дії часової дисперсії).

Тоді вільні від сигналу зони, які можна трактувати як захисні інтервали, необхідно заповнити копією закінчення цього ж символу. Для реального неперервного сигналу така процедура не виглядає такою однозначною, оскільки для забезпечення неперервності сигналу необхідно б було проводити узгодження фази копії трейлера і початку власне корисного символу. Але звичайно у літературі така процедура трактується просто як копіювання фрагменту закінчення символу і вставка цієї копії до початку. І це має достатньо просте пояснення, оскільки реалізація цієї процедури здійснюється засобами цифрової, а не аналогової обробки сигналів.

В технології OFDM процедура введення такого захисного інтервалу до символу OFDM отримала назву додавання циклічного префіксу. Теоретично,

оскільки OFDM передбачає використання багатьох піднесучих, то введення такого циклічного префіксу необхідно реалізувати для кожного субканалу.

Але, оскільки на практиці OFDM сигнал на практиці реалізується за допомогою процедури IFFT, яка є лінійною операцією, то додавання циклічного префіксу проводиться тільки один раз для сумарного OFDM символу. Звичайно тривалість захисного інтервалу (циклічного префіксу) обирається у межах від 10% до 25 % від тривалості символу ($1/4$, $1/8$, $1/16$ або $1/32$ від тривалості символу) [3, 6, 7].

Наприклад, припустимо, що необхідно сформувати багаточастотний сигнал з використанням 32 паралельних каналів. Тоді для реалізації цієї задачі необхідно застосувати 32-точкове зворотнє перетворення Фур'є. Відповідно в одному OFDM символі міститься 32 вибірки сигналу. Якщо тривалість захисного символу (префіксу) прийняти рівною $1/4$ від тривалості символу, то необхідно взяти останні $(1/4) \cdot 32 = 8$ вибірок, зробити їх копію і додати до початку символу, як це умовно показано на рисунку 1.37.

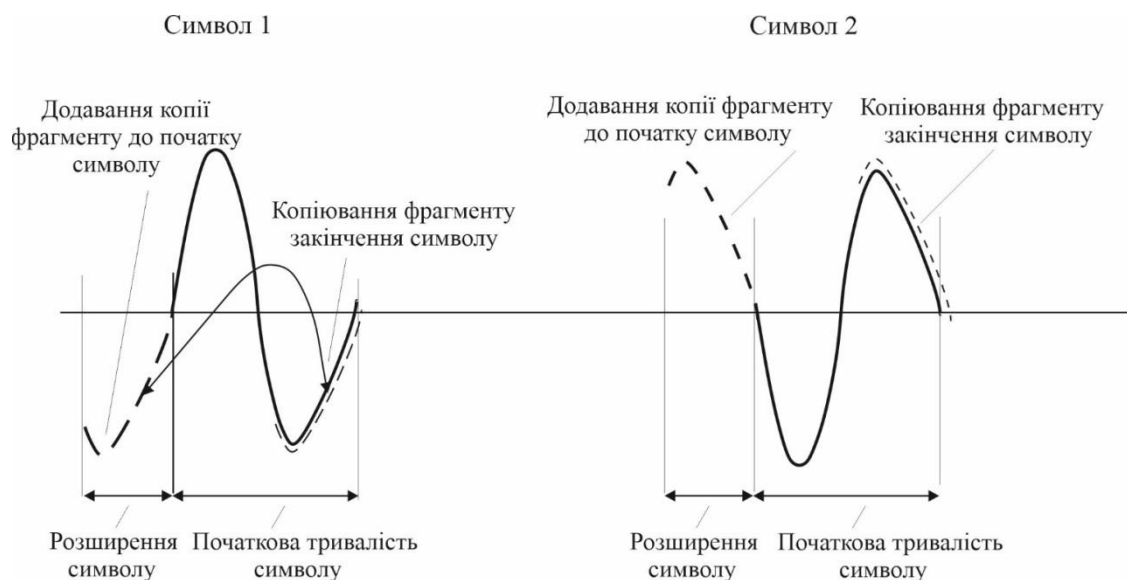


Рисунок 1.37 – Формування циклічного префіксу

Тобто, додавання префіксу відбувається після формування сумарного OFDM сигналу з N модульованих піднесучих. Тепер на приймальному боці першою операцією цифрової обробки буде саме видалення префіксу з кожного прийнятого OFDM символу.

В результаті формується початковий OFDM сигнал, до якого тепер можна застосувати процедуру прямого перетворення Фур'є (FFT), щоб поновити значення модуляційних символів на кожній піднесучій частоті (у кожному субканалі).

Відповідно структурна схема каналу зв'язку з використанням методу OFDM може бути представлена у такому вигляді (рис.1.38) [2, 3].



Рисунок 1.38 – Структурна схема каналу зв'язку з використанням методу OFDM

Підсумовуючи проведений аналіз, можна відзначити, що додавання циклічного префіксу дійсно дозволяє ефективно боротися з часовою дисперсією сигналу, але з іншого боку, це зменшить швидкість передачі інформації у визначеній смузі частот, і, відповідно, зменшує спектральну ефективність методу.

2 ЕНЕРГЕТИЧНА ЕФЕКТИВНІСТЬ ЦИФРОВИХ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ

2.1 Системні параметри, що характеризують завадову обстановку

Радіочастотні завади властиві усім безпроводним системам і виступають одними з основних чинників, які впливають на проектування стільникових та інших систем зв'язку з рухомими об'єктами. Характеристики ймовірності помилки на біт систем модуляції/демодуляції найчастіше визначаються завадами.

У демодуляторах забезпечується низьке значення ймовірності помилки в умовах відносно великих відношень сигнал/шум (C/N) і сигнал/завада (C/I) і це може призводити до неприпустимо великого значення ймовірності помилкового прийому біта (значення коефіцієнта бітової помилки BER) при малих значеннях цих величин.

Взагалі під час опису завадових характеристик у канали зв'язку будемо виділяти такі визначення:

- відношення сигнал/шум (C/N);
- відношення сигнал/завада (C/I);
- завада по сусіднім каналам прийому (ACI) ;
- завада по основному каналу прийому внутрішньоканальна завада (CCI) ;
- зовнішня завада по основному каналу прийому (ECI).

2.1.1 Системи з обмеженим значенням відношення сигнал/шум

Якщо зовнішні завади відсутні і діє тільки один передавач то характеристики приймача можуть бути принципово обмежені через дію шумів. Шум завжди присутній у приймачах. Він утворюється вхідними підсилювачами тракту преселектора, перетворювачами частоти,

генераторами і великою кількістю інших електронних компонентів, які присутні у приймачі і є його функціонально необхідними елементами.

Тоді у припущенні, що завади від зовнішніх джерел ЕСІ можна не враховувати, сумарну потужність шуму $P_{ш}$ у смузі пропускання приймача Δf можна визначити як [1]:

$$P_{ш} = kT \cdot \Delta f \cdot F, \quad (2.1)$$

де k – постійна Больцмана;

T – абсолютна температура;

Δf – двобічна шумова температура приймача;

F – коефіцієнт шуму приймача.

Як системний параметр досить частот використовується значення kT при кімнатній температурі $T = 290 \text{ K}$ (17°C):

$$kT = -174 \text{ дБм/Гц}. \quad (2.2)$$

Коефіцієнт шуму F – це величина, що характеризує рівень шуму, який додається у приймачі до прийнятої несучої сигналу.

Але, в цифрових системах зв'язку як системний параметр використовується не відношення сигнал/шум $P_c/P_{ш}$, а відношення енергії, що приходить на один біт E_b до спектральної щільності шуму N_0 - E_b/N_0 .

Дійсно, якісні характеристики каналу зв'язку у цифрових системах звичайно оцінюють на підставі залежності ймовірності помилкового прийому одного біта P_b , або коефіцієнта бітової помилки BER (Bit Error Rate). від енергії, що приходить на один біт E_b до спектральної щільності шуму N_0 - $P_b = f(E_b/N_0)$.

Експериментальні залежності ймовірності помилкового прийому одного біту від відношення E_b/N_0 зображені на рисунку 2.1.

Наведені залежності наочно відображають вплив ефекту багатопроменевого розповсюдження радіохвиль (федінгу) на характеристики каналу. Так, крива 1, яка відтворює експоненціальну залежність, характеризує саме стаціонарний канал з обмеженим значенням відношення сигнал/шум для будь-яких номінальних схем модуляції. Тобто на вході демодулятора приймального тракту як завадова дія, що обмежує значення сигнал/шум, виступає вхідний шум приймача.

Звичайно шум, що виникає у приймачі має відносно рівномірну спектральну щільність потужності (білий шум) і гаусівську функцію розподілу щільності ймовірності, тому у технічній літературі він трактується як адитивний білий гаусівський шум.

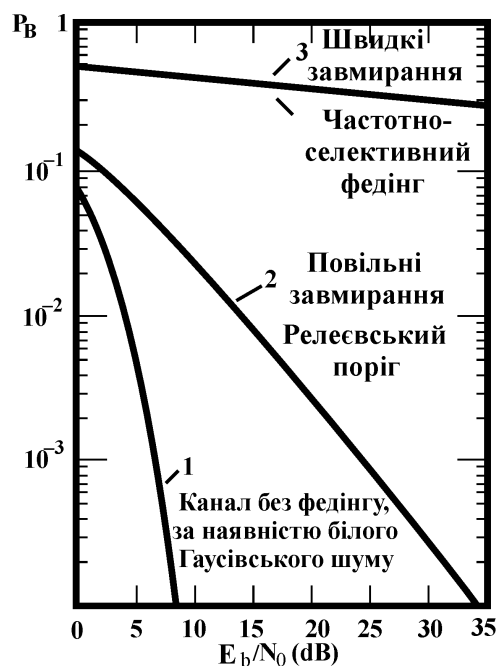


Рисунок 2.1 – Залежності BER від E_b/N_0

Тому такий канал звичайно розглядається як гаусівський канал (Additive White Gaussian Noise – AWGN канал).

Крива 2 демонструє погіршення достовірності передачі через частотно-неселективні завмирання – амплітудні, які виникають через часову дисперсію сигналу або повільні завмирання, що зумовлені часовою варіабельністю каналу.

Таку графічну залежність звичайно називають кривою релеївського порогу, яка характеризується зворотно пропорційною залежністю від значення E_b/N_0 . Можна відзначити [3], що таку залежність характеризують як “погану”, оскільки вона відповідає значенням E_b/N_0 , які реально можуть бути реалізовані практично.

Верхня крива 3 розглядається як “жахлива”, оскільки значення BER досягає невинного рівня помилок, який доходить до рівня близького 0,5 – “дно помилок” [3]. Така поведінка каналу характерна саме за наявності частотно-селективних або швидких завмирань – релеївських завмирань. З графіків виходить, що покращити характеристики каналу неможливо навіть за нереальних (які неможливо реалізувати на практиці) значень E_b/N_0 .

Очевидно, що для сучасних засобів зв’язку, особливо при високих швидкостях передачі інформації, дуже важливим фактором виступає ефективність методів боротьби з наслідками багатопроменевого розповсюдження радіохвиль.

Відзначається, що в процесі проектування систем зв’язку і порівнянні їх характеристик доцільно використовувати саме параметр E_b/N_0 [1]. Але, з практичної точки зору набагато простішим виглядає вимірювання відношення середніх потужностей сигналу і шуму $P_c/P_{ш}$, оскільки можна використовувати вимірювачі потужності і вимірювачі середньоквадратичних значень напруги.

Можна достатньо просто визначити зв’язок між параметрами $P_c/P_{ш}$ і E_b/N_0 . Якщо позначити через T_b тривалість інформаційного біта, то швидкість передачі символів визначиться як:

$$R = \frac{1}{T_b} \quad [\text{біт/с}]. \quad (2.3)$$

Відповідно, енергія, що приходить на один біт, може бути подана як [1, 2]:

$$E_b = P_c T_b = \frac{P_c}{R} \quad [\text{Вт} \cdot \text{с/біт}]. \quad (2.4)$$

Для спектральної щільності шуму N_0 у смузі пропускання каналу W справедливо:

$$N_0 = \frac{P_{\text{ш}}}{W} \quad [\text{Вт/Гц}]. \quad (2.5)$$

Поділивши ліві і праві частини рівнянь (2.4) і (2.5) одне на одне можна отримати:

$$\frac{E_b}{N_0} = \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right) \cdot \frac{W}{R}. \quad (2.6)$$

Тобто, відношення рівняється добутку відношення $P_c/P_{\text{ш}}$ і відношенню шумової смуги приймача до швидкості передачі W/R .

Для ідеальної за Найквістом системи зв'язку шумова смуга пропускання приймача рівняється половині швидкості передачі, тоді для таких систем справедливо:

$$\frac{E_b}{N_0} [\text{дБ}] = \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right) [\text{дБ}] - 3 \text{дБ}, \quad (2.7)$$

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right) [\text{дБ}] = \frac{E_b}{N_0} [\text{дБ}] + 3 \text{дБ} . \quad (2.8)$$

За допомогою (2.6) можна достатньо просто реалізувати в моделі умови характерні для каналу з обмеженим значенням відношення $P_c / P_{ш}$, а графічні залежності вже отримувати як функцію системного параметру E_b/N_0 .

2.1.2 Відношення сигнал/завада

Завада у загальному сенсі може бути визначена як будь-який небажаний сигнал у межах робочої смуги частот. Завади часто виникають під час одночасної роботи декількох передавачів в одній і тій же смузі частот або у сусідніх смугах частот.

Завади можуть виникати як результат діяльності людини, зокрема, системи автомобільного запалення, джерелами електромагнітних випромінювань, атмосферним шумом.

Відношення сигнал/завада визначається як відношення середньої потужності сигналу до середньої потужності завади у заданій смузі частот, найчастіше під заданою смугою розуміють ширину смуги пропускання приймача для корисного сигналу.

2.2 Види завад у каналах зв'язку

Окрім шумової завади, яка є невід'ємною складовою частиною будь якого приймального тракту, можна виділити ще ряд завад, які можуть впливати на роботу телекомунікаційної системи. У загальному випадку можна виділити такі типи завадових сигналів:

- завада по основному каналу прийому (англійською CCI – Co-channel-interference);

- завади по сусіднім каналам прийому (англійською ACI – Adjacent Channel Interference);
- зовнішня завада по основному каналу прийому (англійською ECI).

2.2.1 Завада по основному каналу прийому

Завада по основному каналу прийому виникає тоді, коли два або більше незалежних канали передаються одночасно в одній і тій же смузі частот. Одні й ті ж частоти (смути частот) застосовуються багаторазово. Повторне використання частот призводить до проектування систем з обмеженим рівнем CCI.

Наприклад, у стільниковому зв'язку можлива реалізація мережі на базі 7-елементного кластеру (рис. 2.2). Якщо рухома станція знаходиться у точці K_7 , то вона приймає корисний сигнал на частоті f_7 від найближчої базової станції B_7 .

Одночасно мобільна станція у точці K_7 приймає у тій же смузі частот незалежний сигнал завади від базової станції A_7 . Відношення корисної середньої потужності несучого коливання f_7 від найближчої базової станції B_7 до середньої потужності завади $P_{\text{зав}}$ від віддаленої станції A_7 визначає середнє значення відношення $P_c/P_{\text{зав}}$ (рівень CCI).

В принципі така ж сама ситуація можлива і якщо розглядати стільники з базовими станціями A_1 і B_1 , очевидно, що робота мобільної станції і у цих стільниках буде проходити в умовах дії CCI.

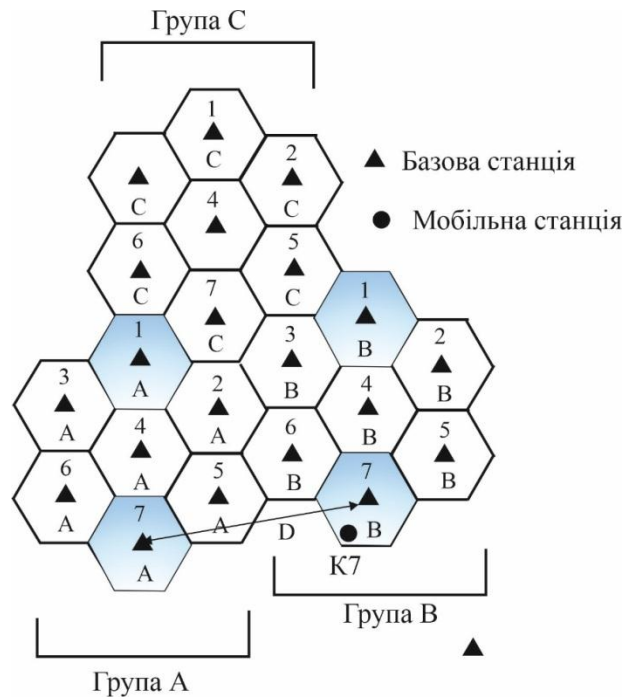


Рисунок 2.2 – Стільникова система з повторним використанням частот і 7-ми елементним кластером

Якщо проаналізувати даний приклад (дія тільки однієї ССІ) за допомогою аналізатора спектру, то можна отримати таку спектральну картинку (рис. 2.3).

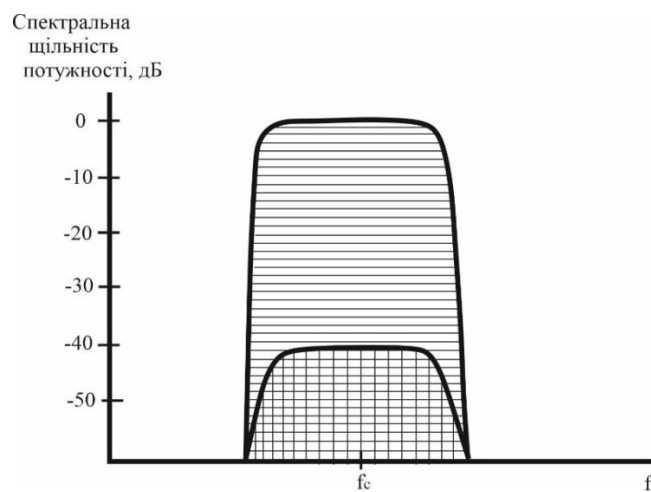


Рисунок 2.3 – Завада по основному каналу прийому в системі з повторним використанням частот і 7-елементним кластером

Спектральна щільність потужності (рис. 2.3) відображена у децибелах відносно спектральної щільності корисного сигналу.

Коефіцієнт придушення CCI визначається як:

$$a = \frac{D}{R}, \quad (2.6)$$

де D – відстань між БС, що передають на одній частоті;

R – радіус покриття одного стільника передавачем базової станції (рис. 2.4).

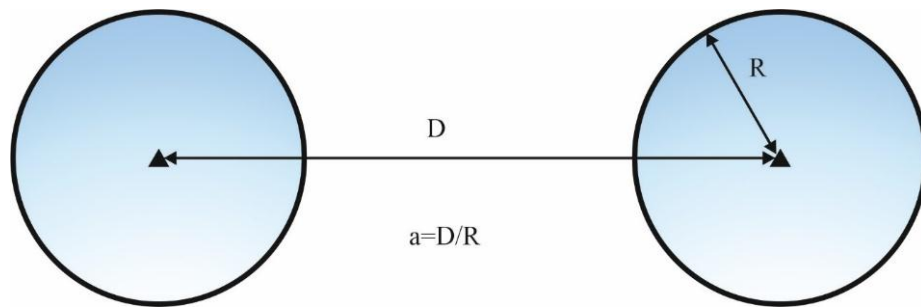


Рисунок 2.4 – Фізичний сенс коефіцієнта придушення

На рисунках 2.2, 2.3 зображено і проаналізовано тільки одну заваду по основному каналу прийому (CCI) для стільника з базовою станцією В7. Якщо ж проаналізувати мережу повністю, то, очевидно, що джерелами CCI для стільника В7 будуть виступати, щонайменше, шість стільників з базовими станціями А7, С7, D7, Е7, F7 і G7 (рис.2.5). У такому разі відношення сигнал/шум для обраної базової станції В7 визначиться як:

$$CCI_B = \frac{P_c}{P_{ш} + \sum_{i=1}^6 P_{шi}}. \quad (2.7)$$

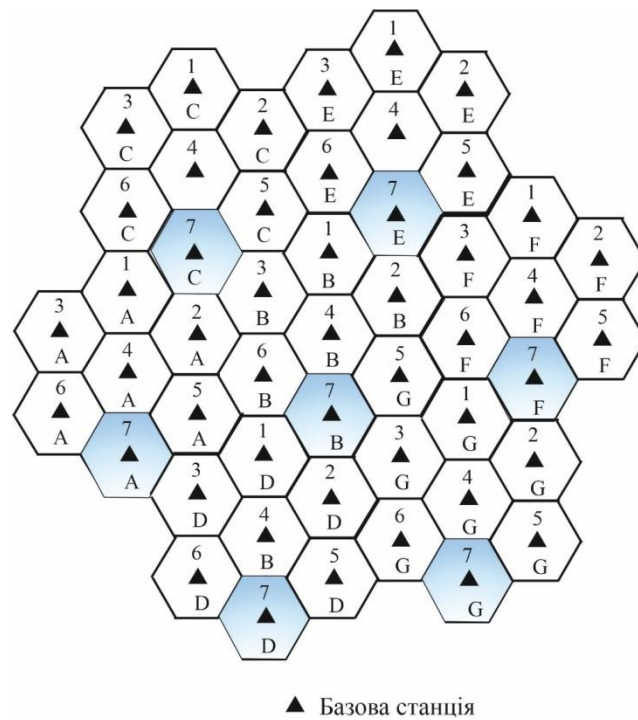


Рисунок 2.5 – Аналіз CCI у мережі з 7-ми елементним кластером

Якщо рівень CCI набагато більший за потужність власних шумів приймача $P_{ш}$, то:

$$CCI_B \cong \frac{P_c}{\sum_{i=1}^6 P_{шi}}. \quad (2.8)$$

2.2.2 Завади по сусіднім каналам

Завади по сусіднім каналам (англійською ACI) виникають через неідеальність реалізації модулятора, фільтра і радіотракт. Спектр сигналу, що передається не має чітких границь, тому частина енергії сигналу буде випромінюватися у сусідніх каналах, як це зображено на рисунку 2.6.

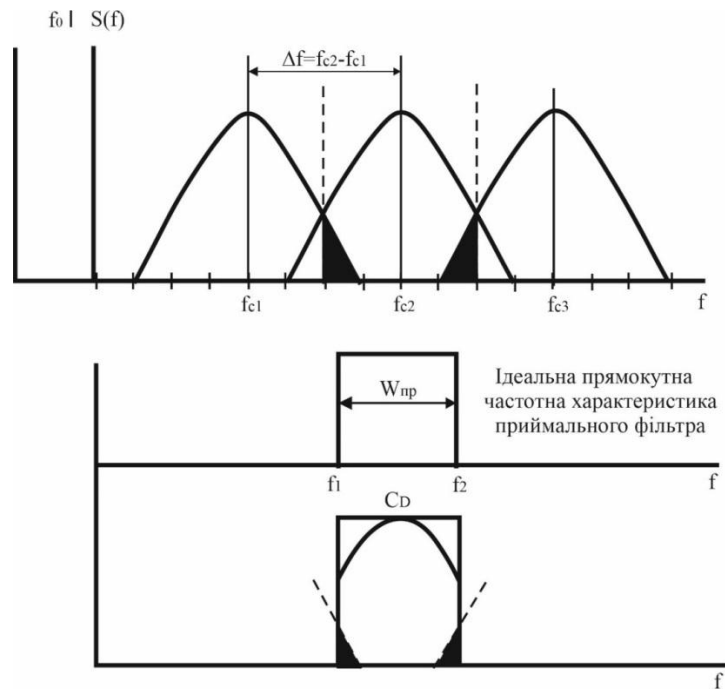


Рисунок 2.6 – Графічна інтерпретація завад по сусідньому каналі

Якщо позначити через C_D потужність корисного сигналу, то заштрихована частина репрезентує собою саме потужність АСІ, що попадає у смугу пропускання приймача $W_{пр}$. Рознесення між частотними каналами рівняється $\Delta f = f_{c2} - f_{c1}$, а ідеальний прямокутний фільтр приймача має смугу пропускання $W_{пр}$ при цьому $W_{пр} \leq \Delta f$. Потужність завад, що утворюються першими верхнім і нижнім каналами позначають як АСІ-1 (потужність завад по сусіднім каналам першого порядку). Передавачі, які мають більше частотне рознесення також можуть створювати внесок до значення результуючого АСІ (АСІ вищих порядків, які за рівнем менші за АСІ-1).

В деяких специфікаціях передбачається, що приймальний фільтр має прямокутну частотну характеристику. Наприклад, у стандарті IS-54 стільникового зв'язку АСІ першого порядку всбуло встановлено на 26 дБ нище за потужність несучої корисного сигналу, тобто, $АСІ = -26$ дБ у смузі $W_{пр} = 30$ кГц.

Найменше частотне рознесення каналів у цій системі $\Delta f = 30$ кГц, тобто $W_{пр} = \Delta f$. У європейській системі бездротового телефону (DECT) частотне

рознесення каналів $\Delta f \approx 1,8$ МГц, у той час як АСІ задана у смузі частот $W_{\text{пр}} \approx 1,1$ МГц. Характеристика демодулятора визначається рівнем сумарного значення АСІ або відношенням $P_c/P_{\text{зав}}$ на вході порогового пристрою днмодулятора.

2.2.3 Зовнішня завада по основному каналу прийому

У “чистих” або добре регламентованих діапазонах частот ССІ і АСІ виступають основними видами завад. На базі детальної інформації про конструктивні особливості, умови розповсюдження, частотне планування можна прогнозувати сумарне значення $P_c/P_{\text{ш}}$ з урахуванням ССІ і АСІ.

Але, окрім цих типів завад в основному каналі можуть ще проявлятися, так звані, зовнішні (ЕСІ) завади, від дії, наприклад, інших апаратних засобів, які працюють у цьому ж діапазоні частот.

Відзначається [], що для регламентованих діапазонів:

- 902...928 МГц;
- 2,4...2,485 ГГц;
- 5,725...5,85 ГГц,

зовнішні по відношенню до стільникової мережі завади можуть бути найбільш шкідливими.

В результаті експериментальних досліджень зовнішніх шумів по основному каналу прийому рівень завад ЕСІ склав від -40 до -60 дБм в діапазоні 2,4...2,485 ГГц. Досить часто причиною збільшення рівня ЕСІ виступають мікрохвильові пічі.

У діапазоні 902...928 МГц дозволено також випромінювання потужністю до 1 Вт системам з багатостанційним доступом на базі методу доступу CDMA з прямим розширенням спектру DSSS і з повільною перестройкою частоти (SFH-CDMA). Така відносно велика потужність призводить до суттєвого збільшення рівня ЕСІ для близько розташованих приймачів [].

2.3 Енергетична ефективність систем зв'язку

2.3.1 Енергетична ефективність систем зв'язку в умовах дії білого гаусівського шуму

Як відзначалося, енергетичну ефективність цифрових систем зв'язку для гаусівського каналу оцінюють через ймовірність помилкового прийому одного біту P_b . При чому термінологія з використанням P_b характерна саме для теоретичного аналізу, у той час як у специфікаціях та у прикладній літературі використовується еквівалентна величина коефіцієнт або частота бітових помилок BER.

Тобто, для порівняння різних систем і схем модуляції енергетична ефективність визначається за допомогою формул і графіків залежностей

$$P_b = \text{BER} = f(P_c/P_{\text{ш}}), \quad (2.9)$$

$$P_b = \text{BER} = f(E_b/N_0). \quad (2.10)$$

Збільшення значення коефіцієнта BER, тобто, збільшення ймовірності помилкового прийому означає погіршення енергетичної ефективності, оскільки таке збільшення супроводжується марними витратами потужності передавача при великій кількості спотворених даних (помилки) на приймальному боці.

При цьому необхідно відзначити, що залежності (2.9) , (2.10) характеризують тільки приймач, оскільки зовсім не береться до уваги енергетична ефективність передавача, яка характеризується коефіцієнтом корисної дії. Тому термін енергетична ефективність на підставі залежностей (2.9) , (2.10) визначає енергетичну ефективність приймача, включаючи демодулятор.

Результати оцінки енергетичної ефективності для стаціонарного каналу з білим гаусівським шумом представлені в [1, 2, 3]:

$$\text{BER}_{\text{BPSK-AWGN}} = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}), \quad (2.11)$$

$$\text{BER}_{\text{QPSK-AWGN}} = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}). \quad (2.12)$$

Вирази (2.11), (2.12) свідчать, що теоретичні залежності P_e для методів модуляції BPSK і QPSK тотожні.

Характеристики системи зв'язку з рухомими об'єктами у складній завадовій обстановці

Узагальнена модель системи, яка використовується в процесі аналізу завадової ситуації, зображена на рисунку 2.7. В принципі можна відзначити, що така модель на фізичному рівні практично відповідає моделі, що була визначена у специфікаціях північноамериканського стандарту стільникового зв'язку IS-54.

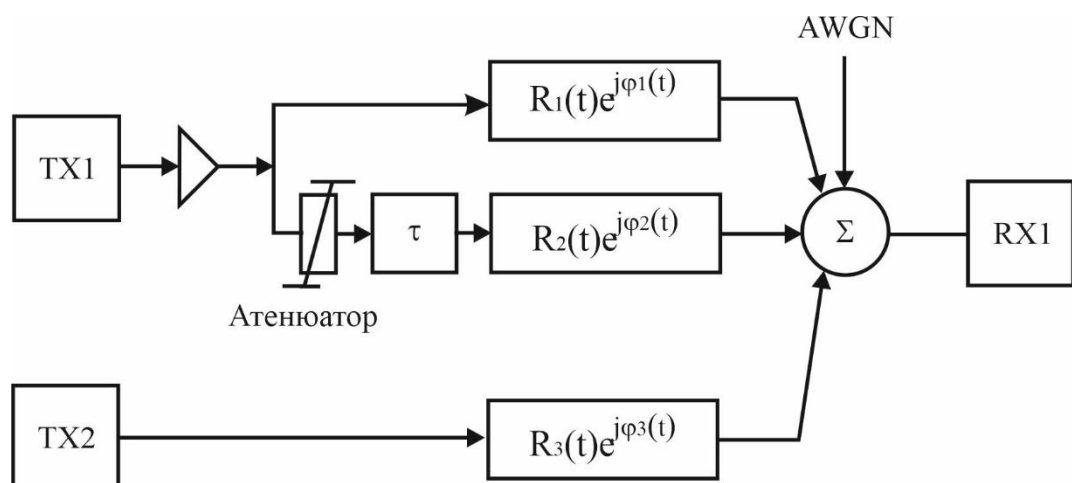


Рисунок 2.7 – Модель каналу з швидкими частотно-селективними релієвськими завмираннями

Передавач корисного сигналу (рис. 2.7) позначено через TX1. Відповідно TX1-RX1 утворюють канал передачі корисного сигналу. При цьому сигнал від TX1 може підлягати як лінійному, так і нелінійному підсиленню.

Паралельно цьому основному каналу прийому включено другий додатковий канал, який моделює затриманий сигнал з релієвським розподілом. Якісно це відображено на схемі введенням часової дисперсії сигналу через максимальний час затримки τ (часове розсіювання). Цей сигнал можна придушувати або підсилювати відносно корисного сигналу, що відображено на схемі атенюатором. Відповідно часове розсіювання τ є параметром, а затухання затриманого сигналу встановлюється атенюатором.

Передавач TX2 реалізує в моделі сигнал завади по основному каналу прийому (CCI), характеристики якого збігаються з характеристиками корисного сигналу. Якщо прийняти, що середня потужність сигналу у тракті без затримки рівняється $P_{\text{пр}}$, у тракті із затримкою – $P_{\text{затр}}$, а у тракті завади по основному каналу $P_{\text{зав}}$, то вважається, що усі ці три сигнали ($P_{\text{пр}}$, $P_{\text{затр}}$, $P_{\text{зав}}$) потерпають від релієвських завмирань і незалежного доплерівського розсіювання. Це означає, що у кожному тракті передбачено незалежне джерело релієвських завмирань.

Тоді для усіх каналів R_i – релієвська обвідна, ϕ_i – фаза з рівномірним розподілом.

Якщо здобуток доплерівського розсіювання f_D і тривалості біту. Якщо ж $f_D \geq 10^{-2}$, то утворюється канал з швидкими релієвськими завмираннями.

2.3.2 Характеристики ймовірності помилки у “квазістатичних системах”

Відзначається [], що для каналів з повільними релієвськими завмираннями доплерівське розсіювання не погіршує характеристику $P_e = f(E_b/N_0)$. Термін “повільні завмирання” передбачає, що релієвський

мультиплікативний процес зберігається як найменше на інтервалі одного символу. Вважається, що за наявності повільних завмирань когерентний демодулятор відслідковує усі доплерівські зміни частоти, а автокореляційний демодулятор не вносить додаткових втрат порівняно з випадком $f_D = 0$.

Вирази () і () презентують характеристики P_e для сигналів BPSK і QPSK для гаусівського каналу за наявності тільки білого шуму на вході. Як було показано, ці залежності визначаються виразом:

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}).$$

У цьому виразі E_b/N_0 презентує відношення середньої енергії на біт до спектральної щільності шуму (потужність шуму у смузі 1 Гц). Спектральна щільність шуму не змінюється за наявності завмирань. У той же час, якщо енергія E_b у стаціонарному каналі є константою, то у каналі з релієвськими завмираннями є випадковою величиною.

Тому необхідно визначити середнє значення величини E_b/N_0 (в технічній літературі прийнято позначати цю величину як Γ) в умовах релієвських завмирань і використовувати цю величину. Тобто, можна записати []:

$$\Gamma = E_b/N_0 \cdot E(\alpha^2),$$

де, α – випадкова величина з релієвським розподілом, що характеризує мультиплікативні завмирання;

$E(\alpha^2)$ – середнє значення α^2 .

В результаті обчислень остаточний вираз для коефіцієнта бітової помилки набуває такого вигляду:

$$P_e = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{1 + \Gamma}} \right). \quad (2.13)$$

При великих значеннях середнього значення відношення $E_b/N_0 = \Gamma$ вираз спрощується і приймає такий вид:

$$P_e \approx \frac{1}{4\Gamma}. \quad (2.14)$$

3 МОДЕЛІ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ ДЛЯ РІЗНИХ ЗАВАДОВИХ ОБСТАВИН

3.1 Модель каналу зв'язку для системи з обмеженим значенням відношення сигнал/шум

Тематика даної магістерської роботи є продовженням циклу досліджень щодо основних технічних аспектів реалізації технології OFDM, які стали базою для створення лабораторного практикуму з дисципліни “Широкополосні технології в телекомунікаційних системах”.

Лабораторні роботи створені у середовищі MatLab і дозволяють провести дослідження систем з паралельною передачею сигналів, що є базою технології OFDM, в умовах гаусівського каналу. Відповідно у магістерській роботі використовуються програмні алгоритми, які реалізовані у лабораторному практикумі [10, 11, 12].

Згідно з технічним завданням необхідно реалізувати модель каналу зв'язку, яка дозволить визначити енергетичну ефективність системи зв'язку з використанням OFDM в умовах складної завадової обстановки. Зокрема, базовою моделлю для побудови програмної моделі приймемо модель, яка розглянута у параграфі 2.3 (рис. 2.7).

Відповідно модель, яка розробляється у роботі повинна передбачати дослідження системи з обмеженим значенням відношення сигнал/шум, реалізація каналу з федінгом з відображенням як часової дисперсії сигналу, так і доплерівського розсіювання і дослідження каналу в умовах дії завади по основному каналу прийому (внутрішньоканальна завада – CCI). Для CCI також необхідно реалізувати сигнал з незалежною релієвською обвідною.

Відповідно до проведеного у першому розділі аналізу принципів формування OFDM сигналу, апаратну реалізацію передавача і приймача каналу зображено на рисунках 3.1, 3.2.

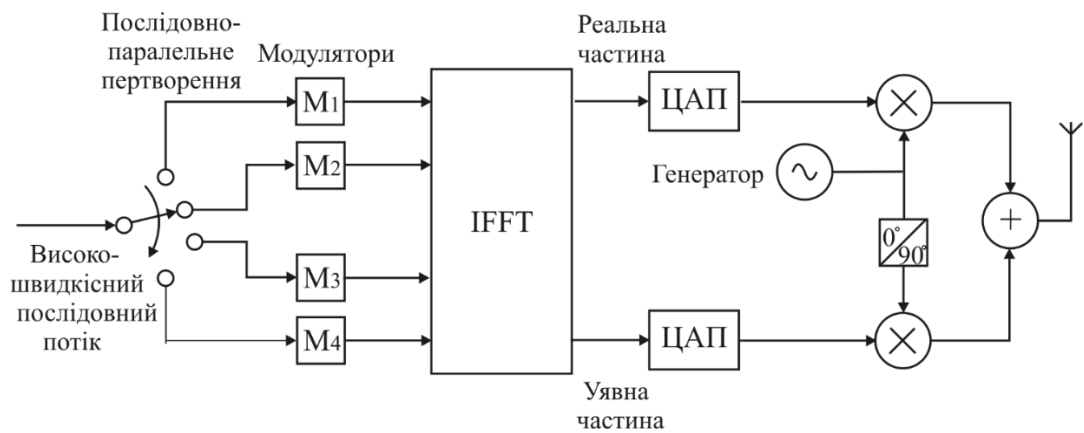


Рисунок 3.1 – Структурна схема передавача із використанням методу OFDM

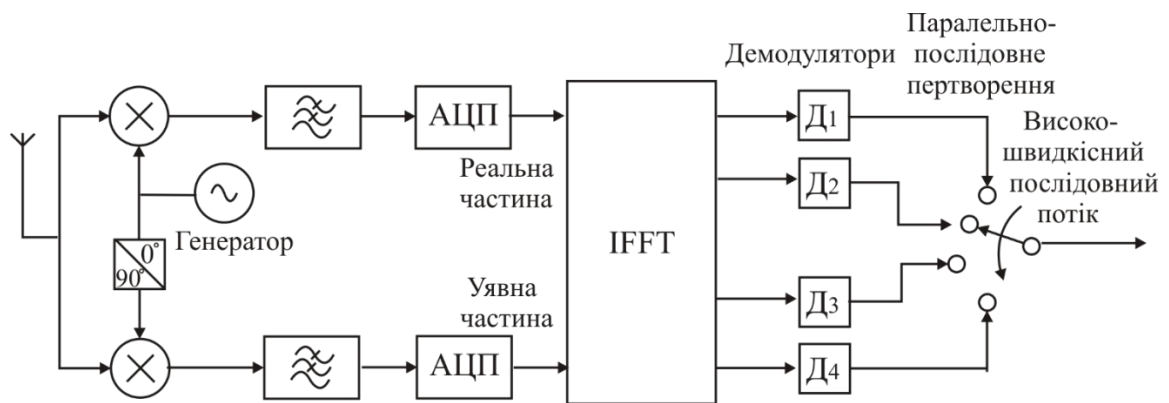


Рисунок 3.2 – Структурна схема приймача із використанням методу OFDM

Згідно з проведеним у другому розділі аналізу, для симуляції поведінки каналу можна практично використовувати один і той же програмний алгоритм, а зміни заводової обстановки ввести до еквівалентного радіоканалу (рис. 3.3).

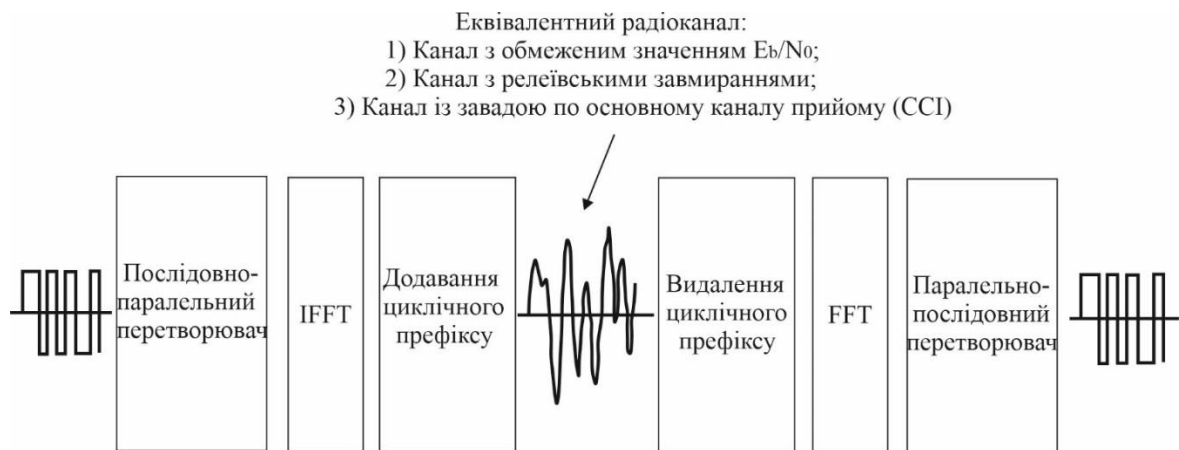


Рисунок 3.3 – Структурна схема моделі каналу зв'язку

Відповідно до структурних схем рисунків 3.1, 3.2, 3.3 у запропонованій моделі необхідно реалізувати такі процедури:

- генерація високошвидкісного послідовного цифрового потоку даних. Згідно з технічним завданням швидкість передавання символів рівняється 256 Кбіт/с;

- конвертація високошвидкісного потоку до 52 паралельних низькошвидкісних субканалів;

- згідно з технічним завданням у кожному субканалі необхідно реалізувати квадратурно-фазову маніпуляцію. Визначити значення модулюючих символів згідно з типовим фазовим сузір'ям методу QPSK;

- сформувати умовні спектри для застосування дискретного зворотного перетворення Фур'є;

- сформувати символи OFDM у часовій області за допомогою процедури дискретного зворотного швидкого перетворення Фур'є (IFFT). Оскільки у моделі передбачено застосування 52 паралельних каналів, то використаємо 64-точкове IFFT;

– для сформованих на виході блоку IFFT символів OFDM реалізувати додавання захисного інтервалу – циклічного префіксу. Згідно із технічним завданням захисний інтервал обрано рівним $1/4$ тривалості символу OFDM;

– в еквівалентній моделі радіоканалу реалізувати систему з обмеженим значенням сигнал/шум використовуючи алгоритм додавання шумів, якого розглянуто у параграфі 1.

Відповідна базова модель каналу зв'язку у вигляді структурної схеми (програмного алгоритму) зображена на рисунку 3.4.

В моделі, що розробляється, подібно до моделей, що реалізовані у лабораторному практикумі [10...12], симуляція на радіочастоті не передбачаються, а розглядаються усі процеси формування і обробки сигналу в основній смузі частот.

Для програмної моделі приймального тракту реалізуються зворотні по відношенню до передавального тракту процедури:

а) по-перше, на початку кожного OFDM символу відбувається видалення циклічного префіксу тривалістю $1/4$ від повної тривалості символу;

б) використовуючи дуальність перетворення Фур'є реалізувати процедуру FFT до часової форми подання OFDM сигналу;

в) на виході блоку FFT отримати модуляційні символи для усіх 52 ортогональних субканалів;

г) демодуляція сигналу у кожному з 52 ортогональних субканалах відповідно до принципу роботи модему QPSK;

д) конвертація демодульованих даних 52 низькошвидкісних субканалів у високошвидкісний послідовний цифровий потік.

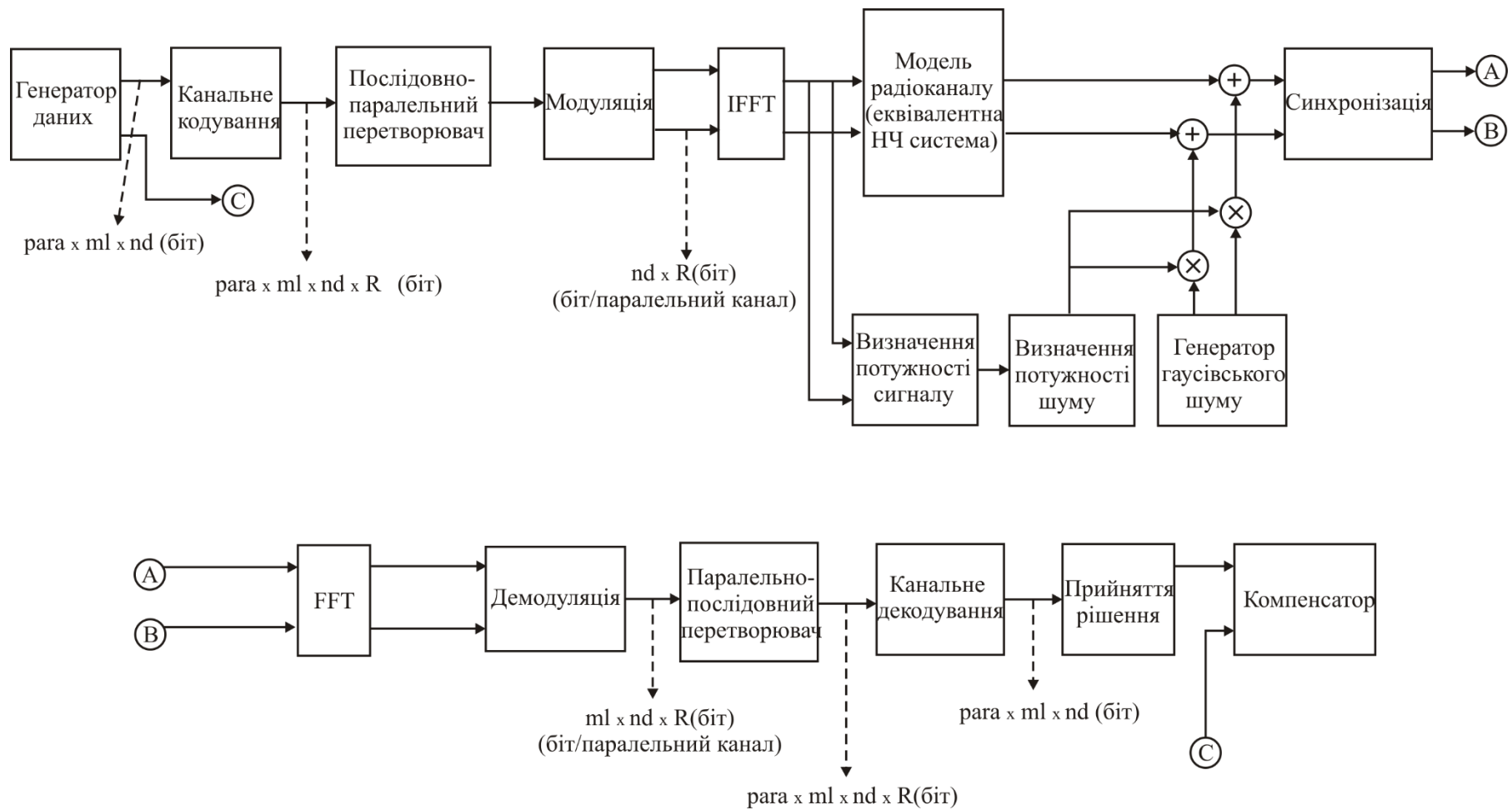


Рисунок 3.4 – Структурна схема базової моделі (програмний алгоритм) каналу зв'язку з використанням OFDM

На першому етапі моделювання передбачається симуляція роботи каналу зв'язку для AWGN каналу з визначенням залежності $P_e = f(E_b/N_0)$.

Власне, сама модель реалізована набором програм з мовою програмування середовища MatLab. Введення початкових умов роботи каналу (швидкість передавання інформації, вид модуляції, кількість паралельних каналів), генерація високошвидкісного потоку, конвертація послідовного потоку до 52 паралельних каналів, введення до субканалів шуму, рівень якого визначається відношенням E_b/N_0 , формування модулюючих символів, виконання процедури IFFT, організація циклу для отримання статистичних характеристики залежності $P_e = f(E_b/N_0)$ і блок виводу результатів моделювання з відповідними епюрами і графіками реалізовані у головній програмі **ofdma.m**.

В головній програмі також визначено формат пакету, який формується для моделювання OFDM сигналу (рис. 3.5). З рисунку видно, що для запропонованої моделі один пакет містить 6 символів OFDM, кожен з яких повинен на початку символу мати циклічний префікс, довжина якого складає $1/4$ тривалості символу.

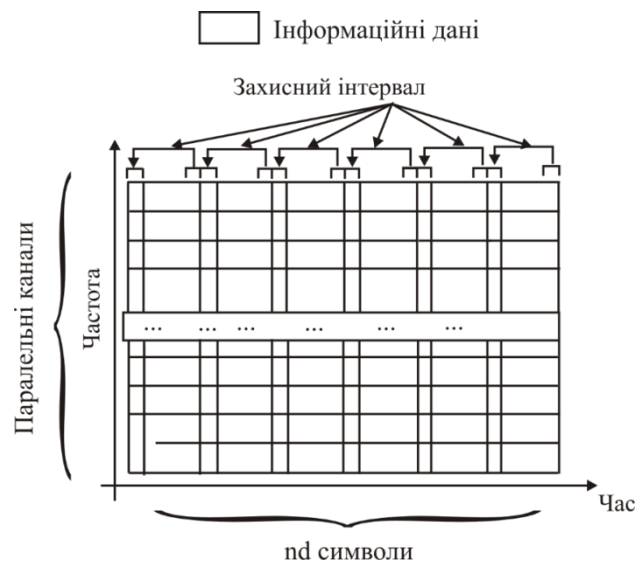


Рисунок 3.5 – Формат пакету для моделі системи з обмеженим значенням сигнал/шум

За технічним завданням у паралельних каналах використовується метод модуляції QPSK. Алгоритм формування модулюючих символів зображено на рисунку 3.6, де a_i – це інформаційні біти тривалістю T , які для парних i у синфазному каналі модулятора трансформуються в імпульси a_{2i} тривалістю $2T$, і відповідно, у квадратурному каналі усі непарні трансформуються у імпульси a_{2i+1} також тривалістю $2T$ [1, 9].

Принцип роботи модулятора QPSK сигналу детально розглянуто в [9], програмні моделі модулятора і демодулятора в середовищі Matlab **qpskmod.m**, **qpskdemod.m** запропоновані в [2], застосування цих моделей у лабораторному практикумі з повним описом алгоритму і програми представлено в [10...12].

Формування умовних спектрів для блоку IFFT (відображення модулюючих символів на ортогональних піднесучих) на передавальному боці і диференціація модулюючих символів на виході блоку FFT приймача (демодульовані символи паралельних субканалів приймача) забезпечують підпрограми **crmapping.m**, **crdemapping.m** відповідно.

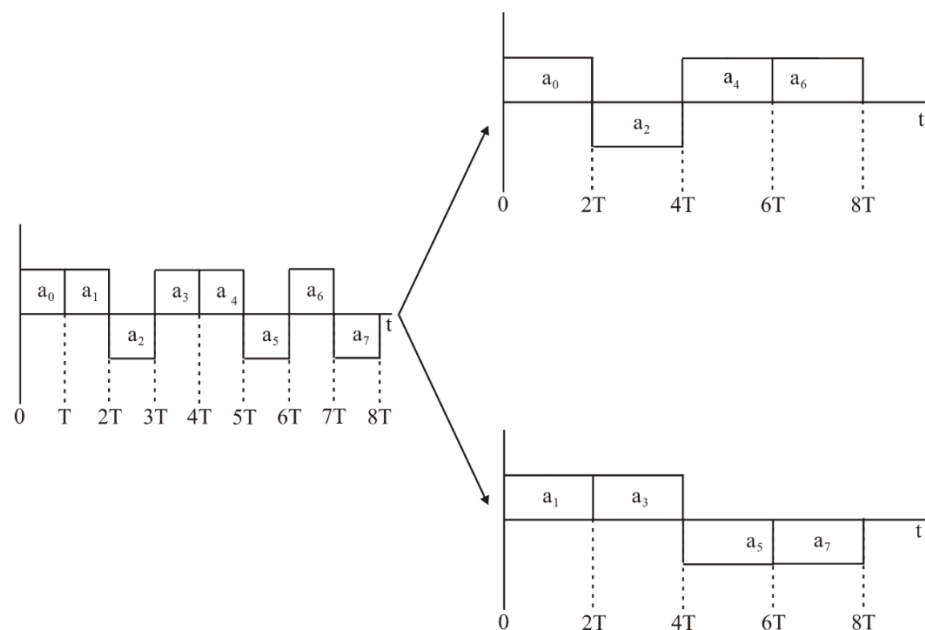


Рисунок 3.6 – Алгоритм сигнального кодування для методу QPSK

Додавання циклічного префіксу до OFDM символу на передавальному боці реалізується у підпрограмі **giins.m**. Видалення циклічного префіксу реалізовано у підпрограмі **girem.m**. Додавання шумів до інформаційної послідовності, які формуються каналом зв'язку відповідно до заданого реалізовано підпрограмою, **comb2.m**.

Відповідно модель системи зв'язку з обмеженим значенням сигнал/шум для AWGN каналу з використанням OFDM реалізована головною програмою **ofdma.m** і набором необхідних підпрограм **crmapping.m**, **crdemapping.m**, **qpskmod.m**, **qpskdemod.m**, **giins.m**, **girem.m**, **comb2.m**. лістинг яких наведено у додатку А.

Результати симуляції роботи каналу представлені нижче. Оскільки для отримання статистичних залежностей необхідна проводити усереднення по достатньо великій кількості вибірок випадкового процесу, то в головній програмі реалізовано цикл генерації 1000 випадкових послідовностей, які характеризують вхідний цифровий потік. Так, на рисунку 3.7 зображено реалізацію високошвидкісного потоку даних у вигляді 624 цифрових відліків 1 і 0, що відповідає одному пакету OFDM (6 OFDM символів).

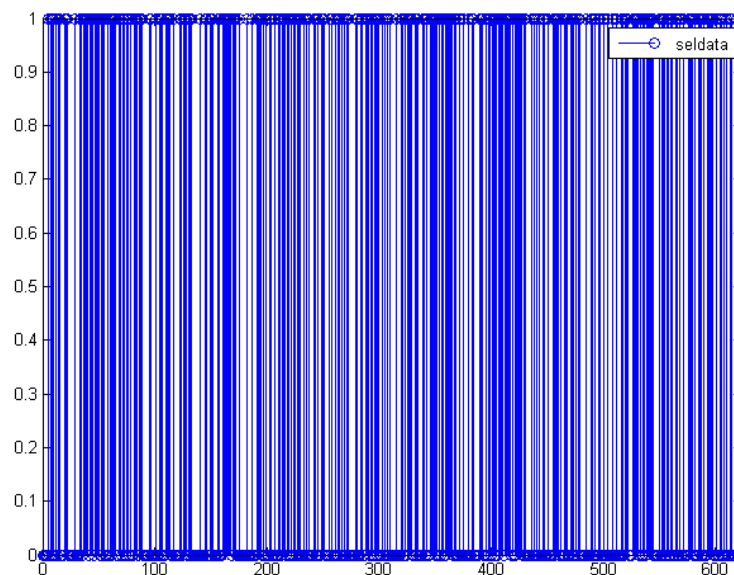


Рисунок 3.7 – Реалізація високошвидкісного вхідного потоку даних

Вибірки, що відповідають одному OFDM символу, представлені на рисунку 3.8.

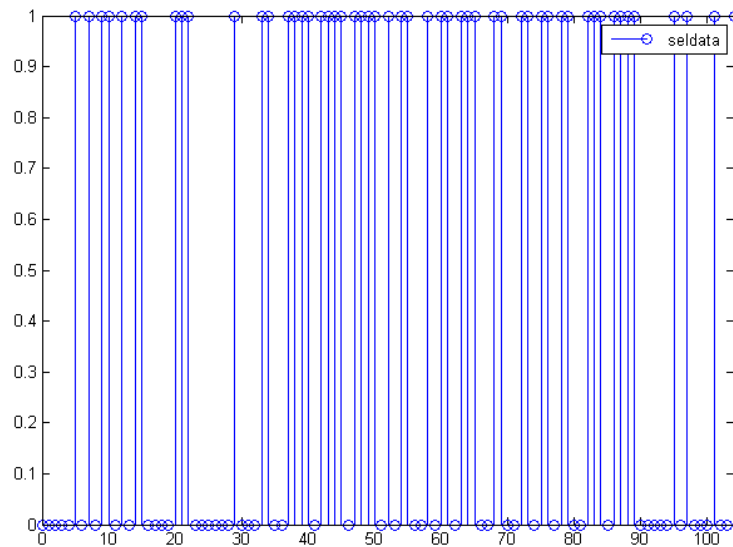


Рисунок 3.8 – Потік даних, що відповідає одному OFDM символу

Результат конвертації послідовного потоку до 52 низькошвидкісних паралельних канали (за допомогою оператора MatLab **reshape**) продемонстровано на рисунках 3.9, 3.10, де репрезентовані епюри, які сформовані у першому і другому паралельних субканалах.

Внаслідок дії цього оператора з вхідного масиву даних формується матриця розмірністю $para \times nd \times ml$ (52×12), яка подалі трактується як $para = 52$ паралельних каналів, в кожному з яких передається $nd \times ml = 12$ бітів. Очевидно, що подібні епюри можна спостерігати у будь-якому з інших 50 паралельних субканалів.

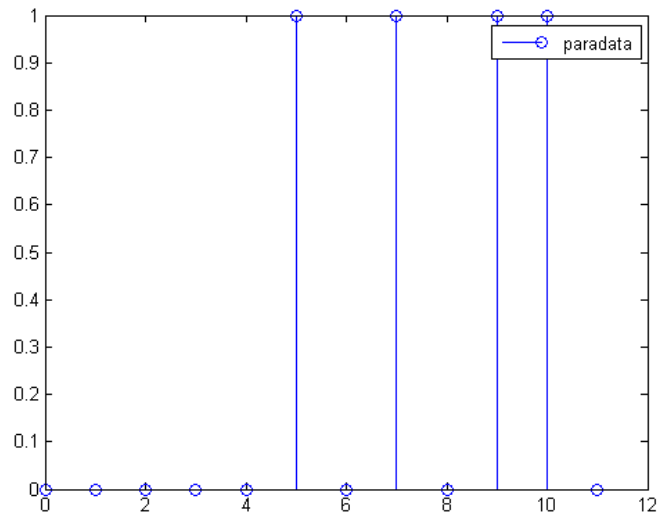


Рисунок 3.9 – Епюри сигналу у першому субканалі

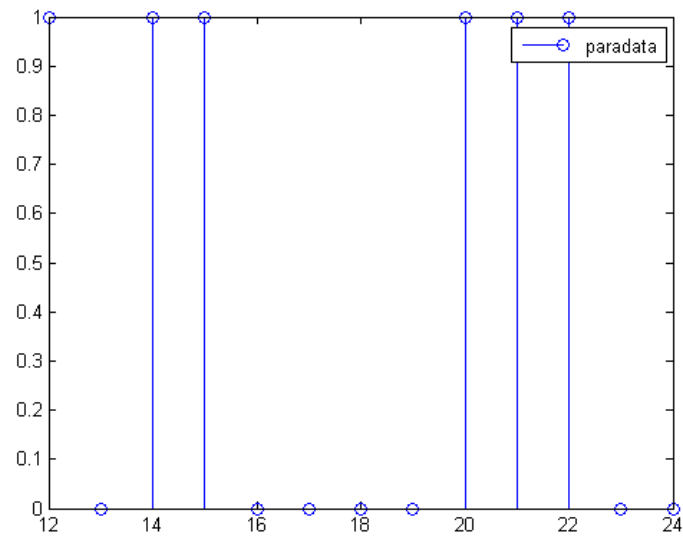


Рисунок 3.10 – Епюри сигналу у другому субканалі

Отримані послідовності для кожного з субканалів виступають тепер вхідними даними для підпрограми **qpskmod.m**, яка формує модулюючі символи згідно з фазовим сузір'ям методу QPSK. Утворені модулюючі символи за допомогою підпрограми **crmapping.m** формують умовні спектри для блоку IFFT.

Згідно з технічним завданням необхідно реалізувати 52 паралельних субканалів. Оскільки алгоритми дискретного перетворення Фур'є максимально ефективні, якщо розмір перетворення кратний степені числа 2, то для моделі реалізується $2^6 = 64 > 52$ – 64 – перетворення Фур'є. Незадіяні субканали, а це згідно з рисунком 3.11, канал нульової частоти (постійна складова) і канали з номерами 27 ... 37 відповідають нульовим коефіцієнтам у системі рівнянь, яка характеризує зворотне перетворення Фур'є.

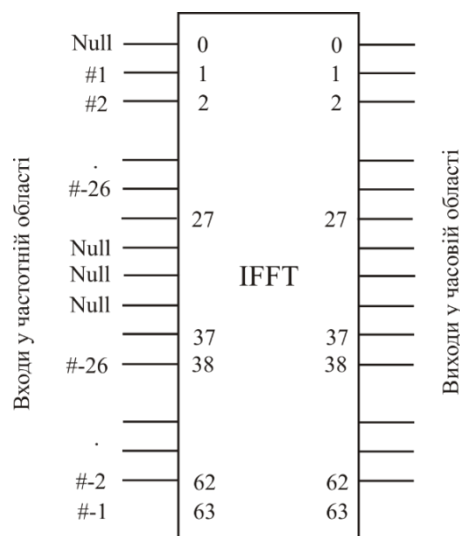


Рисунок 3.11 – Структура блоку IFFT

Відповідні “умовні спектри” як результат роботи підпрограм **qpskmod.m**, **crmapping.m** (сигнали I- та Q-каналів, які відповідають реальній та уявній складовим комплексного IFFT) зображені на рисунках 3.12, 3.13.

Для реалізації IFFT в моделі використовується вбудована функція Matlab `ifft`. Оскільки у MatLab IFFT виконується у комплексній формі, то виділяючи реальну і уявну складові на виході блоку можна отримати синфазну і квадратурну складові результуючого OFDM сигналу у часовій області як результат додавання 52 коефіцієнтів на 52 ортогональних піднесучих.

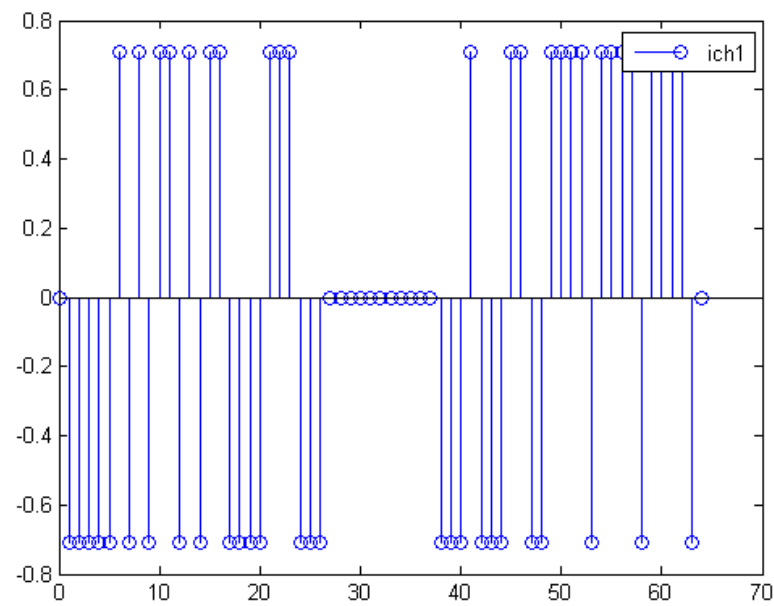


Рисунок 3.12 – Модуючі символи (синфазна складова для 52 піднесучих)

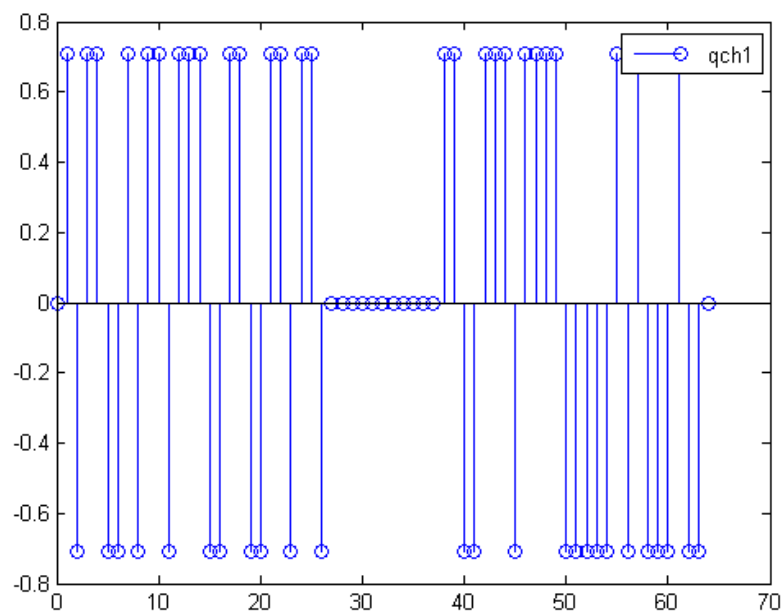


Рисунок 3.13 – Модуючі символи
(квадратурна складова для 52 піднесучих)

На рисунках 3.14, 3.15 продемонстровано вихідні сигнали блоку IFFT у часовій області для шести OFDM символів, (реальна та уявна складові

зворотного перетворення). Оскільки на один символ приходить 64 вибірки – розмір перетворення Фур’є, то кількість відліків для пакету з 6 символів на обох епюрах рівняється $\text{fftlen} * \text{nd} = 64 * 6 = 384$.

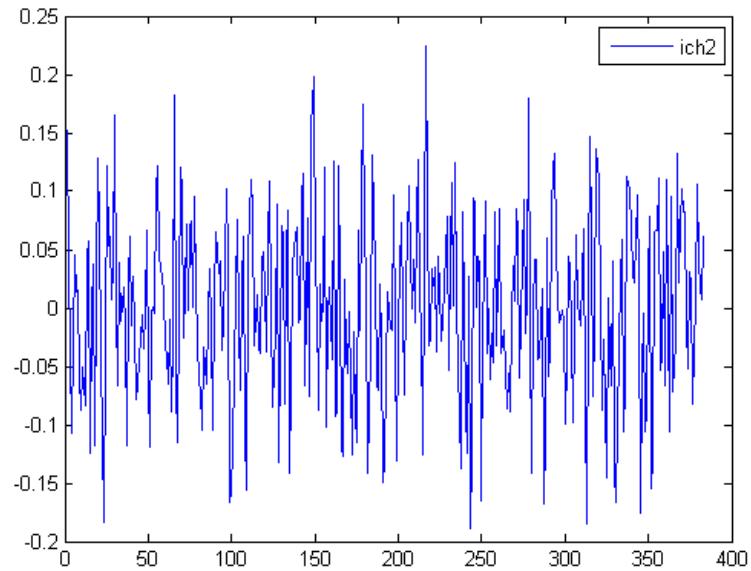


Рисунок 3.14 – Реальна складова вихідного сигналу блоку IFFT

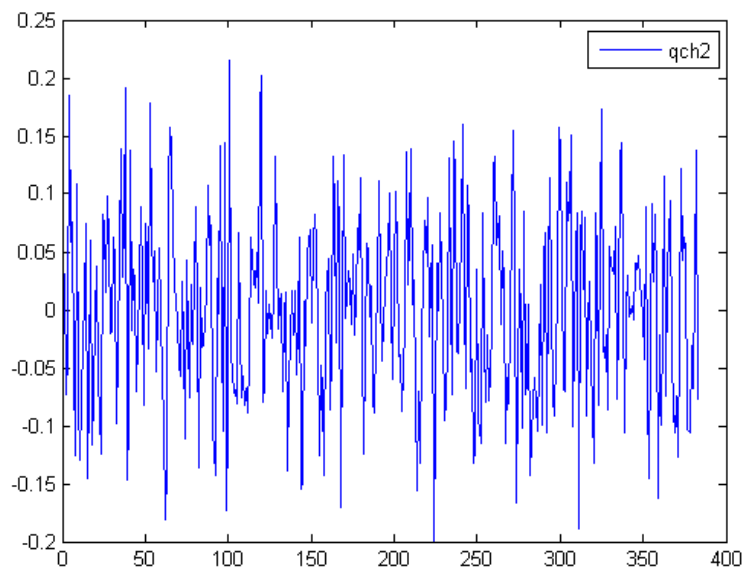


Рисунок 3.15 – Уявна складова вихідного сигналу блоку IFFT

Відповідні епюри у часовій області для одного символу наведені на рисунках 3.16, 3.17.

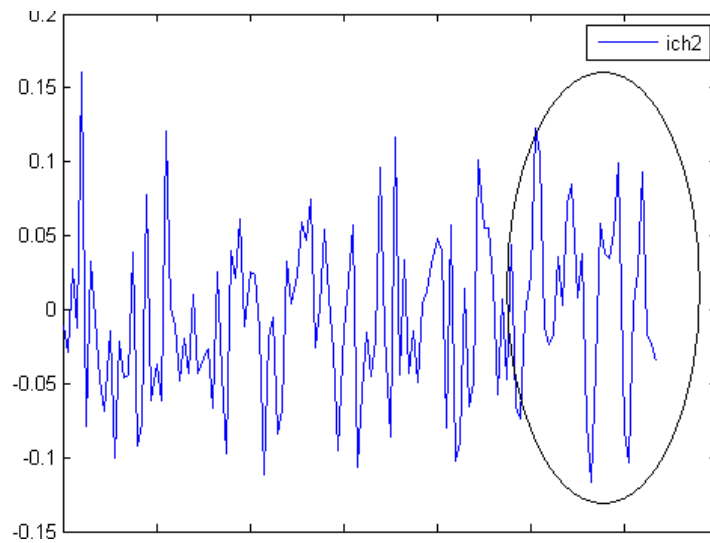


Рисунок 3.16 – Результат зворотного перетворення Фур'є для реальної частини одного OFDM символу

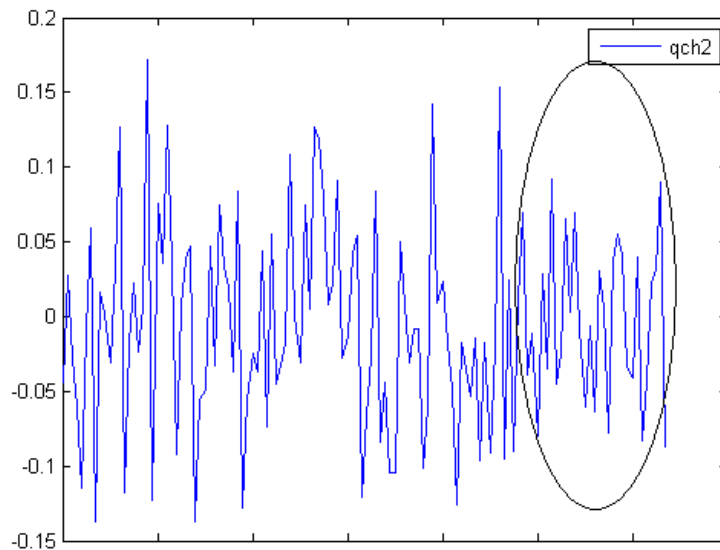


Рисунок 3.17 – Результат зворотного перетворення Фур'є для уявної частини одного OFDM символу

Кільцем на кожній з епюр виділені останні $1/4 \cdot 32 = 8$ вибірок, які за допомогою підпрограми `giins.m` копіюються і додаються до входу символу, формуючи циклічний префікс для кожного з квадратурних каналів (рис. 3.18, 3.19).

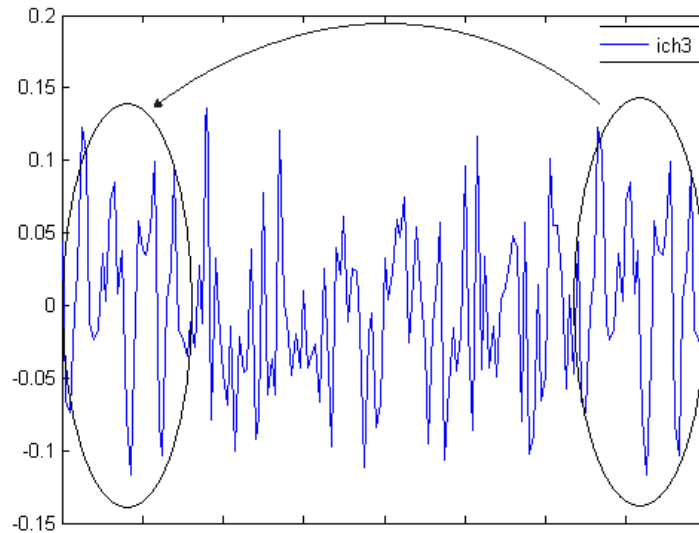


Рисунок 3.18 – Формування циклічного префіксу для реальної частини одного OFDM символу

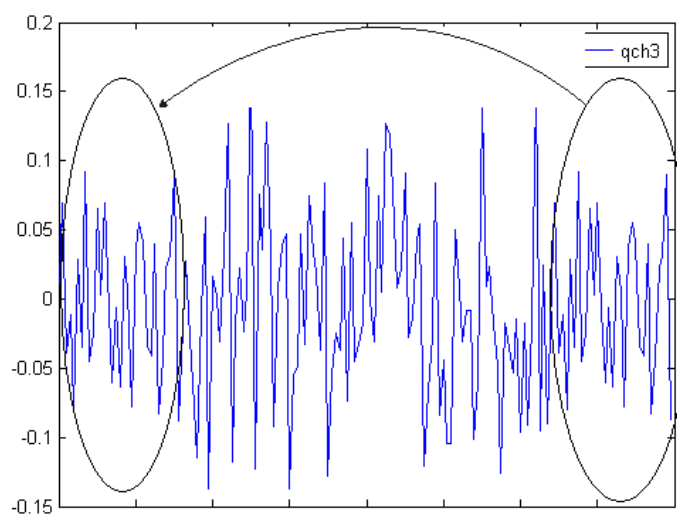


Рисунок 3.19 – Додавання захисного інтервалу для уявної частини одного OFDM символу

В результаті повна довжина одного символу після додавання захисного інтервалу становить вже $64 + 16 = 80$ відліків.

Остаточно, результуючий сигнал у часовій області для синфазної та квадратурної складових пакету OFDM зображено на рисунках 3.20, 3.21.

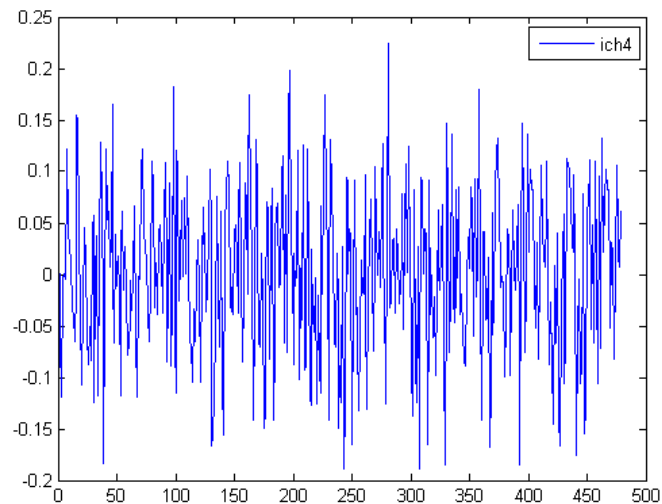


Рисунок 3.20 – Вихідний сигнал I- каналу модулятора
з урахуванням циклічного префіксу

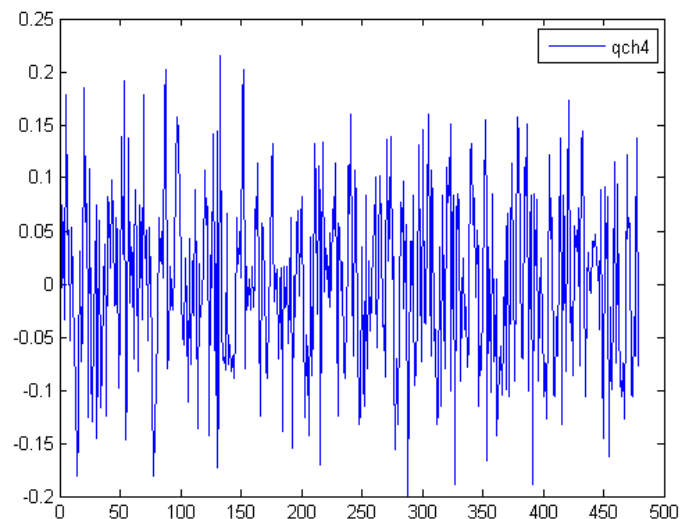


Рисунок 3.21 – Вихідний сигнал Q- каналу модулятора
з урахуванням циклічного префіксу

Тобто, введення захисних інтервалів у кожному з 6 OFDM символів призвело до збільшення кількості відліків до $(64 + 16) \cdot 6 = 480$.

Цей сигнал розглядається як вихідний сигнал тракту передавача для запропонованої моделі, який далі передається через еквівалентний фільтр, що моделює безпосередньо безпроводний канал зв'язку.

Оскільки на першому етапі симуляції розглядаються тільки системи з обмеженим значенням сигнал/шум (без федінгу), то до вихідного сигналу передавача необхідно додати шум, рівень якого визначається заданим відношенням E_b/N_0 .

На підставі аналізу, проведеному у параграфі 2.1, потужність шуму можна визначити з рівняння (2.6):

$$P_{\text{ш}} = \frac{P_c}{R} \cdot \frac{W}{E_b/N_0} \quad , \quad (3.1)$$

Відношення E_b/N_0 задається звичайно у децибелах і (3.1) доцільно подати як:

$$P_{\text{ш}} = \frac{P_c}{R} \cdot \frac{W}{10^{\frac{E_b/N_0}{10}}} \quad . \quad (3.2)$$

Тоді, припускаючи, що шум в I та Q каналах модулятора розподілений однаково, напругу шуму, яку необхідно додавати до сигналу у синфазному і квадратурному каналах модулятора (змінна $attn$), можна визначити як:

$$attn = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot P_{\text{ш}}} \quad . \quad (3.3)$$

Такий алгоритм симуляції AWGN каналу реалізується підпрограмою `comb.m` і детально проаналізовано у [], [].

Першою операцією, яку необхідно виконати в моделі на приймальному боці, є видалення з кожного прийнятого OFDM символу тривалістю 80 вибірок початкові 16 вибірок циклічного префіксу. Цей механізм реалізовано у підпрограмі **girem.m**.

Тоді епюри прийнятих пакетів без циклічного префіксу представлені на рисунках 3.22, 3.23. Тривалість пакету знову складає початкові $64 \cdot 6 = 384$ вибірки.

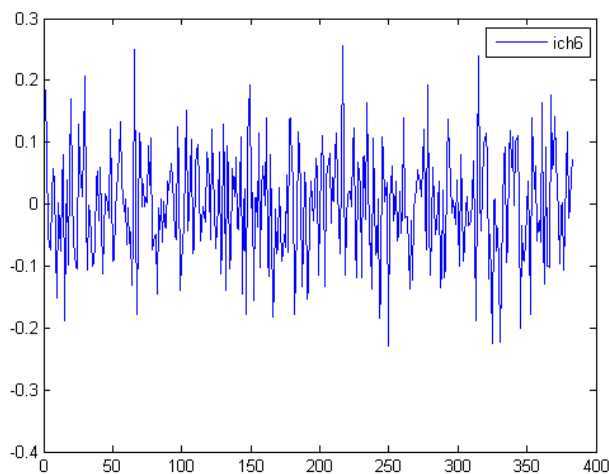


Рисунок 3.22 – Прийнятий OFDM сигнал І-каналу
після вилучення циклічного префіксу

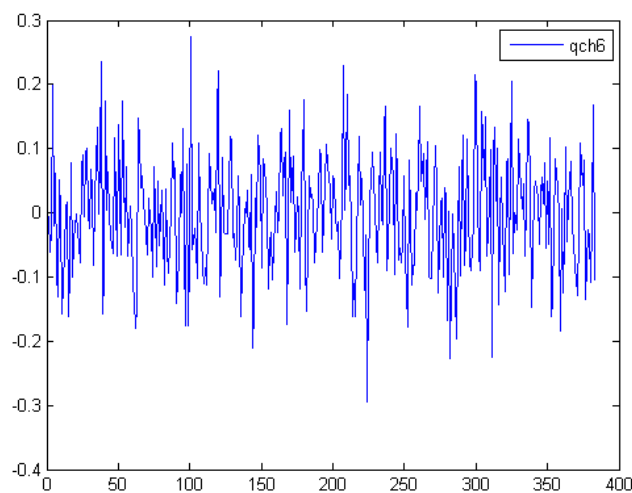


Рисунок 3.23 – Прийнятий OFDM сигнал Q-каналу
після вилучення циклічного префіксу

Тепер для формування демодульованих символів на кожній ортогональній піднесучій необхідно застосувати блок прямого перетворення Фур'є (fft – вбудована функція MftLab). Для виділення демодульованих символів на виході 52 ортогональних субканалів з можливих 64 виходів блоку FFT застосовується підпрограма `stdemapping.m`. Відповідно результат моделювання демодульованих піднесучих набуває такого виду (рис. 3.24, 3.25):

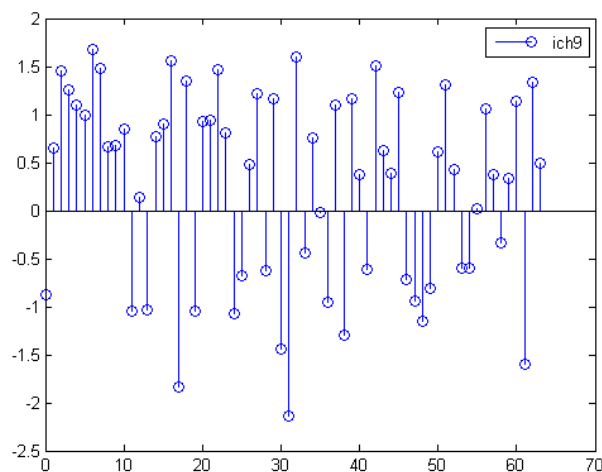


Рисунок 3.24 – Набір демультимплексованих піднесучих І-каналу

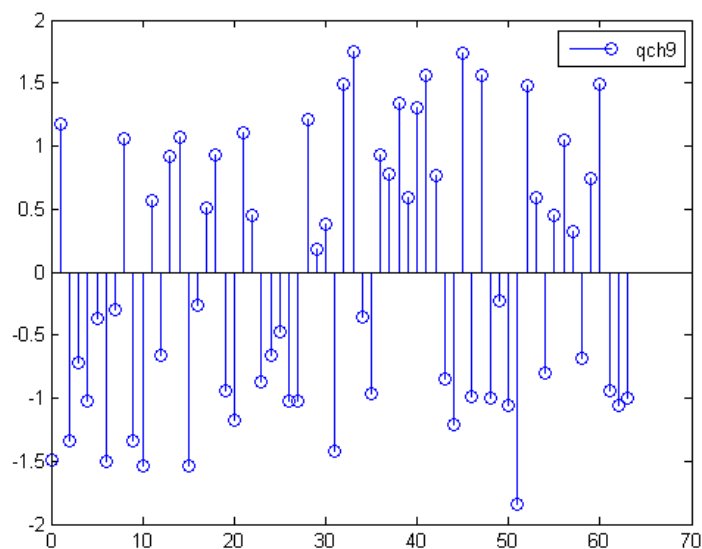


Рисунок 3.24 – Набір демультимплексированих піднесучих Q-каналу

Тепер для отриманих квадратурних складових кожного з 52 паралельних субканалів необхідно реалізувати демодуляцію відповідно до алгоритму методу QPSK, що забезпечується підпрограмою **qpskdemod.m**.

Практично на цьому етапі симуляції сформовані демодульовані сигнали для 52 паралельних субканалів. Тепер останньою процедурою безпосередньо методу OFDM є конвертація 52 низькошвидкісних каналів до послідовного високошвидкісного потоку, який теоретично відповідає поновленому початковому потоку. Для формування цього потоку застосовується оператор **reshape**.

Вивід результатів моделювання передбачено у двох варіантах. Для першого варіанту формується вивід епюр в усіх важливих з точки зору обробки сигналу вузлах моделі, що продемонстровано у тексті пояснювальної записки. Також у цьому варіанті реалізується формування фазового сузір'я для заданого значення відношення E_b/N_0 .

Так, на рисунках 3.25, 3.26, 3.27 представлені результуючі фазові сузір'я або діаграми фазових переходів як результат суперпозиції 52 паралельних каналів при значеннях $E_b/N_0 = 30$ дБ, $E_b/N_0 = 15$ дБ і $E_b/N_0 = 5$ дБ.

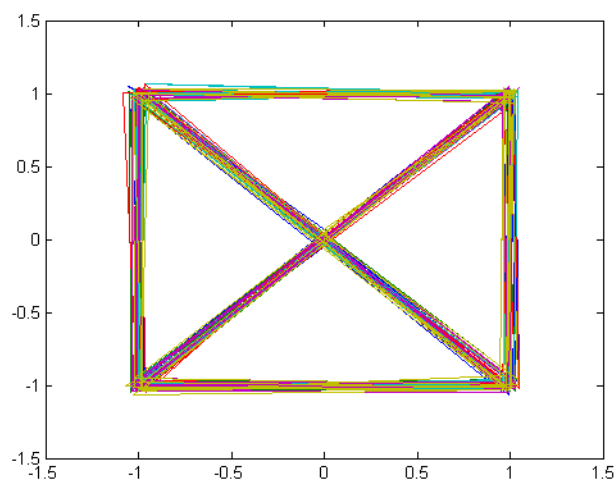


Рисунок 3.25 – Фазове сузір'я при значенні $E_b/N_0 = 30$ дБ (AWGN канал)

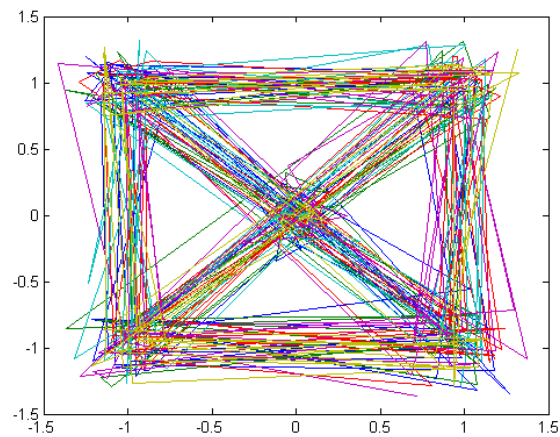


Рисунок 3.26 – Діаграми фазових переходів при значенні $E_b/N_0 = 15$ дБ (AWGN канал)

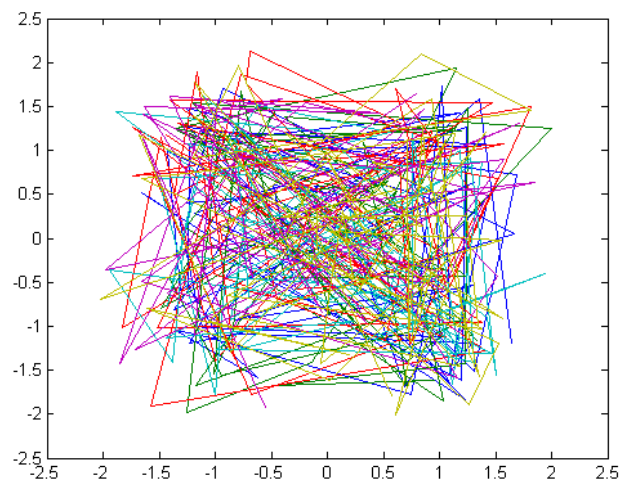


Рисунок 3.27 – Діаграми фазових переходів при значенні $E_b/N_0 = 5$ дБ (AWGN канал)

Очевидно, що отримані фазові сузір'я наочно відображують вплив білого шуму на якість зв'язку для систем з обмеженим значенням сигнал/шум.

Поновлення демодульованого високошвидкісного потоку дозволяє провести оцінку значення BER. Для цього передбачено другий варіант

основної програми, в якому передбачено додатковий цикл моделювання у визначеному діапазоні змін відношень E_b/N_0 .

Відповідно, для кожного значення E_b/N_0 проводиться порівняння бітів, що стоять на одній і тій же позиції у початковому і поновленому цифрових потоках. Таким чином визначається кількість помилково прийнятих бітів для однієї реалізації. Далі проводиться усереднення по усім реалізаціям випадкового процесу, чисельність яких задається в основній програмі і визначається коефіцієнт BER як відношення помилкових бітів до загальної кількості бітів переданих через канал.

Результат моделювання представлено на рисунку 3.28.

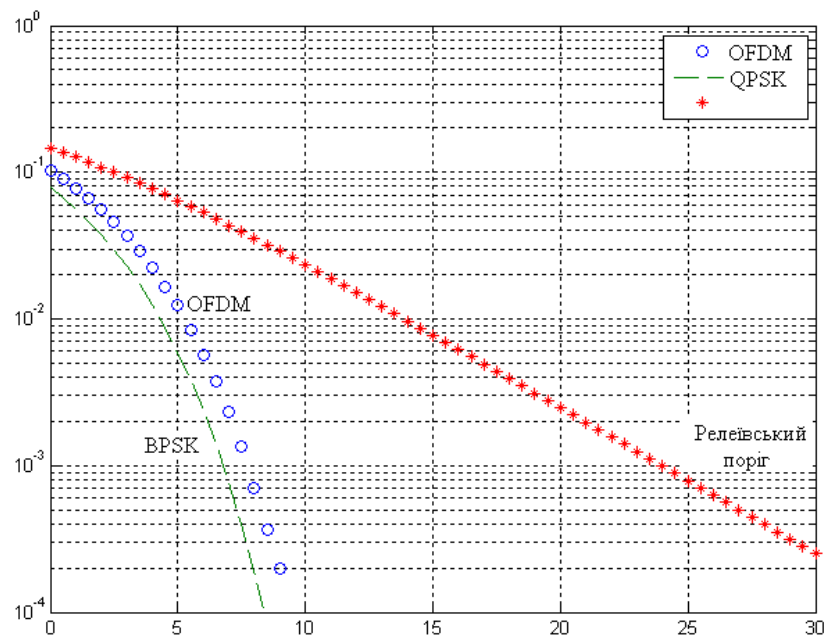


Рисунок 3.28 – Залежність BER від відношення E_b/N_0

Як опорні залежності на рисунку 3.28 використані теоретична залежність для гаусівського каналу при звичайній одночастотній передачі (методи модуляції BPSK і QPSK, які згідно з () збігаються за значеннями) і крива релеївського порогу, яка характерна методу QPSK в умовах частотно-неселективних завмирань.

3.2 Модель каналу зв'язку з використанням OFDM і наявністю релеївських завмирань

Відповідно до висновків параграфу 2.3 і запропонованої моделі завадової обстановки (рис. 2.7) другим варіантом моделювання виступає канал з релеївськими завмираннями. При цьому в моделі необхідно відобразити як ефект часової дисперсії, так і часову варіабельність каналу зв'язку через доплерівське розсіювання. Програмна модель наслідків ефекту багатопроменевого розповсюдження, яку будемо використовувати під час моделювання, запропонована у [2].

При цьому, на першому етапі моделювання використовується програмна модель каналу, що використовувалася у параграфі 3.1. і ускладнення програмної моделі відбувається саме через додавання до каналу часової дисперсії і доплерівського розсіювання. На другому етапі моделювання базова модель ускладнюється введенням так званих, пілот-сигналів, які вводяться для більш ефективної боротьби із завмираннями у каналі зв'язку (рис. 3.29).

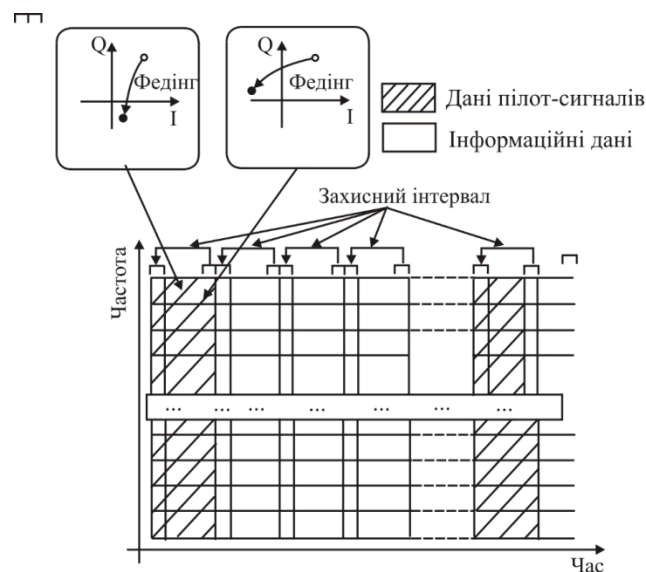


Рисунок 3.29 – Застосування пілот-сигналів у пакеті OFDM

Пілот-сигнали, це спеціальні символи які не несуть інформації, а вставляються до OFDM пакету через фіксовані часові інтервали.

Як відзначалося, для цього варіанту заводової обстановки і реалізації методу OFDM також використовується базова програмна модель, яка детально розглянута у параграфі 3.1.

Основні вихідні дані для моделювання тотожні варіанту моделювання систем з обмеженим значенням сигнал/шум (параграф 3.1): кількість ортогональних каналів 52, вид модуляції у субканалах – QPSK, довжина захисного інтервалу $1/4$ від тривалості інформаційного OFDM символу.

Структура пакету OFDM згідно з технічним завданням зображена на рисунку 3.30.

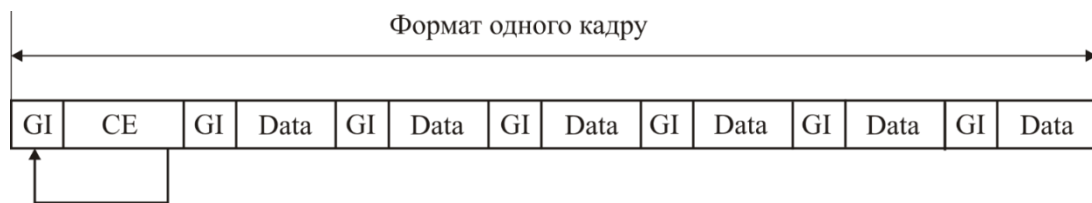


Рисунок 3.30 – Формат пакету OFDM

для моделі системи зв'язку з використанням пілот-сигналів

З аналізу рисунку 3.30 виходить, що один пакет OFDM умовно поділено на дві частини: оціночну та інформаційну. До інформаційної частини входять шість інформаційних OFDM символів, кожен з яких включає захисний інтервал GI (циклічний префікс) на початку символу та інформаційну частину Data.

Оціночна частина позначена через CE (Channel-Estimation) і для даного пакету містить один CE символ, який включено перед інформаційними OFDM символами.

Саме за допомогою CE символу відбувається оцінка відхилення амплітуди і фази прийнятого символу від заданих параметрів пілот-сигналу.

За визначеним математичним алгоритмом в результаті порівняння СЕ символу і пілот-сигналу реалізується компенсація завмирань і спотворень через федінг для наступних шости символів OFDM. Для першого варіанту моделювання використовуються той же самий набір підпрограм, що використовувався у попередньому варіанті моделювання.

Зміна відбувається тільки в головній програмі `ofdm_f`, через введення параметрів федінгу. Так, часова дисперсія вводиться через нормалізований час затримки відповідної хвилі $i\tau_{au}$, початкову фазу $th1$ затриманої хвилі та її середню потужність. Доплерівське розсіювання задається частотою Доплера f_d та кількістю хвиль необхідних для ефективного проявлення доплерівського розсіювання ($n0 = 6$).

Характер завмирань частотно-селективні або частотно-неселективні – задається змінною `flat`. Для значення `flat = 1` до каналу додаються частотно-неселективні амплітудні або повільні завмирання, у випадку `flat = 1` канал характеризується частотно-селективними і швидкими завмираннями.

В головній програмі це відображено наступним блоком:

```
%*****Fading initialization*****
tstp =1/sr/(fftleng+gilen);      % Time resolution
itau=[0];                        % Arrival time
dlvl =[0];                       % Mean power for each multipath
th1=[0.0];                       % Initial phase of delayed wave
    n0 =6;                        % Number of waves to generate fading
itnd1=[1000];                    % Set fading counter
nowl =1;                         % Number of direct wave+delayed wave
fd =150;                         % Maximum Doppler frequency
flat=0;                          % Flat or not
itnd0=nd*(fftleng+gilen)*20;    % Number of fading counter
```

Програмний алгоритм моделі каналу для нової заводової обстановки і методу OFDM з пілот-сигналами зображено на рис.3.31.

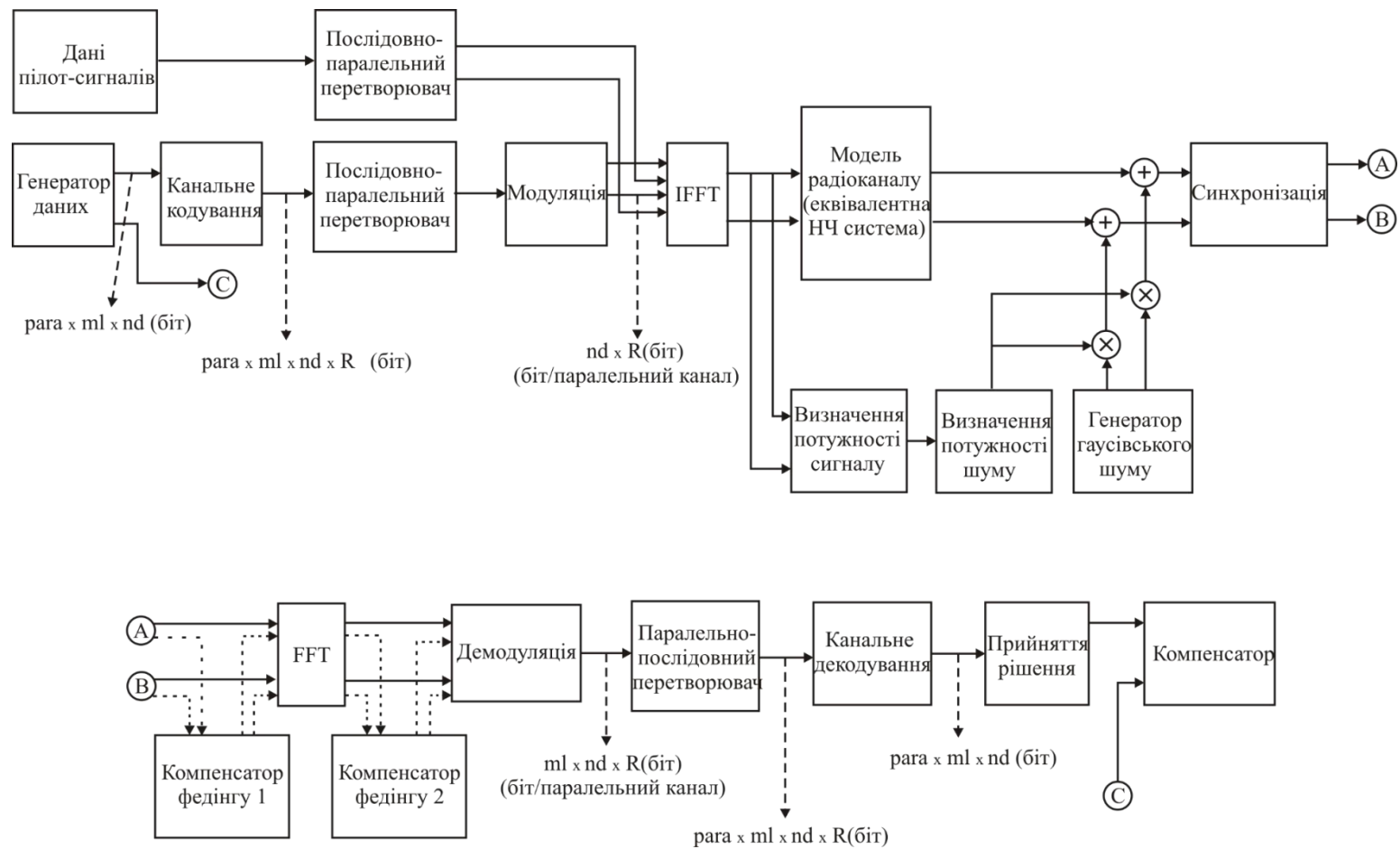


Рисунок 3.31 – Блок-схема моделі каналу зв'язку з використанням методу OFDM

Повна програмна модель містить головну програму **ofdm_f** і набір підпрограм **crmapping.m**, **crdemapping.m**, **qpskmod.m**, **qpskdemod.m**, **giins.m**, **girem.m**, **comb2.m**. а також додаткові підпрограми **fade.m**, **sefade.m**, **delay.m**, які реалізують додавання до каналу сигналів з релеївською обвідною.

Частота Доплера за завданням змінюється у межах 50...300 Гц. Максимальне значення частоти Доплера для даного варіанту прийнято рівним 150 Гц. Результати моделювання, за умови, що у каналі присутні тільки повільні завмирання через ефект Доплера та амплітудні завмирання (максимальний час затримки для затриманих хвиль менший за довжину захисного інтервалу) представлені на рисунку 3.32.

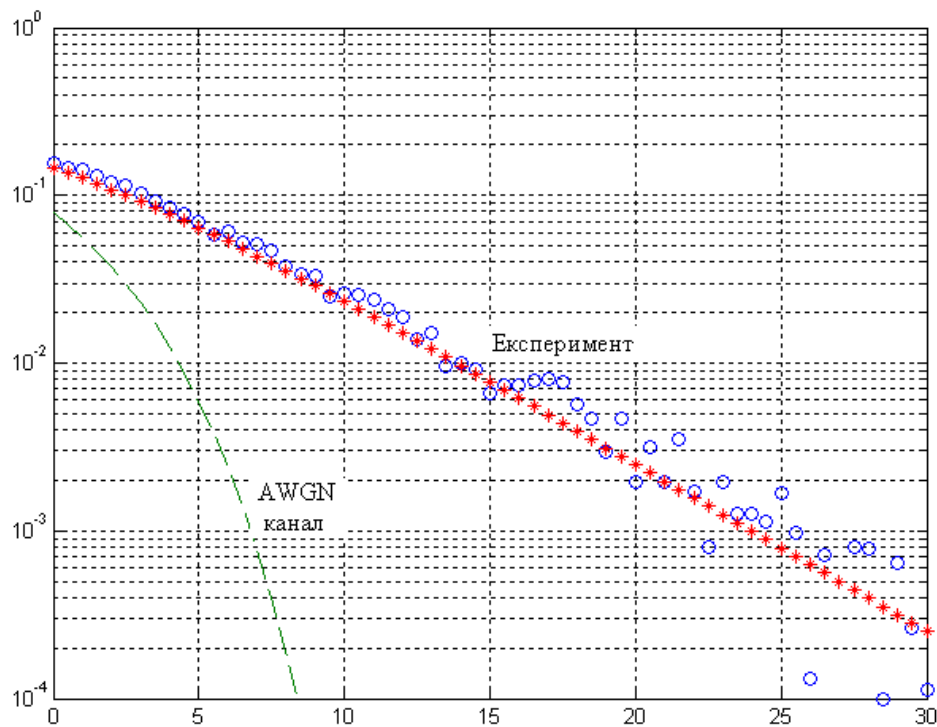


Рисунок 3.32 – Залежність BER від відношення E_b/N_0 для каналу в умовах частотно-неселективних завмирань

Результати моделювання свідчать, що при великих значеннях E_b/N_0 результати дещо відрізняються від теоретичної залежності релеївського порогу при одночастотному способу передачі і більш точно описуються виразом (2.13):

$$P_e = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{1+\Gamma}} \right).$$

Результати моделювання для каналу у якому проявляються як амплітудні, так і фазові флуктуації – швидкі або частотно-селективні завмирання сигналу у точці прийому наведені на рисунку 3.33.

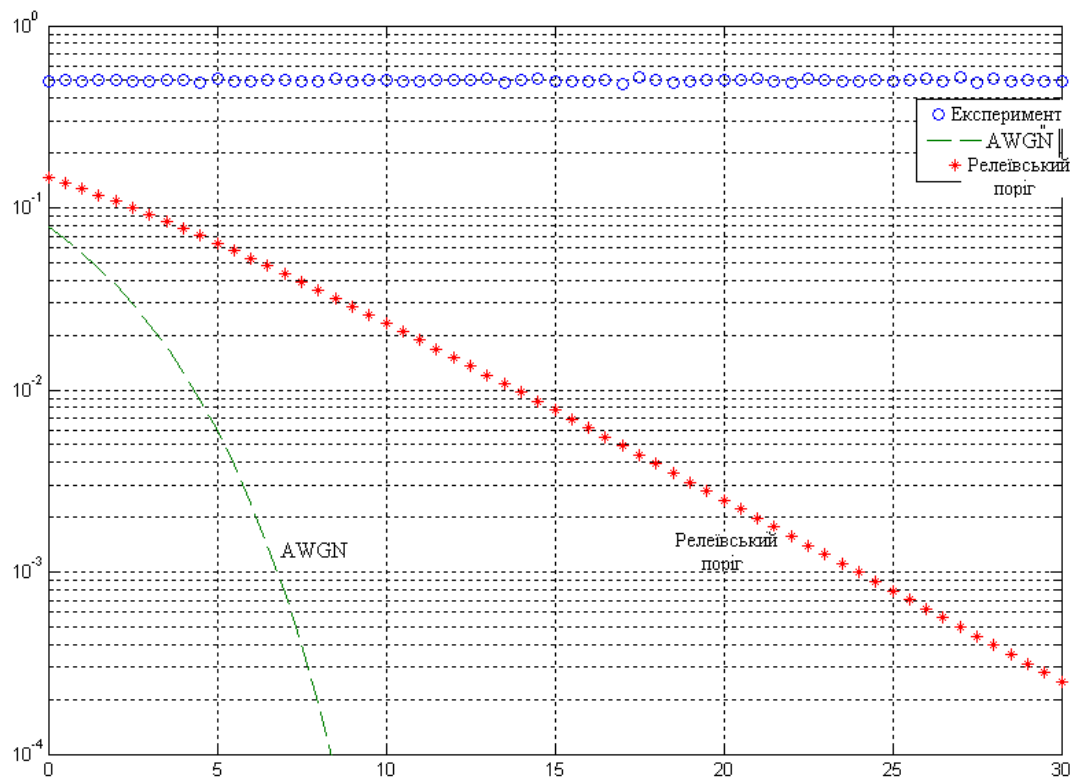


Рисунок 3.33 – Залежність BER від відношення E_b/N_0 у каналі з швидкими завмираннями доплерівського розсіювання

Результати моделювання свідчать, що для даного варіанту метод OFDM не забезпечує достовірну передачу інформації навіть при нереальному збільшенні значення E_b/N_0 .

Наочною ілюстрацією такої ситуації можуть виступати отримані в результаті моделювання фазові сузір'я при значенні доплерівського розсіювання 300 Гц (рис. 3.34, 3.35).

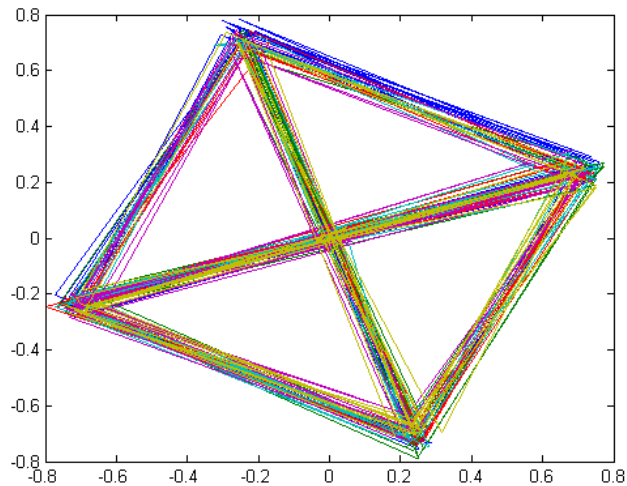


Рисунок 3.34 – Фазове сузір'я при значенні відношення $E_b/N_0 = 30$ дБ
(доплерівський зсув 300 Гц)

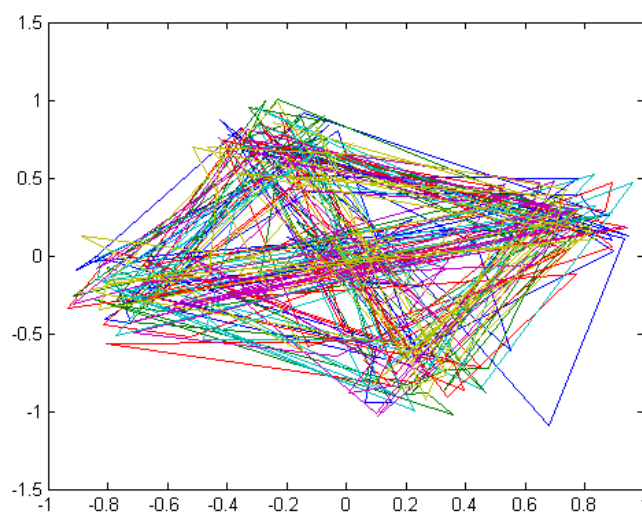


Рисунок 3.35 – Фазове сузір'я при значенні відношення $E_b/N_0=15$ дБ
(доплерівський зсув 300 Гц)

З представлених епюр виходить, що за таких умов відбувається розгортання фазового сузір'я практично на 90° , що унеможливорює можливість поновлення початкового інформаційного потоку.

Одним з рішень, яке підвищує ефективність боротьби із завмираннями у каналі з використанням OFDM є саме застосування пілот-сигналів за алгоритмом розглянутим вище.

3.3 Характеристики каналу зв'язку з використанням OFDM в умовах завади по основному каналу прийому

У цьому параграфі розглянемо енергетичні характеристики каналу зв'язку в умовах завади по основному каналу прийому. При цьому як завадовий сигнал (інтерференційний шум) будемо вважати інші OFDM системи з використанням пілот-сигналів. Тобто задачею на цьому етапі моделювання є визначення залежності BER від відношення сигнал/завада (CIR).

Порівняно з раніше розглянутими у параграфах 3.1, 3.2 моделями, у даному варіанті моделювання модернізації також підлягає головна програма `ofdm_ci.`, при цьому структура базової в головному залишається незмінною. Задіюються усі підпрограми, що використовувалися (**`crmapping.m`**, **`crdemapping.m`**, **`qpskmod.m`**, **`qpskdemod.m`**, **`giins.m`**, **`girem.m`**, **`comb2.m`**, **`fade.m`**, **`sefade.m`**, **`delay.m`**) і додається ще додаткова підпрограма **`interwave.m`**, яка формує сигнал завади по основному каналу прийому.

Оскільки для цього варіанту моделювання, в першу чергу, ставиться задача дослідження впливу саме завадового сигналу, то відношення E_b/N_0 задано дуже великим (практично нескінченим – $E_b/N_0 = 1000$ дБ). Також в основному каналі параметри федінгу задані з умови відсутності частотно-селективних завмирань, а присутні повільні завмирання через доплерівське розсіювання.

Відповідно блоки завдання параметрів на моделювання і параметрів федингу набувають такого виду:

```

sr=250000;           % Symbol rate
ml=2;               % Modulation level: QPSK
br=sr.*ml;          % Bit rate per carrier
para=52;            %number of parallel channel
noc=53;             % Number of carrier
fftl=64;            % FFT length
gilen=16;           % Length of guard interval
nd=6;               % Number of OFDM symbol for one loop
knd=1;              % Number of CE OFDM symbol
ebn0=1000;          % ebn0: Rb/N0
%*****Fading initialization*****
tstp =1/sr/(fftl+gilen); % Time resolution
itau=[0];          % Arrival time
dlvl =[0];         % Mean power for each multipath
th1=[0.0];        % Initial phase of delayed wave

n0 =6;             % Number of waves to generate fading
itnd1=[1000];      % Set fading counter
nowl =1;           % Number of direct wave+delayed wave
fd =150;           % Maximum Doppler frequency
flat=0;            % Flat or not
itnd0=nd*(fftl+gilen)*20; % Number of fading counter
%*****End of fading initialization*****

```

Далі в основній програмі визначаються параметри, які характеризують завадовий сигнал, зокрема відношення сигнал/шум і параметри незалежної релеївської обвідної.

```

% *****interference wave initialization*****
ci=10;          % C/I ratio
ml2=2;          % modulation level
itau2=[0];
divl2=[0];
no2=[6];
th2=[0.0];
itnd2=[10000+floor(rand(1)*10)*1000];
now2=[1];
fd2=fd;
flat2=0;
% Number of fading counter to skip
itnd02=nd*(fftlen+gilen)*300;

```

Параметри федінгу для завадового сигналу зберігаються у матриці fadingpara:

```

% store all parameters in one matrix "fadingpara"
fadingpara=zeros(8, length(itau2));
fadingpara(1, :)=itau2;
fadingpara(2, :)=dlvl2;
fadingpara(3, :)=n02;
fadingpara(4, :)=th2;
fadingpara(5, :)=itnd2;
fadingpara(6, :)=now2;
fadingpara(7, :)=fd2;
fadingpara(8, :)=flat2;

```

Далі за допомогою підпрограми **interwave.m** і матриці “fadingpara” відбувається генерація завадового сигналу і його додавання до корисного сигналу:

```
%%% interference wave addition
% interference
[iintv,qintv]=interwave(ci, spow, ml2, length (ich4), tstp, fadingpara);
itnd2=itnd2+itnd02;
ich4=ich4+iintv;
qch4=qch4+qintv;
```

Як відзначалося, моделювання завадового сигналу реалізовано підпрограмі **interwave.m**. У цій підпрограмі формується OFDM сигнал тотожний за основними параметрами OFDM сигналу основного каналу, але потужність якого визначається заданим значенням відношення сигнал/завада. При цьому самі дані і спотворення сигналів через дію федінгу (реалізації випадкового процесу) різні для корисного і завадового сигналів.

Повні лістинги головної програми і підпрограми **interwave.m** наведені у додатку В.

Тепер змінюючи значення відношення сигнал/завада можна отримати графічні залежності у вигляді $BER = f(CIR)$. Результати моделювання при різних значеннях сигнал/завада представлені на рисунку 3.36.

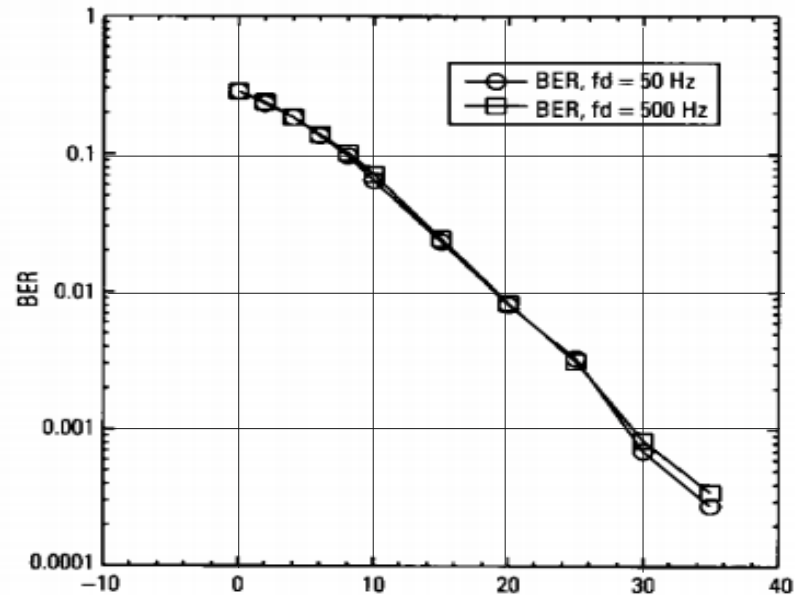


Рисунок 3.36 – Залежність BER від відношення сигнал/завада

Характеристики за результатами моделювання якісно повторюють функціональні залежності $BER = f(E_b/N_0)$, що отримані за таких же умов. Дійсно в [1] стверджується, що в каналах з релієвськими завмираннями вплив релієвських завад і шуму на характеристики BER практично однаковий.

ВИСНОВКИ

В магістерській роботі проведені дослідження каналу зв'язку з використанням мультиплексування з ортогонально-частотним розділенням каналі (OFDM) для різних завадових обставин.

Основною метою роботи було дослідження енергетичних характеристик системи зв'язку на базі адекватної програмної моделі як модему OFDM сигналу так і еквівалентного низькочастотного каналу передачі.

Дослідження проводились за допомогою програмного забезпечення середовища MatLab.

Основні результати магістерської роботи:

а) проведено ґрунтовний аналіз принципів формування OFDM сигналу і з запропонована проста модель модема OFDM з можливістю подальшого впровадження до навчального процесу;

б) досліджені процеси у часовій і частотній областях під час цифрового синтезу OFDM сигналу;

в) досліджені види завад у телекомунікаційних системах і запропоновані методи їх моделювання;

г) енергетичні характеристики каналів зв'язку як функціональні залежності $BER = f(E_b/N_0)$ і $BER = f(C/I)$ якісно описуються подібними виразами.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Феер К. Беспроводная цифровая связь [Текст] / К. Феер. – М.: Радио и связь, 2000. – 519 с.
2. Harada H. Simulation and software radio for mobile telecommunications [Text] / H. Harada, R. Prasad. – Artech House, 2003. – 465 p.
3. Nee R.V. OFDM Wireless Multimedia Communications [Text] / R.V. Nee, R. Prasad. – Artech House, 2000. – 465 p.
4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] / Б. Скляр. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с.
5. Бабак В.П. Обробка сигналів у радіоканалах цифрових систем передавання інформації [Текст] / В.П. Бабак, Т.М. Наритник, Ю.В. Куц, В.Я. Казимиренко. – К.: Книжкове вид-во НАУ, 2005. – 476 с.
6. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб.пособие – 3-е издание [Текст] / А.Б. Сергиенко. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 768 с.
7. Солонина А.И. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB [Текст] / А.И. Солонина, С.М. Арбузов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2008. – 816 с.
8. Acosta G. OFDM simulation using MatLab [Text] / G. Acosta. – Smart Antenna Research Laboratory, 2000. – 17 p.
9. Кабак В.С. Функціональні пристрої телефонів мобільного зв'язку: навчальний посібник [Текст] / В.С. Кабак, Р.В. Уваров. – Запоріжжя, 2007. – 375 с.
10. Кабак В.С. Методичні вказівки для виконання лабораторного практикуму з дисципліни «Широкопasmові технології. Частина 3» [Текст] / В.С. Кабак. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2019. – 64 с.
11. Кабак В.С. Методичні вказівки для виконання лабораторного практикуму з дисципліни «Широкопasmові технології. Частина 4» [Текст] / – Запоріжжя: ЗНТУ, 2019. – 60 с.

12. Кабак В.С. Методичні вказівки для виконання лабораторного практикуму з дисципліни «Широкосмугові технології. Частина 5» [Текст] / – Запоріжжя: ЗНТУ, 2019. – 60 с.

ДОДАТОК А

Повний лістинг програм для моделювання каналу зв'язку
з використанням OFDM

```
% ofdm.m
% Simulation program to realize OFDM transmission system
% *****Preparation part*****
para=52;           %number of parallel channel
fftlen=64;         % FFT length
noc=53;            % Number of carrier
nd=6;              % Number of OFDM symbol for one loop
ml=2;              % Modulation level: QPSK
sr=250000;         % Symbol rate
br=sr.*ml;         % Bit rate per carrier
gilen=16;          % Length of guard interval
ebn0=30;           % ebn0: Eb/N0
% *****Fading initialization
% time resolution
tstp=1/sr/(fftlen+gilen);
% direct wave
itau=[0];
dlvl=[0];
% Number of waves
no=[6];
th1=[0.0];
% Initial value of fading counter
itnd1=[1000];
nowl=1;
% Number of fading counter to skip
```

```

itnd0=nd*(fftlent+gilen)*20;

fd=150;
flat=0;

%*****

% *****main loop part*****

nloop=100;      % Number of simulation loops
noe=0;          % Number of error data
nod=0;          % Number of transmitted data
eop=0;          % Number of error packets
nop=0;          % Number of transmitted packets

%ebn0_array=0:0.5:30;
%ber_array=zeros(length(ebn0_array),1);
%ber_array_theory=zeros(length(ebn0_array),1);
% for ebn0_loop=1:length(ebn0_array)
%     %ebn0=ebn0_array(ebn0_loop);
for iii=1:nloop
%*****transmitter*****

%*****Data generation*****

seldata=rand(1,para*nd*ml)>0.5;

%*****Serial to parallel conversion*****

paradata=reshape(seldata, para, nd*ml);

%*****QPSK modulation*****

[ich, qch]=qpskmod(paradata,para,nd,ml);
kmod=1/sqrt(2);
ich=ich.*kmod;
qch=qch.*kmod;

%*****Data Mapping DC=0*****

[ich1, qch1]=crmapping(ich,qch,fftlent,nd);

%*****IFFT*****

```

```

x=ich1+qch1.*i;
y=ifft(x);      % ifft : built in function
ich2=real(y);    % real : built in function
qch2=imag(y);    % imag : built in function
%*****Guard interval insertion*****
fftlens2= fftlen+gilen;
[ich4,qch4]=giins(ich2, qch2,fftlens,gilen,nd);
%*****Attenuation Calculation*****
spow=sum(ich4.^2+qch4.^2)/nd./para;
attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10);
attn=sqrt(attn);
%*****Receiver*****
[ifade,qfade,ramp,rcos,rsin]=sefade (ich4,qch4, itau, dlvl,th1,no,itnd1,...
nowl, length(ich4), tstp, fd, flat);
        itnd1=itnd1+itnd0;

ich4=ifade;
qch4=qfade;
%*****AWGN addition*****
[ich5,qch5]=comb(ich4,qch4,attn);
%*****1 path Relay perfect compensation*****
%ifade2=1./ramp.*(rcos(1,:).*ich5+rsin(1,:).*qch5);
%qfade2=1./ramp.*(-rsin(1,:).*ich5+rcos(1,:).*qch5);
%ich5= ifade2;
%qch5= qfade2;
%*****Guard interval removal*****
[ich6, qch6]=girem(ich5, qch5,fftlens2,gilen,nd);
%*****FFT*****
rx=ich6+qch6.*i;
ry=fft(rx);
ich7=real(ry);

```

```

qch7=imag(ry);
%*****Demodulation*****
[ich8,qch8]=crdemapping(ich7,qch7,fftlens,nd);
ich9=ich8./kmod;
qch9=qch8./kmod;
[demodata]=qpskdemod(ich9,qch9,para,nd,ml);
%*****Parallel to serial conversion*****
demodata1=reshape(demodata,1,para*nd*ml);
%*****Bit Error Rate*****
% instantaneous number of errors and data bits
noe2= sum(abs(demodata1-seldata));
nod2=length(seldata);
% cumulative number of errors and data bits in noe and nod
noe=noe+noe2;
nod=nod+nod2;
% calculating PER
if noe2~=0
    eop=eop+1;
else
    eop=eop;
end
eop;
nop=nop+1;
fprintf('%d\t%e\t%d\n',iii,noe2/nod2,eop);
end

%*****Output results*****
per=eop/nop;
ber= noe/nod;
%noe=0;

```

```

%nod=0;
%eop=0;
%nop=0;
%ber_array(ebn0_loop)=ber;
%ber_array_theory(ebn0_loop)=0.5*erfc(sqrt(10^(ebn0_array(ebn0_loop)/10)));
%ber_array_theory1(ebn0_loop)=0.5*(1-
1./(sqrt(1+1/(10^(ebn0_array(ebn0_loop)/10))));
%end
figure; plot(ich8,qch8,'DisplayName','phaser');
    figure; stem(0:623,seldata(1:624),'DisplayName','seldata');
    figure; stem(0:103,seldata(1:104),'DisplayName','seldata');
figure; stem(0:11,paradata(1:12),'DisplayName','paradata');
figure; stem(12:24,paradata(13:25),'DisplayName','paradata');
figure; stem(0:63,ich1(1:64),'DisplayName','ich1');
figure; stem(0:63,qch1(1:64),'DisplayName','qch1');
figure; plot(0:383,ich2(1:384),'DisplayName','ich2');
figure; plot(0:479,ich4(1:480),'DisplayName','ich4');
    figure; plot(0:383,ich6(1:384),'DisplayName','ich6');
    figure; plot(0:383,qch2(1:384),'DisplayName','qch2');
figure; plot(0:479,qch4(1:480),'DisplayName','qch4');
figure; plot(0:383,qch6(1:384),'DisplayName','qch6');
    %figure; plot(0:479,ich4(1:480),'DisplayName','ich4');
figure; stem(0:63,ich9(1:64),'DisplayName','ich9');
figure; stem(0:63,qch9(1:64),'DisplayName','qch9');
figure; stem(0:103,demodata1(1:104),'DisplayName','qch9');
fprintf('%f\t%e\t%e\t%d\t\n',ebn0,ber, per, nloop);
fid=fopen('BERofdm.dat','a');
fprintf(fid,'%f\t%e\t%e\t%d\t\n',ebn0,ber,per,nloop);
%h=semilogy(ebn0_array,ber_array,'o',ebn0_array,ber_array_theory,'--
',ebn0_array,ber_array_theory1,'*');

```

```
%set(h,{ 'DisplayName','DisplayName','DisplayName'},{ 'Experiment','Theory','Theory1'})
```

```
%legend show
```

```
%*****End of file*****
```

```
% qiins.m
```

```
% Function to insert guard interval into transmission
```

```
function [iout,qout]=giins(idata,qdata,fftlen,gilen,nd)
```

```
%*****variables*****
```

```
% idata      : Input Ich data
```

```
% qdata      : Input Qch data
```

```
% iout       : Output Ich data
```

```
% qout       : Output Qch data
```

```
% fftlen     : Length of FFT (points)
```

```
% gilen      : Length of guard interval (points)
```

```
%*****
```

```
idata1=reshape(idata,fftlen,nd);
```

```
qdata1=reshape(qdata,fftlen,nd);
```

```
idata2=[idata1(fftlen-gilen+1: fftlen, :);idata1];
```

```
qdata2=[qdata1(fftlen-gilen+1: fftlen, :);qdata1];
```

```
iout=reshape(idata2,1,( fftlen +gilen)*nd);
```

```
qout=reshape(qdata2,1,( fftlen +gilen)*nd);
```

```
%*****end of file*****
```

```
% qirem.m
```

```
% Function to remove guard interval from received signal
```

```
function [iout,qout]=qirem(idata,qdata,fftlen2,gilen,nd)
```

```
%*****variables*****
```

```
% idata      : Input Ich data
```

```

% qdata      : Input Qch data
% iout       : Output Ich data
% qout       : Output Qch data
% fftlen2    : Length of FFT (points)
% gilen      : Length of guard interval (points)
% nd         : Number of OFDM symbols

%*****

idata2=reshape(idata,fftlen2,nd);
qdata2=reshape(qdata,fftlen2,nd);
iout=idata2(gilen+1:fftlen2,:);
qout=qdata2(gilen+1:fftlen2,:);
%*****end of file*****

% crmapping.m
% Function to set data on subcarriers
% DC=0
function [iout,qout]=crmapping(idata, qdata, fftlen, nd);
%*****variables*****8**
% idata
% qdata
% iout
% qout
% fftlen
% nd
%*****

iout=zeros(fftlen,nd);
qout=zeros(fftlen,nd);
iout (2:27,:)=idata(1:26,:);

```

```

qout (2:27,:)=qdata(1:26,:);
iout (39:64,:)=idata(27:52,:);
qout (39:64,:)=qdata(27:52,:);

```

```

%*****End of file*****

```

```

%crdemapping.m

```

```

% Function to separate data from the subcarriers

```

```

% DC=0

```

```

function [iout,qout]=crdemapping(idata, qdata, fftlen, nd);

```

```

%*****variables*****

```

```

% idata

```

```

% qdata

```

```

% iout

```

```

% qout

```

```

% fftlen

```

```

% nd

```

```

%*****

```

```

iout (1:26,:)=idata(2:27,:);

```

```

qout (1:26,:)=qdata(2:27,:);

```

```

iout (27:52,:)=idata(39:64,:);

```

```

qout (27:52,:)=qdata(39:64,:);

```

```

%*****End of file*****

```

ДОДАТОК Б

Повний лістинг підпрограм для моделювання методу модуляції QPSK

```
% qpskmod.m
% Function to perform QPSK modulation
function [iout,qout]=qpskmod(paradata, para, nd, ml)
%*****Variables *****
% paradata : input data (para by nd matrix)
% iout : output Ich data
% qout : output Qch data
% para : Number of parallel channels
% nd : Number of data
% ml : number of modulation levels
% ( QPSK -2, 16QAM -4)
%***** *****
m2=ml./2;
paradata2=paradata.*2-1;
count2=0;
    for jj=1:nd
        isi=zeros(para,1);
        isq=zeros(para,1);
            for ii=1:m2
                isi=isi + 2.^(m2-ii).*paradata2((1:para), ii+count2);
                isq=isq + 2.^(m2-ii).*paradata2((1:para), m2+ii+count2);
            end
        iout((1:para),jj)=isi;
        qout((1:para),jj)=isq;
        count2=count2+ml;
    end
```

```
%*****End of file *****
```

```
% qpskdemod.m
```

```
% Function to perform QPSK demodulation
```

```
function [demodata]=qpskdemod(idata, qdata, para, nd, ml)
```

```
%*****Variables *****
```

```
    % idata : input Ich data
```

```
    % qdata : input Qch data
```

```
    % demodata : demodulated data (para by nd matrix)
```

```
    % para : Number of parallel channels
```

```
    % nd : Number of data
```

```
    % ml : number of modulation levels
```

```
    % ( QPSK -2, 16QAM -4)
```

```
    demodata=zeros(para,ml*nd);
```

```
    demodata((1:para),(1:ml:ml*nd-1))=idata((1:para),(1:nd))>=0;
```

```
    demodata((1:para),(2:ml:ml*nd))=qdata((1:para),(1:nd))>=0;
```

```
%*****End of file *****
```

```
% comb.m
```

```
%*****Generate additive white Gaussian
```

```
noise*****
```

```
function [iout,qout]=comb(idata,qdata,attn)
```

```
%*****variables*****
```

```
****
```

```
% idata      : Input Ich data
```

```
% qdata      : Input Qch data
```

```
% iout       : Output Ich data
```

```
% qout       : Output Qch data
```

```
% attn       : attenuation level caused by Eb/N0 or C/N
```

```
%*****
```

```
iout=randn(1,length(idata)).*attn;  
qout=randn(1,length(qdata)).*attn;  
iout=iout+idata(1:length(idata));  
qout=qout+qdata(1:length(qdata));  
%*****end of  
file*****
```

ДОДАТОК В

Повний лістинг підпрограм для моделювання ефекту федінга

```
% fade.m
```

```
% Generate Rayleigh fading
```

```
function [iout,qout,ramp,rcos,rsin]=fade(idata,qdata,...
nsamp,tstp,fd,no,counter,flat)
```

```
%***** variables *****
```

```
% idata : input Ich data
```

```
% qdata : input Qch data
```

```
% iout : output Ich data
```

```
% qout : output Qch data
```

```
% ramp : Amplitude contaminated by fading
```

```
% rcos : Cosine value contaminated by fading
```

```
% rsin : Cosine value contaminated by fading
```

```
% nsamp : Number of samples to be simulated
```

```
% tstp : Minimum time resolution
```

```
% fd : maximum doppler frequency
```

```
% no : number of waves in order to generate fading
```

```
% counter : fading counter
```

```
% flat : flat fading or not
```

```
% (1-flat (only amplitude is fluctuated),0-normal
```

```
% (phase and amplitude are fluctuated))
```

```
%*****
```

```
if fd ~= 0.0
```

```

ac0 = sqrt(1.0 ./ (2.0.*(no + 1)));
% power normalized constant(ich)
as0 = sqrt(1.0 ./ (2.0.*no));
% power normalized constant(qch)
ic0 = counter;
% fading counter
pai = 3.14159265;
wm = 2.0.*pai.*fd;
n = 4.*no + 2;
ts = tstp;
wmts = wm.*ts;
paino = pai./no;
xc=zeros(1,nsamp);
xs=zeros(1,nsamp);
ic=[1:nsamp]+ic0;
for nn=1:no
    cwn = cos( cos(2.0.*pai.*nn./n).*ic.*wmts );
    xc = xc + cos(paino.*nn).*cwn;
    xs = xs + sin(paino.*nn).*cwn;
end
cwmt = sqrt(2.0).*cos(ic.*wmts);
xc = (2.0.*xc + cwmt).*ac0;
xs = 2.0.*xs.*as0;
ramp=sqrt(xc.^2+xs.^2);
rcos=xc./ramp;
rsin=xs./ramp;
if flat ==1
    iout = sqrt(xc.^2+xs.^2).*idata(1:nsamp);
% output signal(ich)
qout = sqrt(xc.^2+xs.^2).*qdata(1:nsamp);

```

```

% output signal(qch)
else
iout = xc.*idata(1:nsamp) - xs.*qdata(1:nsamp);
% output signal(ich)
qout = xs.*idata(1:nsamp) + xc.*qdata(1:nsamp);
% output signal(qch)
end
else
iout=idata;
qout=qdata;
end
%***** end of file *****

% sefade.m
% This function generates frequency selecting fading...

function[iout,qout,ramp,rcos,rsin]=sefade(idata,qdata,िताु,dlvl,th,n0,itn,n1,nsamp,..
.
tstp,fd,flat)
%***** variables *****
% idata input Ich data
% qdata input Qch data
% iout output Ich data
% qout output Qch data
% ramp : Amplitude contaminated by fading
% rcos : Cosine value contaminated by fading
% rsin : Cosine value contaminated by fading

```

```

%General Definition of Simulation Tools $# % itau : Delay time for each
multipath fading
% dlvl : Attenuation level for each multipath fading
% th : Initialized phase for each multipath fading
% n0 : Number of waves in order to generate each
% multipath fading
% itn : Fading counter for each multipath fading
% n1 : Number of summation for direct and delayed
% waves
% nsamp : Total number of symbols
% tstp : Minimum time resolution
% fd : Maximum doppler frequency
% flat flat fading or not
% (1-flat (only amplitude is fluctuated),0-normal(phase
% and amplitude are fluctuated))
%*****

iout = zeros(1,nsamp);
qout = zeros(1,nsamp);
total_attn = sum(10.^(-1.0.* dlvl./ 10.0));
for k=1:n1
atts = 10.^(-0.05.* dlvl(k));
if dlvl(k) == 40.0
atts = 0.0;
end
theta = th(k).* pi./180.0;
[itmp,qtmp] = delay (idata,qdata,nsamp,itau(k));
[itmp3,qtmp3,ramp,rcos,rsin] = fade (itmp,qtmp,...
nsamp,tstp,fd,n0(k),itn(k),flat);
iout = iout + atts .* itmp3 ./ sqrt(total_attn);
qout = qout + atts .* qtmp3 ./ sqrt(total_attn);

```

end

%***** end of file *****

% sefade.m

% delay.m

% Gives delay to input signal%

function [iout,qout] = delay(idata,qdata,nsamp,idel)

%***** variables *****

% idata input Ich data

% qdata input Qch data

% iout output Ich data

% qout output Qch data

% nsamp Number of samples to be simulated

% idel Number of samples to be delayed

%*****

iout=zeros(1,nsamp);

qout=zeros(1,nsamp);

if idel ~= 0

iout(1:idel) = zeros(1,idel);

qout(1:idel) = zeros(1,idel);

end

iout(idel+1:nsamp) = idata(1:nsamp-idel);

qout(idel+1:nsamp) = qdata(1:nsamp-idel);

%***** end of file *****