

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної
інтерференції в телекомунікаційних системах»

Виконав: студент 2-го курсу,
групи TSM-23м
спеціальності 172 – Електронні комунікації
та радіотехніка

В.О. Слободянюк В.О.

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

«16» грудня 2024 р.

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

«16» грудня 2024 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІКСТ

В.М. д.т.н., проф. Кичак В.М.

«16» 12 2024 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
Галузь знань - 17 – Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
(шифр і назва)
Спеціальність - 172 – Електронні комунікації та радіотехніка
(шифр і назва)
Освітньо-професійна програма - Телекомунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ
д.т.н., професор В.М. Кичак
"24" 09 2024 року

З А В Д А Н Н Я **НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

Слободянюку Віталію Олександровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах

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

затверджені наказом вищого навчального закладу від "17" 09 2024 року № 310

2. Строк подання студентом роботи 09 грудня 2024 року

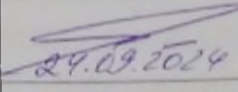
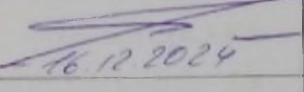
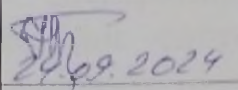
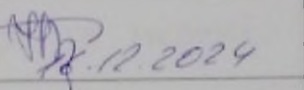
3. Вихідні дані до роботи інтерференція електричних та оптичних сигналів і ЕМХ; формувальні фільтри Найквіста (згладжувальний параметр 0-1); еквалайзери, компенсатори хроматичної дисперсії у волокні; захисний інтервал символу OFDM: $1/4 - 1/32$; кількість підносійних OFDM більше 1000.

4. Зміст текстової частини:

1. Проблеми міжсимвольної та міжканальної інтерференції для електричних та оптичних сигналів. 2. Формувальні фільтри та еквалізація при компенсації міжсимвольної інтерференції. 3. Мінімізація впливу дисперсійних явищ в оптоволокні. 4. Компенсація міжсимвольної та міжканальної інтерференції в рамках технології OFDM. 5. Економічна частина.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)
Зміна форми імпульсів при обмеженні частотного спектру, Ілюстрація багатопроменевого поширення сигналів, Проходження імпульсних сигналів у світловоді, Спектральна щільність OFDM-символу, Імпульсна та частотна характеристики ідеального формувального фільтра (Найквіста), Спрощена схема системи передачі інформації, Схема адаптивного еквалайзера, Формування OFDM-радіосигналу за допомогою зворотного швидкого перетворення Фур'є (ЗШПФ).

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Барась С. Т., професор кафедри ІКСТ	 29.09.2024	 16.12.2024
Економічна частина	Буреннікова І. В., д.е.н., професор каф. ЕПВМ	 29.09.2024	 18.12.2024

7. Дата видачі завдання 02 вересня 2024 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

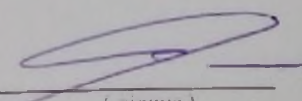
№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Срок виконання етапів роботи	Примітка
1.	Розробка технічного завдання	09.09.2024р.	
2.	Техніко-економічне обґрунтування розробки	16.09.2024р.	
3.	Огляд проблематики міжсимвольної та міжканальної інтерференції	12.10.2024р.	
4.	Розробка структури формувальних фільтрів, еквалайзерів та дослідження методів компенсації дисперсійних явищ у волокні	30.10.2024р.	
5.	Оцінка ефективності OFDM	11.11.2024р.	
6.	Аналіз економічної ефективності розробки	22.11.2024р.	
7.	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини	02.12.2024р.	
8.	Нормоконтроль МКР	06.12.2024р.	
9.	Попередній захист МКР, опонування МКР	14.12.2024р.	
10.	Захист МКР ЕК	18.12.2024р.	

Студент


(підпис)

Слободянюк В.О.

Керівник роботи


(підпис)

Барась С. Т.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.396.2

Слободянюк В. О. Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма – телекомунікаційні системи та мережі. Вінниця: ВНТУ, 2024. 115 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 20 назв; рис.: 53; табл. 10.

Робота присвячена дослідженню методів уникнення або зменшення впливу на якість обробки інформації в телекомунікаційних системах явищ міжсимвольної та міжканальної інтерференції, які проявляються при роботі з електричними та оптичними сигналами і електромагнітними хвилями.

Метою роботи є удосконалення методів та засобів компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах. Виконано аналіз проблем міжсимвольної та міжканальної інтерференції при використанні електричних та оптичних сигналів, розглянуто характеристики формувальних фільтрів Найквіста та еквайзерів при компенсації міжсимвольної інтерференції. Проведено дослідження методів та засобів мінімізації впливу дисперсійних явищ в оптичному волокні. Виконано аналіз методів компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в рамках технології OFDM.

Робота містить п'ять розділів. У першому розділі виконано загальний огляд проблематики міжсимвольної та міжканальної інтерференції.

У другому розділі досліджені проблеми компенсації міжсимвольної інтерференції за допомогою фільтрів Найквіста та еквайзерів.

У третьому розділі виконано дослідження методів мінімізації впливу дисперсійних явищ в оптичному волокні.

У четвертому розділі розглянуті питання компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в рамках технології OFDM.

У п'ятому розділі виконано економічне обґрунтування доцільності реалізації даної науково-дослідної роботи.

ABSTRACT

Slobodyanyuk V. O. Methods and means of compensation for intersymbol and interchannel interference in telecommunication systems. Master's qualification work in specialty 172 - electronic communications and radio engineering, educational program - telecommunication systems and networks. Vinnytsia: VNTU, 2024. 115 p.

In Ukrainian. Bibliography: 20 titles; fig.: 53; tab. 10.

The work is devoted to the study of methods for avoiding or reducing the impact on the quality of information processing in telecommunication systems of the phenomena of intersymbol and interchannel interference, which manifest themselves when working with electrical and optical signals and electromagnetic waves.

The purpose of the work is to improve methods and means of compensation for intersymbol and interchannel interference in telecommunication systems. The analysis of the problems of intersymbol and interchannel interference when using electrical and optical signals was performed, the characteristics of Nyquist shaping filters and equalizers when compensating for intersymbol interference were considered. The study of methods and means of minimizing the influence of dispersion phenomena in an optical fiber was conducted. The analysis of methods for compensating for intersymbol and interchannel interference within the framework of OFDM technology was performed.

The work contains five sections. The first section provides a general overview of the problems of intersymbol and interchannel interference.

The second section investigates the problems of compensating for intersymbol interference using Nyquist filters and equalizers.

The third section investigates methods for minimizing the influence of dispersion phenomena in an optical fiber.

The fourth section considers the issues of compensating for intersymbol and interchannel interference within the framework of OFDM technology.

The fifth section provides an economic justification for the feasibility of implementing this research work.

ЗМІСТ

ВСТУП	4
1 ПРОБЛЕМИ МІЖСИМВОЛЬНОЇ ТА МІЖКАНАЛЬНОЇ ІНТЕРФЕРЕНЦІЇ ДЛЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ТА ОПТИЧНИХ СИГНАЛІВ	7
1.1 Загальні положення про міжсимвольну інтерференцію	7
1.1.1 Міжсимвольна інтерференція первинного сигналу	7
1.1.2 Багатопроменеве поширення сигналів	11
1.1.3 Міжсимвольна інтерференція оптичних сигналів	16
1.2 Міжканальна інтерференція	20
1.3 Висновки	23
2 ФОРМУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ ТА ЕКВАЛІЗАЦІЯ ПРИ КОМПЕНСАЦІЇ МІЖСИМВОЛЬНОЇ ІНТЕРФЕРЕНЦІЇ	25
2.1 Загальні відомості про міжсимвольну інтерференцію та формувальний фільтр	25
2.2 Принцип компенсації МСІ за допомогою формувального фільтра Найквіста	30
2.3 Практична реалізація фільтра Найквіста	34
2.4 Загальний аналіз еквалізації каналу передачі	38
2.5 Лінійні еквалайзери та їх застосування	40
2.6 Порівняльний аналіз еквалізації та ортогонального часового мультиплексування	46
2.7 Висновки	52
3 МІНІМІЗАЦІЯ ВПЛИВУ ДИСПЕРСІЙНИХ ЯВИЩ В ОПТИЧНОМУ ВОЛОКНІ	54
3.1 Загальна характеристика стратегій компенсації дисперсії	55
3.2 Засоби компенсації хроматичної дисперсії у ВОЛЗ на одномодовому волокні	57
3.2.1 Загальні характеристики компенсаторів дисперсії	58
3.2.2 Волоконні компенсатори дисперсії	59
3.2.3 Компенсатори дисперсії на Брегівських решітках	62
3.2.4 Динамічні компенсатори дисперсії	64
3.3 Побудова лінійного тракту з різними типами компенсаторів дисперсії	64

		3
3.4	Аналіз методів компенсації дисперсії на основі оптичного та електричного оброблення сигналів	66
3.5	Висновки	68
4	КОМПЕНСАЦІЯ МІЖСИМВОЛЬНОЇ ТА МІЖКАНАЛЬНОЇ ІНТЕРФЕРЕНЦІЇ В РАМКАХ ТЕХНОЛОГІЇ OFDM	70
4.1	Основні принципи технології OFDM	70
4.2	Компенсація міжсимвольної інтерференції	76
4.3	Методологія зменшення рівня міжканальних завад	79
4.4	Висновки	84
5	ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	85
5.1	Оцінювання наукового ефекту.....	85
5.2	Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	88
5.2.1	Витрати на оплату праці.....	88
5.2.2	Відрахування на соціальні заходи.....	91
5.2.3	Сировина та матеріали.....	91
5.2.4	Розрахунок витрат на комплектуючі.....	92
5.2.5	Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт.....	93
5.2.6	Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт....	93
5.2.7	Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень.....	94
5.2.8	Паливо та енергія для науково-виробничих цілей.....	95
5.2.9	Службові відрядження.....	96
5.2.10	Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації.....	97
5.2.11	Інші витрати.....	97
5.2.12	Накладні (загальновиробничі) витрати.....	97
5.3	Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи.....	99
5.4	Висновки	100
	ВИСНОВКИ.....	101
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	103
	Додаток А (обов'язковий) - Ілюстративний матеріал	106
	Додаток Б – Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень	114

ВСТУП

Актуальність теми. Сучасні телекомунікаційні системи, що забезпечують передачу інформації в умовах постійного зростання обсягів даних, стикаються з різними проблемами, які стають на заваді цього процесу. Однією з ключових проблем є міжсимвольна та міжканальна інтерференція, які можуть суттєво знижувати якість сигналу і, відповідно, продуктивність системи. Ці явища виникають через накладання сигналів, що передаються, у часовій та/або частотній областях, що може призводити до спотворення та втрати інформації [1-3].

Причин, які викликають міжсимвольну інтерференцію, декілька. Для передачі електричних сигналів використовують канали з обмеженими смугами пропускання, що пояснюється необхідністю роботи системи в умовах дефіциту частотного ресурсу. Використання пристроїв селекції з обмеженням спектру в області низьких та високих частот веде до спотворень імпульсів 1-го та 2-го роду, наслідком чого є збільшення їх тривалості і створення умов, за яких стає можливим їх перекриття у часі – інтерференція [2, 3]. Інша причина існування міжсимвольної інтерференції – це багатопроменеве поширення сигналів у просторі і виникнення різних за довжиною трас від передавального пристрою до приймального. У таких випадках можлива інтерференція внутрішньосимвольна або міжсимвольна. Більш критичною є, очевидно, міжсимвольна інтерференція.

У волоконно-оптичних системах передачі основною причиною збільшення тривалості імпульсів є дисперсійні впливи, що проявляються в оптичному волокні та залежать від характеристик джерела оптичного сигналу і дальності передачі [13].

Актуальність даної теми обумовлена зростаючими вимогами до швидкості та надійності передачі даних у сучасних інформаційних мережах. Поява нових технологій, таких як 5G та оптичні комунікаційні системи, ставить нові виклики перед інженерами і науковцями, що працюють у цій сфері. В

умовах високих швидкостей передачі та складних умов середовища, методи компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції стають надзвичайно важливими для забезпечення стабільності та ефективності роботи систем.

Аналіз останніх досліджень. Сучасні дослідження зосереджені на розробці нових алгоритмів та засобів, які дозволяють зменшити вплив інтерференції. Використання адаптивних фільтрів, технологій модулювання та кодування, а також методів обробки сигналів, таких як багатоканальна обробка, є основними напрямками у цій галузі. Дослідники також активно розглядають можливості використання машинного навчання для поліпшення характеристик систем [3–6]. У сфері волоконно-оптичних систем передачі проводяться дослідження динамічних компенсаторів дисперсії, удосконалюються засоби, що використовують волокна з компенсацією дисперсії, волокнисті решітки Брегга, електронні компенсатори дисперсії [13].

Мета та постановка задачі. Метою даної роботи є удосконалення методів та засобів компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах, у яких використовуються електричні або оптичні сигнали.

Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:

- аналіз проблем міжсимвольної та міжканальної інтерференції при використанні електричних та оптичних сигналів;
- побудова та використання формувальних фільтрів Найквіста та еквалізації при компенсації міжсимвольної інтерференції;
- дослідження методів та засобів мінімізації впливу дисперсійних явищ в оптичному волокні;
- аналіз методів компенсації міжсимвольної і міжканальної інтерференції в рамках технології OFDM;
- аналіз економічної ефективності досліджень.

Об'єктом дослідження є процеси формування, передачі, прийому та обробки електричних та оптичних сигналів у рамках відповідних технологій та систем.

Предметом дослідження є методи та засоби, які забезпечують формування електричних та оптичних сигналів.

Методи досліджень базуються на використанні: теорії багатопробного поширення сигналів для оцінки моделі вхідного сигналу, ортогональних сигналів для формулювання умов відсутності міжканальної інтерференції, фільтрації та спектрального аналізу для аналізу роботи формувального фільтра Найквіста.

Новизна одержаних результатів:

а) вперше запропоновано комплексне розв'язання проблем інтерференції в рамках технології OFDM;

б) вперше виконано оцінку впливу компенсаторів дисперсії в оптичному волокні на продуктивність системи.

Апробація результатів магістерської кваліфікаційної роботи. Основні ідеї роботи доповідались і обговорювались на LIII науково-технічній конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету у 2024 році.

1 ПРОБЛЕМИ МІЖСИМВОЛЬНОЇ ТА МІЖКАНАЛЬНОЇ ІНТЕРФЕРЕНЦІЇ ДЛЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ТА ОПТИЧНИХ СИГНАЛІВ

Як відомо, сигнал на виході передавача системи передачі складається з множини елементарних сигналів – посилок (символів), які передаються послідовно у часі. Внаслідок проходження такого сигналу через канал зв'язку символи кожної послілки спотворюється, в результаті чого вони втрачають взаємну ортогональність. У часовій області це проявляється збільшенням тривалості сигналу кожної послілки, що призводить до взаємного «накладання» сигналів сусідніх посилок. Таким чином, сигнал однієї послілки може стати джерелом завади для сигналу іншої послілки, що передається на тій самій носійній. Це явище називають міжсимвольною інтерференцією.

Інший вид міжсимвольної інтерференції є наслідком поширення сигналу у відкритому просторі - радіоканалом передачі. Це зазвичай багатопроменеве поширення, коли сигнал до приймальної антени потрапляє різними шляхами, створюючи так звану різницю ходу. Вхідні символи (сигнали) виявляються тою чи іншою мірою зміщеними у часі, що приводить до внутрішньосимвольної або міжсимвольної інтерференції.

Внаслідок втрати ортогональності між сигналами різних носійних сигнал однієї носійної (каналу) може впливати на сигнал іншої носійної (каналу). Це явище називають міжканальною інтерференцією.

1.1 Загальні положення про міжсимвольну інтерференцію

1.1.1 Міжсимвольна інтерференція первинного сигналу

Будь-який радіотехнічний пристрій в певній мірі спотворює сигнал, який проходить через нього. Для мінімізації паразитних спотворень важливо дотримуватись певних вимог до амплітудних і частотних характеристик лінійних кіл. Крім того, необхідно усвідомлювати, що обмеження спектру модулюючого сигналу є критично важливим у будь-якій системі зв'язку.

Кожному каналу виділяється обмежений частотний діапазон, що зумовлює необхідність обмеження ширини спектру сигналу. Отже, слід визначити вимоги до фільтра, який обмежує смугу частот цифрового сигналу, щоб забезпечити заданий рівень спотворення інформації.

Тепер розглянемо основні поняття, що стосуються лінійних пристроїв. Пристрій вважається лінійним, якщо виконується принцип суперпозиції для вхідних і вихідних сигналів. Важливо зауважити, що лінійний пристрій не генерує нових спектральних складових. Спектр вихідного сигналу може містити лише ті гармоніки, що присутні у спектрі вхідного сигналу. Отже, якщо вихідний спектр містить тільки ті гармоніки, які є на вході, то пристрій є лінійним. Головним критерієм лінійності є відсутність нових спектральних складових у вихідному спектрі.

Лінійний пристрій з постійними в часі параметрами повністю характеризується своєю частотною характеристикою $H(f)$ у частотній області або імпульсною характеристикою $h(t)$ у часовій області, які пов'язані між собою через перетворення Фур'є. Обидві характеристики залежать лише від параметрів лінійної системи і не залежать від вхідних і вихідних сигналів.

Вихідний сигнал лінійного пристрою в часовій області визначається за допомогою інтеграла згортки:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau = x(t) * h(t). \quad (1.1)$$

Вихідний сигнал лінійного пристрою в частотній області визначається як добуток спектру вхідного сигналу на частотну характеристику лінійної системи:

$$Y(f) = H(f) \cdot X(f). \quad (1.2)$$

Спектральна щільність потужності сигналу на виході лінійного пристрою дорівнює добутку спектральної щільності потужності вхідного сигналу на квадрат модуля передавальної характеристики пристрою [4]:

$$PSD_y(f) = |H(f)|^2 \cdot PSD_x(f). \quad (1.3)$$

Висновок - лінійний пристрій не спотворює сигнал, що проходить через нього, якщо в частотному діапазоні від 0 до F_m амплітудна характеристика є сталою, а фазова характеристика – лінійною функцією частоти. У зв'язку з цим важливо підкреслити, що обмеження спектру модулюючого сигналу є необхідним для реалізації радіоканалу в заданій смузі частот.

З енергетичної точки зору спектр сигналу можна обмежити першим нулем у характеристиці спектральної щільності потужності. В залежності від типу сигналу, в цю область потрапляє різна частка енергії, але щонайменше 85%. Важливо також визначити допустиму межу обмеження спектра сигналу з інформаційної точки зору. При обмеженні спектра сигнал змінює свою форму: початковий інформаційний сигнал, який складається з імпульсів, на виході селективного пристрою перетворюється на послідовність імпульсів, які частково накладаються один на одного. Теоретично кожен імпульс існує нескінченно, що призводить до спотворення сусідніх імпульсів. Це явище, відоме в радіотехніці як міжсимвольна інтерференція (ISI – Inter Symbol Interference), проявляється у взаємному впливі імпульсів цифрового сигналу.

Розглянемо типові приклади міжсимвольної інтерференції в частотно-селективних колах. Припустимо, що довга послідовність одиниць бінарного цифрового сигналу (потік імпульсів з однаковою амплітудою) проходить через пристрій з обмеженою знизу смугою частот (фільтр високих частот). На рисунку 1.1 показано початкову послідовність прямокутних імпульсів (а) і ту ж саму цифрову послідовність після проходження через фільтр високих частот (б).

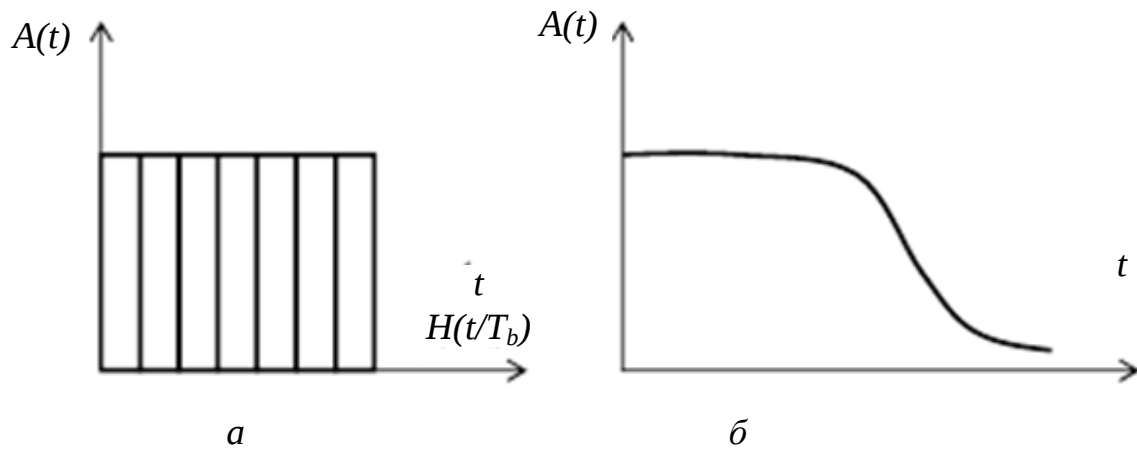


Рисунок 1.1 – Вплив ФВЧ на форму цифрового сигналу

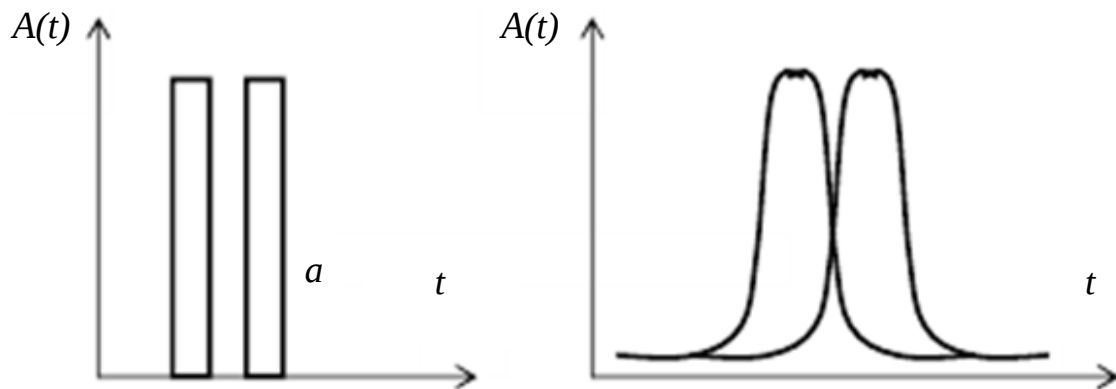


Рисунок 1.2 – Вплив ФНЧ на форму цифрового сигналу

Оскільки фільтр не пропускає постійну складову та частоти, близькі до неї, при достатньо тривалій послідовності вхідних імпульсів вихідний сигнал не може залишатися сталим і почне зменшуватись. В результаті, після детекторного аналізу пристрій може вирішити, що інформаційна послідовність одиниць змінилася на послідовність нулів.

Інший приклад міжсимвольної інтерференції, що виникає при обмеженні спектру сигналу зверху (при проходженні через фільтр низької частоти), ілюструється рисунком 1.2 [6]. Початковий цифровий сигнал (а) складається з двох імпульсів, розділених коротким часовим інтервалом. Через обмеження високочастотних складових на виході фільтра низької частоти імпульси не

зберігають свою прямокутну форму з різкими фронтами, а «розпливаються» і набувають дзвоноподібної форми (б).

У цій ситуації (б) пристрій може помилково інтерпретувати прийняту цифрову послідовність як 111 замість фактичної 101, що є проявом міжсимвольної інтерференції.

1.1.2 Багатопроменеве поширення сигналів

У радіоканалах зв'язку часто спостерігається явище багатопроменевого поширення радіохвиль. Це означає, що сигнал, який отримує приймач, складається не лише з компонентів, що йдуть прямою лінією, а й з безлічі відбитих хвиль, які досягають приймача в різні моменти часу. Затримані сигнали виникають внаслідок відбиття від різних об'єктів, таких як дерева, гори, рухомі засоби (наприклад, автомобілі) та великі будівлі (рис. 1.3).

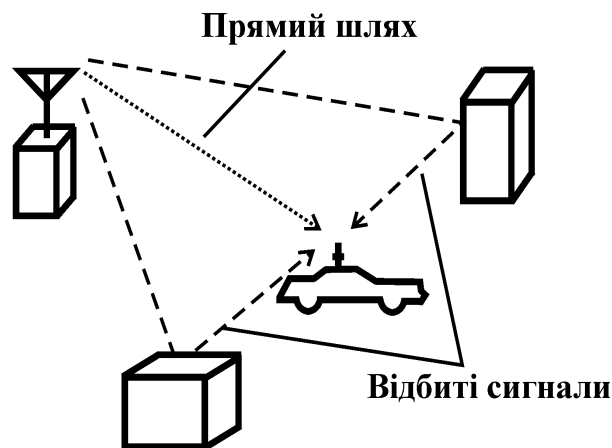


Рисунок 1.3 – Ілюстрація багатопроменевого поширення сигналів

Відбиті хвилі взаємодіють із сигналом прямої хвилі, що призводить до виникнення міжсимвольної інтерференції (ISI), яка значно погіршує характеристики каналу. Багатопроменеве поширення викликає флуктуації сигналу на приймачі за амплітудою, фазою та кутом надходження, що складає комплекс явищ, відомий як федінг [2, 3]. Різниця в фазових зсувах відбитих сигналів під час їх комбінування може як підвищувати, так і знижувати рівень результуючого сигналу. Зокрема, різкі провали або завмирання сигналу, які

виникають через компенсацію сигналів при невдалому поєднанні фаз і амплітуд, можуть бути істотними. Завмирання сигналу, що приймається абонентом, зазвичай має дві складові: великомасштабну (повільну) та дрібномасштабну (швидку) (рис. 1.4) [1 - 4].

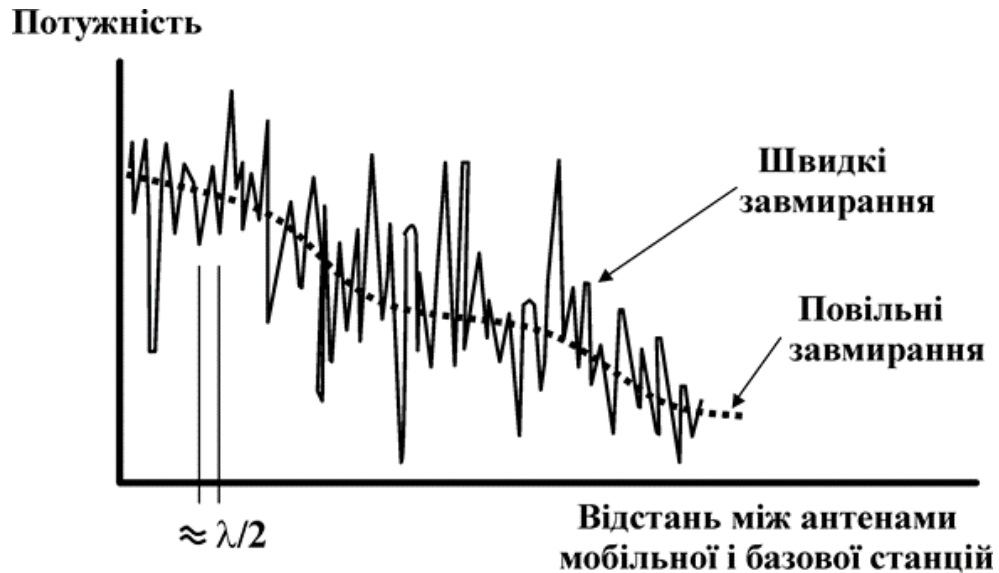


Рисунок 1.4 – Повільні та швидкі завмирання сигналу у точці прийому

Повільні завмирання виникають через вплив рельєфу місцевості, зокрема через значні перешкоди (гори, ліси, будівлі) між передавачем і приймачем системи зв'язку. Ці перешкоди змінюють умови поширення радіохвиль, що призводить до помітного затухання сигналу на приймачі, відомого як затінення (shadowing) [2, 4]. Урахування статистичних властивостей таких завмирань дозволяє адекватно оцінювати втрати сигналу в залежності від відстані між антеною приймача мобільної станції та передавачем базової станції. Інтенсивність повільних завмирань не перевищує 5-10 дБ, а їх тривалість під час руху автомобіля становить кілька секунд. Математично ці завмирання описуються логарифмічно нормальним розподілом, а практично проявляються як зміна середнього рівня потужності, на яку накладаються швидкі завмирання [4, 5].

Швидкі завмирання є більш критичними для мобільного зв'язку і безпосередньо пов'язані з багатопроменим поширенням сигналів. Механізм їх дії можна розглядати з двох аспектів: по-перше, як зміну в часі каналу зв'язку, а по-друге, як часову дисперсію (time spreading) [2, 3].

Розрізняють два типи завмирань: Релея та Райса. Завмирання Релея характеризуються відсутністю прямого променя з нульовою затримкою на приймальній стороні, а обвідна сигналу в такому випадку підлягає опису розподілом Релея:

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad (1.4)$$

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

У завмирань Райса прямий промінь на прийальному боці присутній. Він характеризується нульовою затримкою. Тоді зміни обвідної можуть бути описані розподілом Райса:

$$p_{Ri}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2+s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left[\frac{rs}{\sigma^2}\right], \quad (1.5)$$

де I_0 – модифікована функція Беселя; s – амплітуда постійної складової сигналу [4, 5].

Багатопромениве поширення викликає значні проблеми в міських районах через наявність високих будівель та інших споруд. Ці об'єкти інфраструктури можуть відбивати та заломлювати радіохвилі в різних напрямках, ускладнюючи прийом чіткого сигналу.

У мобільному безпроводному зв'язку приймач обробляє сигнали, що надходять з різних шляхів: деякі — через відбиття від сусідніх об'єктів, інші — через дифракцію від навколишніх перешкод. Ці різні промені можуть інтерферувати, викликаючи спотворення сигналу, який несе інформацію. Спотворення, пов'язані з багатопроменивістю, включають затримки, втрати

потужності та розширення частотного спектру. Випадковість змін каналу зв'язку можна моделювати як вузькосмуговий випадковий процес. Для великої кількості відбитих сигналів, що досягають приймальної антени, їхнє розподілення, згідно з центральною граничною теоремою, може бути описано як комплексний гаусівський випадковий процес. Обвідна прийнятого сигналу може бути розкладена на швидко змінні та повільно змінні флуктуації. Якщо середня амплітуда обвідної зазнає значного ослаблення через різні фази інтерферуючих променів, сигнал вважається завмираючим. Термін «багатопроменевість» описує ситуацію, коли на антену приймається кілька копій сигналів, що несуть інформацію. Багатопроменевий канал можна статистично охарактеризувати за допомогою кореляційної функції. Переданий сигнал може бути змодельовано як вузькосмуговий процес [6, 7]:

$$s(t) = x(t)e^{-2\pi fct}. \quad (1.6)$$

Розсіювачі у каналі з багатопроменевим поширенням зазвичай приймають гаусівськими, а канал характеризують коефіцієнтами згасання, змінними затримками поширення та доплерівськими зсувами частоти. Змінний у часі імпульсний відгук каналу зв'язку може бути визначений співвідношенням:

$$h(\tau_n, t) = \sum_n \alpha_n(\tau_n, t) e^{-2\pi f_{Dn} \tau_n(t)} \delta[t - \tau_n(t)], \quad (1.7)$$

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

Доплерівський зсув частоти є результатом відносного руху передавача та приймача і може бути виражений як:

$$f_{Dn} = \frac{v \cos(\theta_n)}{\lambda}, \quad (1.8)$$

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

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

$$z(t) = h(\tau_n, t) \cdot s(t) = \sum_n \alpha_n \cdot \tau_n(t) e^{-2\pi(f_c + f_{Dn})\tau_n(t)} x[t - \tau_n(t)] e^{-j2\pi f_c t}, \quad (1.9)$$

$$\text{де } \delta[t - \tau_n(t)] \cdot x(t) = x[t - \tau_n(t)]; \delta[t - \tau_n(t)] \cdot e^{-j2\pi f_c t} = e^{-j2\pi f_c (t - \tau_n(t))}. \quad (1.10)$$

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

$$z(t) = \sum_n \beta_n \cdot x[t - \tau_n(t)] e^{-j2\pi f_c t}, \quad (1.11)$$

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

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

$$R_c(\tau, \Delta t) = E[h(\tau, t) \cdot h^*(\tau, t + \Delta t)]. \quad (1.12)$$

Ця функція може бути виміряна шляхом передачі дуже коротких імпульсів як взаємна кореляція прийнятого сигналу з його спряженою затриманою версією. Середня потужність каналу визначається з умови нульового часового зсуву $\Delta t = 0$, тобто $R_c(\tau, 0) = R_c(\tau)$. Ця характеристика називається профілем багатопроменевої інтенсивності.

Діапазон значень τ , за яких автокореляційна функція $R_c(\tau)$ є ненульовою (інтервал кореляції), іноді називається багатопроменевим розсіюванням затримки каналу, і позначається як τ_m . Зворотна величина багатопроменевого розсіювання затримки є мірою діапазону когерентності каналу, тобто:

$$B_m \approx \frac{1}{\tau_m}. \quad (1.13)$$

Діапазон когерентності каналу має велике значення в системах зв'язку. Якщо бажаний діапазон сигналу невеликий у порівнянні з діапазоном когерентності каналу, то в системі виникають плоскі завмирання (або частотно неселективні завмирання). Це спрощує обробку сигналу на приймальній стороні, оскільки плоскі завмирання можна компенсувати додаванням запасу потужності до бюджету системи. У той же час, якщо ширина спектра бажаного сигналу велика в порівнянні зі смугою когерентності каналу, система стикається з частотно-селективними завмираннями, що ускладнює прийом правильного сигналу. Канали, статистика яких залишається стабільною протягом кількох символічних інтервалів, вважаються каналами з повільними завмираннями, тоді як канали зі швидко змінюючою статистикою під час символічного інтервалу мають іншу поведінку. Безпроводні канали в приміщеннях, наприклад, зазвичай характеризуються повільними частотно-селективними завмираннями [8].

1.1.3 Міжсимвольна інтерференція оптичних сигналів

Міжсимвольна інтерференція (ISI) оптичних сигналів у волоконно-оптичних системах передачі виникає, коли один символ сигналу накладається на інший, що призводить до спотворення інформації. Це явище особливо помітне при високих швидкостях передачі даних, коли символи передаються близько один до одного.

Основні причини ISI в оптичних системах.

1. Дисперсія. Основним фактором, що викликає ISI, є дисперсія, яка розділяється на:

- хроматичну дисперсію - виникає через різну швидкість поширення світлових хвиль з різними довжинами. Це призводить до розширення імпульсу;
- поляризаційну дисперсію – її причина у різній швидкості поширення світла в різних поляризаційних станах.

2. Неправильна форма імпульсу. Якщо форма імпульсу не оптимальна, це може призвести до перекриття імпульсів у часі.

3. Обмеження смуги пропускання. Якщо смуга пропускання системи обмежена, це впливає на спектральний склад імпульсної послідовності, обмежуючи її, тобто імпульси розширюються. Це може вплинути на відтворення сигналу.

Міжсимвольна інтерференція впливає на якість передачі оптичних сигналів, що у свою чергу призводить до зниження швидкості передачі та погіршення якості зв'язку. ISI може призвести до помилок у прийомі сигналу, що вимагатиме повторної передачі даних або зменшення швидкості передачі для покращення надійності. З іншого боку інформація може бути спотворена, що знижує загальну якість зв'язку.

Світловод функціонує як лінійна система щодо інтенсивності вхідних і вихідних сигналів. Тому його, подібно до двопроводових ліній, можна розглядати як чотириполіусник, а його властивості описувати через комплексну передавальну функцію $H(j\omega)$ та імпульсну характеристику $g(t)$. У такому контексті для оцінки проходження сигналу через світловод достатньо знати його смугу пропускання Π і середньоквадратичне значення тривалості імпульсної характеристики σ_{cv} .

Однак, на відміну від двопроводових ліній, характеристики $H(j\omega)$, $g(t)$ та параметри Π , σ_{cv} у світловоді залежать не лише від електричних параметрів, але й від його довжини. Зі збільшенням довжини світловода смуга пропускання Π зменшується, а середньоквадратична тривалість імпульсної характеристики σ_{cv} збільшується, що призводить до змін у формі сигналів, які передаються, тобто до зростання лінійних спотворень. Під час передачі імпульсних сигналів, як показано на рис. 1.5, спостерігається збільшення тривалості (розширення) прийнятих сигналів.

При певній довжині світловоду два окремо передані імпульси можуть сприйматися як один. Це явище, що викликане розширенням імпульсів, називають дисперсією сигналу у світловоді. Дисперсія обмежує смугу частот світловоду і, відповідно, визначає мінімальну тривалість імпульсних сигналів, які можна передавати.

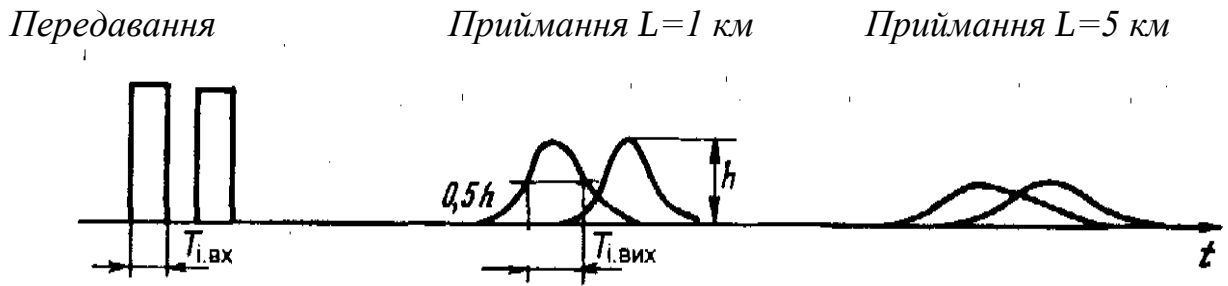


Рисунок 1.5 – Проходження імпульсних сигналів у світловоді

Таким чином, одним з ключових аспектів поширення імпульсних сигналів в оптичних кабелях є дисперсія, яка полягає в розсіюванні в часі спектральних або модових компонентів оптичного сигналу. Внаслідок дисперсії імпульсний сигнал на вході приймального пристрою виявляється більш спотвореним, якщо лінія зв'язку є довшою.

Коли імпульс проходить через оптичне волокно, дисперсія призводить до збільшення його тривалості (розширення імпульсу), що в свою чергу викликає міжсимвольні спотворення та обмежує пропускну спроможність кабеля. Внаслідок розширення імпульсів, як показано на рис. 1.5, може виникнути перекриття сусідніх імпульсів, оскільки їх «хвости» можуть накладатися. Важливо враховувати, що інтервал між імпульсами приблизно дорівнює тривалості самих імпульсів. Таким чином, один імпульс впливає на інший, що призводить до міжсимвольної інтерференції (додавання частин сусідніх імпульсів через їх часову накладку).

Пропускна спроможність кабелю визначається кількістю імпульсів, які можуть бути передані за одиницю часу. Оскільки дисперсія розширює імпульси, для уникнення міжсимвольної інтерференції необхідно збільшувати часовий інтервал між сусідніми імпульсами, що в свою чергу зменшує пропускну спроможність та інформаційну швидкість.

Дисперсійні спотворення проявляються у вигляді фазових спотворень сигналу і зумовлені різними часами поширення різних мод у світловоді, а також частотною залежністю показника заломлення. Розширення імпульсів може

виникати не лише під час проходження сигналу через оптичне волокно, але й при проходженні через з'єднувачі, модулятори, демодулятори та інші пристрої.

У випадку гауссових імпульсів усі ці окремі збільшення тривалості сигналу, очевидно, складаються за квадратичним законом.

$$t_{вих}^2 = t_{вх}^2 + t_{i1}^2 + \dots + t_{ii}^2, \quad (1.14)$$

де $t_{вих}$ – тривалість імпульсу на виході фотоприймача;

$t_{вх}$ – тривалість імпульсу на вході випромінювача;

t_{ii} – розширення імпульсу в i -му елементі лінійного тракта.

Найбільші спотворення в сигнал вносить оптичний кабель. Розширення імпульсу в оптичному кабелі характеризується простою формулою:

$$\tau_u = \sqrt{\tau_{вих}^2 - \tau_{вх}^2}. \quad (1.15)$$

Дисперсія може виникати з кількох причин, які систематизовано представлені на рис. 1.6.

По-перше, в багатомодових волокнах спостерігається модова дисперсія, величина якої залежить від типу профілю показника заломлення в волокні. По-друге, хроматична дисперсія зумовлена некогерентністю джерел випромінювання та наявністю спектра з кількома довжинами хвиль у переданому сигналі. У реальних градієнтних та одномодових волокнах також може виникати "профільна" дисперсія, яка виникає через неоднорідності (флуктуації) профілю показника заломлення.

Таким чином, явище дисперсії в оптичному волокні призводить до розширення імпульсних сигналів, їх перекриття у часі та появи міжсимвольної інтерференції. У кінцевому рахунку це веде до зниження пропускної здатності лінії зв'язку. Існують певні методи та засоби боротьби з цим явищем, про що буде зазначено у наступних розділах.

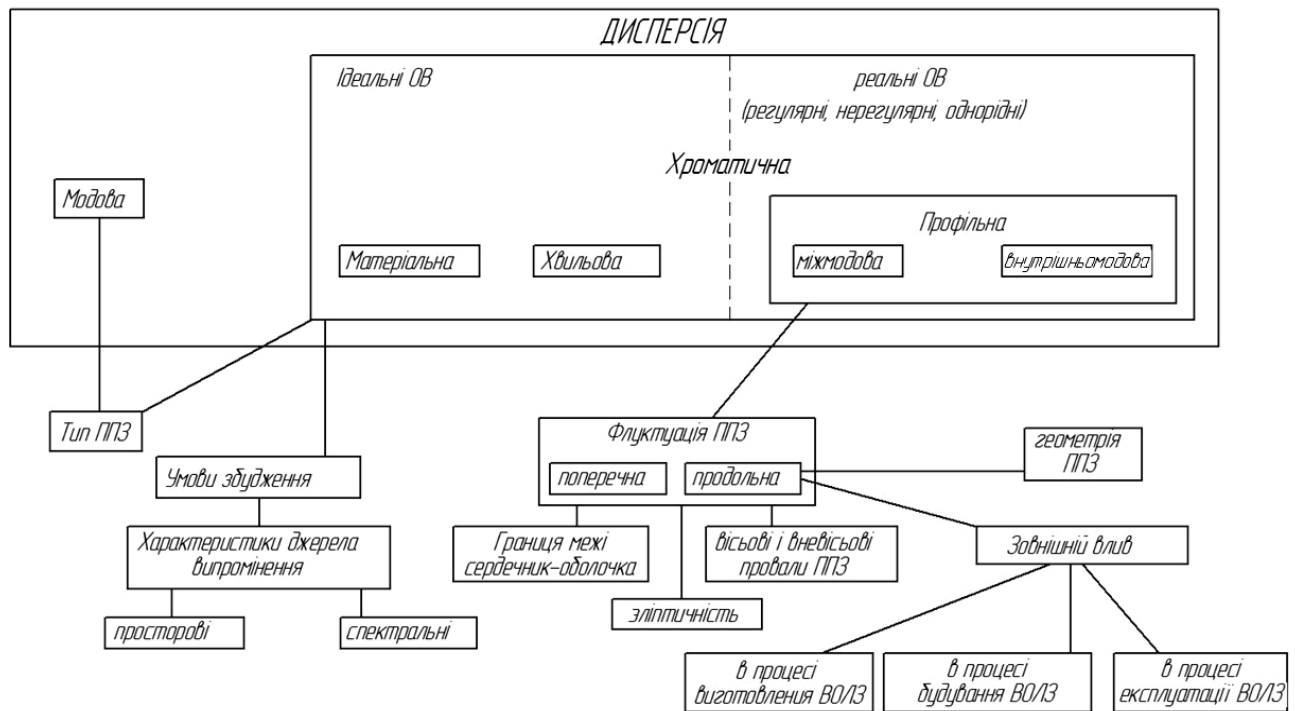


Рисунок 1.6 – Види дисперсії

1.2 Міжканальна інтерференція

Міжканальна інтерференція – це явище, яке виникає, коли два або більше сигналів, що передаються в одному і тому ж частотному діапазоні, взаємодіють один з одним. Результатом цього є спотворення сигналів, що веде до зниження якості зв'язку.

Існує низка причин виникнення міжканальної інтерференції.

1. Взаємне перекриття частотних спектрів (частот), коли сигнали у різних каналах (з різних джерел) мають близькі або однакові частоти.
2. Мультиплексування – у системах, де використовується розділення каналів, наприклад, частотне (FDM) або часове (TDM).
3. Електромагнітні завади, коли має місце вплив інших електронних пристроїв, що трактується як втручання у передачу сигналу.

Явище міжканальної інтерференції характерне для таких систем та технологій:

- системи зв'язку: мобільні мережі, певні стандарти Wi-Fi, радіо- і телевізійні трансляції;
- аудіосистеми (наприклад, стереозаписи), де сигнали з різних каналів можуть накладатися один на одного;
- оптичні системи (волоконно-оптичний зв'язок), де кілька мод сигналів можуть взаємодіяти.

Отже, міжканальна інтерференція є важливим фактором, що впливає на якість передачі сигналів у багатьох технологіях. У даній роботі зосередимось на технології ортогонального частотного розділення з мультиплексуванням (OFDM), яка ефективно використовується у низці стандартів Wi-Fi.

Технологія OFDM (ортогональне частотне розподілення) дозволяє одночасну передачу цифрових даних через кілька частотних каналів з багатьма носійними. Сьогодні вона вважається однією з найбільш перспективних для розробки широкосмугових цифрових радіозв'язків, що забезпечує високу спектральну ефективність. Однією з ключових переваг OFDM є її стійкість до частково-селективних завмирань та вузькосмугових завад. У системах з одним носійним, проблеми на певній частоті можуть повністю зупинити передачу даних. Проте в багаточастотних системах такі ситуації призводять до затримки лише частини носійних. Завдяки завадостійкому кодуванню втрачені дані можна відновити.

З огляду на необхідність підвищення ефективності телекомунікаційних систем, актуальним є зменшення міжканальних завад у системах OFDM. У цій технології високошвидкісний потік даних розбивається на численні низькошвидкісні потоки, які передаються через свої частотні канали. Тривалість канальних символів може бути значно більшою за час затримки сигналу, що дозволяє зменшити вплив завад на кожен символ, завдяки введенню часового захисного інтервалу між символами [6 - 8].

Висока спектральна ефективність досягається завдяки близькому розташуванню частот сусідніх носійних, що генеруються так, щоб сигнали були ортогональними. Це забезпечується використанням дискретного перетворення

Фур'є (ДПФ), яке реалізується за допомогою ефективних алгоритмів. У приймачах OFDM ДПФ використовується для демодуляції сигналів, що спрощує абонентське обладнання, адже відпадає потреба в складних генераторах гармонійних коливань і когерентних демодуляторах, необхідних у традиційних системах з частотним розподілом каналів [9].

Концепція паралельної передачі даних із частотним розподілом через мультиплексування була запропонована в середині 1960-х років. Її особливість полягає в використанні частотних каналів, що суттєво перекриваються, на відміну від традиційного методу розподілу каналів. У кожному каналі організується цифрова передача з тривалістю елементарних символів T , при частотному рознесенні сусідніх каналів на $\Delta f = 1/T$. Сигнали в різних каналах є ортогональними, що виключає міжканальні завади. Ортогональність між сигналами забезпечується лише в разі, якщо між носійними частотами гармонійних коливань існує точне математичне співвідношення – скалярний добуток сусідніх підносійних дорівнює нулю.

$$\int_0^T \sin(2\pi f_l t) \cdot \sin(2\pi f_k t) = 0, \quad k \neq l, \quad (1.16)$$

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

Це виконується за умови, якщо на інтервалі T укладається ціле число періодів кожної підносійної.

На рисунку 1.7 показано графіки спектрів одного радіоімпульсу з прямокутною обвідною носійної у вигляді гармонійного коливання з частотою f_0 , а також одного OFDM-символу, що містить аналогічні радіоімпульси на кількох носійних, які розташовані на відстані, кратній $\Delta f = 1/T$ [7, 8]. Технологія OFDM використовується в широкосмугових цифрових системах передачі даних для мобільних абонентів, а також у високошвидкісних цифрових лініях передачі зі швидкостями від 1,6 до 100 Мбіт/с, у цифровому радіомовленні та телебаченні.

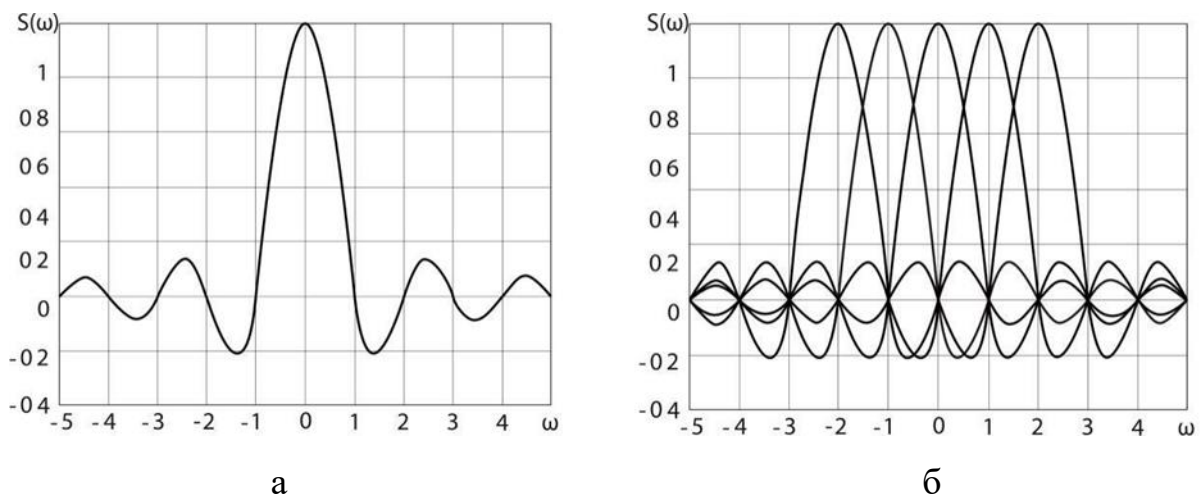


Рисунок 1.7 – Спектральна щільність одного елементарного символу (а)
та одного OFDM-символу (б)

Можливість використовувати різні модуляційні схеми для кожної підносіної дозволяє адаптивно налаштовувати завадостійкість та швидкість передачі даних. Проте технології OFDM мають певні недоліки [7, 8, 9]:

- висока чутливість до зміщення частоти та коливань фази прийнятого сигналу відносно опорного гармонійного коливання приймача;
- відносно велике відношення пікової потужності радіосигналу до середнього значення, що суттєво знижує енергетичну ефективність передавачів;
- вимога до високої синхронізації частоти та часу;
- чутливість до ефекту Доплера, що обмежує використання OFDM у мобільних системах.

1.3 Висновки

Розглянуто комплекс питань, які стосуються причин виникнення різних видів інтерференції сигналів та негативних наслідків, спричинених нею у системах передачі інформації.

Показано механізми виникнення міжсимвольної інтерференції первинних сигналів, сигналів, що є результатом їх багатопроменевого поширення, та

оптичних сигналів. Акцентовано розглянуті загальні питання міжканальної інтерференції, що має місце в широкосмугових телекомунікаційних системах, які працюють з використанням технології OFDM.

Первинні інформаційні сигнали проходять через селективні обмеження і після цього вони є вже послідовністю необмежених у часі імпульсів, які частково накладаються один на одного. Теоретично кожен імпульс існує нескінченний час і спотворює форму сусідніх імпульсів. Це явище спотворення інформації при обмеженні спектра, що полягає у взаємному впливі імпульсів цифрового сигналу, характеризує міжсимвольну інтерференцією первинних сигналів.

При багатопроменовому поширенні хвиль створюються різні за довжиною траси між передавачем та приймачем, отже має місце різний час поширення сигналів. У таких умовах можливе перекриття сусідніх символів, які характеризуються зазвичай різними параметрами, тобто може виникнути міжсимвольна інтерференція фактично вторинних сигналів. Прямим наслідком міжсимвольної інтерференції первинних та вторинних сигналів є обмеження швидкості передачі інформації.

Показано, що причиною міжсимвольної інтерференції оптичних сигналів є дисперсійні властивості оптичного волокна, які проявляються тим сильніше, чим більша довжина траси. При цьому спостерігається розширення імпульсів і, як наслідок, накладання сусідніх імпульсів один на одного. Також негативно впливає на швидкість передачі інформації.

Міжканальна інтерференція між підносійними технології OFDM прив'язана до їх ортогональності. Ця умова у свою чергу залежить не тільки від значень частот, але і від тривалості символу, оскільки необхідною вимогою є розташування у межах тривалості символу цілого числа періодів підносійних. Саме тому технологія OFDM вимагає високої синхронізації частоти і часу.

2 ФОРМУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ ТА ЕКВАЛІЗАЦІЯ ПРИ КОМПЕНСАЦІЇ МІЖСИМВОЛЬНОЇ ІНТЕРФЕРЕНЦІЇ

2.1 Загальні відомості про міжсимвольну інтерференцію та формувальний фільтр

Перш, ніж він бути перетвореним у аналогову форму, цифровий сигнал передачі формується у вигляді символів каналу передавача. Ці символи множаться на аналогові сигнали, які розташовані через так званий період дискретизації T . Для випадку рівності періода передавання символу інтервалу дискретизації ($T=T_{\text{symp}}$) зворотна величина $F_{\text{symp}}=1/T_{\text{symp}}$ визначає символну швидкість. Сигнал модулює носійну частоту та надсилається по каналу зв'язку. У приймачі здійснюється перетворення в базову смугу, після чого отриманий базовий сигнал перетворюється на цифрові відліки з визначеною частотою дискретизації для подальшої обробки. Ця частота дискретизації дорівнює m/T , де m є цілим числом. Типова схема приймальної частини показана на рис. 2.1.

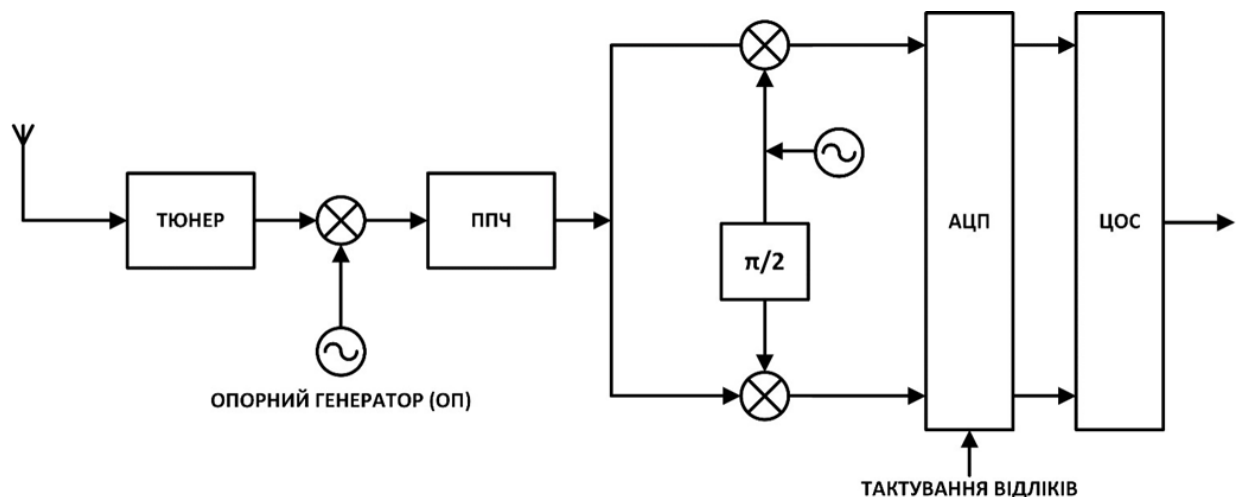


Рисунок 2.1 – Схема приймальної частини

На схемі зображено: тюнер; опорний генератор (гетеродин); підсилювач проміжної частоти (ППЧ); аналогово-цифровий перетворювач (АЦП); система цифрової обробки сигналів (ЦОС).

Очевидно, що приймальна частина сигналу складається з генераторів та АЦП з власною тактовою частотою вибірки, де виникає більшість частотних і часових помилок. Для належного функціонування приймача тактова частота дискретизації АЦП повинна бути синхронізована з символьною швидкістю каналу передавача, яка дорівнює $1/T$.

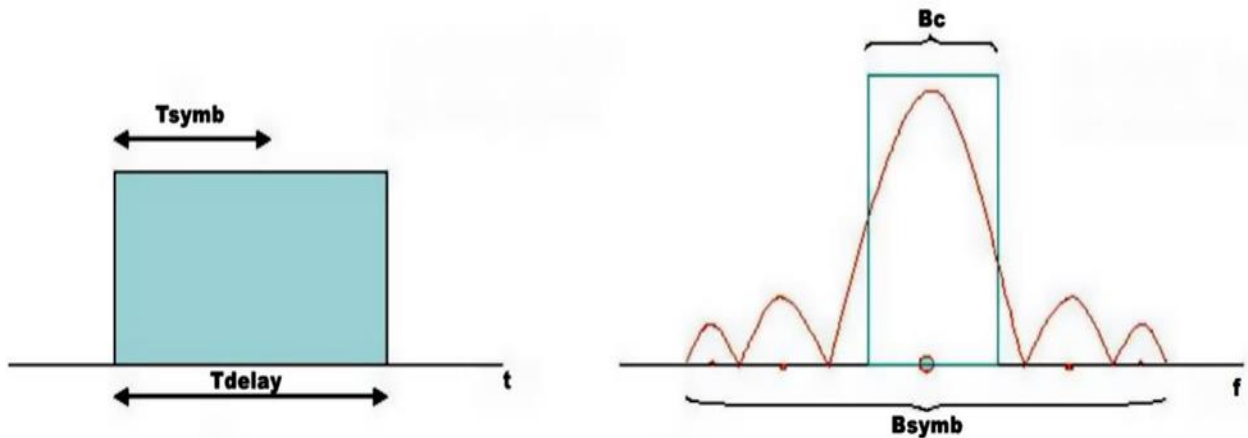


Рисунок 2.2 – Символ у часовій області (зліва) і в частотній (справа)

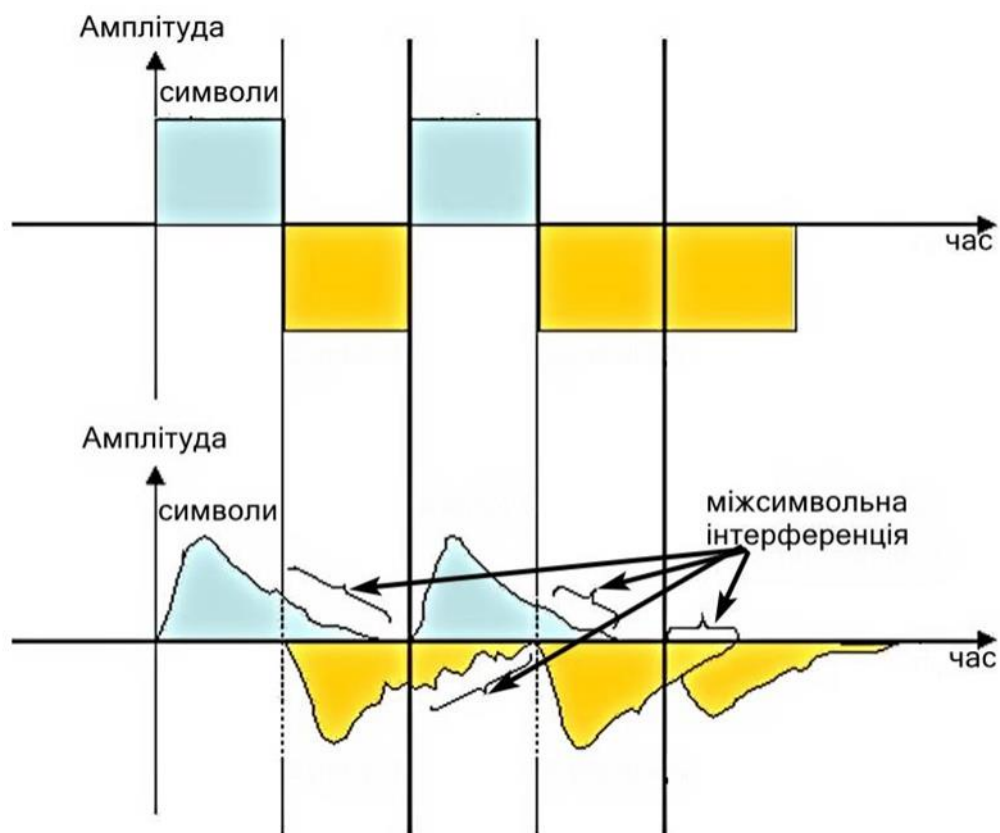


Рисунок 2.3 – Ілюстрація ефекту міжсимвольної інтерференції

Отже, мета символної синхронізації приймача полягає в забезпеченні того, щоб отриманий сигнал дискретизувався синхронно з частотою $1/T$. Крім того, висока швидкість передачі даних передбачає коротшу тривалість символу у порівнянні із затримкою передачі сигналу ($T_{\text{symp}} \leq T_{\text{delay}}$). Коли $T_{\text{symp}} \leq T_{\text{delay}}$ ($B_c \leq B_{\text{symp}}$, де B_c — когерентна смуга пропускання, а B_{symp} — смуга пропускання символу), як показано на рисунку 2.2, сигнал піддається впливу частотно-селективних завмирань, що призводить до часової дисперсії. Це, у свою чергу, викликає міжсимвольну інтерференцію (ISI), коли енергія одного символу впливає на сусідній, що ілюструється на рисунку 2.3.

Більш детально розглянемо цю проблему на прикладі BPSK-сигналів.

Для BPSK-сигналів початковим модулюючим сигналом є послідовність прямокутних біполярних імпульсів $b_0(t)$. У цьому випадку імпульс з позитивною амплітудою відповідає переданій одиниці, а імпульс з негативною амплітудою — нулю. Це ілюструється на рисунку 2.4 для вхідного бітового потоку «10110100».

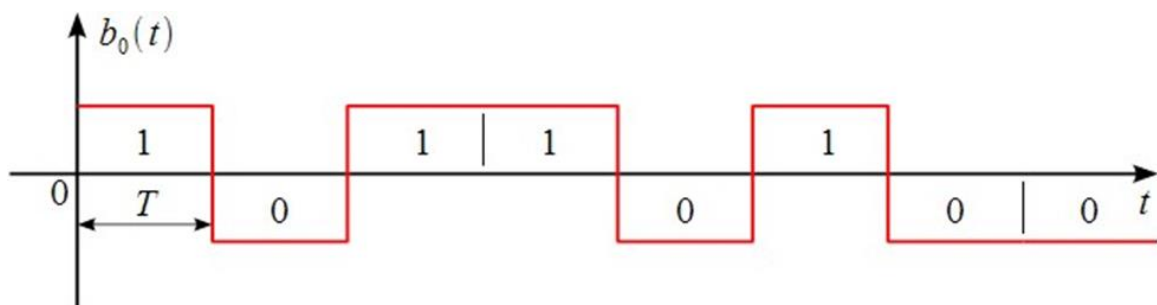


Рисунок 2.4 – Біполярні імпульси

Проте такий модулюючий сигнал є ідеальним і має спектр з дуже низькою швидкістю загасання бічних пелюсток. Спектр BPSK-сигналу, заснованого на модулюючому сигналі $b_0(t)$, представлений на рисунку 2.5. Він має ширину головної пелюстки $W = 2Br$ (де Br — швидкість передачі цифрової інформації в бітах на секунду), рівень першої бічної пелюстки становить -13 дБ, а швидкість загасання бічних пелюсток описується формулою $1/\omega$.

Можна обмежити спектр початкового модулюючого сигналу, але це призведе до більш компактного спектру BPSK, внаслідок чого фронти імпульсів розширяться, як показано на рисунку 2.6.

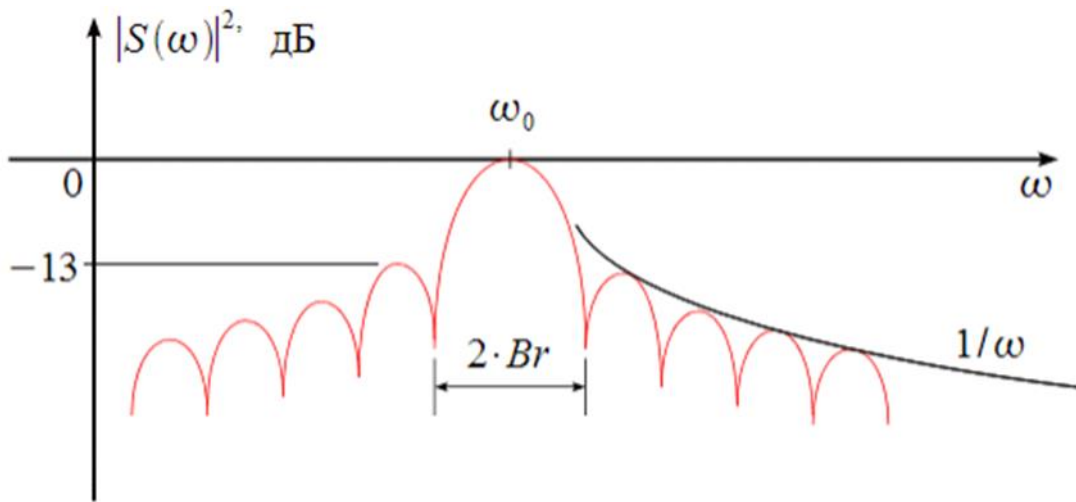


Рисунок 2.5 – Спектр BPSK-сигналу

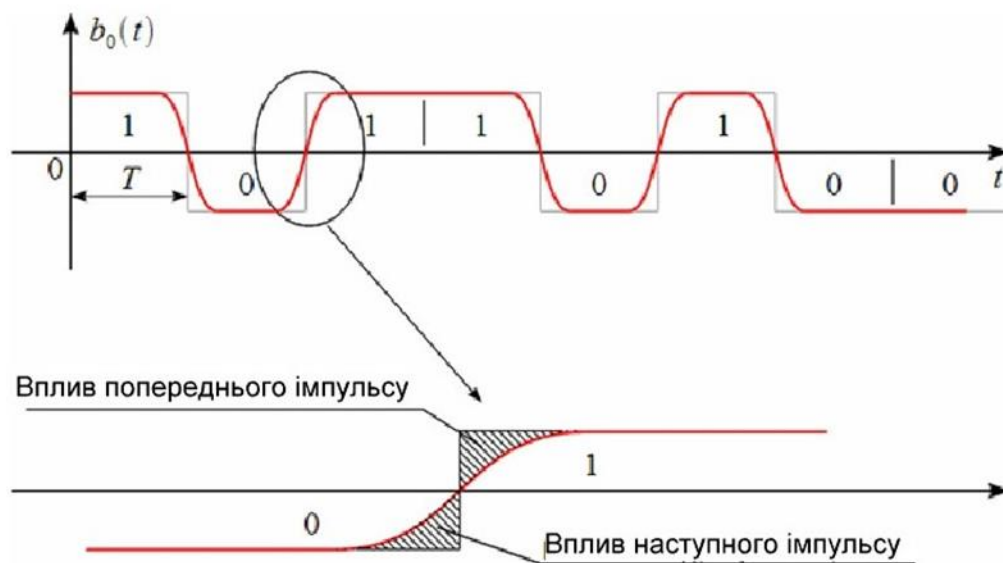


Рисунок 2.6 – Міжсимвольна інтерференція при обмеженні спектру початкового сигналу

Згладжування фронтів імпульсів призводить до перекриття наступних і попередніх імпульсів у часі, перетворюючи стрибки в безперервні криві. У процесі згладжування попередній імпульс починає впливати на наступний, а той, в свою чергу, — на попередній, що викликає їх спотворення (заштрихована

область на рисунку 2.6. Цей ефект називається міжсимвольною інтерференцією (МСІ). Він погіршує якість передачі інформації, але дозволяє більш компактно представляти сигнал у частотній області [4].

Щоб досягти згладжування фронтів імпульсів, необхідно обмежити спектр, тобто провести фільтрацію. У цьому випадку початковий модулюючий сигнал $b_d(t)$ можна уявити як вихід формуючого фільтра з імпульсною характеристикою $h(t)$. Фільтр $h(t)$ має реагувати на сигнал, що відповідає переданій інформації, що ілюструється рисунком 2.7.

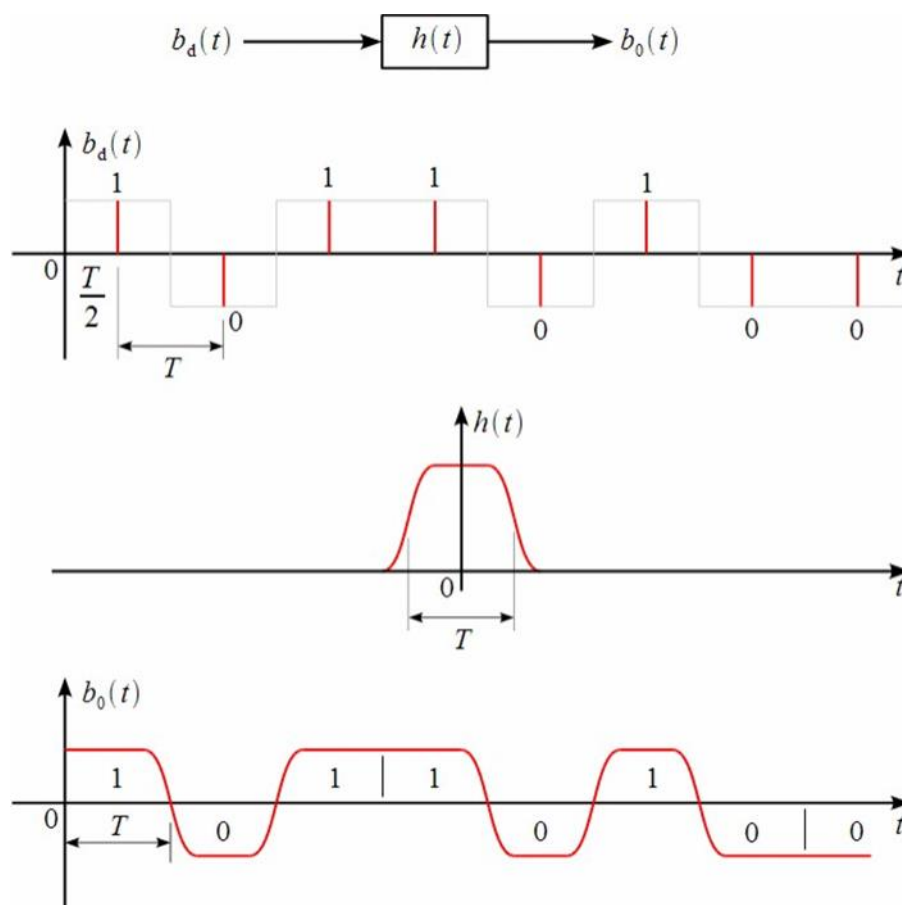


Рисунок 2.7 – Вплив формувального фільтру з імпульсною характеристикою $h(t)$

Сигнал $b_d(t)$ – це послідовність дельта-імпульсів, часове положення яких віднесене до центрів інформаційних імпульсів. Період інформаційних імпульсів T (тонкою лінією показана інформаційна послідовність біт). Математична модель цього сигналу

$$b_d(t) = \sum_i d_i \delta\left(t - iT - \frac{T}{2}\right), \quad (2.1)$$

де $d_i = 1$, якщо i -ий інформаційний біт дорівнює 1 та $d_i = -1$, якщо i -ий інформаційний біт дорівнює 0. Пропустивши сигнал $b_d(t)$ через фільтр з імпульсною характеристикою $h(t)$, отримаємо модулюючий сигнал $b_0(t)$, як згортку $b_d(t)$ та $h(t)$

$$b_0(t) = \int_{-\infty}^{\infty} b_d(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau. \quad (2.2)$$

Якщо підставити (2.1) у (2.2) та змінити порядок інтегрування та додавання і застосувати фільтрувальну властивість дельта-функції, отримаємо

$$\begin{aligned} b_0(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_i d_i \delta\left(\tau - iT - \frac{T}{2}\right) \cdot h(t - \tau) d\tau = \sum_i d_i \int_{-\infty}^{\infty} \delta\left(\tau - iT - \frac{T}{2}\right) \cdot \\ &h(t - \tau) d\tau = \sum_i d_i h\left(\tau - iT - \frac{T}{2}\right). \end{aligned} \quad (2.3)$$

Таким чином, $b_0(t)$ повністю визначається імпульсною характеристикою $h(t)$ та інформацією, що передається. Змінюючи імпульсну характеристику $h(t)$ формувального фільтра можна впливати на ширину спектру сигналу.

2.2 Принцип компенсації МСІ за допомогою формувального фільтра Найквіста

Завдання формувального фільтра – забезпечити мінімально можливу ширину спектру сигналу, що передається. Це певні властивості імпульсної характеристики $h(t)$. Визначимо їх.

Сигнал $b_d(t)$ є послідовністю дельта-імпульсів, які відповідають інформації, що передається. Інтервал між ними становить $T = 1/B_r$ і їх можна трактувати як дискретні відліки сигналу $b_0(t)$, взяті з частотою B_r . Дуже

важливо, щоб при проходженні формувального фільтру $h(t)$ сигнал $b_0(t)$ в моменти $t = T/2 + kT$ (тобто у вузлах дискретизації) дорівнював d_k , як це показано на рисунку 2.8.

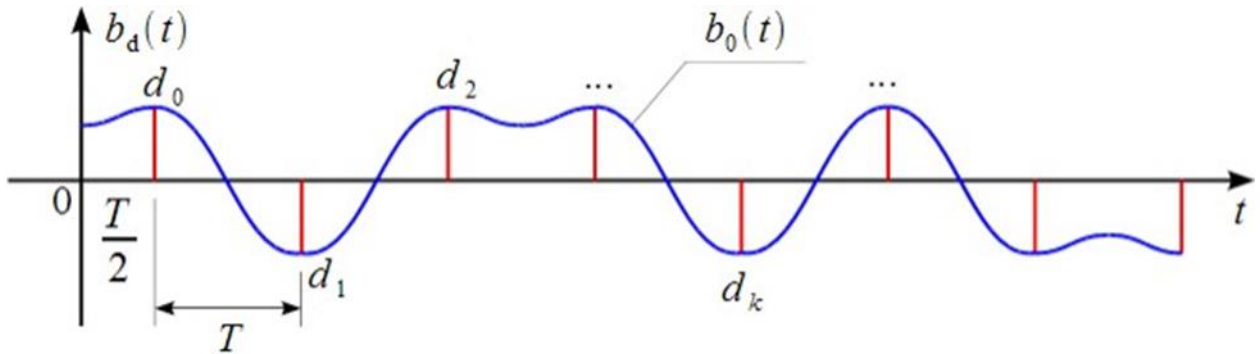


Рисунок 2.8 – Уникнення МСІ при декодуванні

При демодуляції і декодуванні можна уникнути МСІ, якщо фіксувати переданий біт точно в моменти часу $t = T/2 + kT$, де $b_0(kT + T/2) = d_k$. Тобто вносячи спотворення у початковий модулюючий сигнал $b_0(t)$ з метою звуження його спектру, повинні залишитися у певні моменти часу його значення незмінними і рівними d_k (значенням переданої інформації), щоб на приймальному боці декодування відбувалося без спотворень.

Розглянемо якими властивостями повинна володіти $h(t)$, щоб виконувалася рівність $b_0(kT + T/2) = d_k$. З (2.3) отримаємо

$$b_0(kT + T/2) = \sum_i d_i h(kT + T/2 - iT - T/2) = \sum_i d_i h(T(k - i)), \quad (2.4)$$

де $i = 0, 1, 2, 3, \dots$

Уникнення МСІ можливе за умови

$$d_k = \sum_i d_i h(T(k - i)), \quad (2.5)$$

де $i = 0, 1, 2, 3, \dots$

Іншими словами для $h(t)$ повинна виконуватися умова

$$h(T(k-i)) = \begin{cases} 1, \text{ якщо } k = i \\ 0, \text{ якщо } k \neq i \end{cases} \quad (2.6)$$

Умову (2.6) можна представити графічно, рисунок 2.9.

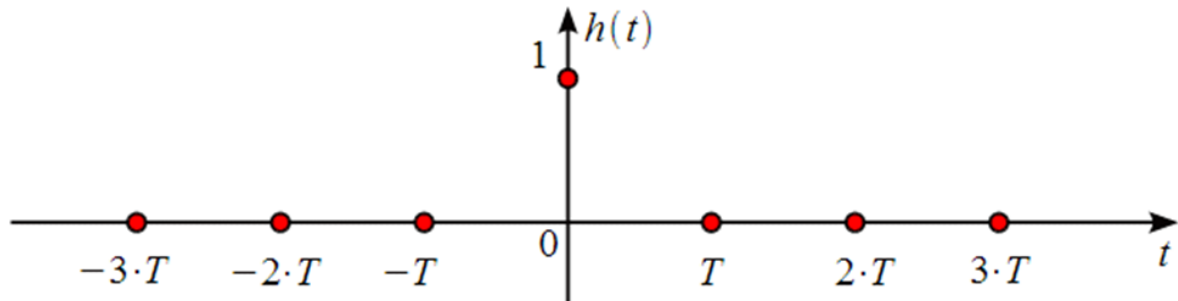


Рисунок 2.9 – Ілюстрація умови імпульсної характеристики
формувального фільтра для уникнення МСІ

Можна підібрати багато імпульсних характеристик $h(t)$, які проходять через зазначені точки. Важливо знайти таку, яка буде при цьому забезпечувати мінімальну ширину спектру сформованого сигналу. Це характеристика, математична модель якої відображає інтегральний синус.

$$h(t) = \text{sinc}\left(\pi \frac{t}{T}\right) = \frac{\sin\left(\pi \frac{t}{T}\right)}{\left(\pi \frac{t}{T}\right)}. \quad (2.7)$$

Ця характеристика в часовому та частотному вимірі наведена на рис. 2.10.

Наведена характеристика (2.10) фізично не може бути реалізованою (нескінченні коливання, що згасають за законом $1/t$). У той же час вона дозволяє сформулювати теоретичну межу швидкості передачі інформації без МСІ. Для швидкості B_r без МСІ потрібна смуга $\Pi \geq B_r$, тобто для передачі інформації без МСІ потрібно не менше 1 Гц смуги на 1 біт/с швидкості передачі інформації. Для прикладу смуга в 1 МГц забезпечує символну швидкість не більше 1 Мбіт/с.

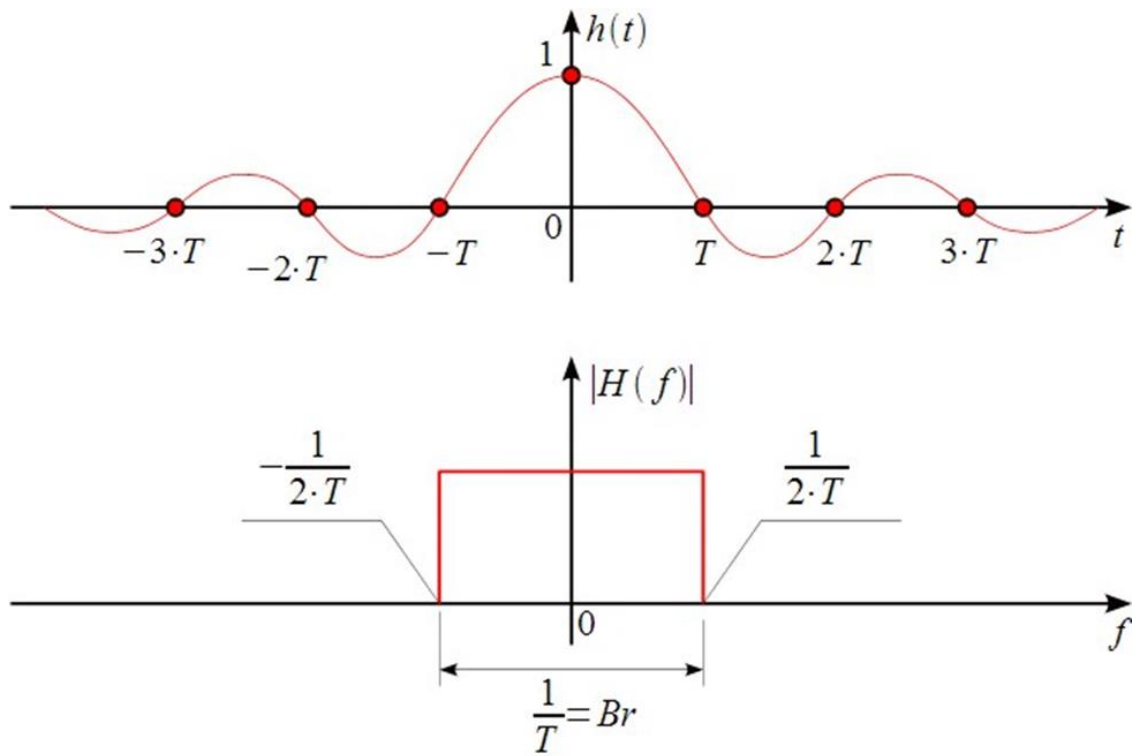


Рисунок 2.10 – Імпульсна та частотна характеристики ідеального формувального фільтра

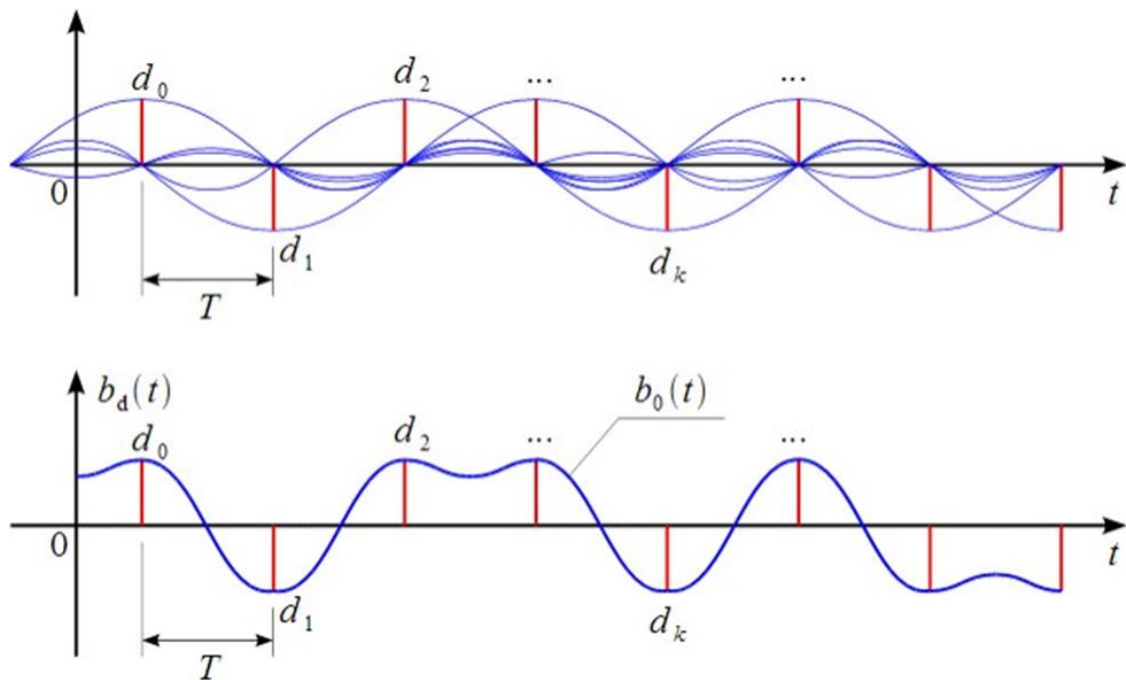


Рисунок 2.11 – Вихідний сигнал формувального фільтра

Сигнал на виході формувального фільтра можна подати у вигляді його реакції на вхідні дельта-імпульси бітового потоку, рисунок 2.11.

На верхньому графіку рисунку 2.11 кожен відлік інформації d_k множиться на імпульсну характеристику (2.7). У вузлах дискретизації імпульсні характеристики від сусідніх інформаційних імпульсів дорівнюють нулю. Отже, у моменти фіксації d_k МСІ відсутня. Таким чином, отримано інтерполятор у вигляді ідеального ФНЧ, який з відліків d_k формує плавну криву, не спотворюючи при цьому самі значення d_k .

2.3 Практична реалізація фільтра Найквіста

На практиці імпульсну характеристику (2.7) реалізувати неможливо. Тому доводиться її обмежувати за тривалістю і вона перестає бути ідеальним інтерполятором. На рисунку 2.12 наведена реальна імпульсна характеристика $h(t_n)$ формувального фільтра як функція нормованого часу $t_n = t/T$ ($t_n = 1$ відповідає одному символу).

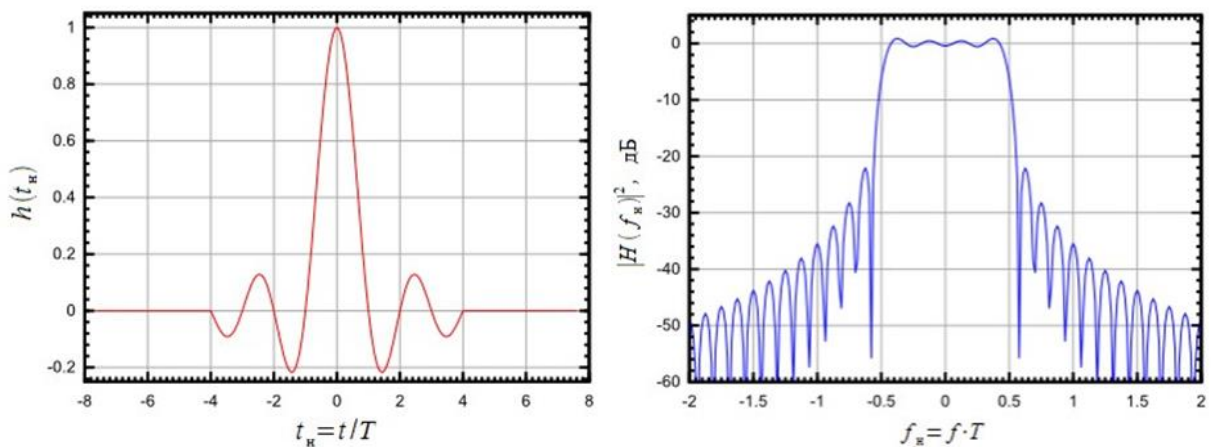


Рисунок 2.12 – Обмежена у часі імпульсна характеристика
та відповідна АЧХ формувального фільтра

На наведеному рисунку часове обмеження імпульсної характеристики становить 4 символи, тобто $h(t_n) = 0$ при $|t_n| > 4$. Характеристика праворуч – це квадрат АЧХ $|H(f_n)|^2$ формувального фільтра з часовим обмеженням імпульсної характеристики, причому по горизонтальній осі відкладена нормована частота $f_n = fT = f/B_r$.

Графіки показують, що наслідком укорочення імпульсної характеристики є поява бічних пелюсток в АЧХ формувального фільтра. Їх рівень достатньо високий, а швидкість спаду дуже низька. Також з'являється нерівномірність в смузі пропускання фільтра - ефект Гіббса. Для її зменшення Найквіст запропонував згладжування фронту АЧХ ідеального фільтра шляхом його розширення, але на відміну від $h(t)$ це розширення смуги фільтра можна зробити регульованим, як це показано на рисунку 2.13.

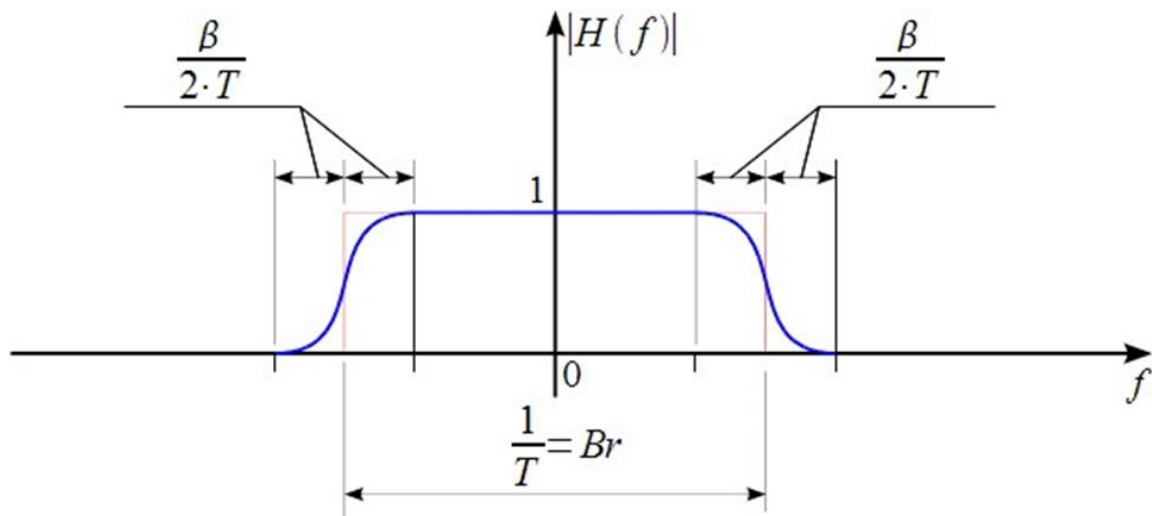


Рисунок 2.13 – Формувальний фільтр Найквіста при апроксимації фронту АЧХ «припіднятим косинусом»

АЧХ фільтра, рис. 2.13, складається фактично з трьох частин.

$$|H(f)| = \begin{cases} 1, \text{ якщо } |f| < \frac{1-\beta}{2T} \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\beta} \left(|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right) \right] \right\}, \text{ якщо } \frac{1-\beta}{2T} < |f| < \frac{1+\beta}{2T} \\ 0, \text{ якщо } |f| > \frac{1+\beta}{2T} \end{cases} \quad (2.8)$$

Ідеальна АЧХ поблизу фронту апроксимується функцією «припіднятого косинуса». Інтервал апроксимації задається параметром β , який змінюється від 0 до 1. Якщо $\beta = 0$, то має місце ідеальний ФНЧ, якщо $\beta = 1$, то реалізовано

фільтр з АЧХ у вигляді «припіднятого косинуса». Його АЧХ описується формулою

$$|H(f)| = \begin{cases} \frac{1}{2} \{1 + \cos(\pi T f)\}, \text{ якщо } f < \frac{1}{T} \\ 0, \text{ якщо } f > \frac{1}{T} \end{cases} \quad (2.9)$$

Згладжування фронту частотної характеристики характеризує добуток імпульсної характеристики (2.7) та вагового вікна (2.10) згідно з теоремою про згортку:

$$h(t) = \text{sinc}\left(\frac{\pi t}{T}\right) w(t) \quad (2.10)$$

$$w(t) = \frac{\cos\left(\frac{\pi \beta t}{T}\right)}{\frac{1-4\beta^2 t^2}{T^2}}.$$

На рисунку 2.14 наведено імпульсні характеристики $h(t_n)$ фільтра Найквіста та відповідні його АЧХ $|H(f_n)|$ для різних параметрів β залежно від нормованого часу $t_n = t/T$ та нормованої частоти $f_n = fT$ відповідно.

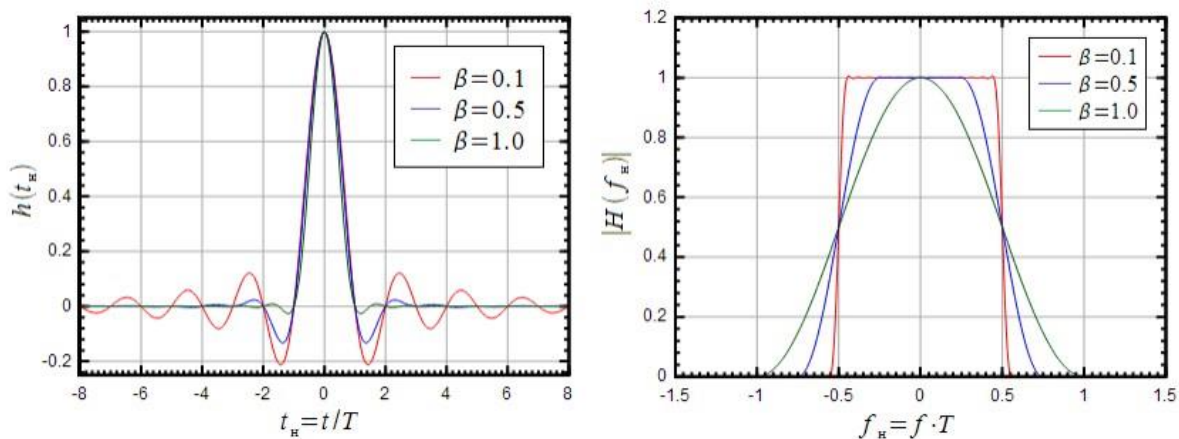


Рисунок 2.14 – Сімейство імпульсних характеристик та АЧХ фільтра Найквіста

Видно, що значення β впливає на ступінь згладжування фронту АЧХ ідеального фільтра. Якщо має місце $\beta = 1$, то $|H(f_n)|$, є «припіднятим косинусом», а імпульсна характеристика $h(t_n)$ характеризується мінімальними

боковими пелюстками. При цьому ширина смуги фільтра на рівні -3 дБ незмінна і становить $1/T$. Для узгодженого прийому сигналів використовують фільтр з характеристикою «корінь квадратний з припіднятого косинуса». Схема системи передачі інформації з формувальним фільтром наведена на рисунку 2.15.



Рисунок 2.15 – Спрощена схема системи передачі інформації

Для прийому і декодування використовується узгоджений фільтр $G(f)$. За умови ідеальності передавальних та приймальних пристроїв сигнал на вході узгодженого фільтра $G(f)$ такий, як на виході формувального фільтра $X(f)$ з доданим адитивним білим шумом. Загальна АЧХ $H(f) = G(f)X(f)$. Компенсація МСІ відбудеться, якщо загальна характеристика відповідає виразу (2.8). При цьому $G(f)$ повинна бути узгоджена з початковим сигналом на виході формувального фільтра, тобто $G(f) = \overline{X(f)}$. $\overline{X(f)}$ – комплексно-спряжена з формувальним фільтром. Отже, $|X(f)|^2 = H(f)$ і, відповідно, $X(f) = \sqrt{H(f)}$.

Узгоджена фільтрація при декодуванні передбачає використання фільтра з АЧХ, яка була б комплексно-спряжена з частотною характеристикою формувального фільтра. Тоді АЧХ формувального фільтра є коренем з характеристики «піднесеного косинуса» і каскад з формувального та узгодженого фільтрів сформує фільтр Найквіста, що дає компенсацію МСІ при декодуванні.

Імпульсні характеристики фільтра «припіднятий косинус» $h(t_n)$ при $t_n = 1/T$, та фільтра «корінь з припіднятого косинуса» $x(t_n)$ для $\beta = 0,5$ наведені на рисунку 2.16 (ліворуч). Також (праворуч) зображені АЧХ цих фільтрів $|H(f_n)|$ та $|X(f_n)|$ як функції нормованої частоти $f_n = ft$.

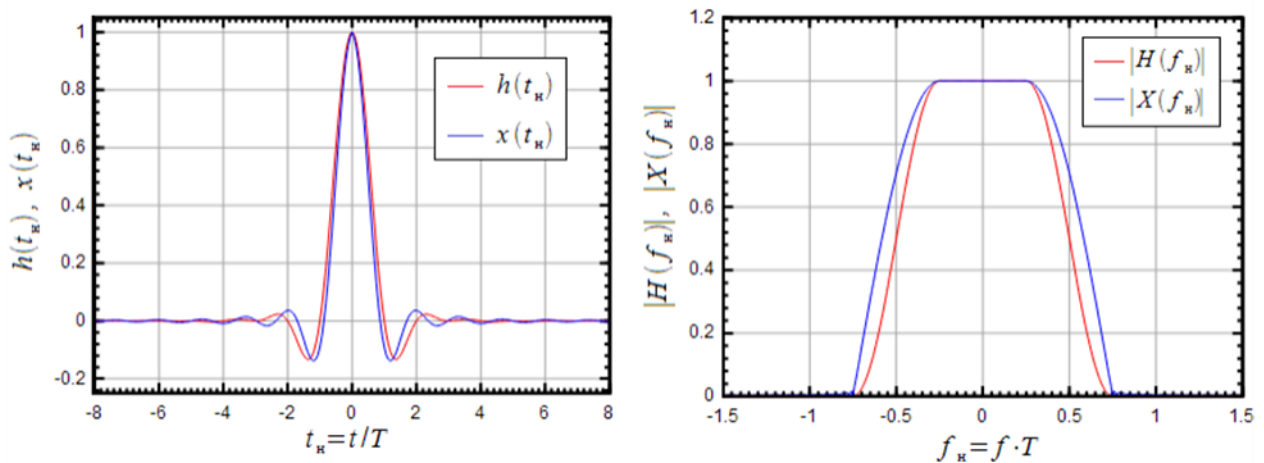


Рисунок 2.16 – Імпульсні характеристики та АЧХ фільтрів
«припіднятий косинус» та «корінь з припіднятого косинуса»

Форма АЧХ фільтру «корінь з припіднятого косинуса» не забезпечує компенсацію МСІ, але послідовне з'єднання таких двох фільтрів вирішує цю проблему.

2.4 Загальний аналіз еквалізації каналу передачі

Алгоритм демодуляції сигналу передбачає поелементне його приймання та обробку на кожному тактовому інтервалі з відповідним прийняттям рішення. Очевидно, на практиці заважає цьому процесу міжсимвольна інтерференція, коли сусідні символи перекриваються у часі, впливаючи один на одного. Умовою відсутності МСІ є ситуація, за якої відліки переддії та післядії імпульсу корисного сигналу через тактовий інтервал T є нульовими. Як відомо, це може забезпечити фільтр Найквіста.

У той же час при проходженні сигналів цифрової модуляції реальними каналами передачі мають місце лінійні спотворення у самих каналах. Умовою неспотвореної передачі сигналу лінійним колом, як відомо, є наявність незмінної у смузі частот сигналу АЧХ та лінійної ФЧХ. Реальний канал передачі не відповідає таким вимогам, отже, створюються умови для виникнення міжсимвольної інтерференції. Повністю компенсувати її не

вдається, але суттєво послабити можливо, якщо здійснити коригування характеристик каналу передачі за допомогою, наприклад, еквалайзерів, вирівнювачів тощо.

АЧХ еквалайзера повинна бути такою, щоб задовольнялася умова частотної незалежності АЧХ лінії передачі та еквалайзера. Еквалайзери будують за схемами нерекурсивного фільтра. Характеристики радіолінії можуть змінюватися в процесі роботи, тоді еквалайзер виконують адаптивним.

В інваріантних по часу каналах характеристики можуть бути виміряні, після чого значення вагових коефіцієнтів коригуються. Якщо ці коефіцієнти залишаються незмінними під час передачі даних, то вирівнювання називається заданим (preset). Один зі способів заданого вирівнювання полягає в установці вагових коефіцієнтів $\{C_n\}$, на основі середніх знань про канал. Інший метод передбачає передачу настроювальної послідовності, яка порівнюється в приймачі з локально згенерованою послідовністю; різниця між ними дозволяє налаштувати вагові коефіцієнти $\{C_n\}$. У цих випадках параметри налаштовуються один раз або при повторному налаштуванні.

Тип вирівнювання, що враховує зміни в каналі, називається адаптивним (adaptive). Його реалізація може включати періодичну або безперервну «добірку» вагових коефіцієнтів. Періодичне коригування відбувається шляхом передачі початкової комбінації бітів або короткої настроювальної послідовності, яка відома приймачеві. Ця комбінація також допомагає приймачеві визначити початок передачі, встановити рівень автоматичного регулювання підсилення (AGC) та синхронізуватися з прийнятим сигналом.

Безперервне налаштування відбувається за допомогою заміни тестової послідовності набором інформаційних символів, отриманих на виході еквалайзера. У цьому випадку використовують метод, керований рішенням (Decision directed), при якому вагові коефіцієнти коригуються на основі сигналу від детектора. Також існує еквалайзер DFE, який включає додатковий фільтр на виході детектора, застосовуваний у системах з вирішувальним зворотним зв'язком. Таким чином, при використанні DFE в системі функціонують два

фільтри (напрямний і зворотний), що сприяє зниженню міжсимвольної інтерференції.

2.5 Лінійні еквалайзери та їх застосування

Фільтрування сигналів є процесом їх обробки, спрямованим на виділення корисної інформації, тобто сигналів з певними характеристиками. Обробка може здійснюватися як аналоговими, так і цифровими методами. Відомо, що характеристики цифрових фільтрів з фіксованими параметрами зазвичай визначаються їх передавальною функцією, яка, в свою чергу, формує структуру фільтра та його обчислювальну складність. Якщо вимоги до передавальної функції не можуть бути заздалегідь визначені або змінюються під час роботи фільтра, слід використовувати фільтр зі змінними параметрами, наприклад, адаптивний [11, 12].

Адаптивний фільтр — це фільтр з параметрами, які змінюються в процесі роботи в залежності від критерію його ефективності. Цим критерієм часто є досягнення мінімуму певної цільової функції, зазвичай квадратичної функції помилки між бажаним і вихідним сигналами адаптивного фільтра. Мінімізація цільової функції свідчить про те, що вихідний сигнал фільтра «наближений» до бажаного, тобто повторює його форму.

Вихідний сигнал адаптивного фільтра наближається до необхідного завдяки зміні вагових коефіцієнтів, які розраховуються на основі обробки вхідного (або вхідних у багатоканальному випадку) сигналів. В установлювальному режимі значення вагових коефіцієнтів відповідають мінімуму цільової функції або близькі до нього. Оскільки стан адаптивного фільтра змінюється під час налаштування вагових коефіцієнтів, його вважають таким, що адаптується до існуючих умов. Тому як фільтр, так і алгоритм його обчислення вагових коефіцієнтів називаються адаптивними.

Прикладом використання адаптивних фільтрів є задача зворотної ідентифікації об'єкта, яка широко застосовується для вирівнювання

характеристик електричних каналів зв'язку за допомогою адаптивних еквалайзерів, рисунок 2.17.

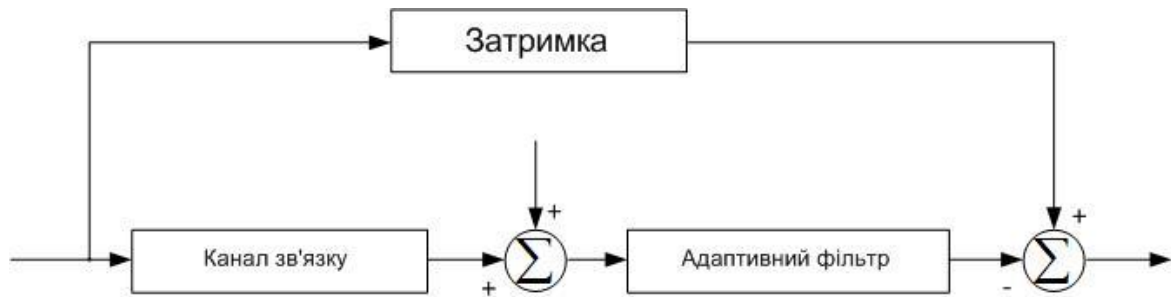


Рисунок 2.17 – Вирівнювання АЧХ електричного каналу зв'язку

Вирівнювання каналу зв'язку є необхідним через спотворення сигналу, які виникають під час передачі цифрових даних через канали з обмеженою смугою пропускання. Ці спотворення, разом із шумом каналу $z(k)$ (див. рисунок 2.17), впливають на точність визначення відповідності прийнятого інформаційного символу $\hat{x}(k)$ символу $x(k)$, що був переданий через канал. Якщо б канал був просто лінією затримки на час t_0 , то оцінка (розрізнення) прийнятих сигналів була б значно простішою. Проте більшість каналів зв'язку, з математичної точки зору, можна представити як КІХ-фільтри з імпульсним відгуком w (див. рисунок 2.18, а).

Згідно з рисунком 2.18, а інформаційні символи йдуть з періодом T . У кожен відлік часу k , що збігається з цим періодом, на виході каналу утворюється зважена сума символів, що передаються поспіль:

$$\tilde{x}(t_0 + kT) = w(t_0)x(t_0 + kT) + \sum_{n \neq k} w(t_0 + kT - nT)x(t_0 - nT). \quad (2.11)$$

Тут лише один символ несе поточну інформацію. Решта у формулі - це шум, який не спотворює правильну фіксацію символів на приймальному боці. Підвищити вірогідність правильної реєстрації прийнятих символів можна за допомогою еквалайзерів - пристроїв, які зменшують спотворення сигналу.

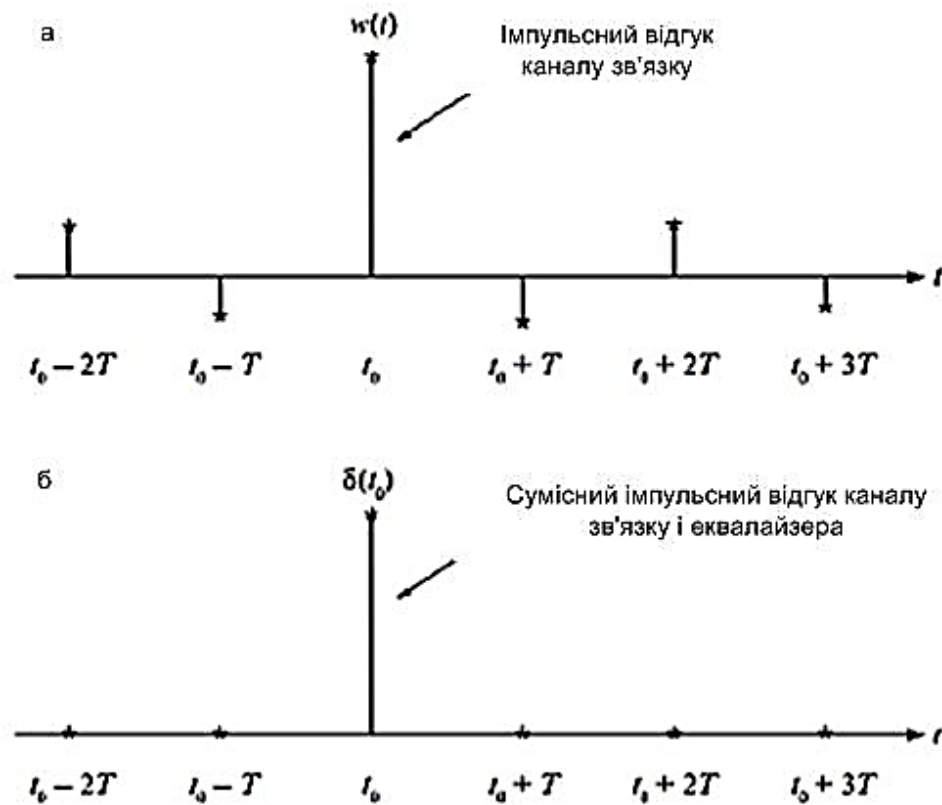


Рисунок 2.18 – Вирівнювання електричного каналу зв'язку

Еквалайзер працює таким чином, що його амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) наближається до АЧХ зворотного каналу зв'язку. Це означає, що спільна АЧХ каналу та еквалайзера стає рівномірною. Внаслідок цього згортка імпульсних відгуків каналу зв'язку w і еквалайзера h у моменти часу kT стає близькою до дельта-функції (див. рисунок 2.18, б), що призводить до зменшення спотворень сигналу. У такому випадку вихідний сигнал еквалайзера визначається формулою:

$$y(t_0 + kT) = \delta(t_0)x(t_0 + kT) + 0, \quad (2.12)$$

що означає, що інформаційний символ може бути правильно виявлений, оцінений і декодований.

На рисунку 2.17 ілюструється задача ідентифікації лінійної системи, яка визначає затримку прийому переданого сигналу. Відомо, що імпульсна

характеристика лінії затримки дорівнює дельта-функції (один ненульовий ваговий коефіцієнт), а її АЧХ є рівномірною. Ідентифікація імпульсної характеристики лінії затримки здійснюється шляхом каскадного з'єднання КІХ-фільтра з фіксованими ваговими коефіцієнтами (канал зв'язку) і КІХ-фільтра з змінними ваговими коефіцієнтами (адаптивного фільтра). Це означає, що згортка фіксованого імпульсного відгуку каналу зі змінним імпульсним відгуком адаптивного фільтра в процесі адаптації наближається до дельта-функції, в результаті чого АЧХ стає рівномірною. Для досягнення цієї умови АЧХ адаптивного фільтра під час налаштування має наближатися до зворотної АЧХ каналу зв'язку.

Рисунок 2.17 ілюструє лише принцип роботи еквалайзера. На практиці необхідний сигнал не передається окремим каналом зв'язку. Він формується на приймальній стороні під час встановлення протоколу модему, коли відома (тренувальна) послідовність символів передається модемом інформаційного джерела на протилежному кінці каналу. Після налаштування адаптивного фільтра еквалайзера, тобто коли канал зв'язку вже вирівняно, замість відомої тренувальної послідовності починають передавати невідомі дані. В цьому випадку сигнал $d(k)$ представляється як $\tilde{y}(k)$, тобто вихідний сигнал адаптивного фільтра $y(k)$, «квантований» за критерієм мінімальної відстані до елементів алфавіту переданих даних.

Існує два типи еквалайзерів (див. рисунок 2.19): без зворотного зв'язку та із зворотним зв'язком. Адаптивний фільтр еквалайзера зі зворотним зв'язком можна розглядати як двоканальний адаптивний фільтр. Еквалайзери з таким зворотним зв'язком забезпечують більш якісне вирівнювання характеристик каналу, оскільки вихідний сигнал після "навчання" частково формуються з уже раніше прийнятих "правильних" символів [8].

Застосування адаптивного лінійного еквалайзера.

Для визначення адаптації та працездатності застосуємо вираз:

$$y = V \cdot \beta, \quad (2.13)$$

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

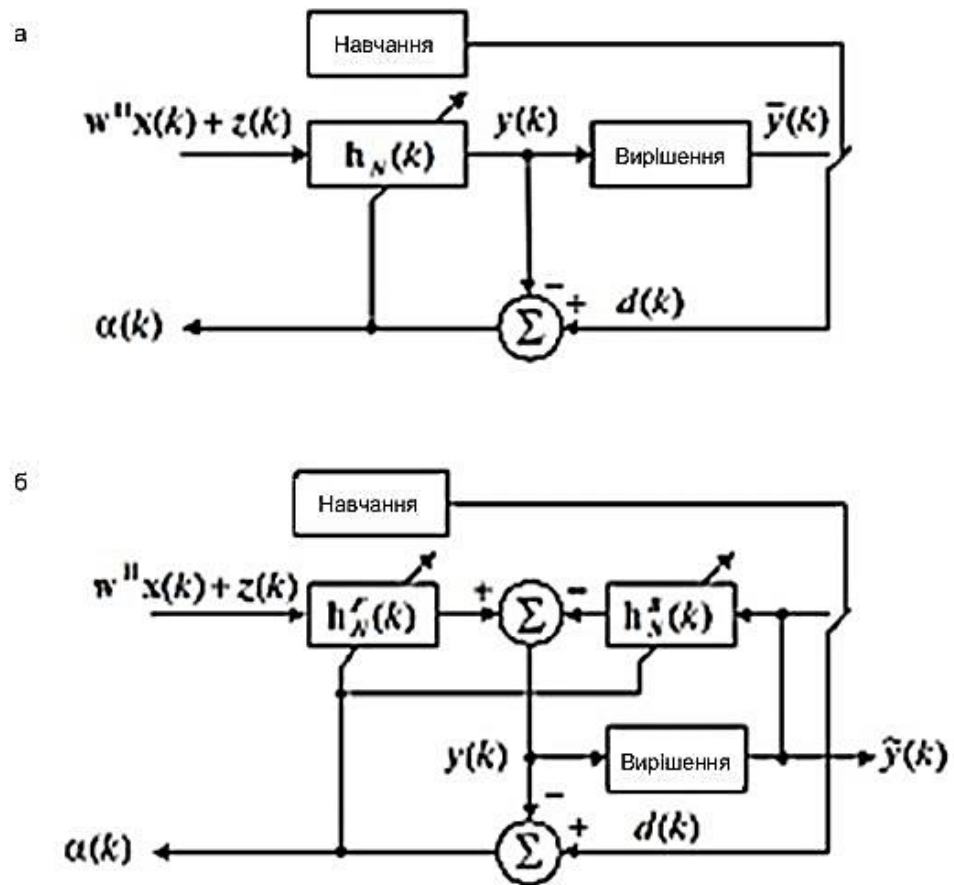


Рисунок 2.19 – Адаптивні еквайзери: *а* – без зворотного зв'язку;
б – зі зворотним зв'язком

З метою подальших перетворень помножимо обидві частини виразу (2.13) на V^T :

$$V^T \cdot y = V^T \cdot V \cdot \beta. \quad (2.14)$$

Далі помножимо обидві частини рівності (2.14) на множник $(V^T V)^{-1}$

$$(V^T V)^{-1} V^T \cdot y = (V^T V)^{-1} V^T \cdot V \cdot \beta. \quad (2.15)$$

Вектор коефіцієнтів β можна обчислити таким чином:

$$\beta = (V^T V)^{-1} V^T \cdot y. \quad (2.16)$$

$$R_x = (V^T V); R_y = V^T \cdot y. \quad (2.17)$$

$$\beta = R_x^{-1} \cdot R_y. \quad (2.18)$$

$$V = \begin{pmatrix} x_{k-n} & \cdots & x_k & \cdots & x_{k+n} \\ \vdots & \cdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ x_{k+s-n} & \cdots & x_{k+s} & \cdots & x_{k+s+n} \end{pmatrix}. \quad (2.19)$$

$$y_l = \sum_{n=0}^N \beta_n \cdot x(k-n) = V \cdot \vec{\beta}. \quad (2.20)$$

$$\vec{\beta} = [\beta_{-N}, \beta_{1-N}, \dots, \beta_N]. \quad (2.21)$$

Схема адаптивного лінійного еквалайзера представлена на рисунку 2.20. Необхідно зазначити, що алгоритм пошуку коефіцієнтів згідно з виразом (2.16) відповідає методу найменших квадратів.

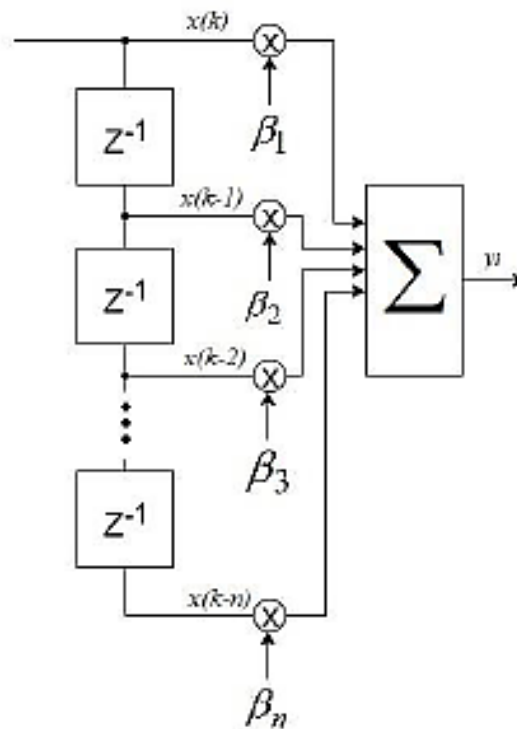


Рисунок 2.20 – Адаптивний лінійний еквалайзер

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

2.6 Порівняльний аналіз еквалізації та ортогонального часового мультиплексування

Проведемо порівняння застосування еквалайзерів і ортогонального часового мультиплексування, як способів боротьби з МСІ по їх енергетичній ефективності. Це питання має відношення до систем, які працюють з каналами, які характеризуються змінними параметрами та ведуть до багатопроменевого поширення радіохвиль. Очевидно, за таких умов виникає міжсимвольна інтерференція, а боротьба з цим явищем є актуальною. Серед різних способів боротьби з МСІ визначається застосування еквалайзерів, а у багатопроменевих каналах зв'язку застосовуються такі способи боротьби з МСІ як ортогональне мультиплексування, рознесений прийом, перешкодостійкі алгоритми обробки інформації [10-13].

Метод боротьби з МСІ за допомогою еквалайзерів передбачає вирівнювання частотної характеристики (ЧХ) каналу. Для оцінки каналу на передавальній і приймальній сторонах потрібний канал зворотного зв'язку, тобто потрібна адаптація. У цьому випадку необхідна наявність каналного прекодера. Він частково спотворює сигнал і після проходження через канал зв'язку сигнал приймає потрібну форму і не виникає МСІ. Такий метод отримав назву ортогональне часове мультиплексування (OTDM - Orthogonal Time Division Multiplexing).

Варіант побудови адаптивного еквалайзера представлений на рис. 2.21.

Еквалайзер реалізує ЧХ виду:

$$S_{\text{екв}}(\xi) = \sum_{n=0}^{N-1} p_n \exp(-j\xi nT), \quad (2.22)$$

де ξ – узагальнена частота сигналу.

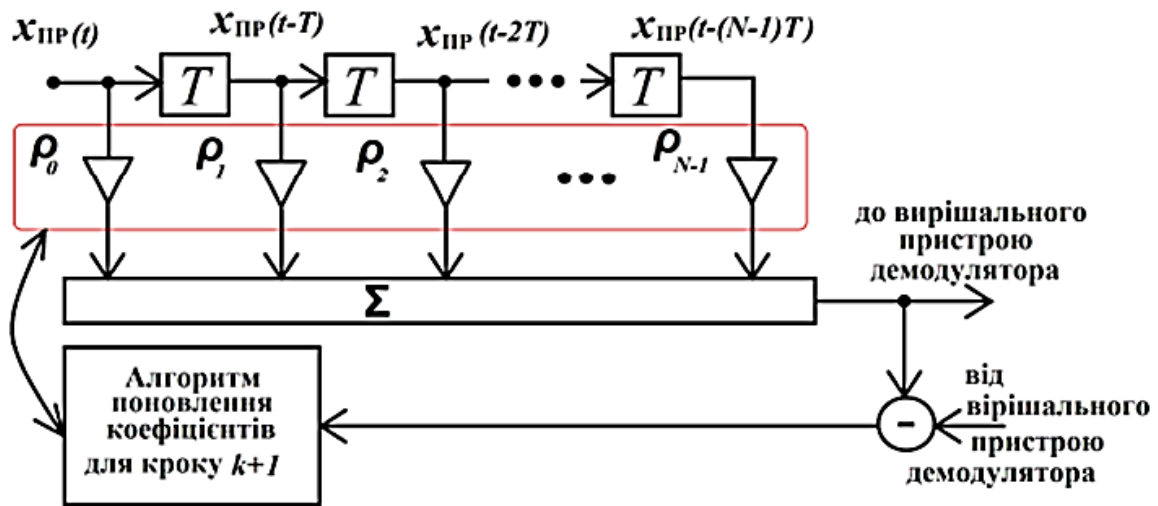


Рисунок 2.21 – Схема адаптивного еквалайзера

При знаходженні вагових коефіцієнтів ρ_n у (2.22) часто використовується критерій мінімуму середньоквадратичного відхилення (СКВ) у відлікових точках між відомим тестовим сигналом і сигналом на виході еквалайзера. Реалізація еквалайзера заснована на методі найменших квадратів. Мінімізація суми квадратів помилок досягається вибором вагових коефіцієнтів ρ_n , отриманих в результаті розв'язання системи лінійних рівнянь.

В адаптивних еквалайзерах можуть використовуватися як ітеративні, так і рекурсивні алгоритми найменших квадратів.

Слід зазначити, що в цьому адаптивному еквалайзері попереднє рішення використовується для коригування вагових коефіцієнтів ρ_n на наступному $(k+1)$ етапі прийняття рішення в демодуляторі. При цьому алгоритм обробки вхідного сигналу залишається незмінним, як у лінійному трансверсальному еквалайзері. Окрім лінійних еквалайзерів, застосовуються також складніші еквалайзери з зворотним зв'язком. У таких еквалайзерах попередні рішення використовуються для зменшення міжсимвольних інтерференцій (МСІ) шляхом вирахування післядії від попередньо переданих сигналів з виходу еквалайзера перед прийняттям чергового рішення щодо символу (див. рис. 2.22). Такий еквалайзер має "прямую гілку", а формування зазначеної післядії здійснюється за допомогою пристрою у "зворотній гілці", як показано на рис. 2.22.

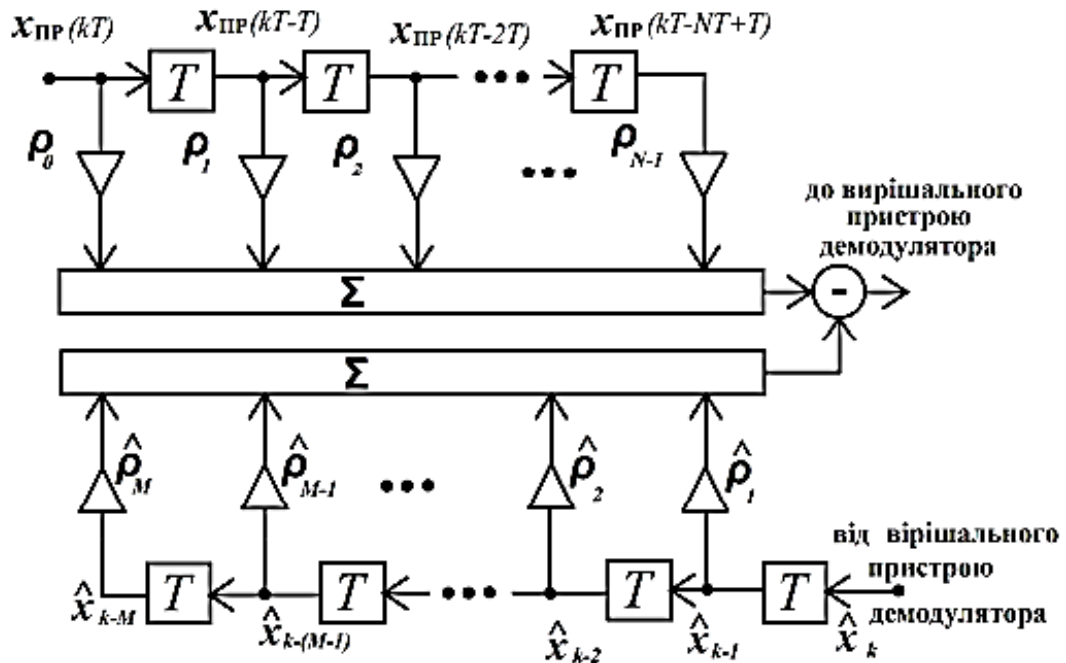


Рисунок 2.22 – Схема адаптивного еквалайзера
з «прямою гілкою» і «зворотною гілкою»

На рис. 2.23 наведена структурна схема OTDM-системи з каналним прекодером.



Рисунок 2.23 – Структурна схема OTDM-системи з каналним прекодером

Прекодер, що базується на поточних оцінках імпульсної характеристики (ІХ) каналу $h(t-nT)$, отриманих від приймача через зворотний канал, формує послідовність частково спотворених імпульсів $p(t-nT)$, які відповідають параметрам каналу. Канальний прекодер обчислює послідовність імпульсів

каналу $q(t-nT)$ в якості опорних сигналів. У системах OTDM застосовується критерій мінімізації середньоквадратичного відхилення (СКВ) між вихідним сигнальним імпульсом та тестовим, що дозволяє компенсувати не лише глибокі завмирання, а й більш складні частотно-селективні завмирання. У системах OTDM здійснюється згортка сигналів:

$$q(t-nT) = h(t-nT)^*p(t-nT) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\zeta)h(t-\zeta)d\zeta, \quad (2.23)$$

де $*$ – знак згортки, $q(t-nT)$ – сигнал, що після проходження через канал зв'язку сигналу $p(t-nT)$ є найближчим до тестового сигналу за критерієм мінімуму СКВ.

Для схеми на рис. 2.23 маємо:

$$s(t) = h(t-nT)y(t) + n_w(t),$$

де $n_w(t)$ – адитивний білий шум.

Формування сигналу канальним прекодером, описаним функцією $f(\zeta)$, забезпечує адаптацію приймально-передавального тракту до поточних параметрів каналу. Для цього сигнал $p(t-nT)$ частково спотворюється таким чином, щоб після проходження через канал з глибокими завмираннями і адитивним білим шумом він перетворювався на сигнал $q(t-nT)$, що близький до тестового. В якості тестового сигналу може використовуватися імпульс типу «припіднятий косинус» [4], який має максимум у центрі інтервалу $[0, T]$ і є симетричним відносно цього центру. Функцію $f(\zeta)$ у (2.23) можна подати у вигляді ряду:

$$f(\zeta) = \sum_{-\infty}^{+\infty} f(k\Delta) \frac{\sin[(\pi/\Delta)(\zeta-k\Delta)]}{(\pi/\Delta)(\zeta-k\Delta)}, \quad (2.24)$$

де Δ – узагальнена смуга частот.

Щоб обчислити інтеграл (2.23), потрібно підставити вираз (2.24) під знак інтегралу. Коректна перестановка знаку інтегралу та суми можливе лише за умови, що ряд (2.24) рівномірно сходиться [11]. Для цього застосовуємо контурний інтеграл наступного вигляду:

$$\frac{1}{2\pi j} \int_C \frac{f(\zeta)}{(\sin(\pi/\Delta)\zeta)} \frac{d\zeta}{(k\Delta - \zeta)}, \quad (2.25)$$

де C – коло радіуса $(k + 1/2)\Delta$ з центром на початку координат.

Інтегрування (2.25) здійснюється за методом віднімань [12]. Якщо точка ζ не збігається з точками $k\Delta$, то різниця в цій точці дорівнює $\frac{f(\zeta)}{(\sin(\pi/\Delta)\zeta)}$.

Різниця в точках $k\Delta$ дорівнює $f(k\Delta)/(\pi/\Delta)(k\Delta - \zeta) \cos k\pi$, якщо має місце збіг. Тоді маємо:

$$\frac{1}{2\pi j} \int_C \frac{f(\zeta)}{(\sin(\frac{\pi}{\Delta})\zeta)} \frac{d\zeta}{(k\Delta - \zeta)} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{f(k\Delta)}{(\pi/\Delta)(k\Delta - \zeta) \cos k\pi} + \frac{f(\zeta)}{(\sin(\pi/\Delta)\zeta)}, \quad (2.26)$$

Ліва частина виразу (2.26) прямує до нуля рівномірно в колі радіусом $(k+1/2)\Delta$. Це означає, що ряд, який стоїть в правій частині виразу (2.26), також сходиться рівномірно у будь-якій кінцевій частині площини кола і має місце співвідношення:

$$\frac{f(\zeta)}{\sin(\pi/\Delta)\zeta} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{f(k\Delta)}{(\pi/\Delta)(\zeta - k\Delta) \cos k\pi}, \quad (2.27)$$

Маючи додавання від $-\infty$ до $+\infty$, враховуючи, що $\cos k\pi = \pm 1$ і

$$\sin(\pi/\Delta)\zeta \cos k\pi = \sin(\pi/\Delta)(\zeta - k\Delta),$$

після перетворення виразу (2.27), отримуємо вираз (2.24).

Варто зазначити, що серед попередніх рішень, які використовуються в еквалайзерах, можуть бути й помилкові. Однак еквалайзери працюють в умовах, коли основною перешкодою є саме MCI, тому ймовірність помилкових рішень, пов'язаних з адитивним шумом у каналі, є незначною. Використання цих еквалайзерів дозволяє знизити рівень MCI у відлікових точках, проте не гарантує досягнення мінімальних значень ймовірності помилкового прийому в умовах одночасної дії MCI та адитивного шуму. Мінімізацію ймовірності помилкового прийому можна досягти за допомогою методів демодуляції, які використовують алгоритм Вітербі [10].

У системах OTDM алгоритм цифрового прийому зводиться до обробки сигналів посимвольно, що спрощує реалізацію демодуляторів. Однак у цьому випадку OTDM-система програє за енергетичною ефективністю системі, яка використовує алгоритм Вітербі для прийому "в цілому". Енергетичну ефективність застосування еквалайзерів і OTDM-системи можна оцінити за залежністю ймовірності помилкового прийому від співвідношення сигнал/шум. Моделювання буде проведено на основі використання ітеративного алгоритму в п'яти відлікових точках. Для модуляції BPSK ймовірність помилкового прийому P_{prot} визначається як:

$$P_{prot} = Q(\sqrt{2h}),$$

$$Q(\sqrt{2h}) = (1 - \Phi(\sqrt{2h}))/2,$$

де $\Phi(\sqrt{2h})$ – функція Крампа, h^2 – с/ш.

На рис. 2.24 показані залежності ймовірності помилкового прийому від співвідношення сигнал/шум для модуляції BPSK: для лінійного трансверсального еквалайзера [10] - крива 1 в каналі з MCI; для OTDM-системи (рис.2.23) - крива 2 в каналі з MCI; для адаптивного еквалайзера за схемою рис. 2.21 - крива 3 в каналі з MCI; для адаптивного еквалайзера за схемою рис. 2.22 - крива 4 в каналі з MCI; крива 5 - в каналі без MCI [10].

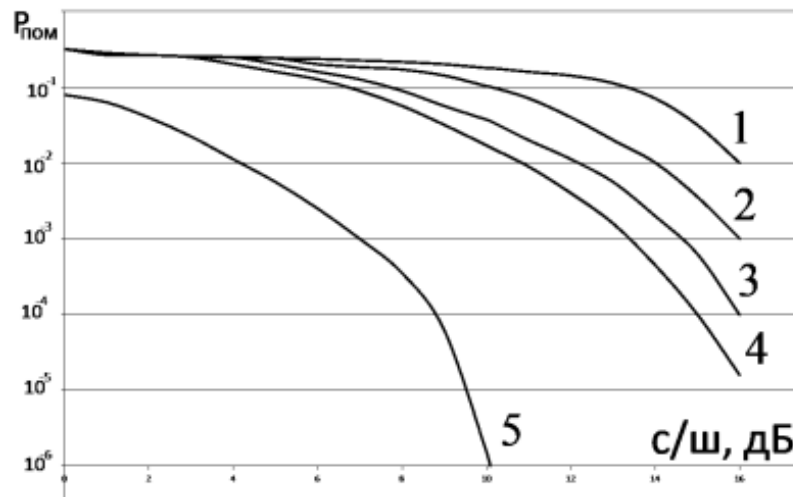


Рисунок 2.24 – Залежності ймовірності помилкового прийому від відношення сигнал/шум

З графіків на рис. 2.24 видно, що OTDM-система програє по енергетичній ефективності адаптивним еквалайзерам, але є більш кращою з цієї точки зору в порівнянні з застосуванням лінійних трансверсальних еквалайзерів.

2.7 Висновки

Міжсимвольна інтерференція виникає, коли символи сигналу накладаються один на одного, що може призвести до спотворення інформації та обмеження символьної швидкості передачі. Компенсація ISI є важливою для підтримки високої швидкості передачі даних. Формувальні фільтри Найквіста та еквалізація є ключовими технологіями для компенсації міжсимвольної інтерференції (ISI) в системах зв'язку.

Фільтри Найквіста забезпечують формування імпульсних сигналів, форма яких є оптимальною для запобігання ISI. При цьому вони використовують такі методи модуляції, які дозволяють досягти максимальної пропускну здатності при заданих значеннях ширини смуги частот. За допомогою формувальних фільтрів імпульсні сигнали згладжуються, що мінімізує перехідні процеси і частково придушуються амплітудні пульсації.

Еквалізація — це процес, який використовується для корекції спотворень сигналу, спричинених відхиленням від ідеальних форм АЧХ та ФЧХ. До основних методів евалізації відносять:

- лінійну еквалізацію, яка передбачає застосування фільтрів для корекції спотвореного сигналу. Лінійні фільтри використовуються для відновлення оригінального імпульсу шляхом впливу на АЧХ каналу передачі;
- нелінійну еквалізацію, що базується на використанні складніших алгоритмів, які можуть враховувати нелінійні ефекти, які не можна компенсувати лінійними фільтрами.

Реалізація технології еквалізації забезпечується пристроями, які отримали назву еквалайзери. Запропоновані структурні схеми еквалайзерів зі зворотним зв'язком, адаптивні еквалайзери та без зворотного зв'язку. Перші у своїй роботі використовують інформацію про отриманий сигнал для адаптації параметрів в реальному часі, другі - змінюють свої характеристики залежно від змін сигналу у середовищі передачі, треті (найпростіші) мають параметр незмінні.

Розглянуто два варіанти боротьби з міжсимвольною інтерференцією, що виникає у каналах зі змінними параметрами, — використання еквалайзерів та ортогональне часове мультиплексування. Таким каналом є, зокрема, канал тропосферного зв'язку. Показано, що адаптивні еквалайзери зі зворотним зв'язком можуть виявитися ефективнішими у порівнянні з OTDM-системами.

З МІНІМІЗАЦІЯ ВПЛИВУ ДИСПЕРСІЙНИХ ЯВИЩ В ОПТИЧНОМУ ВОЛОКНІ

Загалом, компенсація міжсимвольної інтерференції оптичних сигналів є важливим аспектом розробки ефективних волоконно-оптичних систем передачі. При цьому забезпечується висока якість та надійність зв'язку і, що важливо, підвищується пропускна здатність оптичного волокна.

Існують різноманітні методи боротьби з міжсимвольною інтерференцією в волоконно-оптичних системах передачі. Основними вважаються такі:

1. Фільтрація: Використання оптимальних фільтрів для корекції форми імпульсу на передавальному та приймальному кінцях системи.
2. Кодування: Застосування кодів, які дозволяють виявляти та виправляти помилки, викликані ISI.
3. Модуляція: Використання методів модуляції, які стійкі до міжсимвольної інтерференції. Найбільш ефективною у цьому відношенні є технологія ортогонального частотного розділення з мультиплексуванням OFDM (у даній роботі їй присвячений наступний розділ).
4. Компенсація дисперсії: Використання технологій для компенсації дисперсії, які можуть зменшити її вплив у оптичному волокні на оптичний сигнал.

У даному розділі будуть розглянуті різні аспекти та технології, спрямовані саме на компенсацію хроматичної дисперсії в одномодовому оптичному волокні. Очевидно, що дисперсія не послаблює сигнал, але вона зменшує дальність його поширення всередині волокна та водночас викликає спотворення сигналу. Наприклад, оптичний імпульс тривалістю 1 нс на передавальному кінці може розширитися до 10 нс на прийомі, через що сигнал не може бути належним чином прийнятий і декодований. Тому дуже важливо зменшити дисперсію волокна або компенсувати її в системах передачі, які працюють на великі відстані та використовують технологію щільного мультиплексування за довжиною хвилі (DWDM).

3.1 Загальна характеристика стратегій компенсації дисперсії

Найширшого використання знайшли три стратегії компенсації дисперсії та методи їх реалізації:

- волокно з компенсацією дисперсії;
- волокниста решітка Брегга;
- електронна компенсація дисперсії.

Коротка характеристика цих стратегій.

Стратегія використання волокна з компенсацією дисперсії (DCF) полягає у тому, що волокно з негативною дисперсією додається до звичайного волокна. Значення дисперсії у порівнянні зі звичайним волокном велике, тому загальна дисперсія всієї волоконної лінії зменшується або може бути навіть нульовою, що дає можливість реалізувати високу швидкість, велику пропускну здатність і зв'язок на великі відстані.

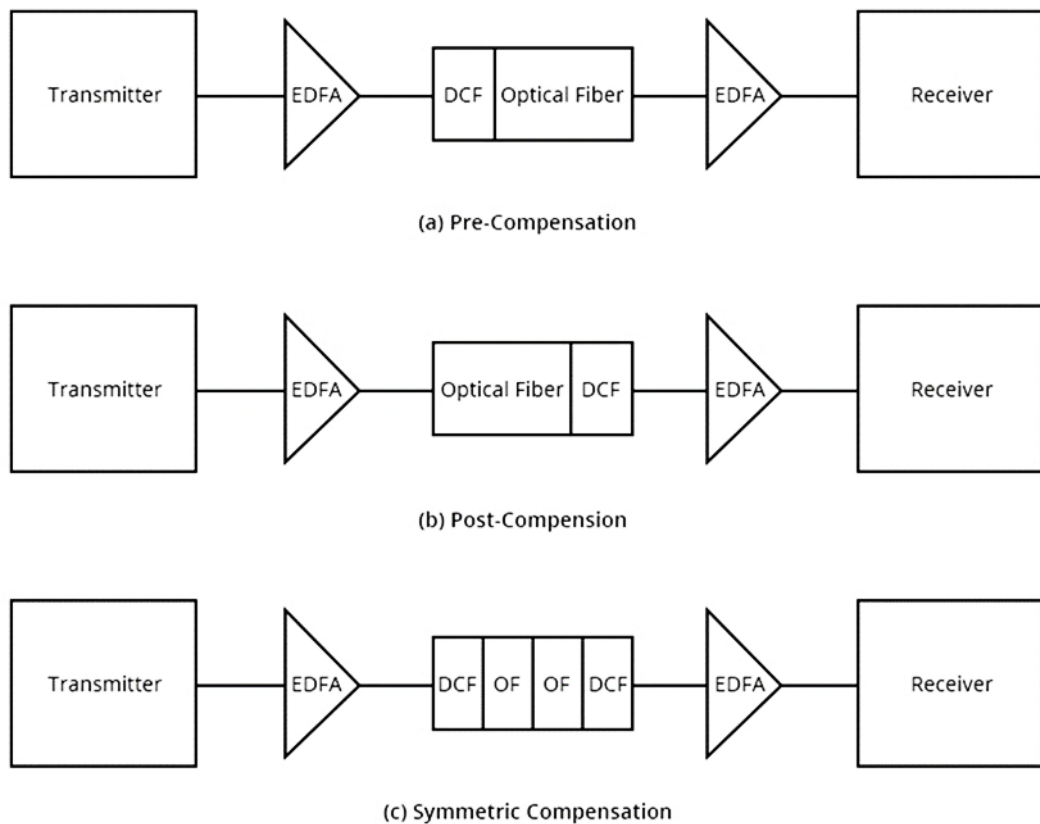


Рисунок 3.1 – Три механізми компенсації дисперсії

Волокно з компенсацією дисперсії має три механізми компенсації, а саме: попередню компенсацію, посткомпенсацію та компенсацію симетрії, рисунок 3.1. Зазначена стратегія компенсації дисперсії широко використовуються для модернізації волокон з вікнами прозорості з довжиною хвилі 1310 нм та 1550 нм.

Волоконна решітка Брегга (FBG) — це відбиваючий пристрій, що складається з волокна, яке може модулювати показник заломлення серцевини в певному діапазоні. Цей пристрій може значно зменшити ефект дисперсії у системах передавання на відстані у сотні кілометрів. Довжина хвилі, яка відповідає умові модуляції, при проходженні через волоконну решітку Брегга відбивається, а інші довжини хвилі продовжуватимуть передаватися вздовж волокна. Волоконна решітка Брегга для компенсації дисперсії має великі переваги, оскільки вона інтегрується з іншими пасивними волоконними пристроями, має низькі внесені втрати та низьку ціну. Крім того, волоконну решітку Брегга можна використовувати не лише як фільтр для компенсації дисперсії, але також як датчик, стабілізатор довжини хвилі для лазерів з накачуванням та вузькосмуговий WDM плюс/мінус фільтр.

Електронна компенсація дисперсії (EDC) — це метод досягнення компенсації дисперсії в оптичних лініях зв'язку за допомогою електронної фільтрації (вирівнювання). У каналі зв'язку відбувається компенсація ослаблення сигналу, викликаного середовищем передачі. Електронна компенсація дисперсії зазвичай реалізується поперечним фільтром, вихід якого є зваженою сумою серії затриманих входів. При цьому автоматично враховуються характеристики отриманого сигналу, тобто має місце адаптація. Електронну компенсацію дисперсії можна використовувати в одномодових волоконних системах і багатомодових волоконних системах. Крім того, його можна поєднувати з іншими функціями для інтегральних схем приймача при швидкості до 10 Гбіт/с. Це знижує вартість передавача в одномодових оптоволоконних системах, а також збільшує дальність передачі.

3.2 Засоби компенсації хроматичної дисперсії у ВОЛЗ на одномодовому волокні

Сьогодні в Україні, як і в усьому світі, дедалі більше актуальною стає проблема підвищення швидкості передачі інформації по волоконно-оптичних лініях зв'язку (ВОЛЗ). Це зумовлено швидким розвитком мережі Internet, яка використовується не лише для передачі даних, але й для телефонних розмов, зображень, MPEG-аудіо та відео (таких як IP-телефонія, мультимедіа та відеоконференції). Також розвивається мережа цифрового телебачення, яка вимагає швидкості передачі приблизно 10 Мбіт/с на один телевізійний канал.

Для вирішення проблеми підвищення швидкості передачі інформації розробляються нові технології, зокрема солітонні лінії зв'язку та технологія мультиплексування за довжиною хвилі (WDM). Для цього створено оптичне волокно з ненульовою дисперсією (NZDSF), яке відповідає рекомендаціям Міжнародного Союзу Електрозв'язку (G655). Однак ці рішення потребують значних інвестицій у будівництво нових високошвидкісних ліній зв'язку. У той же час у світі вже прокладено десятки мільйонів кілометрів стандартного одномодового волокна (SF), яке потенційно здатне передавати сигнали на швидкостях до кількох терабіт на секунду. Проте на сьогоднішній день немає електронних компонентів, здатних формувати такі високочастотні сигнали, а також відсутні модулятори, які могли б промодулювати оптичну носійну цим сигналом. Це ускладнює використання часового мультиплексування каналів (TDM) для передачі зі швидкістю близько 100 Гбіт/с.

Існуючі системи передачі можуть працювати зі швидкостями до 10 Гбіт/с. На таких швидкостях стає критично важливою проблема дисперсії сигналів у волоконно-оптичних лініях зв'язку (ВОЛЗ). Особливо це помітно в третьому вікні прозорості (1,55 мкм), де довжина регенераційних або підсилювальних ділянок складає близько 100 км. Діапазон довжини хвиль у 1,55 мкм має переваги над іншими діапазонами завдяки низькому загасання та наявності підсилювачів на волокнах, легуваних ербієм (EFDA), які працюють у цьому

діапазоні. При використанні EFDA сигнал підсилюється без корекції його форми, що спотворюється через дисперсію. Тому важливо зменшити дисперсію в лінійному тракті до мінімуму. Для стандартного SF-волокна дисперсія в діапазоні 1,55 мкм є досить значною — від 15 до 20 пс/(км·нм). Проте за допомогою пристроїв компенсації дисперсії (ПКД) можливо суттєво підвищити швидкість передачі сигналів, а також використовувати EFDA та технологію WDM, якщо ПКД матимуть відповідні характеристики.

3.2.1 Загальні характеристики компенсаторів дисперсії

Для компенсації дисперсії зазвичай використовують пасивні оптичні компоненти, хоча існують також пропозиції щодо використання активних пристроїв, таких як "чірповані" оптичні передавачі. Крім того, при створенні повністю оптичних мереж зв'язку необхідні динамічні компенсатори дисперсії, які можуть адаптуватися до зміни внесеної дисперсії.

Існує кілька типів пристроїв, здатних компенсувати дисперсію в лінійних трактах ВОСП:

1. Волоконні компенсатори дисперсії (DCF) на основі волокна зі складним профілем показника заломлення, що забезпечує потрібні дисперсійні властивості.
2. Волоконні Брегівські решітки (FBG) – дифракційні решітки з змінним періодом, відомі як "чірповані" решітки.
3. Планарні хвильоводні контури, які мають резонансні властивості та викликають зсув фази різних спектральних компонентів.
4. Пристрої, що ґрунтуються на перетворенні хвильового фронту.

Найактивніші дослідження у сфері виготовлення та практичного застосування ПКД проводяться для волоконних компенсаторів та "чірпованих" волоконних решіток, зокрема Саутгемптонським університетом, а також компаніями Bell Labs, Sumitomo, Corning, Photonics та іншими.

Основні характеристики компенсаторів дисперсії:

- значення дисперсії для діапазону довжин хвиль вікна прозорості 1.55 мкм, $\sigma_{\text{кд}}(\lambda)$ [пс/нм];
- повні внесені втрати модуля компенсації дисперсії, $\alpha_{\text{мкд}}(\lambda)$ [дБ];
- власні втрати ПКД $\alpha_{\text{пкд}}(\lambda)$ [дБ] (для DCF це величина $\alpha_{\text{в}} \cdot L_{\text{кд}}$, а для FBG – мінус $10\lg(1 - R(\lambda))$, де R - коефіцієнт відбиття);
- коефіцієнт ефективності $K_{\text{еф}} = \frac{|\sigma_{\text{кд}}|}{\alpha_{\text{мкд}}} [\text{пс}/(\text{нм} \cdot \text{дБ})]$;
- робоча смуга довжин хвиль;
- поляризаційна модова дисперсія PMD [пс].

3.2.2 Волоконні компенсатори дисперсії

DCF представляє собою сегмент оптичного волокна зі складним профілем показника заломлення. Правильний вибір цього профілю забезпечує необхідні дисперсійні властивості та мінімізує загасання. У порівнянні з іншими типами компенсаторів дисперсії, DCF має кілька переваг:

- Легке інтегрування з волокном лінійного тракту.
- Проста конструкція.
- Висока надійність.
- Стійкість до впливу кліматичних факторів.
- Велика ширина робочої смуги довжин хвиль.

Ця остання перевага дозволяє використовувати DCF у системах з WDM. Однак при цьому необхідно контролювати нелінійні явища, які можуть виникати в DCF через високу щільність потужності. Висока щільність потужності зумовлена малим діаметром серцевини компенсуючого волокна та значною світловою потужністю, що виникає через мультиплексування окремих оптичних потоків в єдиний.

Оскільки хроматична дисперсія накопичується зі збільшенням довжини волокна з коефіцієнтом пропорційності $D(\lambda_s)$, де λ_s – центральна довжина хвилі джерела випромінювання, її можна компенсувати, приєднавши сегмент компенсуючого волокна з питомою хроматичною дисперсією $D_{\text{DCF}}(\lambda_s)$

[пс/(нм•км)], яка має протилежний знак до $D(\lambda_s)$ в SF-волокні. Компенсуюча дисперсія DCF визначається як $\sigma_{\text{кд}}(\lambda_s) = D_{\text{DCF}}(\lambda_s) \cdot L_{\text{DCF}}$, пс/нм. Після проходження імпульсом довжини L SF-волокна та довжини L_{DCF} компенсуючого дисперсію волокна ($L_{\text{DCF}} \ll L$) середньоквадратичне розширення імпульсу буде мати значення

$$\sigma(\lambda_s) = \sigma_s \left(L \cdot D(\lambda_s) + \sigma_{\text{кд}}(\lambda_s) \right), \text{ пс} \quad (3.1)$$

де $\varepsilon D_{\text{св}} \gg D$.

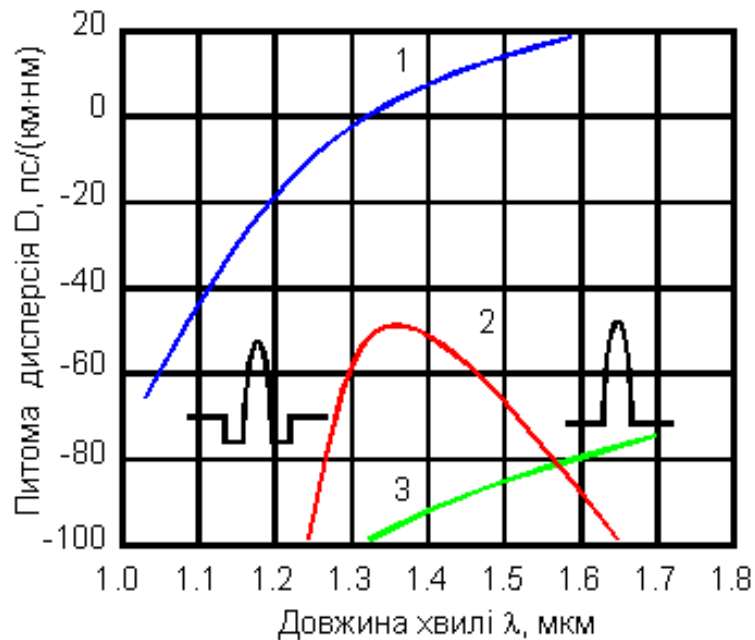


Рисунок 3.2 – Залежність хроматичної дисперсії стандартного одномодового волокна (1) та DCF-волокна для різних профілів показника заломлення (2, 3) від довжини хвилі

При передачі мультиплексного WDM сигналу через SF-волокно в прозорому вікні 1,55 мкм важливо правильно вибрати профіль показника заломлення DCF в поперечному перерізі волокна, а також матеріал серцевини, оболонки та радіус серцевини. Це забезпечить рівномірну компенсацію накопиченої дисперсії SF-волокна у всьому діапазоні довжин хвиль $1530 \text{ нм} < \lambda$

< 1560 нм. При цьому значення D_{DCF} і кут нахилу кривої $D_{DCF}(\lambda)$ повинні відповідати певним співвідношенням у цьому вікні. Методику розрахунку хроматичної дисперсії для волокон з будь-яким профілем показника заломлення можна знайти в монографії [10]. На рис. 3.2 показано спектральну залежність питомої хроматичної дисперсії для SF-волокна (крива 1) та для волокон, що компенсують дисперсію при використанні SF-волокна з одним каналом (крива 2) і з WDM-сигналом (крива 3). Для DCF також наведені відповідні профілі показника заломлення.

Для компенсації дисперсії можна використовувати LP_{11} -моду, що дозволяє досягти значної величини внесеної дисперсії (приблизно 350 пс/(км•нм)), при цьому остаточно дисперсія в компенсаційному тракті не перевищує $0,5$ пс/(км•нм) [11]. Діаметр серцевини волокна DCF становить 6 мкм, а відносна різниця показників заломлення між серцевиною та оболонкою Δ дорівнює 2% .

При використанні DCF, що працює на LP_{11} -моді, необхідно застосовувати конвертори мод. Схема модуля, який компенсує дисперсію на LP_{11} -моді, зображена на рис. 3.3.

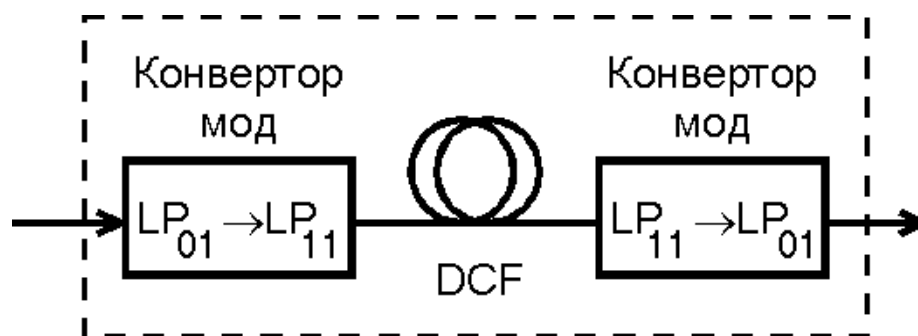


Рисунок 3.3 – Структурна схема модуля ПКД, який працює на LP_{11} -моді

Такий підхід до компенсації дисперсії стикається з певними труднощами у практичній реалізації конвертора мод, хоча має кілька переваг порівняно зі звичайним DCF:

- Широка спектральна смуга робочої довжини хвилі — до 100 нм.

- Низький рівень шумових завад, спричинених нелінійними факторами, завдяки більшій ефективній площі оптичного випромінювання.
- Менші оптичні втрати завдяки коротшому компенсуючому волокну.
- Узгодженість питомої дисперсії DDCF із нахилом кривої спектральної залежності $DDCF(\lambda)$.

Конструктивно сам пристрій компенсатора на DCF виконується у вигляді котушки з волокном, яка поміщається в герметичний бокс. Методом зварювання до кінців цього волокна під'єднуються два відрізки SF-волокна.

3.2.3 Компенсатори дисперсії на Брегівських решітках

Компенсатор дисперсії на чірпованій Брегівській решітці (FBG) конструктивно представляє собою короткий сегмент волокна, в якому усередині періодичної зміни показника заломлення серцевини сформована аперіодична решітка. Зміна кроку решітки виконується за лінійним законом.

Для FBG характерні такі переваги:

- Легке з'єднання з волокном лінійного тракту.
- Проста конструкція.
- Висока надійність.
- Можливість керування дисперсією за рахунок механічних або температурних впливів.
- Здатність забезпечувати значну дисперсію в вузькому діапазоні довжин хвиль.

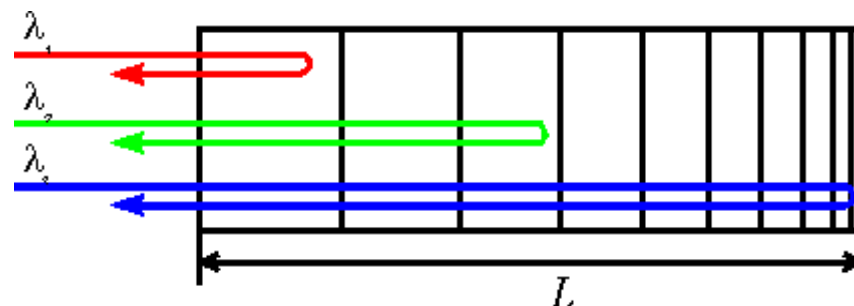


Рисунок 3.4 – Принцип дії чірпованої Брегівської решітки ($\lambda_3 < \lambda_2 < \lambda_1$)

Принцип дії FBG з лінійною зміною кроку ілюструється на рисунку 3.4. У цій періодичній структурі моди, що поширюються в напрямку z , взаємопов'язані. Енергія моди, яка передається в прямому напрямку, в процесі поширення переходить в енергію моди, що рухається у зворотному напрямку. Це відбувається, коли для довжини хвилі, що поширюється, виконується умова Брега:

$$\lambda_b = 2n_{\text{еф}}\Lambda(z), \quad (3.3)$$

де $n_{\text{еф}}$ — ефективний показник заломлення, а $\Lambda(z)$ — період дифракційної решітки, що залежить від координати z . Таким чином, умова Брега змінюється вздовж довжини решітки. Чим більша довжина решітки, тим ширший діапазон хвиль, що відповідають умові Брега. Для аналізу фізичних процесів в FBG та розрахунку її параметрів застосовується модель зв'язаних мод [12].

Значення дисперсії, яку вносить FBG у вікні прозорості 1,55 мкм, можна приблизно розрахувати за формулою [12]:

$$\sigma_{\text{кд}}(\lambda) = 2n_{\text{еф}} \frac{L_p}{(c\Delta\lambda)}, \quad (3.4)$$

де c — швидкість світла у вакуумі, L_p — довжина решітки, а $\Delta\lambda$ — ширина смуги пропускання решітки.

Довжини FBG, які виготовляються серійно, можуть досягати 2 метрів і більше. Водночас розробляються й інші решітки, які мають ширину робочої смуги 10 нм, компенсуючу дисперсію 1360 пс/нм та відносно мале загасання 0,5 дБ [12].

FBG працює в режимі відбиття і підключається до лінійного тракту через циркулятор (направлений відгалужувач), що забезпечує мінімальні втрати при підключенні решітки до лінійного тракту на рівні 6 дБ.

3.2.4 Динамічні компенсатори дисперсії

Динамічні компенсатори дисперсії необхідні, коли під час роботи системи можлива зміна довжини лінійного тракту. Це актуально для повністю оптичних мереж, де можуть комутуватись ділянки окремих оптичних трактів з різними значеннями дисперсії або змінними дисперсійними властивостями, що виникають під впливом температури, часу, потужного світлового потоку у WDM-системах та іонізуючого випромінювання.

Одним із способів створення динамічного компенсатора дисперсії є механічне поєднання п'єзоелемента з відрізком оптичного волокна або з планарною хвилеводною структурою, в якій сформована Бреґівська решітка. Зміна кроку решітки може бути як лінійною, так і нелінійною. Пропонований в [13] динамічний ПКД здатен регулювати дисперсію в межах від 300 до 1000 пс/нм, використовуючи пристрій, що автоматично контролює вносану дисперсію. Залежність дисперсії від напруги, що подається на п'єзоелемент, є лінійною.

3.3 Побудова лінійного тракту з різними типами компенсаторів дисперсії

Якщо планується організація одного потоку з часовим мультиплексуванням (наприклад, STM-64), доцільно використовувати компенсатор дисперсії на волоконній чірпованій Бреґівській решітці. Довжина лінійного тракту може досягати 700 км при коефіцієнті помилок 10^{-9} і чутливості приймача близько 8 дБп (за потужністю) [7]. Схема, що відповідає такій організації лінійного тракту, наведена на рис. 3.5. Компенсатор дисперсії на волоконній чірпованій Бреґівській решітці підключається через циркулятор. Розташування компенсатора в середині лінійного тракту обумовлене тим, що в іншому випадку (якщо його розмістити на початку або в кінці тракту) суттєво зростає вплив нелінійних явищ у волокні, що призводить до підвищення коефіцієнта помилок. Якщо одна Бреґівська решітка не забезпечує достатньої компенсуючої дисперсії, можна підключити декілька решіток через циркулятор

з відповідною кількістю портів. Схема підключення двох решіток через чотирипортовий циркулятор показана на рис. 3.6 а.

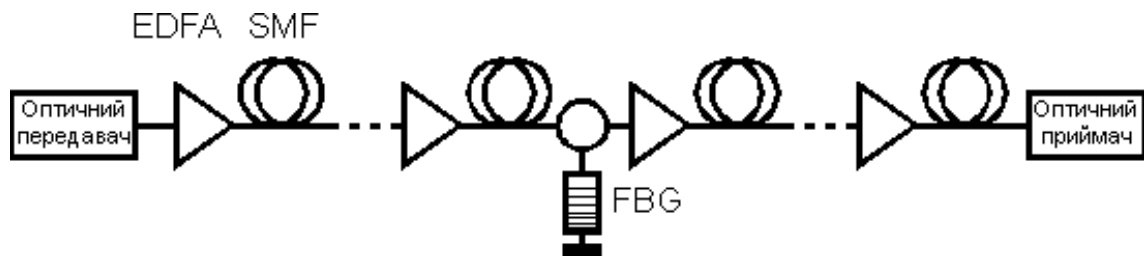


Рисунок 3.5 – Схема організації лінійного тракту для одноканальної системи передавання з компенсатором дисперсії на FBG

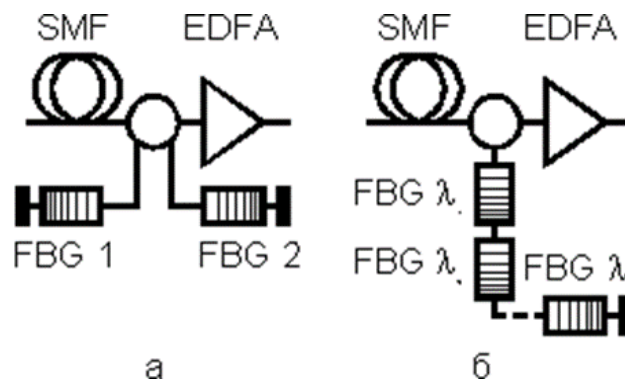


Рисунок 3.6 – Схеми включення в лінійний тракт ПКД на FBG

Також можливе використання вузькосмугових FBG у системах з WDM. У цьому випадку решітки компенсують дисперсію для кожного потоку окремо, підключаючи їх до циркулятора послідовно (рис. 3.6 б).

При використанні WDM можна організувати введення та виділення потоків у проміжних пунктах. Однак у цьому випадку необхідно окремо вирішити проблему компенсації дисперсії для транзитних потоків, а також для тих, що вводяться або виділяються на проміжних пунктах.

При використанні DCF модуль компенсатора дисперсії розміщується перед лінійним підсилювачем, щоб уникнути виникнення нелінійних явищ у DCF (рис. 3.7). Це особливо важливо для систем з WDM, де має місце велика потужність лінійного сигналу, і потрібно запобігти чотирихвильовому

змішуванню, що може призводити до підвищення рівня шуму в окремих каналах.

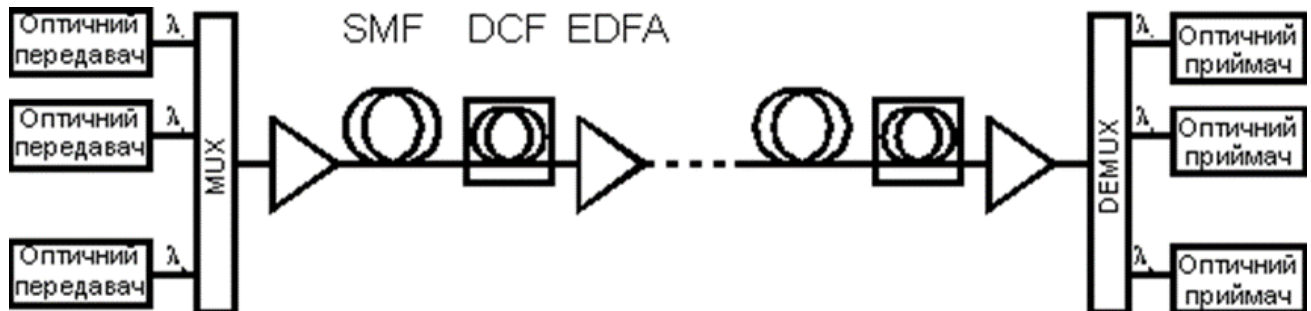


Рисунок 3.7 – Схема побудови лінійного тракту з WDM та використанням волоконного компенсатора дисперсії

3.4 Аналіз методів компенсації дисперсії на основі оптичного та електричного оброблення сигналів

Основним типом дисперсії в одномодових ВОЛЗ є хроматична дисперсія, що визначається як сума хвильоводної та матеріальної дисперсій [12]. Серед оптичних методів корекції дисперсійних характеристик ВОЛТ, які базуються на використанні Брегівських решіток, оптичного волокна з від’ємною дисперсією (DCF або RDF) та нелінійно-оптичних пристроїв, найбільш поширеним є використання компенсуючого оптичного волокна з від’ємною хроматичною дисперсією, що значно перевищує хроматичну дисперсію одномодового телекомунікаційного волокна [12].

Від’ємна дисперсія зазвичай досягається шляхом зменшення діаметра осердя, що, у свою чергу, призводить до збільшення загасання сигналу та більших втрат на згинах. Для ВОЛТ довжиною 300 км потрібно приблизно 50 км волокна з компенсацією дисперсії, що призводить до додаткових втрат потужності близько 18 дБ. Цей метод не дозволяє проводити динамічні зміни в системі, тому його застосування не завжди можливе [13].

Для вирішення цих проблем рекомендується використовувати методи електронної компенсації дисперсії (ЕКД), які можуть бути реалізовані в оптичних передавачах і приймачах. Основною перевагою цих методів є відсутність потреби у забезпеченні вузькосмуговості сигналу [13].

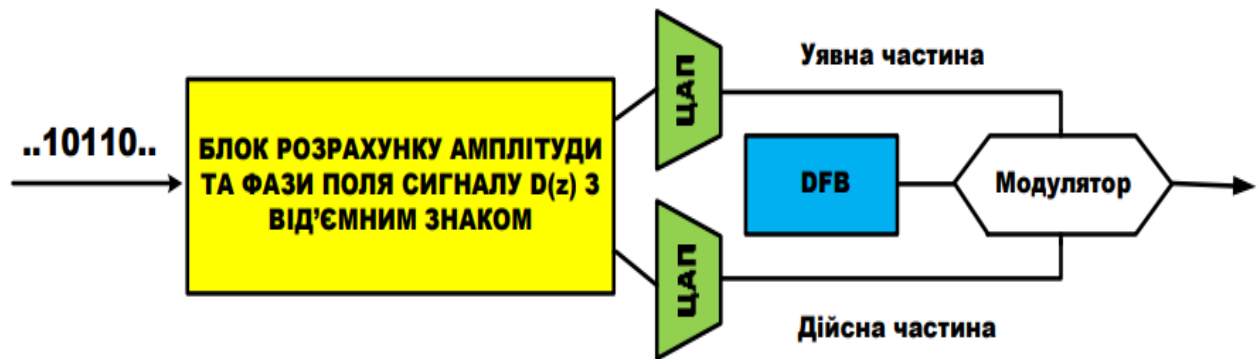


Рисунок 3.8 – Принцип роботи ЕКД у передавачі ВОСП

Електронна компенсація дисперсії в передавачі, як показано на рис. 3.8, включає кілька етапів: спочатку розраховуються амплітуда та фаза сигналу, що проходить через волокно на відстані, відповідній довжині ВОЛТ, але з від'ємним значенням дисперсії – $D(z)$. Отриманий сигнал перетворюється в аналоговий за допомогою ЦАП. Сформований сигнал (реальна та уявна частини) подається на модулятор, що компенсує вплив дисперсії. Використання ЕКД у цьому випадку дозволяє обійтися без модулів DCM, що спрощує конструкцію оптичного підсилювача і дає змогу змінювати конфігурацію мережі в режимі реального часу [14].

Електронна компенсація дисперсії в оптичному приймачі ґрунтується на обробці цифрового сигналу в системах адаптивного прийому. Зокрема, застосовується один із методів послідовної оцінки за критерієм максимальної правдоподібності (MLSE). У цьому випадку детектор, замість формування цифрової послідовності за допомогою компаратора на перетині вхідного сигналу з пороговим рівнем, оцифровує прийнятий сигнал і обробляє його відповідно до алгоритму MLSE, розпізнаючи бітову послідовність з певною ймовірністю (рис. 3.9) [14].

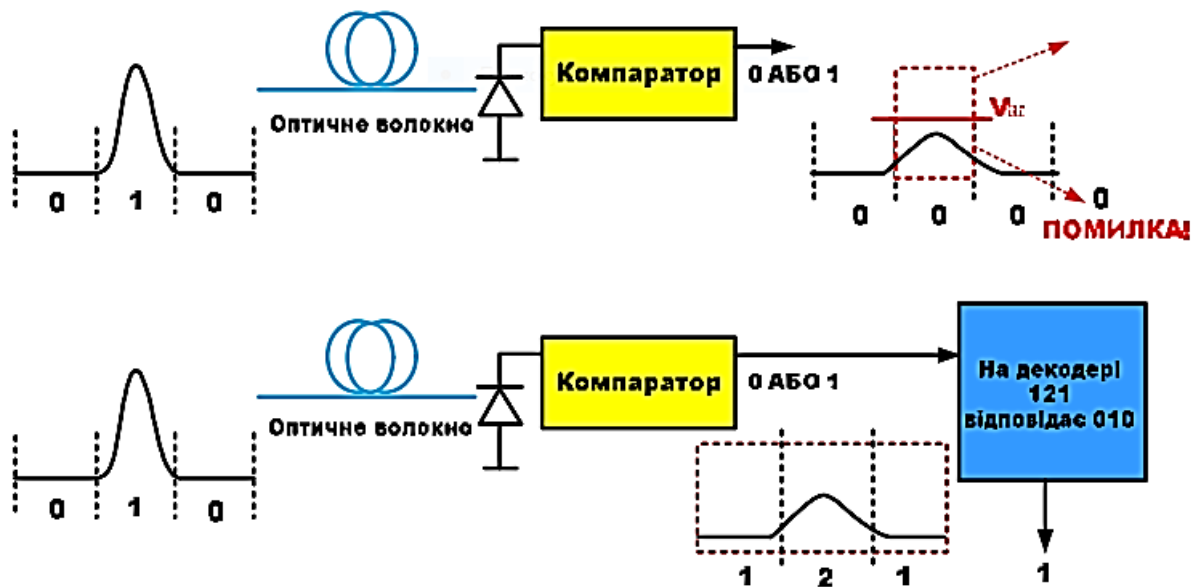


Рисунок 3.9 – Принцип роботи ЕКД у приймачі ВОСП

Таким чином, оптичні методи компенсації дозволяють уникнути ускладнень у станційному обладнанні ВОЛЗ, інтегруючи компенсуючі пристрої безпосередньо в саму систему. Однак ці методи є дорогими та можуть погіршити енергетичні характеристики системи. Натомість методи електронної компенсації не мають цих недоліків і забезпечують динамічне управління параметрами системи, не ускладнюючи структуру лінійного тракту.

3.5 Висновки

У вікні прозорості $\lambda = 1,55 \mu\text{м}$ основним обмежувальним фактором подальшого зростання швидкості передачі інформації в сучасних ВОЛЗ на основі найбільш поширеного SF-волокна є дисперсія сигналу, що спричиняє міжсимвольну інтерференцію. Тому розглянуто методи та пристрої компенсації дисперсії.

Описані вище технології компенсації дисперсії знаходять застосування в мережах, побудованих на SF-волокні. Використання FBG ширше в одноканальних системах, тому що FBG може давати великі значення

компенсуючої дисперсії (понад 10 000 пс/нм) у вузькій ~ 0.1 нм смузі довжин хвиль. Використання DCF більш ефективно в багатоканальних WDM-системах через те, що DCF може працювати в широкому діапазоні довжин хвиль.

Перехід на повністю оптичні мережі вимагатиме впровадження динамічних компенсаторів дисперсії та волоконних компенсаторів, які працюють на модах вищого порядку.

Було проведено порівняльний аналіз електронних та оптичних методів компенсації дисперсії в ВОЛЗ, визначивши їх основні переваги та недоліки. Виявлено, що оптичні методи дозволяють уникнути ускладнень у станційному обладнанні завдяки інтеграції компенсуючих пристроїв безпосередньо в систему. Проте ці методи є дорогими і можуть погіршити енергетичні характеристики. Натомість електронні методи не мають зазначених проблем і забезпечують динамічне управління параметрами системи без ускладнення структури лінійного тракту.

4 КОМПЕНСАЦІЯ МІЖСИМВОЛЬНОЇ ТА МІЖКАНАЛЬНОЇ ІНТЕРФЕРЕНЦІЇ В РАМКАХ ТЕХНОЛОГІЇ OFDM

4.1 Основні принципи технології OFDM

Технологія OFDM (ортогональне частотне мультиплексування) — це метод модуляції, що використовує одночасно кілька носійних частот та мультиплексування ортогональних частот. Хоча ця технологія відома вже понад 30 років, вона набуває популярності останнім часом завдяки своїм численним перевагам.

Основна ідея OFDM полягає в тому, що вхідний цифровий потік, представлений послідовністю бітів (модуючий сигнал), перетворюється на паралельні потоки, які передаються через кілька каналів шляхом модуляції кількох носійних частот. Кількість носійних вибирається таким чином, щоб знизити швидкість передачі інформації на кожній окремій носійній. Це дозволяє збільшити тривалість передачі одного символу на кожній носійній, що робить передачу кожного символу незалежною від відбитих сигналів, які виникають внаслідок багатопроменевого поширення радіохвиль, характерного для міських умов.

На рисунку 4.1 зображено приклад перетворення (розпаралелювання) одного послідовного цифрового сигналу в п'ять окремих сигналів через демультимплексування, що дозволяє збільшити тривалість передачі кожного з п'яти символів у п'ять разів. Кожен з отриманих сигналів зменшеної швидкості передачі символів модулює відповідну носійну, кількість яких відповідає кількості модулюючих сигналів. Використовується фазова (PSK) або квадратурна амплітудна (QAM) модуляція для кожної носійної.

При виборі носійних частот слід враховувати [14]:

- кількість носійних має бути такою, щоб при незмінній швидкості потоку даних на вході модулятора OFDM можна було збільшити час передачі одного символу на кожній носійній до необхідної величини;

- носійні повинні бути досить близькими одна до одної, щоб максимально зменшити ширину смуги частот каналу зв'язку;
- частоти носійних повинні обиратися так, щоб вони були ортогональними та не викликали міжканальну інтерференцію.

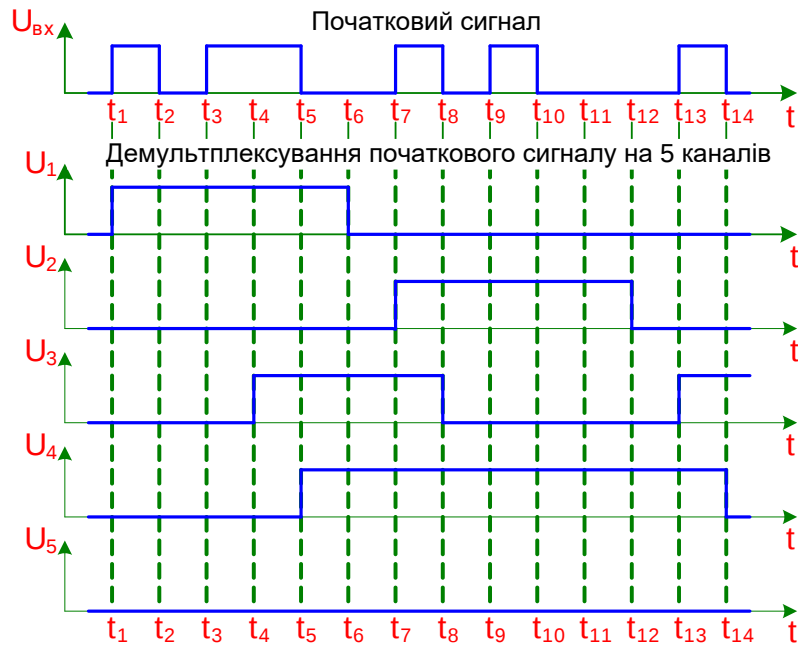


Рисунок 4.1 – Приклад демультиплексування цифрового потоку

Виконання умови ортогональності означає, що скалярний добуток дорівнює нулю, що можна описати за допомогою формули (1.16). Якщо скалярний добуток між підносійними дорівнює нулю, це свідчить про відсутність енергії взаємодії між ними, а отже, і міжканальної інтерференції. Завдяки більш щільному розташуванню каналів за частотою, спектральна ефективність сигналів OFDM значно перевищує ефективність класичних сигналів з частотною маніпуляцією.

Фізичний зміст ортогональності полягає в тому, що спектр кожної носійної після модуляції має мати «нулі» на частотах, де розташовані інші носійні. Дотримання цієї умови забезпечує відсутність взаємних перешкод і незалежну передачу інформації на кожній підносійній, тобто виключає міжканальну інтерференцію.

На рисунку 4.2 представлено спектр однієї несійної, промодульованої сигналом прямокутної форми [14].

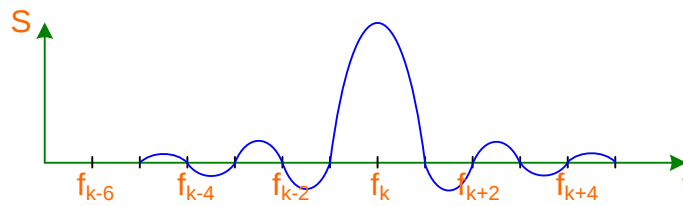


Рисунок 4.2 – Обвідна спектра однієї носійної з номером k при модуляції сигналом прямокутної форми

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

$$f_k = f_0 + k \frac{1}{T_s}, \quad (4.1)$$

де $k = 0, 1, 2, \dots, n - 1, N$.

Отже, частоти розташовуються рівномірно, і загальний спектр цього квазігармонійного сигналу наближається до прямокутної форми. Це свідчить про те, що технологія OFDM забезпечує ефективне використання частотного каналу передачі.

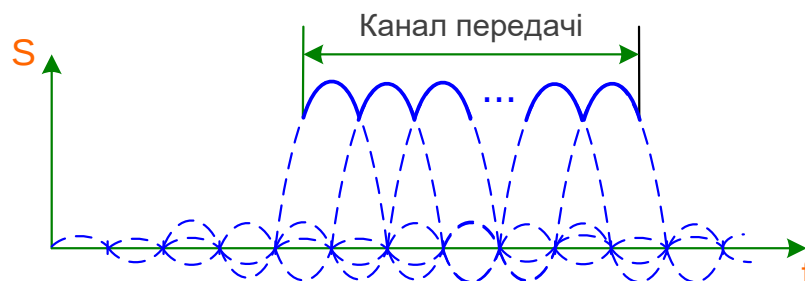


Рисунок 4.3 – Спектр OFDM-сигналу

На рисунку 4.3 показано спектр OFDM-сигналу, який складається з N носійних. Варто зазначити, що важливою умовою для уникнення міжканальної інтерференції є вибір значень несійних, які відповідають частотам переходу через нуль спектрів сусідніх носійних, що можна спостерігати на наведеному рисунку 4.3.

Структурна схема модулятора OFDM у спрощеному вигляді показана на рисунку 4.4.

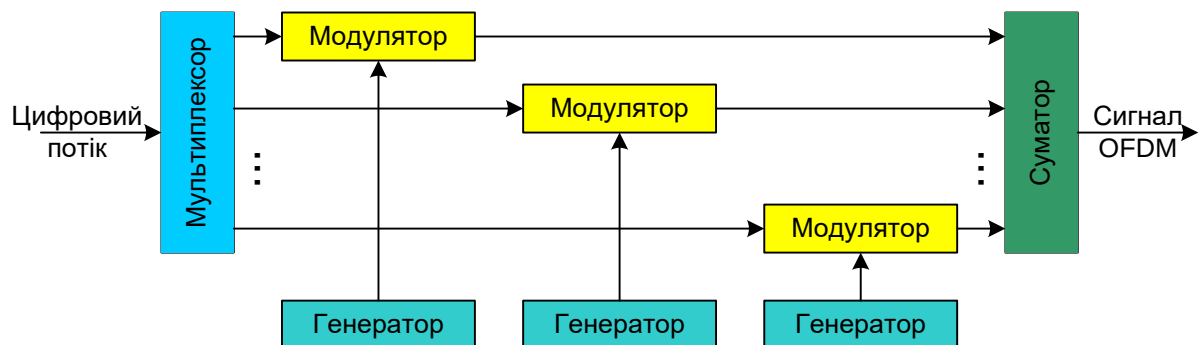


Рисунок 4.4 – Спрощена структурна схема OFDM-модулятора

Носійні частоти формуються окремими генераторами. Така схема може використовуватися для реалізації OFDM при невеликій кількості носійних. Однак бувають випадки, коли кількість носійних частот на виході модулятора може досягати кількох тисяч. Тому під час розробки модулятора було знайдено оригінальне рішення, яке дозволило уникнути створення складної багатоканальної системи передачі. У радіотехніці відомий метод синтезу складного сигналу з окремих гармонійних складових. Це здійснюється за допомогою зворотного перетворення Фур'є, що дозволяє отримувати сигнал у часовій області на основі його спектрального складу. Існуючі алгоритми забезпечують виконання таких перетворень швидко і з мінімальними обчислювальними витратами.

На рисунку 4.5 представлено приклад формування сигналу OFDM за допомогою зворотного швидкого перетворення Фур'є (ЗШПФ).

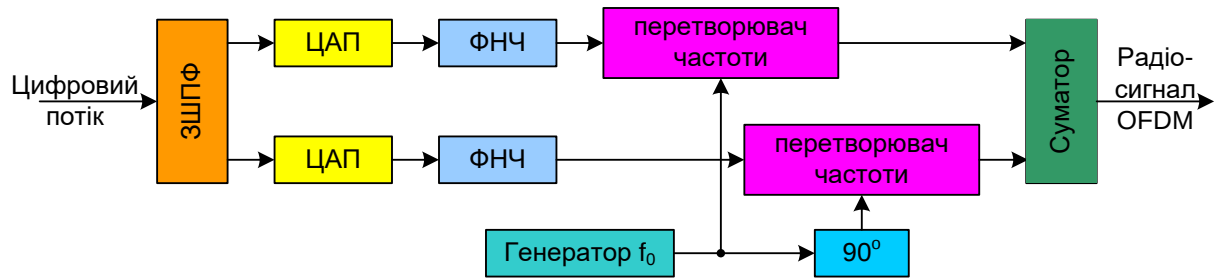


Рисунок 4.5 – Формування OFDM-радіосигналу за допомогою зворотного швидкого перетворення Фур'є (ЗШПФ)

Після виконання зворотного швидкого перетворення Фур'є (ЗШПФ) обидві частини обчисленого перетворення — дійсна і уявна — конвертуються в аналогову форму, проходячи через ЦАП і ФНЧ для видалення високочастотних компонентів. Потім ці сигнали надходять до перетворювача частоти, де вони множаться на синфазний і квадратурний сигнали — гармонійні коливання частоти f_0 . Це дозволяє отримати спектр сигналу OFDM, зсунутий на частоту f_0 після суматора. Така операція відповідає частотному перетворенню, необхідному для формування радіосигналу в обраному каналі мовлення. На виході суматора формується OFDM-радіосигнал, що фактично перебуває на проміжній частоті, яка відповідає частоті каналу передачі.

Варто зазначити, що цей метод модуляції має ще один потенціал для підвищення завадостійкості. У процесі формування сигналу, що містить кілька носійних, може виникнути ситуація, коли символи, створені послідовно в часі, модулюють сусідні носійні. Це може негативно впливати на стійкість системи передачі до завад, які впливають на певний діапазон частот (див. рисунок 4.6).

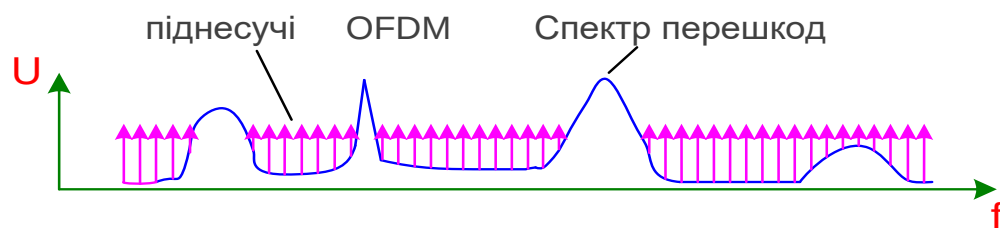


Рисунок 4.6 – Вплив селективної завади при передачі OFDM-сигналу

Один із варіантів модуляції OFDM, відомий як COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex), передбачає "перемішування" символів, що передаються, у часі. Це означає, що наступні символи корисної інформації на передавальному боці модулюють ті носійні, номери яких визначаються спеціальною, заздалегідь заданою послідовністю. Ця послідовність точно дотримується на передавальному боці і повторюється в приймальному пристрої. Такий підхід робить передачу інформації практично нечутливою до різноманітних завмирань і перешкод.

Особливістю модуляції OFDM є підвищена нерівномірність рівня потужності групового модульованого сигналу — високий пік-фактор. На рисунку 4.7 показано результат додавання п'яти немодульованих різних частот. Сумарний сигнал демонструє значну нерівномірність амплітуди. Відношення пікової до середньої потужності в кожному субканалі системи OFDM залежить лише від типу сигнального сузір'я та коефіцієнта округлення спектра α (від модуляційної схеми і параметра округлення формувального фільтра).

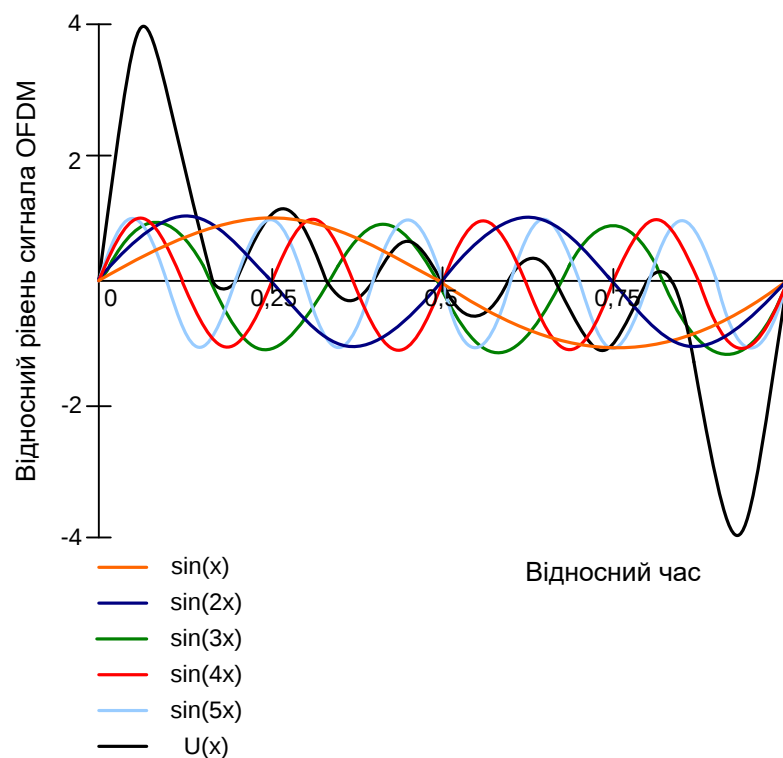


Рисунок 4.7 – Додавання носійних OFDM

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

$$\Delta(P_M/P_0) = 10 \lg N, \quad (4.2)$$

де N - кількість носійних.

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

Однак на практиці теоретичне значення може бути досягнуто лише у дуже рідкісних випадках завдяки рандомізації даних через скремблювання та інші перетворення структури потоку, особливо при великих розмірах сигнального сузір'я. Оскільки скремблований OFDM сигнал може розглядатися як послідовність незалежних однаково розподілених носійних, згідно з центральною граничною теоремою теорії ймовірностей, при великій кількості носійних (N більше 20) їх розподіл наближається до гаусовського. При цьому ймовірність перевищення пікової потужності над середньою на 9,6 дБ становить 0,1%, а на 12 дБ — менше 0,01%.

4.2 Компенсація міжсимвольної інтерференції

У системах, де можливе багатопроменеве поширення радіохвиль, як уже зазначалось, може виникнути так звана міжсимвольна інтерференція (Intersymbol Interferention, ISI), або, по суті, перехресні спотворення. Механізми виникнення цього явища були детально розглянуті у розділі 1.

Технологія OFDM пропонує простий спосіб боротьби з цим явищем. Зі збільшенням кількості носійних частот тривалість одного символу також зростає, оскільки інтервал часу, протягом якого спостерігається їх ортогональність, стає більшим. Цього збільшення достатньо для введення між передаваними символами так званого «захисного інтервалу» (Guard Interval, GI), як показано на рисунку 4.8.

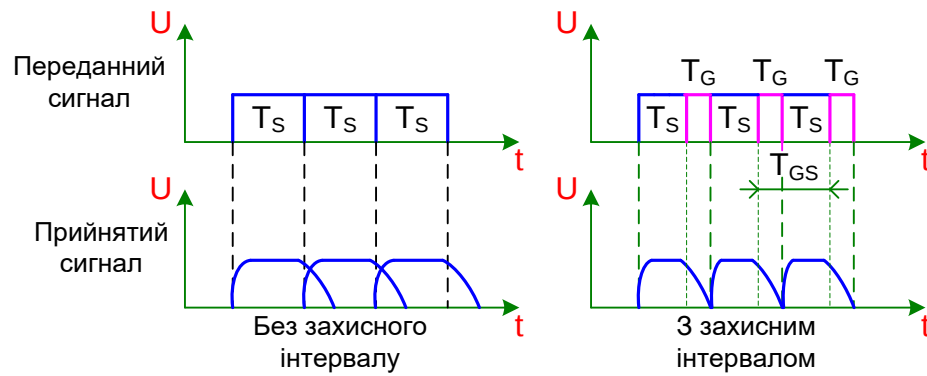


Рисунок 4.8 – Призначення захисного інтервалу при модуляції OFDM

У межах захисного інтервалу передається ніби повернута у часі назад копія наступної частини символу. Це збільшує тривалість символу OFDM, оскільки він складається з інтервалу передачі корисної інформації та захисного інтервалу

$$T_{GS} = T_G + T_S, \quad (4.3)$$

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

T_G – захисний інтервал;

T_S – час передачі корисної інформації.

Процес формування повного символу OFDM, що включає захисний інтервал, схематично показаний на рисунку 4.9.

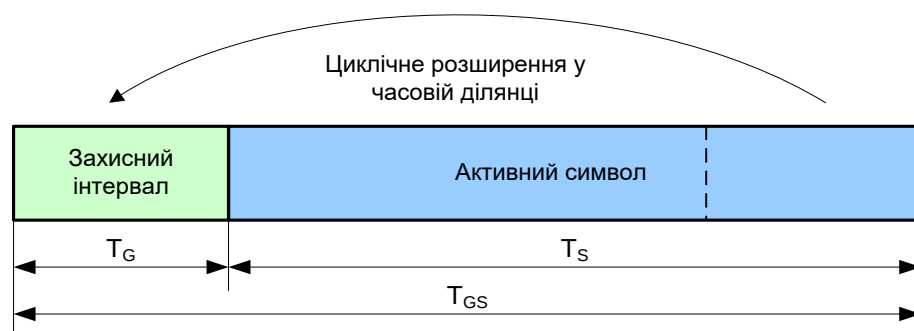


Рисунок 4.9 – Формування повного символу OFDM

Правильний вибір тривалості захисного інтервалу дозволяє в певних межах усунути міжсимвольну інтерференцію. Зазвичай цей вибір пов'язаний із умовами роботи системи, тому його можна вважати адаптивним. На рисунку 4.10 представлені часові інтервали для основного сигналу та двох інших, які надійшли до приймальної точки з різними затримками через більший шлях поширення.

Як видно з рисунка, затримка першого сигналу відлуння перебуває в допустимих межах. Перехідні процеси між двома символами відбуваються в межах захисного інтервалу основного сигналу, не спотворюючи його корисну частину. Однак другий сигнал відлуння прибув до приймальної точки з настільки великою затримкою, що його перехідна зона перекриває частину корисної області основного сигналу, що свідчить про відсутність належного захисту.

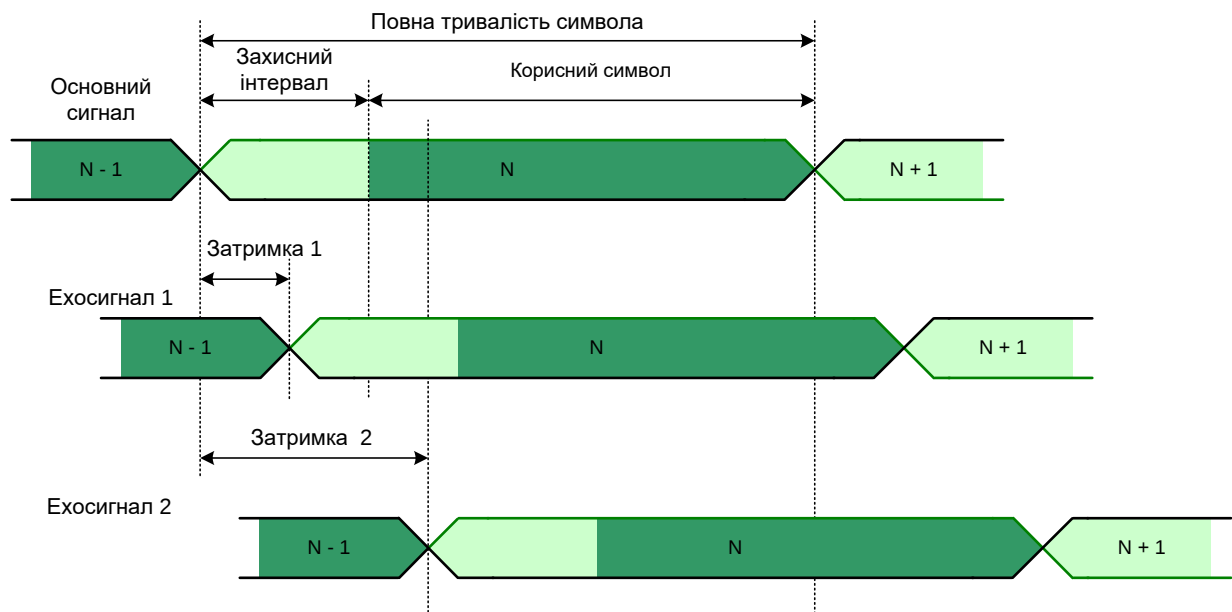


Рисунок 4.10 – Ілюстрація міжсимвольної інтерференції

Рисунок 4.11 ілюструє взаємодію кількох сигналів відлуння і формування прийнятого сигналу з усуненням спотворенням завдяки захисному інтервалу. На рисунку, окрім основного сигналу, представлені відбиті сигнали відлуння 1 і 2, а також сигнал сусіднього передавача мережі (сигнал відлуння 3).

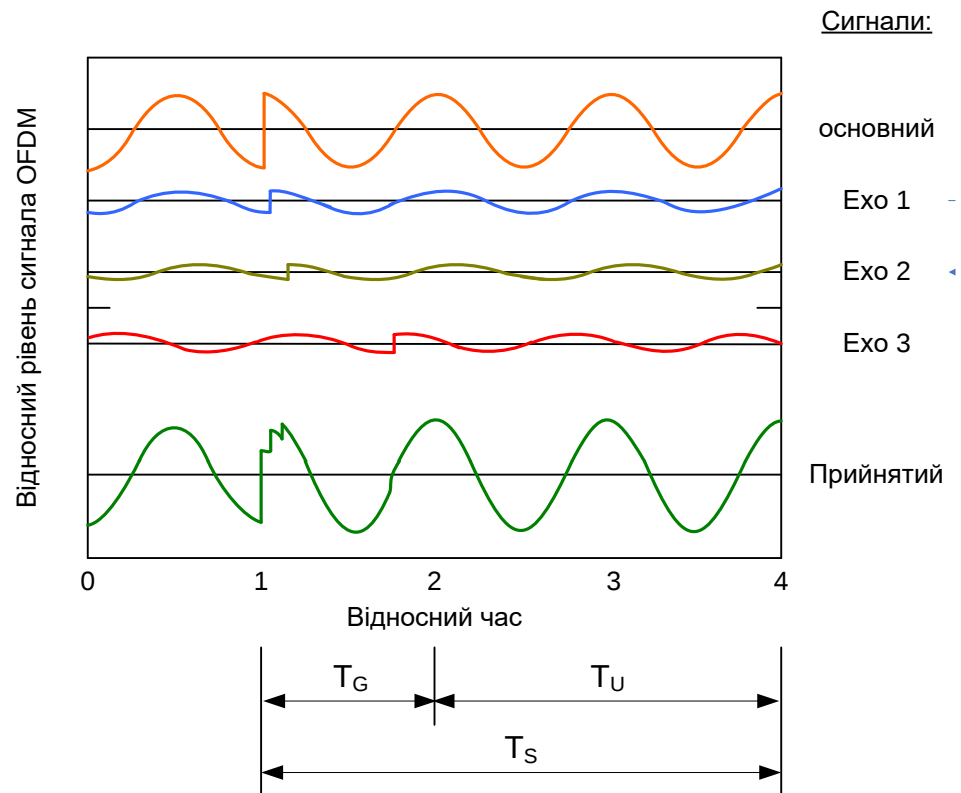


Рисунок 4.11 – Ілюстрація доцільності захисного інтервалу в OFDM-символі

До приймача надходить сума цих чотирьох сигналів. Якщо тривалість захисного інтервалу T_G перевищує час імпульсної реакції каналу або час затримки поширення, міжсимвольна інтерференція (МСІ) суттєво знижується, оскільки всі перехідні процеси від небажаних сигналів завершуються в межах захисного інтервалу. Варто зазначити, що навіть при наявності захисного інтервалу інтерференція між носійними все ще існує. Оскільки введення захисного інтервалу знижує пропускну здатність системи, його тривалість зазвичай не перевищує однієї чверті тривалості символу.

4.3 Методологія зменшення рівня міжканальних завад

Технологія OFDM є найбільш ефективною в телекомунікаційних системах передачі, як безпроводних, так і проводних. Одночасна передача потоку цифрових даних через численні частотні канали забезпечує високу

спектральну ефективність систем, що використовують OFDM. Ще однією перевагою цієї технології є її відносна стійкість до частотно-селективних завмирань і вузькосмугових завад. Це пояснюється тим, що в багаточастотних системах, якщо відбувається завмирання на певній частоті або існує вузькосмугова завада, зазнають впливу лише незначна частина носійних коливань. Завдяки завадостійкому кодуванню можливо відновити дані, втрачені на подавлених носійних.

У OFDM тривалість символів у частотних підканалах вибирається досить великою. Якщо уражається лише незначна частина канального символу, її можна виключити з подальшої обробки в приймачі, запровадивши часовий захисний інтервал між сусідніми канальними символами, що контролює зниження швидкості передачі даних.

На рисунку 4.12 представлені графіки спектрів одного радіоімпульсу з прямокутною обвідною носійної у вигляді гармонійного коливання з частотою f_0 , а також одного OFDM-сигналу, що містить аналогічні радіоімпульси на кількох носійних, які рознесені по частоті на величину $\Delta f = 1/T$.

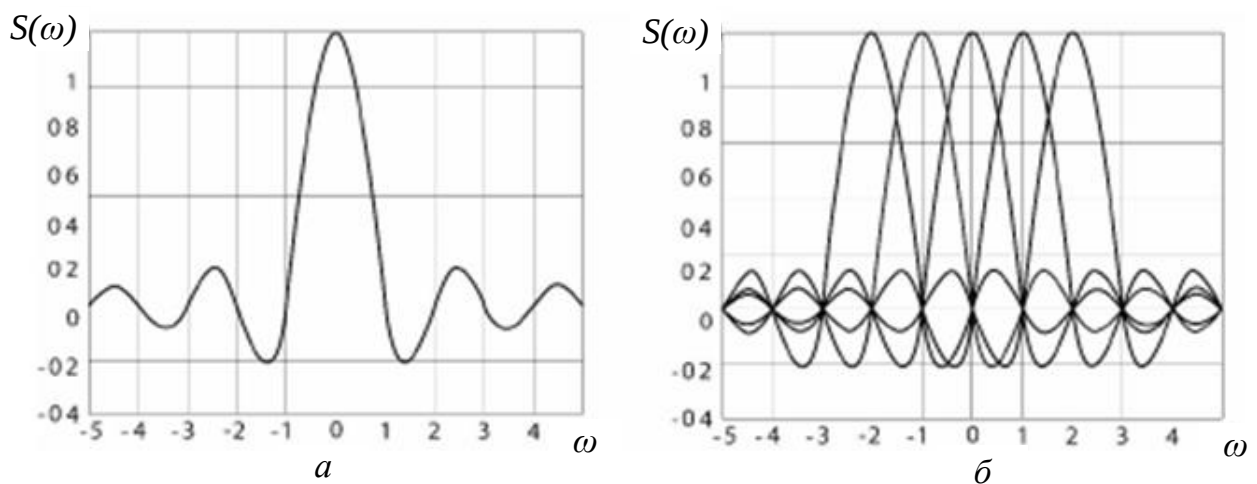


Рисунок 4.12 – Спектральна щільність одного елементарного символу (а)
і одного OFDM-символу (б)

Переваги технології OFDM включають високу швидкість передачі даних, прості алгоритми обробки пакетів, які базуються на швидкому перетворенні Фур'є, а також відносну стійкість до зовнішніх завад. Ще однією важливою

перевагою є можливість використання різних схем модуляції для кожної підносійної, що дає змогу адаптивно змінювати завадостійкість та швидкість передачі інформації.

Проте, технологія OFDM має й недоліки: високу чутливість до зміщення частоти і фази вхідного сигналу відносно опорного коливання, низьку енергетичну ефективність, а також залежність від ефекту Доплера при використанні в мережах з рухомими абонентами.

Аналіз спектральної щільності одного елементарного OFDM-символу (див. рисунок 4.12) і технології його формування свідчить про те, що критично важливими для завадостійкості є позиції та параметри кожної підносійної. Завадостійкість досягається завдяки кількості підносійних, які займають або не займають свої місця у частотному розподілі OFDM-символу.

Зміна параметрів радіосигналу в каналі передачі може призвести до міжканальної інтерференції, що, в свою чергу, викликає міжканальну заваду. Її природа полягає у впливі сусідніх носійних одна на одну через відхилення хоча б однієї з них від номінальних значень. Важливо визначити принципи, дотримання яких дозволить зменшити рівень таких міжканальних завад.

При створенні сигналу за технологією OFDM необхідно:

- визначити кількість підносійних;
- встановити частотний інтервал між сусідніми підносійними;
- обрати захисний інтервал часу між сусідніми OFDM-символами;
- задати тривалість канального символу;
- вибрати спосіб модуляції носійної;
- застосувати методи завадостійкого кодування.

OFDM-сигнал є сумою підносійних (див. рисунок 4.12), кожна з яких модулюється власною комбінацією біт за допомогою фазової модуляції (ФМ) або квадратурної амплітудної модуляції (QAM). Якщо OFDM-символ містить N_s підносійних, він може переносити блок символів $i = 0, 1, 2, \dots, N_s - 1$ з прийнятою модуляцією. Нехай d_i – комплексне число, що представляє амплітуду $|d_i|$ та початкову фазу $\arg(d_i)$ i -ї гармонійної підносійної OFDM-

символу. Тоді комплексна обвідна одного OFDM-символу тривалістю T в момент часу t_k матиме наступний вигляд:

$$\dot{u}(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp \left\{ j2\pi \frac{i}{T} (t - t_k) \right\}, \quad t_k < t < t_k + T. \quad (4.4)$$

З виразу (4.4) можна зробити висновок, що частотний інтервал між сусідніми підносіними дорівнює $\Delta f = 1/T$, а частоти всіх носійних кратні цьому інтервалу. Тривалість одного OFDM-символу така, що на ньому розміщується ціле число періодів кожної носійної, причому на сусідніх підносійних кількість періодів відрізняється на одиницю. Когерентна демодуляція такого сигналу можливе при використанні всіх ортогональних підносійних на прийомі.

Для отримання модулюючого сигналу на першій підносійній необхідно помножити вхідний сигнал на коливання $\exp \left\{ -j2\pi \frac{i}{T} (t - t_k) \right\}$ і провести інтегрування результату на інтервалі часу $t_k < t < t_k + T$.

$$\begin{aligned} & \int_{t_k}^{t_k+T} \dot{u}(t) \exp \left\{ -j2\pi \frac{i}{T} (t - t_k) \right\} dt = \\ & = \int_{t_k}^{t_k+T} \exp \left\{ -j2\pi \frac{i}{T} (t - t_k) \right\} \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp \left\{ j2\pi \frac{i}{T} (t - t_k) \right\} dt = d_1 T. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Таким чином, згідно з формулою (4.5), для кожного символу під час демодуляції визначається спектральна щільність амплітуд на одній з підносійних частот. При цьому на кожній підносійній спектри всіх інших підносійних дорівнюють нулю, оскільки переходи через нуль спектрів всіх фазомодульованих сигналів відбуваються на частотах підносійних, якщо вибір частот узгоджений з тривалістю OFDM-символу. Це забезпечує відсутність взаємного впливу між носійними [15]. Рисунок 4.13 ілюструє відсутність взаємного впливу між носійними на їхніх частотах.

Різні телекомунікаційні системи функціонують в умовах багатопроменевого поширення хвиль. Технологія OFDM забезпечує ефективну роботу в таких умовах шляхом значного збільшення тривалості OFDM-символу, частина якого відводиться для створення захисного часового інтервалу. На практиці тривалість OFDM-символу обирається після визначення тривалості захисного інтервалу. Бажано робити захисний інтервал T_g якомога меншим, оскільки чим меншу частку від загальної тривалості T_c він становитиме, тим менші енергетичні втрати, а отже, зменшиться необхідна випромінювана потужність для досягнення необхідного співвідношення сигнал/шум на прийомі. Наявність захисного часового інтервалу допомагає уникнути міжсимвольної інтерференції, що виникає внаслідок багатопроменевого поширення хвиль.

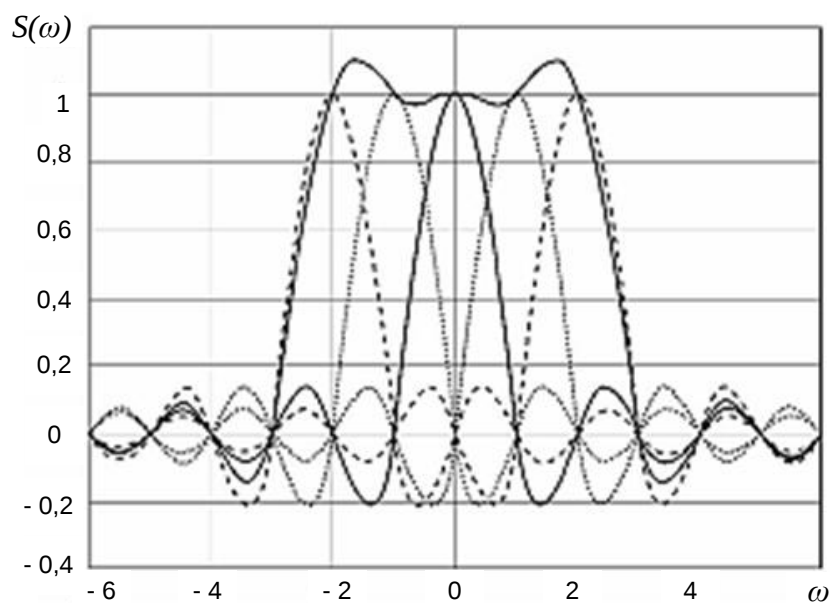


Рисунок 4.13 – Спектральна щільність суми п'яти носійних із однаковими амплітудами й початковими фазами

При виборі тривалості OFDM-символу необхідно знайти компроміс, що забезпечує баланс між вимогами щодо придушення міжсимвольної та міжканальної інтерференції. З одного боку, тривалість символу T_s повинна бути такою, щоб енергетичні втрати не перевищували 1 дБ, що вимагає, щоб вона була принаймні в п'ять разів більшою за тривалість захисного інтервалу [5]. З іншого боку, тривалість символу впливає на

частотний інтервал між підносійними: чим більша тривалість символу, тим менший частотний інтервал, а отже, більша кількість підносійних. Однак збільшення кількості носійних веде до зростання кількості операцій, що виконуються під час модуляції та демодуляції сигналу, а також підвищує вплив частотного розстроювання і фазового дрижання каналу. Це, в свою чергу, підвищує рівень міжканальних завад.

4.4 Висновки

Наведено основні принципи, які характеризують технологію OFDM і виконання яких зменшує вплив міжсимвольної та міжканальної інтерференції. Показано, що обмеження міжсимвольної інтерференції при багатопроменевому поширенні радіохвиль досягається введенням часового захисного інтервалу у структуру OFDM-символу. Для усунення міжканальної інтерференції в технології OFDM потрібна ортогональність підносійних – якщо скалярний добуток між підносійними дорівнює нулю, то енергія взаємодії між ними відсутня.

Показано, що зменшення впливу міжканальних завад забезпечується проведенням демодуляції OFDM-символів точно на частотах підносійних, оскільки на кожній з них має місце максимум спектральної щільності при нульових значеннях щільності на інших підносійних. Боротьба з міжканальною інтерференцією відбувається на фоні багатопроменевого поширення хвиль і необхідністю уникнення міжсимвольної інтерференції. Це потребує збільшення тривалості захисного інтервалу (так званого префікса), отже, і збільшення тривалості OFDM-символу. Оскільки частотний інтервал між підносійними пов'язаний з тривалістю OFDM-символів, то її збільшення приводить до зменшення цього частотного інтервалу, тобто сприяє виникненню умов для посилення міжканальної інтерференції. Рекомендовано знаходити компроміс залежно від умов експлуатації.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Виконання науково-дослідної роботи завжди передбачає отримання певних результатів і вимагає відповідних витрат. Результати виконаної роботи завжди дають нам нові знання, які в подальшому можуть бути використані для удосконалення та/або розробки (побудови) нових, більш продуктивних зразків техніки, процесів та програмного забезпечення.

Дослідження на тему «Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах» може бути віднесено до фундаментальних і пошукових наукових досліджень і спрямоване на вирішення наукових проблем, пов'язаних з практичним застосуванням. Основою таких досліджень є науковий ефект, який виражається в отриманні наукових результатів, які збільшують обсяг знань про природу, техніку та суспільство, які розвивають теоретичну базу в тому чи іншому науковому напрямку, що дозволяє виявити нові закономірності, які можуть використовуватися на практиці.

Для цього випадку виконаємо такі етапи робіт:

- 1) здійснимо проведення наукового аудиту досліджень, тобто встановлення їх наукового рівня та значимості;
- 2) проведемо планування витрат на проведення наукових досліджень;
- 3) здійснимо розрахунок рівня важливості наукового дослідження та перспективності, визначимо ефективність наукових досліджень.

5.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації. Науковий ефект НДР на тему «Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах» можна охарактеризувати двома показниками: ступенем наукової новизни та рівнем теоретичного опрацювання.

Значення показників ступеня новизни і рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи в балах наведені в табл. 5.1 та 5.2.

Таблиця 5.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПІБ, посада)		
		1	2	3
Принципово нова	Робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження. Результати дослідження відкривають новий напрям в даній галузі науки і техніки. Отримані принципово нові факти, закономірності; розроблена нова теорія. Створено принципово новий пристрій, спосіб, метод	0	0	0
Нова	Отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних значень (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту). Проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів	48	55	52
Відносно нова	Робота має елементи новизни в постановці задачі і методах дослідження. Результати дослідження систематизують і узагальнюють наявну інформацію, визначають шляхи подальших досліджень; вперше знайдено зв'язок (або знайдено новий зв'язок) між явищами. В принципі відомі положення розповсюджені на велику кількість об'єктів, в результаті чого знайдено ефективне рішення. Розроблені більш прості способи для досягнення відомих результатів. Проведена часткова раціональна модифікація (з ознаками новизни)	0	0	0
Традиційна	Робота виконана за традиційною методикою. Результати дослідження мають інформаційний характер. Підтверджені або поставлені під сумнів відомі факти та твердження, які потребують перевірки. Знайдено новий варіант рішення, який не дає суттєвих переваг в порівнянні з існуючим	0	0	0
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	0	0	0
Середнє значення балів експертів		51,7		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів ступінь новизни характеризується як нова, тобто отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних знань (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту) та проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів.

Таблиця 5.2 – Показники рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи виставлені експертами

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
Відкриття закону, розробка теорії	0	0	0
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	62	70	65
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	0	0	0
Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	0	0	0
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	0	0	0
Середнє значення балів експертів	65,7		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів рівень теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи характеризується як глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу.

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою [20]:

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}}, \quad (5.1)$$

де $k_{нов}$, $k_{теор}$ – показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{нов} = 51,7$, $k_{теор} = 65,7$ балів;

0,6 та 0,4 – питома вага (значимість) показників ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи.

$$E_{нау} = 0,6 \cdot k_{нов} + 0,4 \cdot k_{теор} = 0,6 \cdot 51,7 + 0,4 \cdot 65,67 = 57,27 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника $E_{нау}$ проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Граничні значення показника наукового ефекту

Досягнутий рівень показника	Кількість балів
Високий	70...100
Середній	50...69
Достатній	15...49
Низький (помилкові дослідження)	1...14

Відповідно до визначеного рівня наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах», даний рівень становить 57,27 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

5.2.1 Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам,

технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників ($З_o$) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [20]:

$$З_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (5.2)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

M_{ni} – місячний посадовий оклад конкретного дослідника, грн;

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=21$ дні.

$$З_o = 15980,00 \cdot 30 / 21 = 22828,57 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.4 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник проекту	15980,00	760,95	30	22828,57
Науковий співробітник	15550,00	740,48	10	7404,76
Інженер-розробник телекомунікаційних систем	15200,00	723,81	28	20266,67
Технік 1-ї категорії	8100,00	385,71	21	8100,00
Всього				58600,00

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників ($З_p$) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах» розраховуємо за формулою:

$$З_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (5.3)$$

де C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, грн/год;

t_i – час роботи робітника при виконанні визначеної роботи, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою:

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (5.4)$$

де M_M – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), приймемо $M_M=8000,00$ грн;

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду [20];

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 21$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 8000,00 \cdot 1,35 \cdot 1,15 / (21 \cdot 8) = 73,93 \text{ грн.}$$

$$З_{pl} = 73,93 \cdot 3,45 = 255,05 \text{ грн.}$$

Таблиця 5.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника грн
Підготовка робочого місяця дослідника	3,45	3	1,35	73,93	255,05
Підготовка програмного забезпечення	6,00	4	1,50	82,14	492,86
Формування бази даних досліджень	9,00	3	1,35	73,93	665,36
Проведення експерименту	6,25	4	1,50	82,14	513,39
Фіксація результатів експерименту	2,00	2	1,10	60,24	120,48
Всього					2047,14

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

Додаткову заробітну плату розраховуємо як 10 ... 12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$Z_{\text{доо}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{доо}}}{100\%}, \quad (5.5)$$

де $H_{\text{доо}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 10%.

$$Z_{\text{доо}} = (58600,00 + 2047,14) \cdot 10 / 100\% = 6064,71 \text{ грн.}$$

5.2.2 Відрахування на соціальні заходи

Нарахування на заробітну плату дослідників та робітників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою:

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{доо}}) \cdot \frac{H_{\text{зн}}}{100\%} \quad (5.6)$$

де $H_{\text{зн}}$ – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (58600,00 + 2047,14 + 6064,71) \cdot 22 / 100\% = 14676,61 \text{ грн.}$$

5.2.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах».

Витрати на матеріали на даному етапі проведення досліджень в основному пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних математичних моделей або програмного забезпечення, тому дані витрати формуються на основі витратних матеріалів характерних для офісних робіт.

Витрати на матеріали (M), у вартісному вираженні розраховуються окремо по кожному виду матеріалів за формулою:

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{\epsilon j}, \quad (5.7)$$

де H_j – норма витрат матеріалу j -го найменування, кг;

n – кількість видів матеріалів;

C_j – вартість матеріалу j -го найменування, грн/кг;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$);

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

$C_{\epsilon j}$ – вартість відходів j -го найменування, грн/кг.

$$M_1 = 3,0 \cdot 190,00 \cdot 1,01 - 0 \cdot 0 = 575,70 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.6 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Папір офісний (A4, 500, 80г/м)	190,00	3,0	0	0	575,70
Папір для заміток	92,00	4,0	0	0	371,68
Органайзер офісний	199,00	2,0	0	0	401,98
Начиння канцелярське	142,00	3,0	0	0	430,26
Картридж для принтера	1250,00	1,00	0	0	1262,50
Диск оптичний	27,00	5,0	0	0	136,35
FLASH-пам'ять	169,00	1,0	0	0	170,69
Оптоволокно 0,75 (100 м)	26,00	100,0	0	0	2626,00
Всього					5975,16

5.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_e), які використовують при проведенні НДР на тему «Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах» відсутні.

5.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спецустаткування необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення.

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.і}} \cdot K_i, \quad (5.8)$$

де C_i – ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, грн;

$C_{\text{пр.і}}$ – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує доставку, монтаж, налагодження устаткування тощо, ($K_i = 1,10 \dots 1,12$);

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{\text{спец}} = 8300,00 \cdot 1 \cdot 1,01 = 8383,00 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 5.7 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Стенд експериментальних досліджень	1	8300,00	8383,00
Цифровий осцилограф OWON SDS7122E (125 МГц, 2 канали)	1	9400,00	9494,00
Всього			17877,00

5.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою:

$$B_{npz} = \sum_{i=1}^k \Pi_{npz} \cdot C_{npz.i} \cdot K_i, \quad (5.9)$$

де Π_{npz} – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, грн;

$C_{npz.i}$ – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує інсталяцію, налагодження програмного засобу тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{npz} = 7350,00 \cdot 1 \cdot 1,01 = 7423,50 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 5.8 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Пакет Proteus PROFESSIONAL 6	1	7350,00	7423,50
MathLab 12 PRO	1	6800,00	6868,00
Всього			14291,50

5.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо, розраховуємо з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою:

$$A_{obl} = \frac{\Pi_{\delta}}{T_{\epsilon}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (5.10)$$

де Π_{δ} – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, грн;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

T_{ϵ} – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{obl} = (42899,00 \cdot 2) / (3 \cdot 12) = 2383,28 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.9 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Програмно-аналітичний комплекс на основі ПК	42899,00	3	2	2383,28
Графічно-обчислювальний комплекс обробки даних	30999,00	3	2	1722,17
Програмні пакети Microsoft Windows, Office 2016	9340,00	3	2	518,89
Обладнання дослідження міжканальної інтерференції	8700,00	5	2	290,00
Місце дослідника спеціалізоване	8255,00	5	2	275,17
Офісна оргтехніка	9650,00	5	2	321,67
Приміщення дослідницької лабораторії	410000,00	25	2	2733,33
Принтер	6899,00	5	2	229,97
Всього				8474,47

5.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою:

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (5.11)$$

де W_{yi} – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo $C_e = 10,98$ грн;

K_{eni} – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{eni} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

$$B_e = 0,35 \cdot 220,0 \cdot 10,98 \cdot 0,95 / 0,97 = 845,46 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.10 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Програмно-аналітичний комплекс на основі ПК	0,35	220,0	845,46
Графічно-обчислювальний комплекс обробки даних	0,25	220,0	603,90
Обладнання дослідження міжканальної інтерференції	0,12	30,0	39,53
Місце дослідника спеціалізоване	0,10	200,0	219,60
Офісна оргтехніка	0,40	1,2	5,36
Принтер	0,26	3,3	9,28
Стенд експериментальних досліджень	0,08	50,0	43,92
Цифровий осцилограф OWON SDS7122E (125 МГц, 2 канали)	0,12	50,0	65,88
Всього			1832,92

5.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» розраховуємо як 20...25% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{cv} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cv}}{100\%}, \quad (5.12)$$

де H_{cv} – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», прийmemo $H_{cv} = 20\%$.

$$B_{cv} = (58600,00 + 2047,14) \cdot 20 / 100\% = 12129,43 \text{ грн.}$$

5.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» розраховуємо як 30...45% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{cn} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cn}}{100\%}, \quad (5.13)$$

де H_{cn} – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», прийmemo $H_{cn} = 30\%$.

$$B_{cn} = (58600,00 + 2047,14) \cdot 30 / 100\% = 18194,14 \text{ грн.}$$

5.2.11 Інші витрати

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$I_g = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{ig}}{100\%}, \quad (4.14)$$

де H_{ig} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{ig} = 50\%$.

$$I_g = (58600,00 + 2047,14) \cdot 50 / 100\% = 30323,57 \text{ грн.}$$

5.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

До статті «Накладні (загальновиробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціоналізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків;

витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

Витрати за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{нзв} = (З_o + З_p) \cdot \frac{H_{нзв}}{100\%}, \quad (5.15)$$

де $H_{нзв}$ – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийmemo $H_{нзв} = 100\%$.

$$B_{нзв} = (58600,00 + 2047,14) \cdot 100 / 100\% = 60647,14 \text{ грн.}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою:

$$B_{заг} = З_o + З_p + З_{доо} + З_n + M + K_в + B_{стел} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сп} + I_в + B_{нзв}. \quad (4.17)$$

$$B_{заг} = 58600,00 + 2047,14 + 6064,71 + 14676,61 + 5975,16 + 0,00 + 17877,00 + 14291,50 + 8474,47 + 1832,92 + 12129,43 + 18194,14 + 30323,57 + 60647,14 = 251133,78 \text{ грн.}$$

Загальні витрати $ЗВ$ на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховується за формулою:

$$ЗВ = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (5.16)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta = 0,9$.

$$ЗВ = 251133,78 / 0,9 = 279037,54 \text{ грн.}$$

5.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи

Оцінювання та доведення ефективності виконання науково-дослідної роботи фундаментального чи пошукового характеру є достатньо складним процесом і часто базується на експертних оцінках, тому має вірогідний характер.

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи на тему «Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах» використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у виробництво, величину витрат на роботу.

Комплексний показник K_p рівня науково-дослідної роботи може бути розрахований за формулою:

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t}, \quad (5.17)$$

де I – коефіцієнт важливості роботи. Прийmemo $I=4$;

n – коефіцієнт використання результатів роботи; $n=0$, коли результати роботи не будуть використовуватись; $n=1$, коли результати роботи будуть використовуватись частково; $n=2$, коли результати роботи будуть використовуватись в дослідно-конструкторських розробках; $n=3$, коли результати можуть використовуватись навіть без проведення дослідно-конструкторських розробок. Прийmemo $n=3$;

T_C – коефіцієнт складності роботи. Прийmemo $T_C=2$;

R – коефіцієнт результативності роботи; якщо результати роботи плануються вище відомих, то $R=4$; якщо результати роботи відповідають

відомому рівню, то $R=3$; якщо нижче відомих результатів, то $R=1$. Прийmemo $R=4$;

B – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo $B = 279037,54$ грн;

t – час проведення дослідження. Прийmemo $t = 0,17$ років, (2 міс.).

Визначення показників I , n , T_C , R , B , t здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [20].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t} = 4^3 \cdot 2 \cdot 4 / 279,0 \cdot 0,17 = 11,01.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

5.4 Висновки

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах» складають 279037,54 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Методи та засоби компенсації міжсимвольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних системах» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

ВИСНОВКИ

Показано механізми виникнення міжсимвольної інтерференції первинних сигналів, сигналів, що є результатом їх багатопроменевого поширення, та оптичних сигналів. Акцентовано розглянуті питання міжканальної інтерференції з прив'язкою до широкосмугових телекомунікаційних систем, які працюють з використанням технології OFDM.

Міжсимвольна інтерференція первинних сигналів є результатом селективних обмежень, отже, необмежених у часі імпульсів, які частково накладаються один на одного. При багатопроменевому поширенні хвиль створюються різні за довжиною траси між передавачем та приймачем, отже має місце різний час поширення сигналів. У таких умовах можливе перекриття сусідніх символів, які характеризуються зазвичай різними параметрами, тобто може виникнути міжсимвольна інтерференція фактично вторинних сигналів. Прямим наслідком міжсимвольної інтерференції первинних та вторинних сигналів є обмеження швидкості передачі інформації.

Показано, що причиною міжсимвольної інтерференції оптичних сигналів є дисперсійні властивості оптичного волокна, які проявляються тим сильніше, чим більша довжина траси. При цьому спостерігається розширення імпульсів і, як наслідок, накладання сусідніх імпульсів один на одного. Також негативно впливає на швидкість передачі інформації.

Міжканальна інтерференція між підносійними технології OFDM прив'язана до їх ортогональності. Ця умова у свою чергу залежить не тільки від значень частот, але і від тривалості символу, оскільки необхідною вимогою є розташування у межах тривалості символу цілого числа періодів підносійних. Саме тому технологія OFDM вимагає високої синхронізації частоти і часу.

Розглянуто роботу формувального фільтру Найквіста та еквалізацію каналу передачі інформації. Фільтри Найквіста забезпечують формування імпульсних сигналів, форма яких є оптимальною для запобігання міжсимвольної інтерференції. Еквалізація - це процес, який використовується

для корекції спотворень сигналу, спричинених відхиленням від ідеальних форм АЧХ та ФЧХ. Запропоновані різні структурні схеми еквалайзерів.

Розглянуто два варіанти боротьби з міжсимвольною інтерференцією, що виникає у каналах з явно змінними параметрами, – використання еквалайзерів та ортогональне часове мультиплексування. Показано, що адаптивні еквалайзери зі зворотним зв'язком можуть виявитися ефективнішими у порівнянні з OTDM-системами.

Проаналізовано технології компенсації дисперсії оптичного сигналу в мережах, побудованих на SF-волокні. Використання FBG ширше в одноканальних системах, тому що FBG може давати великі значення компенсуючої дисперсії (понад 10 000 пс/нм) у вузькій ~ 0.1 нм смузі довжин хвиль. Використання DCF більш ефективне в багатоканальних WDM-системах через те, що DCF може працювати в широкому діапазоні довжин хвиль. Перехід на повністю оптичні мережі вимагатиме впровадження динамічних компенсаторів дисперсії та волоконних компенсаторів, які працюють на модах вищого порядку.

Проведено порівняльний аналіз електронних та оптичних методів компенсації дисперсії в ВОЛЗ. Показано, що електронні методи мають певні переваги, оскільки забезпечують динамічне управління параметрами системи без ускладнення структури лінійного тракту.

Наведено основні принципи, які характеризують технологію OFDM і виконання яких зменшує вплив міжсимвольної та міжканальної інтерференції. Показано, що обмеження міжсимвольної інтерференції при багатопроменевому поширенні радіохвиль досягається введенням часового захисного інтервалу у структуру OFDM-символу. Для усунення міжканальної інтерференції в технології OFDM потрібна ортогональність підносійних.

Виконана економічна частина, яка підтверджує ефективність проведених досліджень.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Методичні вказівки до підготовки магістерських кваліфікаційних робіт зі спеціальності “Телекомунікації та радіотехніка” (освітньо-професійна програма “Телекомунікації”) для студентів денної та заочної форм навчання / Уклад. Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський.– Вінниця : ВНТУ, 2018.– 50с.
2. Бортник Г. Г. Системи передавання в електрозв’язку. Навчальний посібник. – Вінниця: ВНТУ, 2006. – 138 с.
3. Бойко Ю.М. Концептуальні особливості реалізації безпроводних сенсорних мереж / Ю.М. Бойко, В.В. Мішан // Вісник Хмельницького національного університету. – Технічні науки. – Хмельницький . – 2010. – №2. – С. 94 -98.
4. Солодовник В.І. Метод адаптивної об’єднаної прийомо–передавальної просторової модуляції для високошвидкісних систем безпроводового зв’язку / Солодовник В.І. // Збірник наукових праць ВІТІ, 2018. – № 1 – С. 126 – 140.
5. Солодовник В.І. Алгоритм адаптивної модуляції та просторового мультиплексування у багатоантенних системах безпроводового зв’язку / Солодовник В.І. // Збірник наукових праць ВІТІ, 2018. – № 3 – С. 103 – 111.
6. Бабак В.П. Обробка сигналів у радіоканалах цифрових систем передавання інформації: Навч. посібник [Текст] / В.П. Бабак, Т.М. Наритник, Ю.В. Куц, В.Я. Казимиренко. – К.: Книжкове вид-во НАУ, 2005. – 476 с.
7. Головін Ю.О. Основи радіозв’язку з рухомими об’єктами : навч. посіб. Київ : ІСЗЗІ НТУУ КПІ, 2016. 322 с.
8. Дружинін В.А. Динамічні моделі просторово-часової обробки сигналів від джерел радіовипромінювання в умовах рознесеного прийому локаційної інформації / В.А. Дружинін, Ю.М. Бойко, О.І. Єрмоменко, В.І. Корсун. – Вісник Хмельницького національного університету, №2, 2020 – с. 12-25 Conference 28 June 2021.

9. Радіомережі: Багатоантенні системи [Електронний ресурс]: навч. посіб. Для студ. спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / В.А. Головін, О.О. Шпилька ; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 6,36 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 169 с.

10. Науменко М.І. Аналіз методів просторової модуляції для високошвидкісних багатоантенних систем безпроводового зв'язку / М.І. Науменко, В.І. Солодовник // ВІТІ № 4 – 2018. – 73–83с.

11. Системи передавання широкосмуговими сигналами: [навч. посібник] / В. О. Балашов, П. П. Воробієнко, Л. М. Ляховецький, В. В. Педяш. – Одеса: Вид. центр ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2012. – 336 с.

12. В. Б. Каток. Волоконно-оптичні системи зв'язку. – К.: 1999.

13. Блажений Н, Говорун О., Полонський К. Синтез оптимального когерентного приймання багатопозиційних сигналів у сучасних мобільних мережах. Українське видання: Зв'язок, №2 (156), 2022, С.46–54. DOI: 10.31673/2412-9070.2022.024654.

14. Полонський К. В. Оцінка алгоритму оптимального когерентного прийому OFDM сигналів із багатопозиційною амплітудно-фазовою модуляцією. Українське видання: Зв'язок, №2 (156), 2022, С.70–77. DOI: 10.31673/2412-9070.2022.027075.

15. Полонський К. В., Говорун О. І. Методологічний підхід до зменшення рівня міжканальних завад в телекомунікаційних системах передачі даних на базі сигналу OFDM. Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, №2 (04), 2022, С.95-102. DOI 10 36994 / 2788- 5518- 2022-02-10.

16. Почерняев В.Н. Борьба с замираниями сигнала в мобильных системах связи // Зв'язок, 2004. - №7. – С.34-36.

17. Почерняев В.Н. Борьба с межсимвольной интерференцией в мобильных системах связи// Зв'язок, 2006. - №4. – С. 18-20.

18. Кучук Г.А. Управление трафиком мультисервисной распределенной телекоммуникационной сети / Г.А. Кучук // Системи управління, навігації та зв'язку. – К.: ЦНДІ НіУ, 2007. – Вип. 2. – С. 18-27.

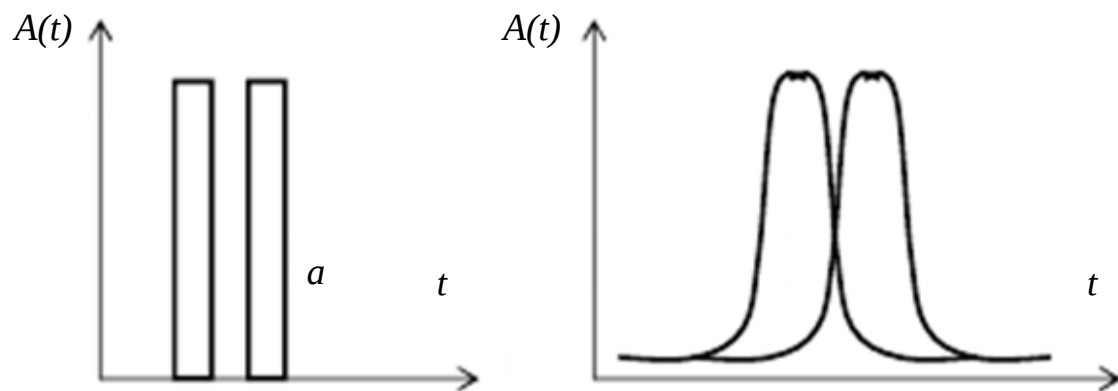
19. Кучук, Г.А. Метод уменьшения времени передачи данных в беспроводной сети / Г.А. Кучук, А.С. Мохаммад, А.А. Коваленко // Системи управління, навігації та зв'язку. – К.: ЦНДІ НіУ, 2011. – Вип. 3 (19). – С. 209–213.

20. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.

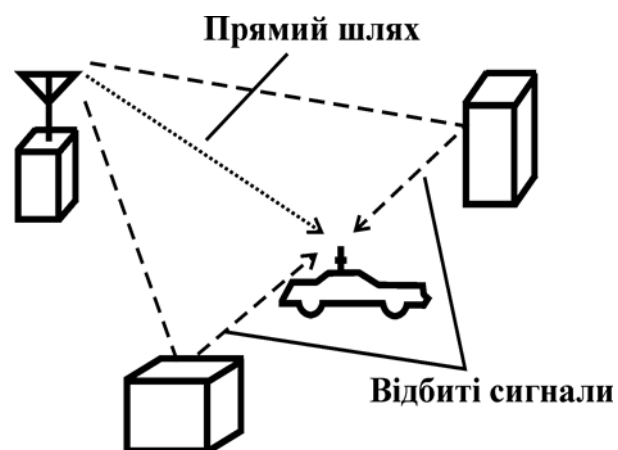
Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА
МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ КОМПЕНСАЦІЇ МІЖСИМВОЛЬНОЇ ТА
МІЖКАНАЛЬНОЇ ІНТЕРФЕРЕНЦІЇ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ
СИСТЕМАХ

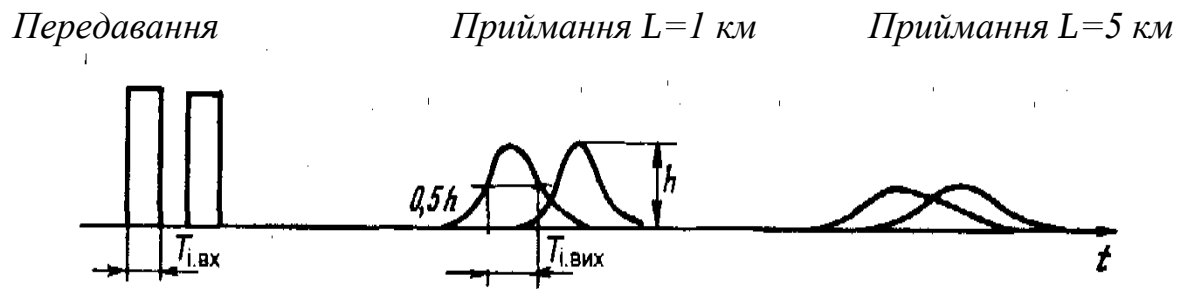
назва магістерської кваліфікаційної роботи



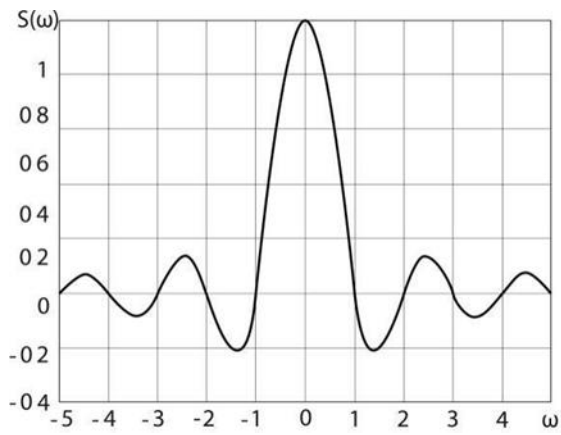
Зміна форми імпульсів при обмеженні частотного спектру



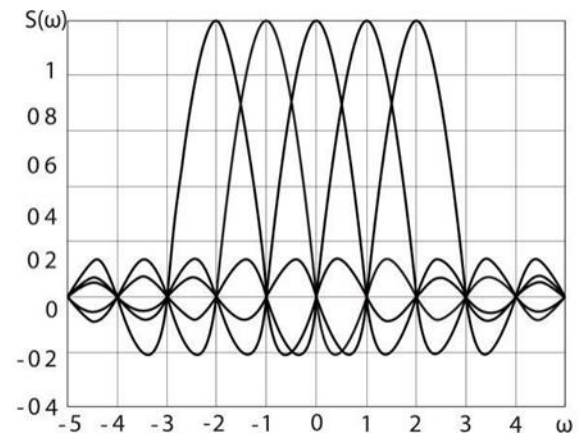
Ілюстрація багатопроменевого поширення сигналів



Проходження імпульсних сигналів у світловоді

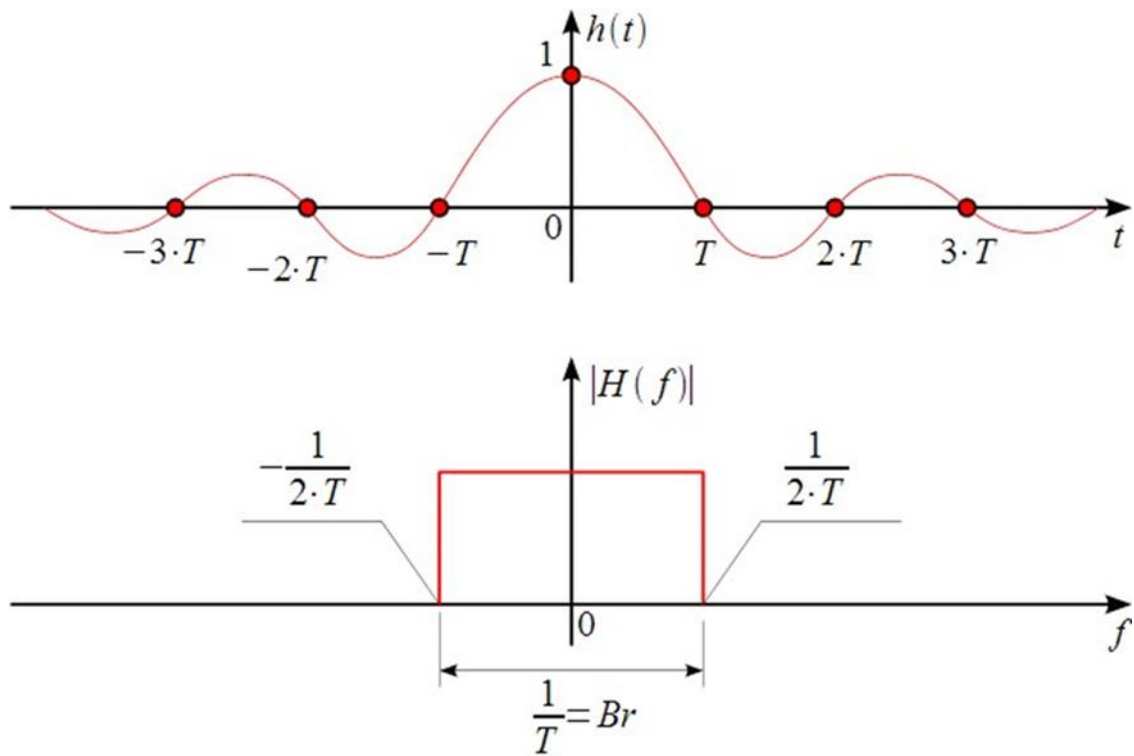


а)



б)

Спектральна щільність одного елементарного символу (а)
та одного OFDM-символу (б)



Імпульсна та частотна характеристики
ідеального формувального фільтра (Найквіста)



Спрощена схема системи передачі інформації

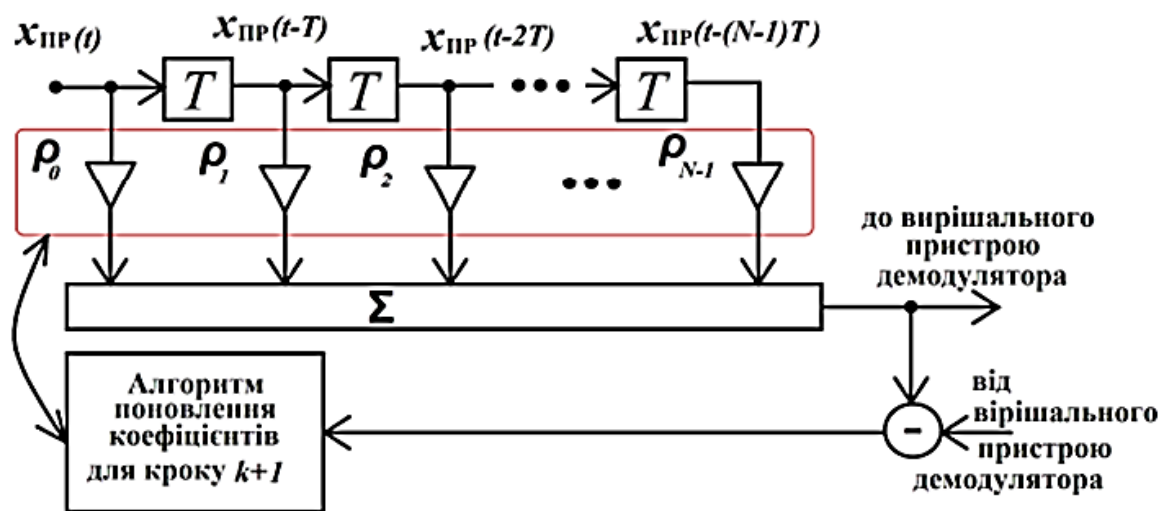
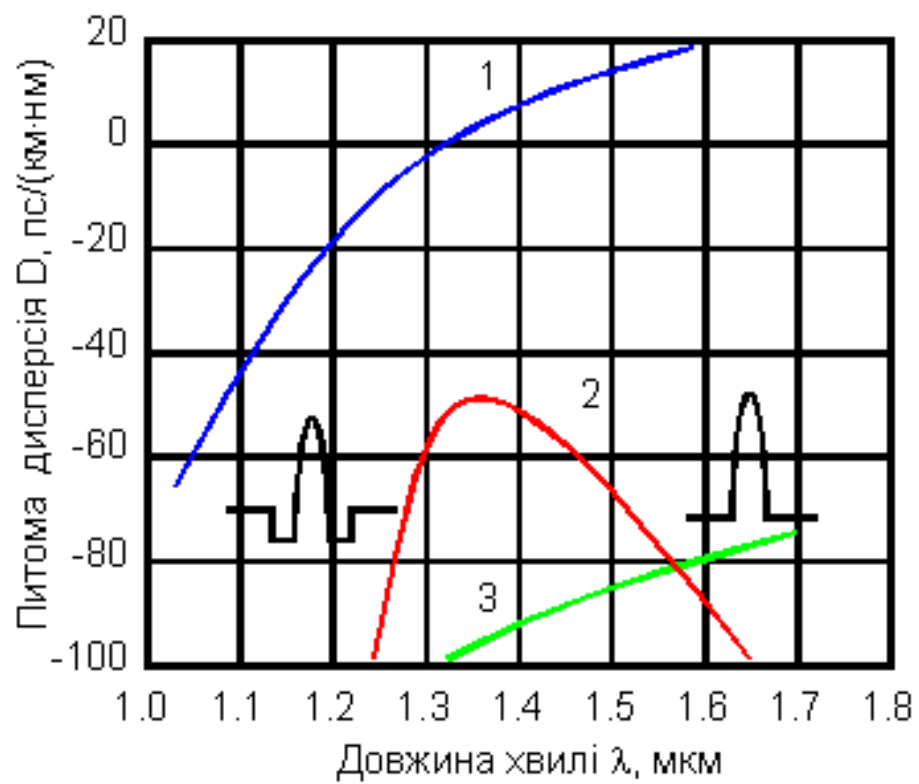
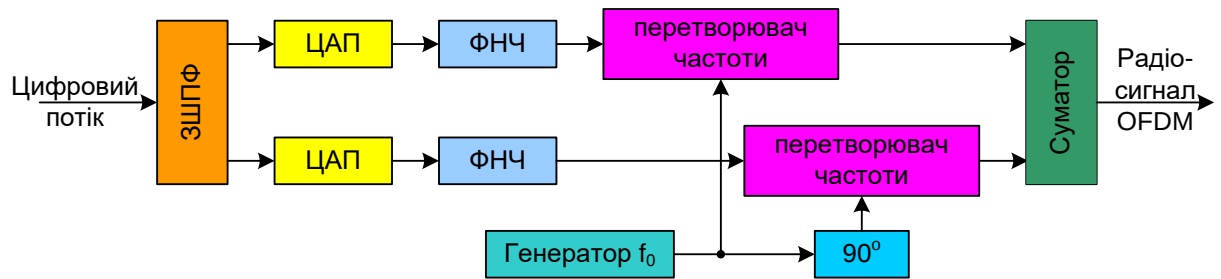


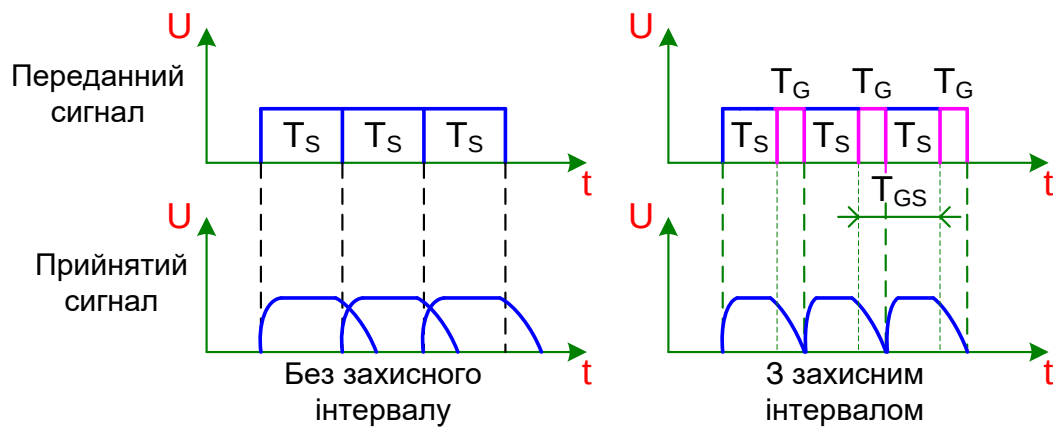
Схема адаптивного еквалайзера



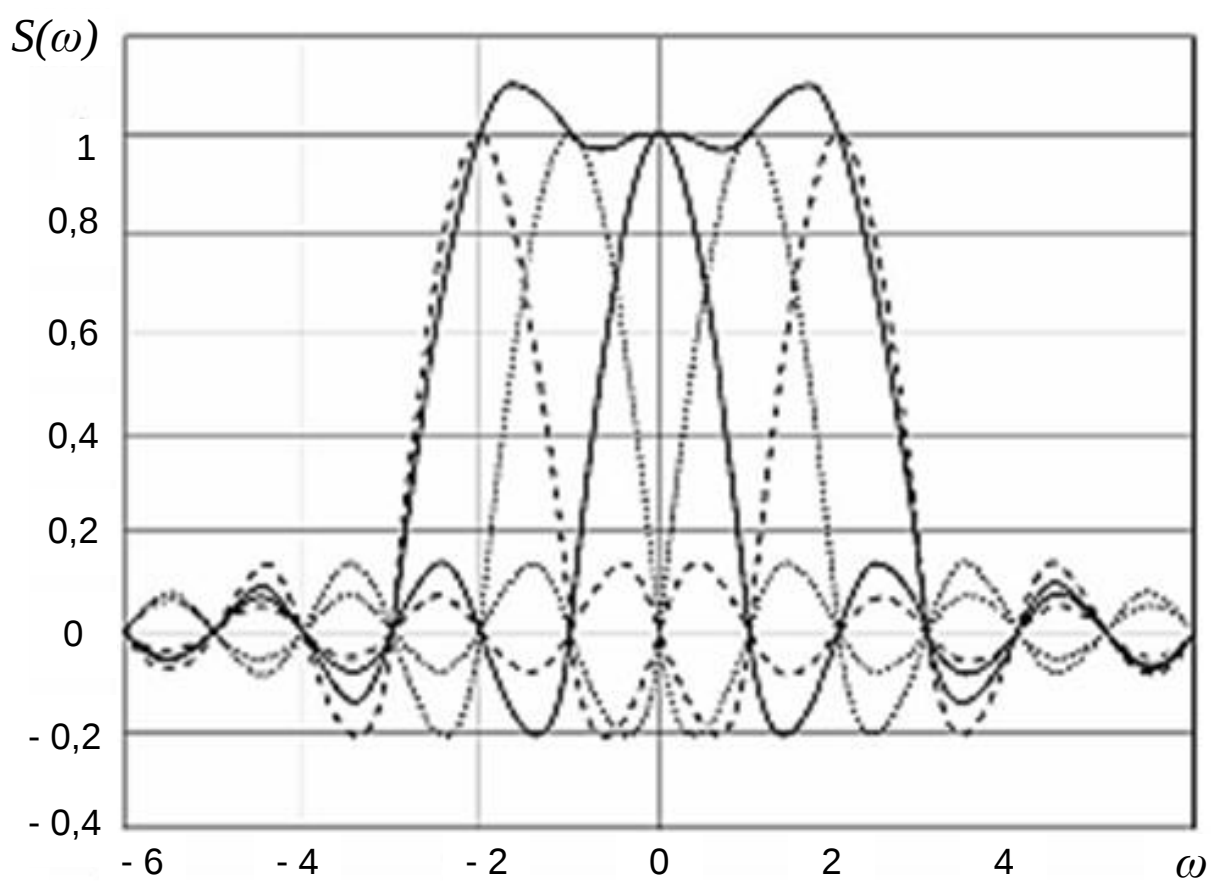
Залежність хроматичної дисперсії стандартного одномодового волокна (1) та DCF-волокна для різних профілів показника заломлення (2, 3) від довжини хвилі



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



Призначення захисного інтервалу при модуляції OFDM



Спектральна щільність суми п'яти носійних із однаковими амплітудами й початковими фазами

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ МАГІСТЕРСЬКОЇ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: Методи та засоби компенсації міжстивольної та міжканальної інтерференції в телекомунікаційних смстемах

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота

Підрозділ кафедра ІКСТ, факультет ІЕС

Керівник Барась С. Т., к.т.н., професор

Показники звіту подібності

Turnitin	
Оригінальність	75%
Загальна схожість	25%

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне)

- Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.
- Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її автора. Роботу направити на доопрацювання.
- Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Заявляю, що ознайомлений (-на) з повним звітом подібності, який був згенерований Системою щодо роботи (додається)

Автор

(підпис)

Слободянюк В. О.

(прізвище, ініціали)

Опис прийнятого рішення

Особа, відповідальна за перевірку

(підпис)

Васильківський М.В.

(прізвище, ініціали)

Експерт

(за потреби) (підпис)

(прізвище, ініціали, посада)