



Міністерство освіти і науки України  
Національний технічний університет  
«Дніпровська політехніка»

Інститут електроенергетики  
Факультет інформаційних технологій  
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ЗАТВЕРДЖЕНО:

завідувач кафедри

безпеки інформації та телекомунікацій

д.т.н., професор \_\_\_\_\_ Корнієнко В.І.

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 20\_\_ року

**ЗАВДАННЯ**

**на дипломну роботу бакалавра**

спеціальність \_\_\_\_\_ *172 Телекомунікації та радіотехніка*

(код і назва спеціальності)

студента \_\_\_\_\_  
172-17зск-2  
(група)

\_\_\_\_\_ **Казмінов Віталій Сергійович**  
(прізвище ім'я по-батькові)

Тема дипломного проекту «Розробка імітаційної моделі дослідження  
завадостійкості радіотрактів з OFDM»

Наказ ректора НТУ "ДП" від \_\_\_\_\_ № \_\_\_\_\_

Розділ	Зміст	Термін виконання
<i>Стан питання. Постановка задачі</i>	Аналітичний огляд літератури по темі проекту Постановка задачі	Квітень 2020
<i>Спеціальна частина</i>	Розробка імітаційної моделі дослідження завадостійкості радіотрактів з OFDM	Травень 2020
<i>Економічний розділ</i>	Расчет капитальных затрат	Травень 2020

Завдання видав \_\_\_\_\_  
(підпис)

Гусєв О.Ю.  
(прізвище, ініціали)

Завдання прийняв  
до виконання \_\_\_\_\_  
(підпис)

Казмінов В.С.  
(прізвище, ініціали)

Дата видачі завдання: 15 березня 2020 р.

Строк подання дипломного проекту до ДЕК:

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка с. , рис. , табл. , додатків , джерел .

Об'єкт розробки: радіотракти з OFDM.

Предмет розробки: імітаційні моделі завадостійкості.

Мета дипломної роботи: розробка імітаційної моделі дослідження завадостійкості радіотрактів з OFDM.

У першому розділі виконаний аналітичний огляд літературних джерел по темі дипломної роботи. Здійснено постановку задачі роботи.

У другому розділі розроблено імітаційну модель дослідження завадостійкості радіотрактів з OFDM. Виконано модельний експеримент. Отримани характеристики завадостійкості радіотрактів з OFDM.

У третьому розділі розраховуються одноразові капітальні витрати на розробку імітаційної моделі дослідження завадостійкості радіотрактів з OFDM.

**РАДИОТРАКТИ, ІМІТАЦІЙНА МОДЕЛЬ, ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ**

## РЕФЕРАТ

Пояснительная записка с. , рис. , табл. , приложений,  
источников .

Объект разработки: радиотракты с OFDM.

Предмет разработки: имитационные модели исследования помехоустойчивости радиотрактов с OFDM.

Цель дипломная работа: разработка имитационной модели исследования помехоустойчивости радиотракта с OFDM.

В первом разделе выполнен аналитический обзор литературных источников по теме дипломной работы. Осуществлена постановка задачи работы.

Во втором разделе разработана имитационная модель исследования помехоустойчивости радиотракта с OFDM. Выполнен модельный эксперимент. Получены характеристики помехоустойчивости радиотракта с OFDM.

В третьем разделе рассчитаны единовременные капитальные затраты на разработку имитационной модели исследования помехоустойчивости радиотракта с OFDM.

**РАДИОТРАКТ, ИМИТАЦИОННЫЕ МОДЕЛИ, ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ**

## ABSTRACT

Explanatory note p. , fig. , tab. , applications ,sources .

Object of development: radio paths with OFDM.

Subject of development: simulation models for studying the noise immunity of radio paths with OFDM.

The purpose of the thesis: the development of a simulation model for the study of noise immunity of the radio path with OFDM.

The first section contains an analytical review of literary sources on the topic of thesis. The statement of the task is carried out.

In the second section, a simulation model for studying the noise immunity of a radio path with OFDM is developed. A model experiment is performed. The noise immunity characteristics of the radio path with OFDM are obtained.

In the third section, the one-time capital expenditures for the development of a simulation model for studying the noise immunity of a radio path with OFDM are calculated.

RADIO PATH, SIMULATION MODELS, NOISE IMMUNITY

## СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

3G-HF (3 Generation - Huge Frequency) - Широкопasmові короткохвильові радіостанції 3-го покоління

3GPP (англ.3rd Generation Partnership Project) - партнерська асоціація груп телекомунікаційних компаній, головною метою створення якої є розробка і затвердження стандартів для мережевих технологій третього покоління (3G)

AM (Amplitude Modulation) - Амплітудна модуляція

DBPSK (Differential Binary Phase Shift Keying) - двійкова диференціальна фазова маніпуляція

BWA (Broadband Wireless Access) - Широкопasmовий безпроводний доступ

CDMA (Code Division Multiple Access) - множинний доступ з кодовим розділом каналів

DFS - Dynamic Frequency Selection) - динамічний вибір частоти, технологія призначена для забезпечення максимальної продуктивності радіоканалів в областях з наявністю сильних радіоперешкод

DL-SCH (Dynamic Frequency Selection) - низхідний канал розповсюдження

FFT (Fast Fourier transform) - швидке пряме перетворення Фур'є

OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) - мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів

WLAN (Wireless Local Area Network) - бездротова локальна мережа

БШД - бездротовий широкопasmовий доступ.

ВДТ - відеотермінал.

ВСШ - відношення МІТРС - мікрохвильова інтегрована телерадіоінформаційна система.

ПЕОМ - персональна електронно-обчислювальна машина

ПЛІС - програмовані логічні інтегральні схеми.

ПРЗ - пристрої радіотехніки і зв'язку.

СБСШ - системи багаточастотних широкосмугових сигналів.

СШР - системи широкосмугового радіодоступу.

ЦАП - цифро - аналоговий перетворювач.

ЦОС - цифрова обробка сигналів.

ЦПОСІ - цифрові процесори обробки сигналів.

ШЗПФ - швидке зворотне переворення Фур'є.

ШПФ - швидке перетворення Фур'є.

## ЗМІСТ

ВСТУП .....	
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ .....	
1.1 Аналіз методів побудови радіотрактів багаточастотних широкосмугових сигналів з OFDM.....	
1.1.1 Часові характеристики сигналів з OFDM.....	
1.1.2 Спектральні характеристики сигналів з OFDM.....	
1.1.3 Смуга займаних частот і спектральні маски.....	
1.1.4 Формування сигналів з OFDM .....	
1.1.5 Прийом сигналів з OFDM.....	
1.1.6 Моделі каналів розповсюдження OFDM-сигналів.....	
1.1.7 Параметри, що характеризують завадостійкість радіотрактів.....	
1.2 Постановка задачі.....	
1.3 Висновки.....	
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА .....	
2.1 Розробка імітаційної моделі.....	
2.1.1 Функціональна структура моделі.....	
2.1.2 Основні параметри фізичного рівня стандарту IEEE 802.11A.....	
2.1.3 Структура фрейму.....	
2.1.4 Математичний опис сигналів фрейму.....	
2.1.5 Формування фрейму фізичного рівня стандарту IEEE 802.11A.....	
2.1.6 Допустимі помилки в амплітуді при модуляції.....	
2.2 Оцінка завадостійкості.....	
2.2.1 Параметри, що оцінюються.....	
2.2.2 Проведення експерименту.....	
2.3 Висновки.....	



3 ЭКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	
3.1 Розрахунок капітальних витрат на розробку імітаційної моделі дослідження завадостійкості радіотрактів з OFDM .....	
3.1.1 Визначення трудомісткості розробки моделі.....	
3.1.2 Розрахунок витрат на розробку моделі.....	
3.1.3 Розрахунок капітальних витрат.....	
3.2 Висновки.....	
ВИСНОВКИ.....	
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	
ДОДАТОК А.....	
ДОДАТОК Б.....	
ДОДАТОК В.....	

## ВСТУП

WLAN стандарту IEEE 802.11 використовують частотний ресурс діапазону, передбаченого для промислових, наукових і медичних цілей (Industrial, Science, Medicine - ISM). Поряд з цим, в США для частотного забезпечення роботи WLAN використовуються частоти, передбачені для Національної Інформаційної Інфраструктури (National Information Infrastructure - NII). Частотні ресурси ISM і NII відносяться до різних ділянок діапазону СВЧ: перший лежить в межах відрізка 2.4-2.5 ГГц, другий - в межах відрізка 5.1-5.9 ГГц. У США частоти діапазонів ISM і NII відносяться до неліцензованих (Unlicensed); в Європі неліцензованими є частоти ISM-діапазону; в ряді країн (до них відноситься Україна) частоти однієї або обох зазначених смуг потребують ліцензування.

У засобах WLAN, створюваних відповідно до стандартів IEEE 802.11 різних різновидів, застосовується 3 види радіосигналів:

- сигнали з прямим розширенням спектра (Direct Sequence SS - DSSS);

Види розширення спектра, що передбачаються стандартами IEEE 802.11

Спосіб розширення спектра	Різнovid стандарту IEEE 802.11	Максимальна швидкість передачі бітів, Мбит/с	Діапазон частот, ГГц
FHSS	IEEE 802.11 Legal	1,2	ISM
DSSS	IEEE 802.11 Legal	1,2	ISM
	IEEE 802.11b	5,5, 11	
OFDM	IEEE 802.11a	54	NH
	IEEE 802.11g	54	ISM

- Сигнали з розширенням спектру стрибками по частоті (Frequency Hopping SS - FHSS);

· Сигнали з ортогональним мультиплексуванням частотних каналів (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM).

В даний час для побудови WLAN найбільш широко застосовуються пристрої стандарту IEEE 802.11a, звані Wi-Fi пристроями. У них, аналогічно пристроям базового (з правових питань) стандарту, застосовується пряме розширення спектра радіосигналів. Відмінність між методами DSSS, з відповідними первісною і Wi-Fi версіями стандартів IEEE 802.11, полягає в застосовуваних методах реалізації DSSS (використання коду Баркера згідно базовому стандарту 1997 року і комплементарних кодів згідно стандарту IEEE 802.11b 1999 року). Частотні канали WLAN обох різновидів знаходяться в діапазоні ISM і ідентичні за своїми характеристиками. Займана каналами смуга частот дорівнює 22 МГц з рівнем придушення випромінювань за межами цієї смуги, що перевищує 30 дБ.

У діапазоні ISM європейських держав (за винятком Франції та Іспанії) розміщується 3 частотних канали WLAN стандартів IEEE 802.11 IEEE 802.11. Центральні частоти каналів співпадають з 1-ю, 6-ю і 11-ю частотами стандартної сітки смуги ISM, крок якої становить 5 МГц. Нульовий відлік сітки відповідає частоті 2402 МГц, а 11-му кроці сітки відповідає частота =  $2402 + 5 \cdot n$  [МГц]. Центральні (несучі) частоти 3 каналів мають значення 2407, 2432 і 2457 МГц. Частотний зсув між несучими становить 25 МГц; захисний інтервал між кордонами займаних смуг частот дорівнює 3 МГц. Зіставлення значень швидкості передачі інформаційних сигналів (бітів), передбачених розглянутими стандартами і ширині займаної каналами смуги частот свідчить про те, що значення коефіцієнта розширення спектра (коефіцієнт розширення - SF) в каналах зв'язку WLAN стандарту IEEE 802.11 є відносно невисоким. Конкретні значення SF складають:

В каналах стандарту IEEE 802.11= 11;

В каналах стандарту IEEE 802.11a= 8.

# 1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Аналіз методів побудови радіотрактів багаточастотних широкосмугових сигналів з OFDM

1.1.1 Часові характеристики сигналів з OFDM

Ідея передачі даних сигналами з OFDM ґрунтується на техніці передачі даних з використанням безлічі несучих і полягає в тому, що потік переданих даних розподіляється по безлічі частотних підканалів (піднесучих), і передача ведеться на них паралельно. За рахунок поділу переданого високошвидкісного потоку даних на велику (100-1000) кількість відносно низькошвидкісних підпотоків (каналів), кожен з яких модулюється своєю піднесучою, сигнали з OFDM забезпечують високу завадостійкість прийому в умовах міжсимвольної інтерференції. Сигнали з OFDM формуються за допомогою пристрою, що виконує зворотне дискретне перетворення Фур'є. Отримані на виході цього пристрою тимчасові відліки через цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) і вихідні ланцюги передавача надходять в безперервний канал передачі. Сигнали на піднесучих частотах ортогональні. На рис.1 схематично представлений сигнал з OFDM в частотній часовій області для випадку чотирьох піднесучих і двійкової фазової маніпуляції. По осі частот показані значення амплітуд  $A_0, \dots, A_3$  коливань сигналів на піднесучих частотах  $F_0, \dots, F_3$ , а по осі часу  $T$  - речові сигнали огинають на кожній частоті по часу. Розніс частот між піднесучими становить  $1/T$ . У часовій області на інтервалі часу тривалості  $T$  поміщається ціле число періодів коливань  $t$ -ї піднесучої. Енергетичний спектр випадкової послідовності сигналів з OFDM визначається сумою енергетичних спектрів випадкових послідовностей сигналів на кожній піднесучій частоті. Наприклад, для сигналів, представлених на рис.1.1, енергетичний спектр визначатиметься формою спектра сигналів з прямокутною обвідною тривалістю  $T$ .

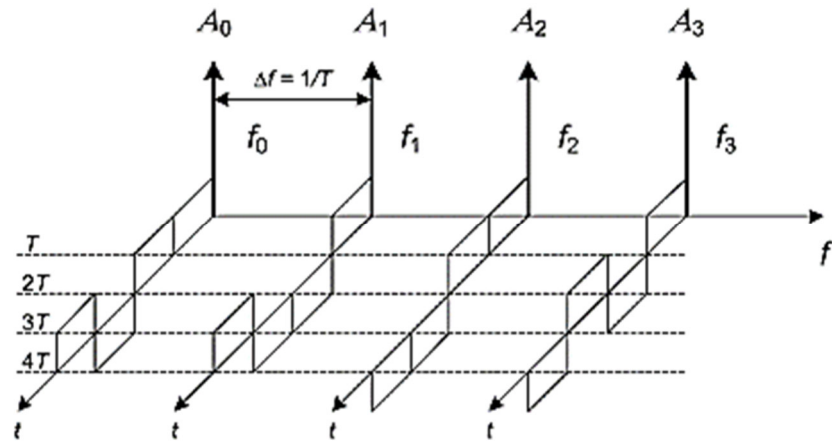


Рисунок 1.1 – Схематичне уявлення сигналів з OFDM в частотній і часовій областях

Сигнали з OFDM широко застосовуються в каналах передачі з міжсимвольною інтерференцією, викликаною відображеннями від об'єктів. Ступінь заважає дії межсимвольної інтерференції і ймовірність помилкового прийому залежить від ступеня перекриття переданих інформаційних символів. Тому для поліпшення якості прийому сигналів в таких умовах доцільно збільшувати тривалість символу  $T$ . Це можна зробити за рахунок зниження інформаційної швидкості передачі, що не завжди прийнятно.

Одним з відомих способів боротьби з міжсимвольною інтерференцією, заснованих на збільшенні тривалості символу  $T$ , є застосування методів многопозиційної модуляції, при яких тривалість  $T_c$  символу на виході модулятора збільшується в  $\log_2 M$  порівняно з тривалістю  $T_b$  інформаційного символу:  $T_c = T_b \log_2 M$ , де  $M$  - число можливих елементарних сигналів (сигнальних точок). При формуванні таких сигналів з OFDM використовуються методи фазової маніпуляції ФМ-2, ФМ-4, КАМ-16 і КАМ-64.

Для боротьби з міжсимвольною інтерференцією застосовується захисний інтервал, який додається до переданого сигналу з OFDM, пілотсигнали і завадостійке кодування в поєднанні з перемешуванням.

Вставляючи захисний інтервал достатньої тривалості на початку кожного блоку символів, можна практично повністю виключити вплив межсимвольної інтерференції. Захисний інтервал являє собою частину часового інтервалу, відведеного для передачі блоку символів, який вставляється перед початком символу.

У сигналах з OFDM застосовуються ортогональні несучі, частоти яких вибираються з умови:

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

де  $T$  - тривалість символу,  $f_k, f_l$  - несучі частоти каналів  $k, l$ . При виконанні умови ортогональності міжканальна інтерференція відсутня. За рахунок більш щільного розташування підканалів за частотою спектральна ефективність сигналів з OFDM порівняно зі спектральною ефективністю класичних сигналів з частотною маніпуляцією значно вище.

На інтервалі часу від 0 до  $T$  сигнали з OFDM на несучій частоті  $f_n$  мають вигляд:

$$z(t) = \operatorname{Re} \left\{ \exp(j2\pi f_n t) \sum_{n=0}^{N-1} y_n \exp(j\omega_n t) \right\} = \operatorname{Re} \left\{ \exp(j2\pi f_n t) s(t) \right\},$$

$$\omega_n = n\omega_1 = 2\pi n \frac{1}{T} \quad (1.2)$$

де  $\omega_1 = 2\pi / T$ ,  $\omega_n$  -  $n$ -на піднесуча частота,  $N$  - кількість піднесучих частот,  $y_n$  - комплексний символ канального алфавіту, призначений для маніпуляції піднесучої  $n$ -ної частоти.

На рис. 1.2 як приклад наведено форму послідовності сигналів з OFDM в основній смузі частот для значення числа піднесучих частот  $N = 1024$  і смузі займаних частот сигналом з OFDM  $F_s = 10$  МГц. На кожній частоті використовується маніпуляція ФМ-4. Швидкість передачі даних на кожній частоті складає 10,9 кбіт/с.

У часовій області сигнал з OFDM являє собою суперпозицію великої кількості відрізків гармонійних коливань різної частоти (рис. 1.2). Як видно з цього рисунка, пік-фактор такого сигналу може приймати відносно високі значення.

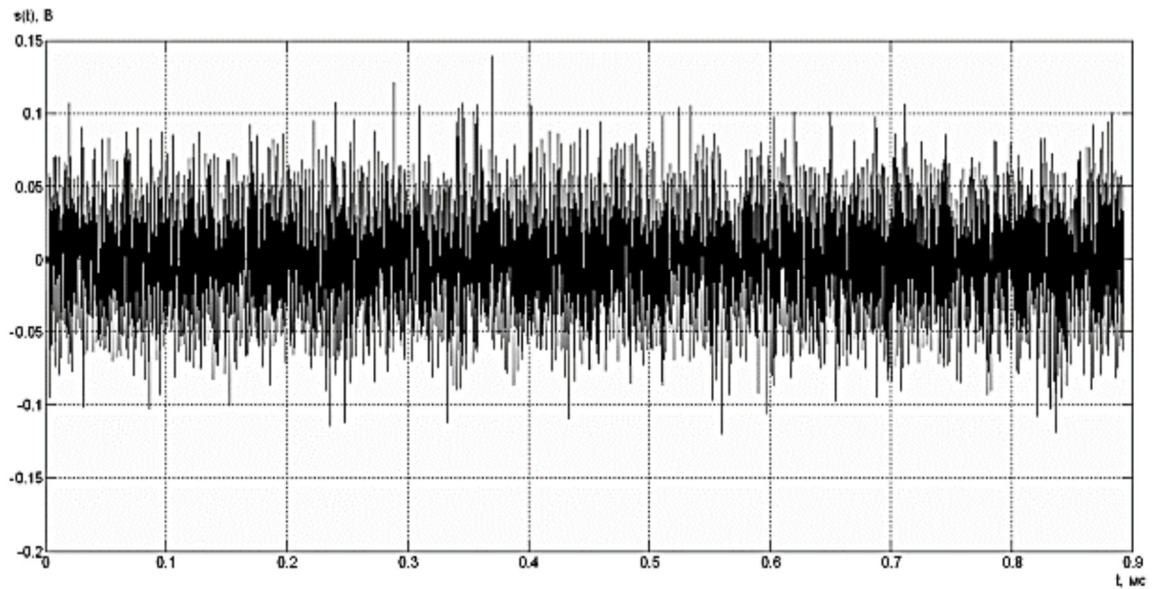


Рисунок 1.2 – Вид сигналу з OFDM для  $N=1024$ ,  $F_s=11,2$  МГц

Пік-фактор  $\Pi$  сигналів з OFDM являє собою відношення найбільшої (пікової) потужності до середньої потужності сигналу  $s(t)$ :

$$\Pi = \frac{\max_{t \in [0; T]} |s(t)|^2}{P_{\text{cp}}}, \quad P_{\text{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt. \quad (1.3)$$

Для сигналу з OFDM виду (1.2) з урахуванням того, що справедливо

$$\frac{1}{T} \int_0^T \exp(j(\omega_n - \omega_m)t) dt = \begin{cases} 1, & n = m \\ 0, & n \neq m \end{cases}, \quad (1.4)$$

$$\begin{aligned}
P_{cp} &= \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} y_n y_m^* \exp(j(\omega_n - \omega_m)t) dt = \\
&= \frac{1}{T} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} y_n y_m^* \int_0^T \exp(j(\omega_n - \omega_m)t) dt = \sum_{n=0}^{N-1} |y_n|^2.
\end{aligned} \tag{1.5}$$

Миттєва потужність сигналу з OFDM дорівнює:

$$|s(t)|^2 = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} y_n y_m^* \exp(j(\omega_n - \omega_m)t), \quad t \in [0; T]. \tag{1.6}$$

Тоді пік-фактор сигналу з OFDM визначається наступним виразом:

$$\Pi = \frac{\max_{t \in [0; T]} |s(t)|^2}{P_{cp}} = \frac{\max_{t \in [0; T]} \left\{ \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} y_n y_m^* \exp(j(\omega_n - \omega_m)t) \right\}}{\sum_{n=-N/2}^{N/2-1} |y_n|^2}. \tag{1.7}$$

Для випадку, коли на піднесучих частотах використовується фазова маніпуляція, середня потужність сигналу  $P_{cp} = \sum_{n=0}^{N-1} |y_n|^2$  не залежить від значень символів канального алфавіту. Для багаторівневих видів фазової маніпуляції (амплітудно-фазова маніпуляція АФМ, квадратурна амплітудна маніпуляція КАМ) при досить великому N середня потужність сигналу також приблизно постійна. Таким чином:

$$P_{cp} = \sum_{n=0}^{N-1} |y_n|^2 \cong \text{const}(y_n). \tag{1.8}$$

На рис. 1.3 як приклад наведені значення миттєвої потужності сигналів з OFDM з використанням на кожній піднесучій частоті двійкової фазової маніпуляції ФМ-2 для значень числа піднесучих частот  $N = 64$  і частоті дискретизації  $F_s = 11,2$  МГц. Тут по осі ординат відкладені значення миттєвої потужності сигналу з OFDM, а по осі абсцис - час. З цього рисунка видно, що пік-фактор зображеного сигналу дорівнює 7.8 дБ, тоді як пік-фактор сигналів



з одною несучою і фазовою маніпуляцією дорівнює двійці. При переході до багатопозиційних амплітудно-фазових методів маніпуляції збільшення пік-фактора сигналів з OFDM ще більш значне.

При великому числі піднесучих частот і обсязі каналного алфавіту можна вважати, що пік-фактор сигналу з OFDM є випадковою величиною, значення якої визначається конкретним набором випадкових символів  $y_n$ ,  $n = 0, 1, \dots, (N - 1)$ . Велика увага до вивчення можливостей зниження пік-фактора коливань пов'язана, в першу чергу, з тим, що саме цей параметр сигналів з OFDM істотно обмежує область їх застосування, особливо в портативних приймально-передавальних пристроях з малим поглинанням потужності. Високі значення пік-фактора коливань призводить до амплітудного обмеження сигналів з OFDM у вихідних ланцюгах передавача і появі в сигналі міжканальних перешкод, як наслідок, до зниження завадостійкості прийому інформації та збільшенню значень рівня позасмугових випромінювань.

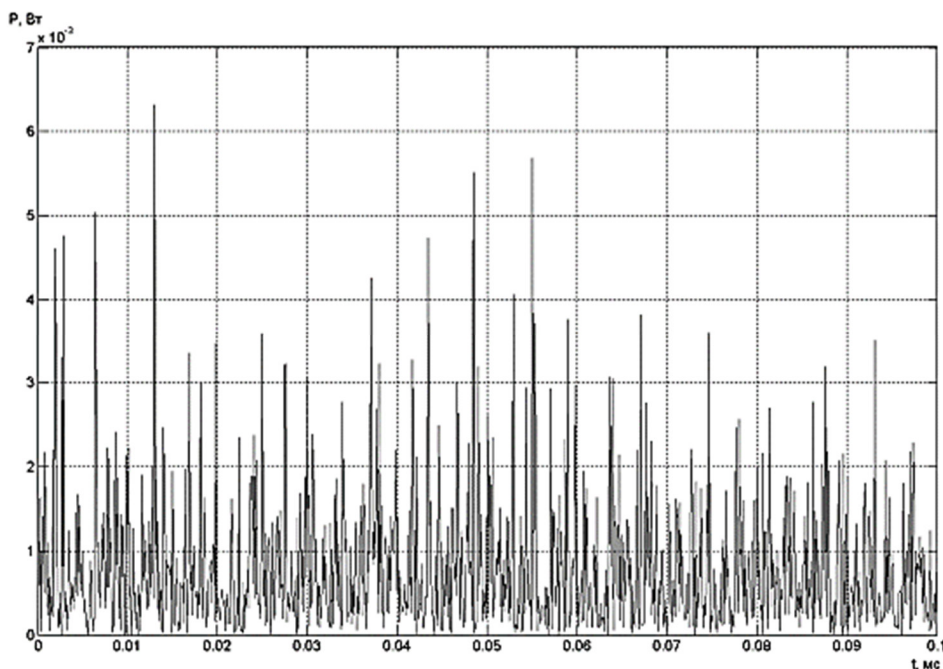


Рисунок 1.3 – Миттєва потужність сигналу з OFDM для  $N = 64$

### 1.1.2 Спектральні характеристики сигналів з OFDM

Визначимо спектральну щільність середньої потужності випадкової послідовності сигналів з OFDM. На інтервалі часу від  $-T/2$  до  $T/2$  сигнал з OFDM з комплексними амплітудами  $y_n$  може бути представлений у вигляді:

$$s(t) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} y_n \exp(j\omega_n t), \quad t \in -T/2; T/2, \quad \omega_n = n\omega_1 = 2\pi n \frac{1}{T} \quad (1.9)$$

або:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} y_{nk} \exp(j\omega_n t) a(t - kT), \quad t \in (-\infty; \infty), \quad (1.10)$$

де  $\omega_1 = 2\pi / T$ ,  $\omega_n$  -  $n$ -на піднесуча частота,  $N$  - кількість частот,  $y_n$  - комплексний символ канального алфавіту, призначений для модуляції  $n$ -ої частоти піднесучої,  $a(t)$  - огибає сигнал на кожній піднесучій.

Розглянемо випадковий процес такого вигляду:

$$\xi(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} y_{nk} \exp(j\omega_n t) a(t - kT), \quad t \in (-\infty; \infty)$$

і його усічену  $k$ -ту реалізацію на інтервалі  $t \in [0; T_A]$ :

$$\xi_{T_A}^{(k)}(t) = \sum_{k=1}^{L-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} y_{nk} \exp(j\omega_n t) a(t - kT), \quad T_A = LT.$$

Позначимо спектр огибаючої  $a(t)$  у загальному випадку прямокутної форми у вигляді:

$$S_a(\omega) = \mathbb{F}\{a(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} a(t) \exp(-j\omega t) dt.$$

Тоді спектр  $\xi_{T_A}^{(k)}(t)$  дорівнює:

$$S_{T_A}^{(k)}(\omega) = \mathbb{F}\{\xi_{T_A}^{(k)}(t)\} = \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} y_n k \int_{-\infty}^{+\infty} a(t - kT) \exp(j\omega_n t) \exp(-j\omega t) dt =$$

$$= \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} y_{nk} S_a(\omega - \omega_n) \exp(-j\omega kT)$$

Математичне очікування енергетичного спектра  $\left| S_{T_A}^{(k)}(\omega) \right|^2$  дорівнює:

$$m\{|S_{T_A}^{(k)}(\omega)|^2\} =$$

$$= \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{r=0}^{L-1} \exp(-j\omega(k-r)T) \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} m\{y_{nk} y_{mr}^*\} S_a(\omega - \omega_n) S_a^*(\omega - \omega_m),$$

причому у випадку статистично незалежних комплексних символів канального алфавіту:

$$m\{y_{nk} y_{mr}^*\} = \begin{cases} 1, & n = m, k = r \\ 0, & n \neq m, k \neq r \end{cases}$$

та

$$m\{|S_{T_A}^{(k)}(\omega)|^2\} = \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} |S_a(\omega - \omega_n)|^2 = L \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} |S_a(\omega - \omega_n)|^2 .$$

Зауважимо, що на відміну від випадку детермінованих сигналів, складова енергетичного спектра досліджуваних випадкових послідовностей сигналів з OFDM, обумовлена перехресними творами  $S_a(\omega - \omega_n) S_a^*(\omega - \omega_m)$ , при  $n \neq m$  дорівнює нулю. Остаточно маємо:

$$G(\omega) = \lim_{LT \rightarrow \infty} \frac{1}{LT} L \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} |S_a(\omega - \omega_n)|^2 .$$

тобто спектральна щільність середньої потужності сигналу з OFDM дорівнює сумі зрушених копій спектральних густин середньої потужності одночастотного сигналу:

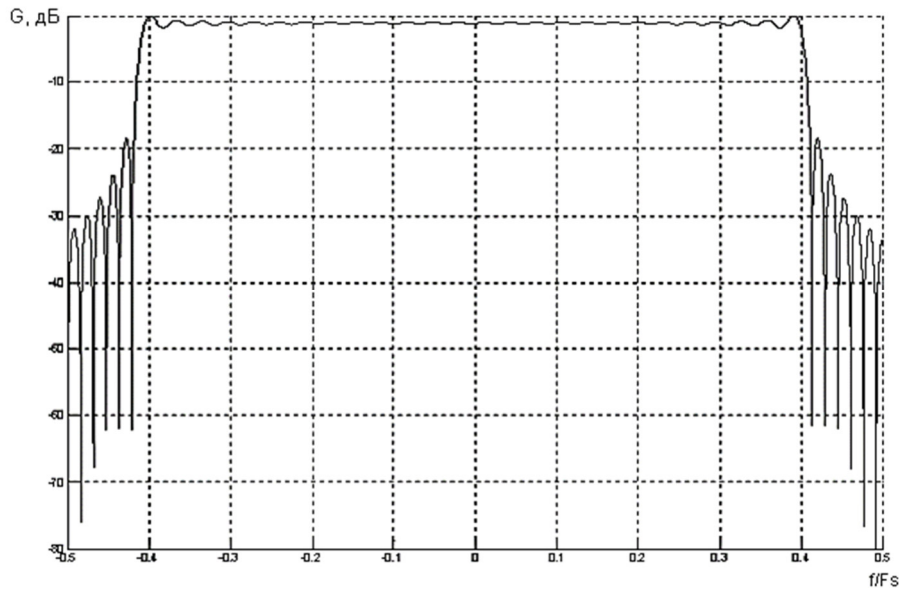


Рисунок 1.4 – Енергетичний спектр сигналу з OFDM с N = 64

Енергетичний спектр сигналу з OFDM з 64 піднесучими, що прямокульно огинають на піднесучих і ФМ-2, представлений на рис. 1.4. Тут по осі ординат відкладені значення спектральної щільності середньої потужності сигналу, а по осі абсцис - частота, нормована до частоти дискретизації сигналу. Спектр сигналу з OFDM являє собою суперпозицію спектрів всіх піднесучих.

### 1.1.3 Смуга займаних частот і спектральні маски

Відповідно до норм ГКРЧ на ширину смуги радіочастот та позасмугового випромінювання цивільного застосування, контрольна ширина смуги частот випромінювання визначається за рівнем - 30 дБ. За межами такої смуги будь-яка дискретна складова спектра позасмугових радіовипромінювань або спектральна щільність потужності позасмугових радіовипромінювань ослаблені не менше, ніж на 30 дБ відносно заданого (вихідного) рівня 0 дБ.

Позасмуговим радіовипромінюванням називається випромінювання на частоті або частотах, що безпосередньо прилягають до необхідної ширини

смуги частот, і яке є результатом процесу модуляції, але не включає побічних випромінювань. Норми на позасмугові випромінювання встановлені за значеннями ширини смуги частот радіовипромінювання на рівнях - 40, - 50 і - 60 дБ відносно заданого (вихідного) рівня 0 дБ.

Розрізняють необхідну  $\Delta F$  і займану  $\Delta F$  смуги частот (рис. 1.5).

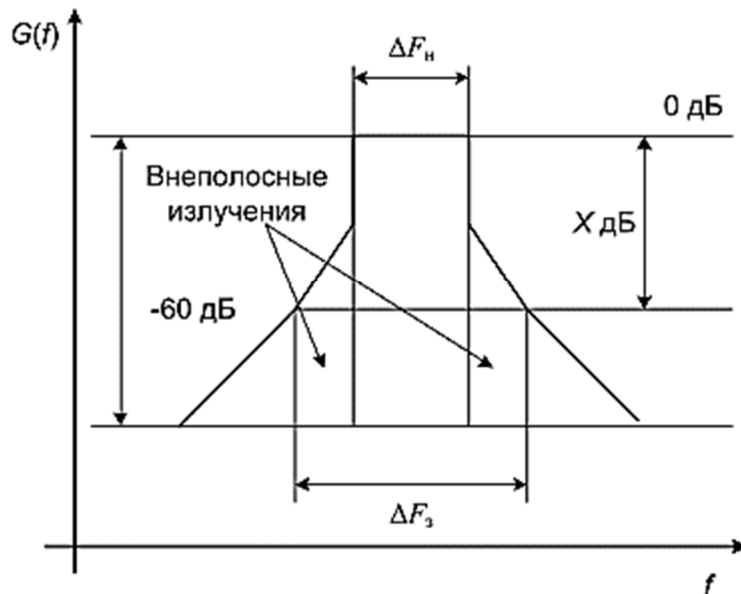


Рисунок 1.5 – Необхідна і займана смуги частот і позасмугові випромінювання радіосигналу

В якості займаної смуги частот звичайно приймається смуга, за межами якої зосереджена деяка задана частина середньої потужності випромінюваних коливань.

Для чисельної оцінки АФ вводять поняття обмежувальної лінії вчелінійного випромінювання. Це лінія на площині координат (рівень - частота), яка встановлюється для кожного класу випромінювання і являється верхньою межею максимально допустимих значень рівнів складаючих вчелінійній спектр випромінювання, виражених в децибелах відносно заданого (вихідного) рівня 0 дБ. Нижнім рівнем вимірюваної потужності випромінювання зазвичай вважають - 60 дБ. При виборі форми застосовуваних

сигналів необхідно прагнути до того, щоб АФ була якомога ближче за значенням до АФm.

Бездротові мережі широкосмугового доступу повинні задовольняти стандартам IEEE 802.11 b, g, n (Wi-Fi).

Так, наприклад, координати точок перегину масок спектру для сигналів з OFDM з різною смугою частот представлені в табл. 1.1. Допустимий рівень побічних випромінювань в діапазоні частот від 1 до 10 ГГц становить - 50 дБм.

Таблиця 1.1 – Координати точок перегину масок спектра

Смуга частот, МГц	A	B	C	D	E	F
1,25	0,625	0,625	0,893	1,321	2,500	3,125
1,5	0,750	0,750	1,071	1,586	3,000	3,750
1,75	0,875	0,875	1,250	1,850	3,500	4,375
2,5	1,250	1,250	1,785	2,643	5,000	6,250
3	1,500	1,500	2,142	3,171	6,000	7,500
3,5	1,750	1,750	2,499	3,700	7,000	8,750
5	2,500	2,500	3,570	5,285	10,000	12,500
6	3,000	3,000	4,284	6,342	12,000	15,000
7	3,500	3,500	4,998	7,399	14,000	17,500
8,75	4,375	4,375	6,248	9,249	17,500	21,875
10	5,000	5,000	7,140	10,570	20,000	25,000
12	6,000	6,000	8,568	12,684	24,000	30,000
14	7,000	7,000	9,996	14,798	28,000	35,000
15	7,500	7,500	10,710	15,855	30,000	37,500
17,5	8,750	8,750	12,495	18,498	35,000	43,750
20	10,000	10,000	14,280	21,140	40,000	50,000
24	12,000	12,000	17,136	25,368	48,000	60,000
28	14,000	14,000	19,992	29,596	56,000	70,000

Визначення займаної смуги частот за рівнем - 60 дБ визначатиме і смугу частот сигналів з OFDM. У цьому зв'язку, смуга частот сигналів визначається видом енергетичного спектра випадкової послідовності сигналів. При цьому, оскільки швидкість спаду рівня нелінійних випромінювань у таких сигналів вельми низька, смуга займаних частот виявляється досить великою.

#### 1.1.4 Формування сигналів з OFDM

Однією з переваг класичних сигналів з OFDM є використання при їх формуванні та прийомі методів дискретного перетворення Фур'є. Це істотно спрощує практичну реалізацію приймально-передавальних трактів радіомодемів. При формуванні сигналів з OFDM цифровий потік інформаційних символів надходить на блок завадостійкого кодування, з виходу якого каналні символи подаються на модулятор сигналів (рис. 6). Модулятор сигналів проводить перетворення каналних символів двійкового алфавіту в комплексні модуляційні символи у відповідності з обраним законом маніпуляції. Далі отримані символи надходять на перетворювач послідовного потіку даних в паралельний. Формування групового сигналу в цифровому вигляді здійснюється за допомогою зворотного (швидкого) дискретного перетворення Фур'є. На цьому етапі здійснюється додавання в груповий сигнал пілотних піднесучих, які використовуються для оцінки параметрів каналу. Перетворення сигналу в аналогову форму проводиться за допомогою ЦАП.

Спектр дискретного сигналу є періодичною функцією за період, рівний частоті дискретизації  $F_s$ . Відновлення аналогового сигналу здійснюється за допомогою ЦАП і фільтра нижніх частот (ФНЧ) із смугою пропускання  $\Delta F$ . Амплітудно-частотна характеристика ФНЧ повинна бути плоскою в області основної пелюстки спектру сигналу з OFDM і швидко спадати поза основною пелюсткою, щоб ефективно подавити копії спектра дискретного сигналу.

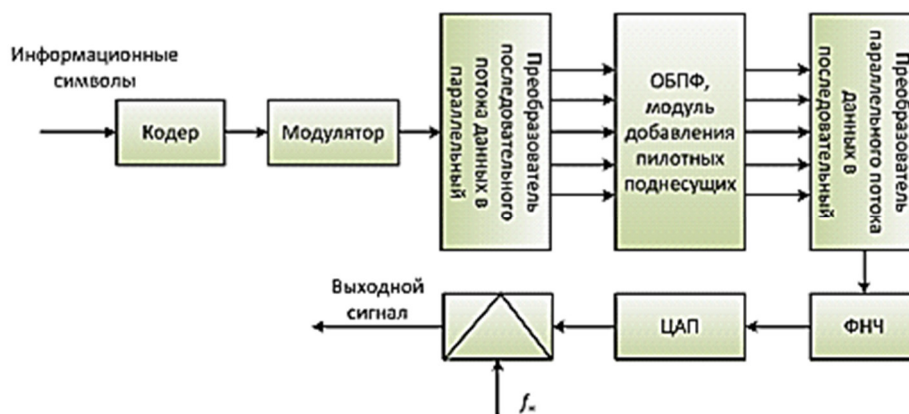


Рисунок 1.6 – Узагальнена структурна схема пристрою формування сигналів з OFDM

У реальних умовах апаратура формування сигналів з OFDM включає в себе блоки завадостійкого кодування, перемеження, блоки тактової і циклової синхронізації, блоки введення захисного інтервалу та ін. Так, наприклад, при побудові апаратури формування сигналів з OFDM в стандарті IEEE 802.11a-2005 в режимі WirelessLAN, використовуються наступні параметри:

Кількість точок ОБПФ  $N = 256$ ;

Число використовуваних частот, 200 (192 інформаційних піднесучих і 8 піднесучих для пілот-сигналів);

Частота дискретизації  $F_s$  і тривалості сигналу  $T$  визначаються з табл. 1.2.

Таблиця 1.2 – Параметри сигналу з OFDM в стандарті IEEE 802.16e-2005 для різних значень  $\Delta F_3$

$\Delta F_3$ , МГц	1,75	3,5	7	14	28
$F_s$ , МГц	2	4	8	16	32
$T = N / F_s$ , мкс	128	64	32	16	8



### 1.1.5 Прием сигналов с OFDM

Основным блоком устройств приема сигналов с OFDM является цифровой блок дискретного (быстрого) преобразования Фурье. Застосування ШПФ істотно спрощує практичну реалізацію прийомних трактів радіомодемів. На рис. 1.7 наведена узагальнена структурна схема пристрою прийому сигналів з OFDM. На цій схемі вхідний сигнал надходить на змішувач, в якому здійснюється перенесення спектра сигналу в основну смугу частот, далі сигнал подається на ФНЧ зі смугою пропускання  $\Delta F$  і перетворюється в цифровий вигляд за допомогою АЦП. У цифровій частині приймача виконуються процедури тактової та фазової синхронізації, корекції передавальної характеристики каналу (еквалайзер), демодуляції і декодування. У бездротових системах передачі даних для реалізації тактової синхронізації застосовується преамбула - сигнал з OFDM з повністю відомими параметрами і хорошими автокореляційними властивостями. Також на етапі тактової синхронізації здійснюється корекція можливого зсуву сигналу по частоті. Наявність блоку видалення частотного зсуву обов'язкова, тому що сигнали з OFDM чутливі до помилок неортогональності, що виникають унаслідок зсуву сигналу по частоті.

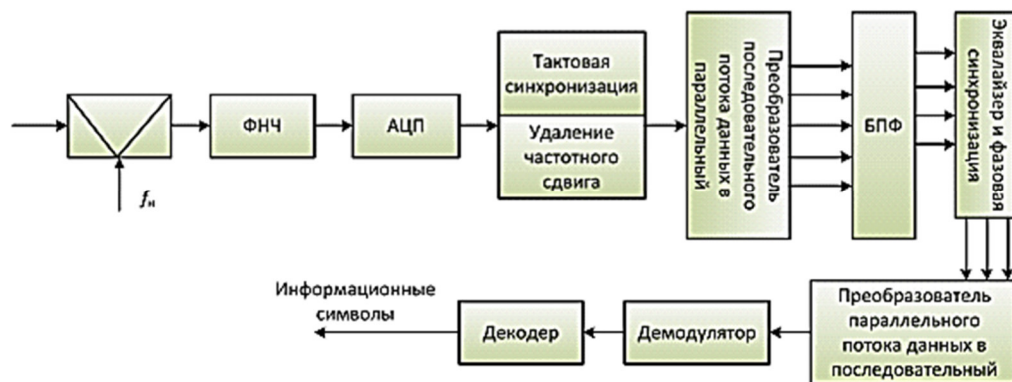


Рисунок 1.7 – Узагальнена структурна схема пристрою прийому сигналів з OFDM

У приймачі, показаному на рис. 1.7, реалізується когерентний алгоритм прийому сигналів з OFDM, який забезпечується формуванням всередині блоку ШПФ когерентних опорних коливань на кожній піднесучій, паралельного множення вхідного сигналу на опорні коливання і інтегрування творів на тривалості сигналу.

Всі зазначені операції здійснюються всередині блоку ШПФ, на вихід блоку надходять результати інтегрування (підсумовування) для кожної піднесучої. Таким чином, когерентний прийом сигналів з OFDM з прямокутною обвідною в дискретній формі здійснюється на основі алгоритму швидкого перетворення Фур'є. Маємо:

$$\tilde{C}_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} x_k \exp(-j2\pi kn / N),$$

де  $x_k = \mu s_{rk} + n_k$  - часові відліки сигналу на виході ЦАП,  $C_n$  - вихід суматора на  $n$ -ній піднесучій в момент часу, відповідний закінченню сигналу. Таким чином, всі дії з реалізації когерентного прийому сигналів з OFDM здійснюються в блоці ШПФ паралельно. Блок ШПФ реалізує банк кореляторів, кожен з яких налаштований на певну піднесучу.

Фазова синхронізація і корекція передавальної характеристики каналу здійснюється в еквалайзері на основі пілотних піднесучих. Пілотні піднесучі являють собою спеціально виділені частоти, рівномірно розподілені в смузі частот, на яких передається заздалегідь відома інформація. На основі аналізу прийнятих і переданих символів на пілотних піднесучих можна оцінити комплексний коефіцієнт передачі каналу і зсув фази на цих частотах і далі вирішити завдання інтерполяції передавальної характеристики каналу у всій смузі займаних частот.

В демодуляторі здійснюється перетворення отриманих комплексних модуляційних символів у каналні символи двоїчного алфавіта. Канальні

символи надходять на блок декодера завадозахищеного коду і далі до одержувача повідомлень.

### 1.1.6 Моделі каналів розповсюдження OFDM-сигналів

Канал з адитивним білим гаусовим шумом. Адитивний білий гаусів шум (АБГШ, англ. Additive white Gaussian noise, AWGN) - вид білого шуму, що заважає в каналі передачі інформації.

Характеризується рівномірною спектральною щільністю, нормально розподіленим значенням амплітуди і адитивним способом впливу на сигнал. Найбільш поширений вид шуму, який використовується для розрахунку і моделювання систем радіозв'язку. Термін "адитивний" означає, що даний вид шуму підсумовується з корисним сигналом. На противагу адитивному, можна вказати мультиплікативний шум - шум, який перемножується з сигналом.

Модель не враховує завмирання, частотну селективність, інтерференцію, нелінійність або дисперсію.

Тим не менш, він виробляє прості і податливі математичні моделі, які корисні для отримання розуміння основної поведінки системи, перш ніж ці інші явища розглядаються.

Канал АБГШ є гарною моделлю для багатьох супутникових ліній зв'язку та ліній зв'язку для далекого космосу. Але це не дуже хороша модель для більшості наземних ліній зв'язку через багатопроменевість, блокування місцевості, інтерференції і т.д. Проте, при моделюванні таких ліній, AWGN зазвичай використовується для імітації фонового шуму каналу в стадії вивчення, на додаток до явищ багатопроменевості, блокування місцевості, інтерференції, шумів землі і самовтручання, з якими сучасні радіосистеми можуть зіткнутися.

Існує ряд моделей каналів, стандартизованих і рекомендованих до застосування при моделюванні систем рухомого зв'язку. Широке поширення отримали моделі, рекомендовані Міжнародним Союзом Електрозв'язку (ITU), такі як Channel model A, B, C та D.

Дані моделі розроблені для перевірки та визначення параметрів обладнання, але на відміну від таких же моделей 3GPP, націлені на мережевих проектувальників для побудови системи та перевірки працездатності. Оскільки немає сенсу для побудови моделей всіх можливих варіантів середовищ розповсюдження, МСЕ запропонувало набір тестових середовищ, що адекватно охоплює загальний діапазон можливої експлуатації середовища та мобільність користувача.

У табл. 1.3 та табл. 1.4 наведені основні параметри для моделі каналу рухомого зв'язку Channel A та B.

Моделі мають 6 променів із заданими затримками і потужностями. Завмирання в каналі мають релеєвський розподіл, а доплерівська частота залежить від швидкості руху абонента.

Таблиця 1.3 – Параметри моделі каналу Channel A

Промінь	Затримка, нс	Середня потужність, дБ
1	0	0.0
2	310	-1.0
3	710	9.0
4	1090	10.0
5	1730	15.0
6	2510	20.0

Таблиця 1.4 – Параметри моделі каналу Channel B

Промінь	Затримка, нс	Середня потужність, дБ
1	0	-2.5
2	300	0
3	8910	-12.8
4	12900	-10.0
5	17100	-25.2
6	20000	-16.0

Моделі каналу Channel A та B використовуються для моделювання закритих (офіси, робочі приміщення, тощо) та відкритих (великі площі з можливим пересуванням значних мас людей) середовищ передачі, моделі C і D призначені для розгляду каналу в середовищі швидкого переміщення абонентського терміналу (авто-, мототехніка, авіація, громадський транспорт).

#### 1.1.7 Параметри, що характеризують завадостійкість радіотрактів

Завадостійкість - здатність обладнання функціонувати за призначенням без погіршення його роботи за наявності електромагнітних завад. Серед параметрів, що характеризують завадостійкість радіотрактів багаточастотних широкосмугових сигналів, слід виділити відношення сигнал/шум та ймовірність помилки прийому сигналу.

Співвідношення сигнал/шум (ССШ, SNR, S/N, Signal-to-noise ratio) – міра, що застосовується в науці та інженерії для визначення, наскільки сильно сигнал спотворений шумом. Визначається як відношення потужності корисного сигналу до потужності шуму  $SNR = P_c / P_{ш}$ . Співвідношення вище ніж 1: 1 вказує, що сигнал більший за шум. Хоча SNR переважно стосується електричних сигналів, він може бути застосований до будь-яких видів сигналу.

Іншими словами, співвідношення сигнал/шум порівнює рівень бажаного сигналу (для прикладу, музики) та рівень фонового шуму. Чим більше SNR тим менш помітний фоновий шум. Сигнал і шум обидва повинні бути виміряні в тій же або еквівалентній точці в системі, в межах однієї і тої ж смуги пропускання системи.

Для кількісної оцінки впливу перешкод та інших факторів, що викликають відміну прийнятої послідовності від переданої, вводиться критерій оцінки якості прийнятої інформації. При передачі дискретних повідомлень за такої критерій приймають ймовірність помилки прийому одного елемента двійкової послідовності.

Середня ймовірність помилки визначається за формулою:

$$p_{\text{пом.}} = p(0) * p(1/0) + p(0/1)$$

Ймовірність помилки залежить: від виду модуляції, способу детектування (когерентний, некогерентний), способу фільтрації сигналів в приймачі (оптимальний фільтр, неоптимальний фільтр), потужності  $P_c$  (енергії  $E_c$ ) сигналу, потужності  $P_{\text{п}}$  (спектральної щільності  $N_0$ ) перешкоди. Якщо в приймачі використовується неоптимальний фільтр, ймовірність помилки залежить від величини відношення потужності сигналу до потужності перешкоди (відношення сигнал/шум по потужності)  $h^2 = P_c/P_{\text{п}}$ .

При використанні в приймачі оптимального фільтра ймовірність помилки визначається величиною відносини енергії елемента сигналу до спектральної щільності потужності перешкоди:

$$h_0^2 = E_s / N_0 = P_s * T_c / N_0$$

У приймачі з оптимальним фільтром відношення сигнал/шум більше, ніж в приймачі з неоптимальним фільтром і, відповідно, завадостійкість вище.

Приймач з оптимальним фільтром і когерентним способом прийому забезпечує потенційну перешкодостійкість для заданого виду модуляції.

## 1.2 Постановка задачі

Метою дипломної роботи є розробка імітаційної моделі дослідження завадостійкості радіотракту з OFDM.

Для реалізації поставленої мети необхідно вирішити такі завдання:

- 1 Виконати аналітичний огляд літературних джерел.
- 2 Розробити імітаційну модель дослідження завадостійкості радіотракту з OFDM.
- 3 На базі імітаційної моделі провести експеримент.
- 4 Отримати оцінку завадостійкості радіотракту з OFDM в залежності від рівня шумів в каналі на ділянці від входу модулятора передавача до виходу демодулятора приймача.

## 1.3 Висновки

1 Встановлено, що міжсимвольна інтерференція і ймовірність помилкового прийому залежать від ступеня перекриття переданих інформаційних символів. Тому для підвищення якості прийому сигналів в таких умовах доцільно збільшувати тривалість переданих символів. Це можна зробити за рахунок зниження інформаційної швидкості передачі, що не завжди прийнятно.

2 Для боротьби з межсимвольною інтерференцією слід застосовувати метод формування сигналів на основі OFDM.

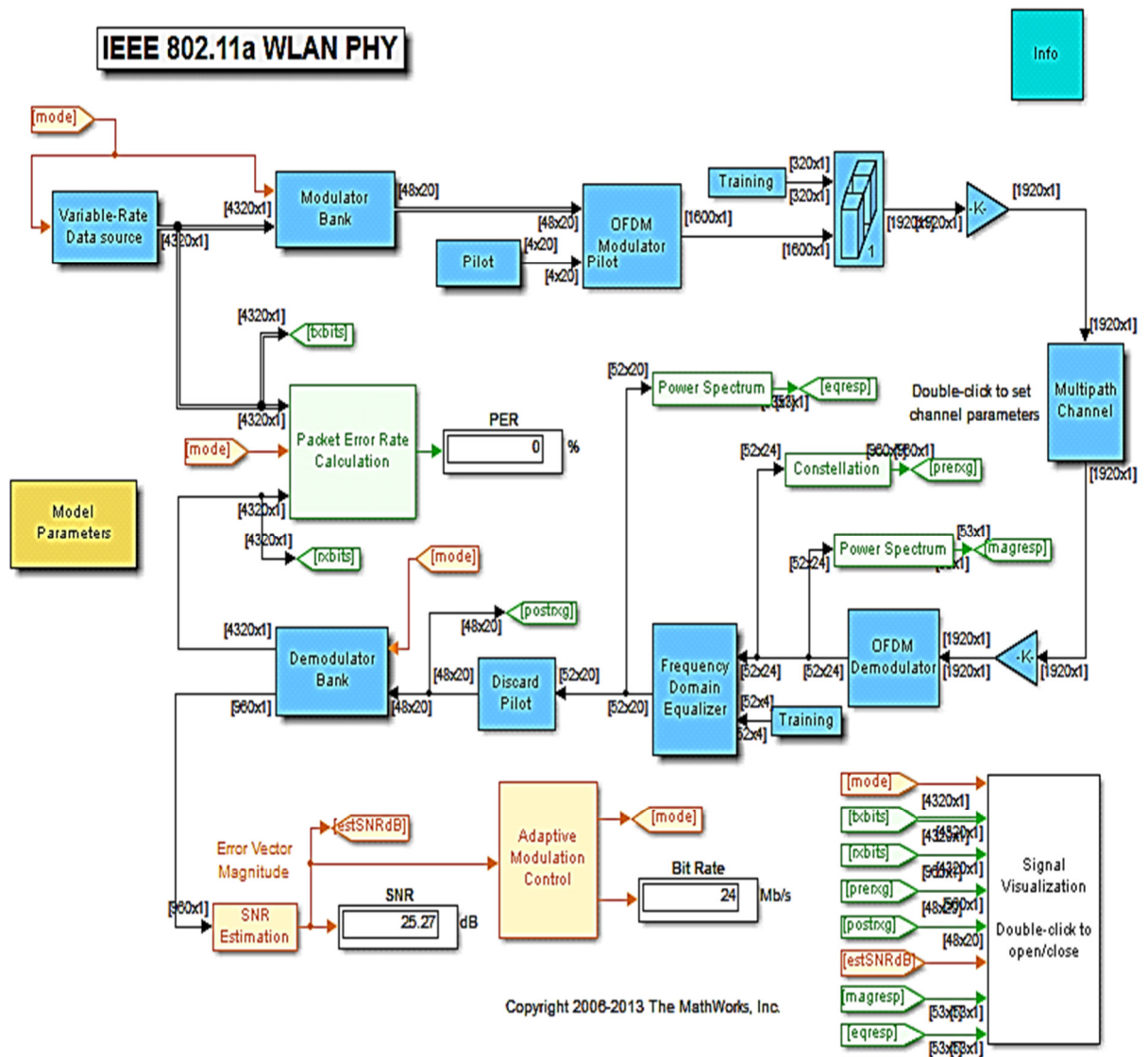
3 Крім того, для зниження межсимвольної інтерференції необхідно використовувати захисний інтервал, який додається до сигналу з OFDM, пілот-сигнали і завадостійке кодування. При цьому вплив межсимвольної інтерференції на якість передачі інформації можна практично виключити.

## 2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

### 2.1 Розробка імітаційної моделі

#### 2.1.1 Функціональна структура моделі

Модель містить компоненти, що моделюють основні функції стандарту WLAN 802.11a. Верхній ряд блоків містить компоненти передавача, а нижній містить компоненти приймача.





Система зв'язку в даному прикладі виконує наступні задачі:

. Генерація випадкових даних на швидкості, яка змінюється в процесі моделювання. Різні швидкості передачі даних здійснюються періодично дозволяючим блоком джерела протягом часу, який залежить від бажаної швидкості передачі даних.

. Кодування, перемеження і модуляцію з використанням одного з декількох схем, визначених у стандарті.

Щоб дослідити ці операції, необхідно вибрати блок-модулятор банку та подивитися під маскою з меню Правка вікна. Потім вибрати будь-який з модуляторів блоків у підсистемі і подивитися під маскою з меню Правка вікна.

Зокрема, кожен модулятор блоку в банку виконує такі завдання:

- Згортального кодування за допомогою коду 1/2, 2/3 і 3/4
- Дані чергування BPSK, QPSK, 16-QAM і 64-QAM модуляція
- OFDM (мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів) передачі з використанням 52 піднесучих даних, 4 пілотів, 64-точкових ШПФ і 16-зразок циклічний префікс.
- PLCP (протоколу конвергенції фізичного рівня) преамбула моделюється як чотири довгих послідовності навчання.
- Дисперсійне багатопроміневе завмирання каналу. Ви можете налаштувати властивості каналу за допомогою діалогового вікна блоку багатопроміневого каналу.
- Приймач вирівнювання.
- Спрощення та допущення.
- Фіксує кількість символів даних у кожному пакеті і опускає майданчик біти

- Працює постійно від кадру до кадру і, таким чином опускає хвостові біти, які були б використані для скидання стану декодера

- Виправляє рівень потужності передачі, замість зміни середньої ЗСШ каналу

- Передбачається придбання ідеалізованих часу/частоти

Крім того, в прикладі не моделюються аспекти стандарту IEEE 802.11a:

- MAC/PHY інтерфейс і PLCP заголовок (TXVECTOR/RXVECTOR)

- Дані скремблювання, яке є необхідним у цьому прикладі, оскільки дані випадкові

- Короткі послідовності навчання (для автоматичного регулювання посилення, різноманітності, вибіру часу/придбання частоти)

- Кольорова схема. Модель використовує кольори на верхньому рівні ієрархії, щоб допомогти вам відрізнити блоки, які грають різні ролі.

### 2.1.2 Основні параметри фізичного рівня стандарту IEEE 802.11A

Стандарт 802.11a розроблений американським інститутом IEEE та специфікує фізичний рівень (PHY) передачі даних в локальних обчислювальних мережах нового покоління, що працюють в частотному діапазоні 5 ГГц і забезпечують швидкість передачі даних до 54 Мбіт/с. Основні параметри стандарту 802.11a наведені в табл. 4 і будуть пояснені нижче.

Таблица 2.1 – Основні параметри стандарту 802.11a

Параметр	Значение
Ширина полосы частот	20 МГц
Число поднесущих для данных ( $N_{SD}$ )	48
Число поднесущих для пилот-сигналов ( $N_{SP}$ )	4
Полное число поднесущих ( $N_{ST}$ )	52
Частотный разнос поднесущих, $\Delta_f$	0.3125 МГц (=20 MHz/64)
Период Фурье преобразований, $T_{FFT}$	3.2 мкс ( $1/\Delta_f$ )
Размерность Фурье преобразований	64
Длительность преамбулы ( $T_{PREAMBLE}$ )	16 мкс ( $T_{SHORT}+T_{LONG}$ )
Длительность OFDM-символа ( $T_{SIGNAL}$ )	4.0 мкс ( $T_{GI}+T_{FFT}$ )
Длительность защитного интервала ( $T_{GI}$ )	0.8 мкс ( $T_{FFT}/4$ )
Длительность короткой тренирующей послед-ти ( $T_{SHORT}$ )	8 мкс ( $10 \times T_{FFT}/4$ )
Длительность длинной тренирующей послед-ти ( $T_{LONG}$ )	8 мкс ( $2 \times T_{GI} + 2 \times T_{FFT}$ )

### 2.1.3 Структура фрейму

Стандартом 802.11a наказаний пакетний (фреймовий) режим передачі даних. На рис. 2.1. показаний один фрейм. Видно, що він складається з трьох основних частин (субфреймів): преамбули ("PREAMBLE"), поля "SIGNAL" і переданих даних ("DATA"). Частотна структура OFDM-фрейма наведена на рис. 2.2, а тимчасова структура преамбули та поля "SIGNAL" показана на рис. 2.3.

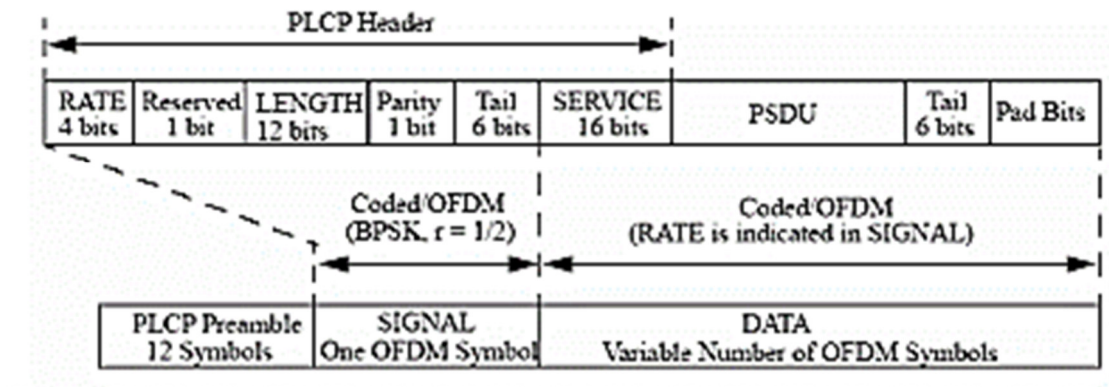


Рисунок 2.1 – Структура фрейму фізичного рівня стандарту 802.11a

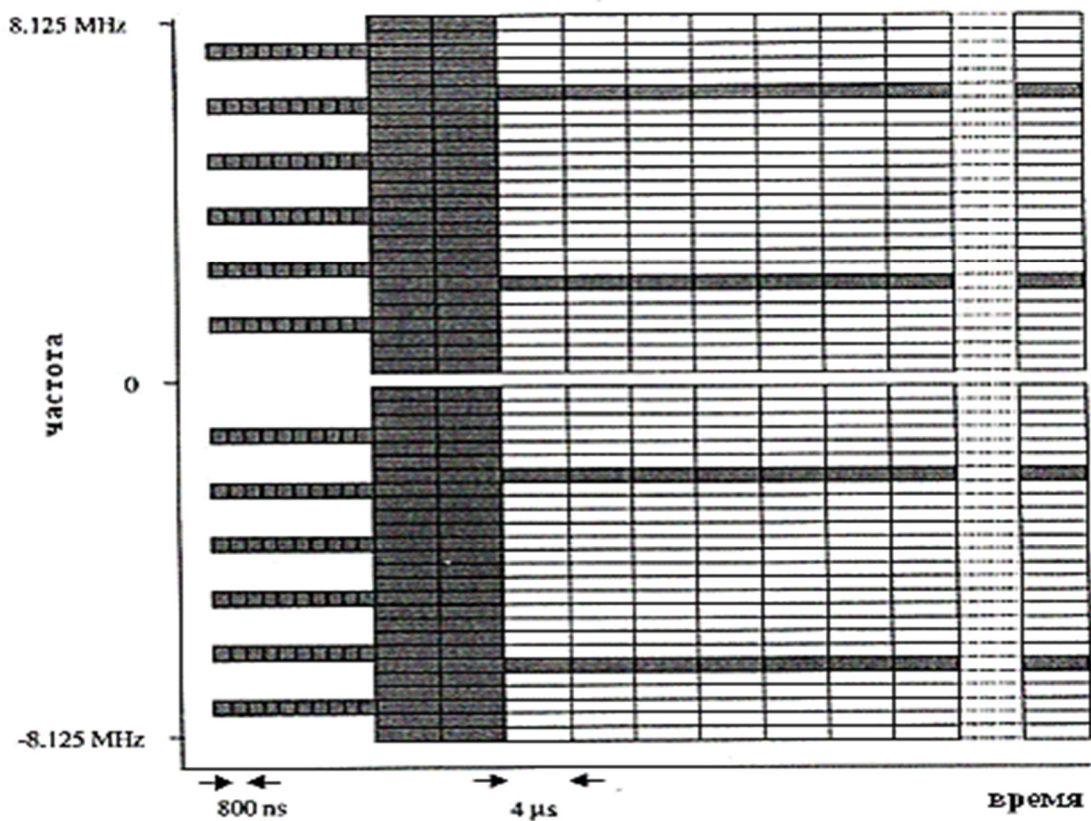


Рисунок 2.2 – Частотна структура фрейму OFDM-системи стандарту 802.11a

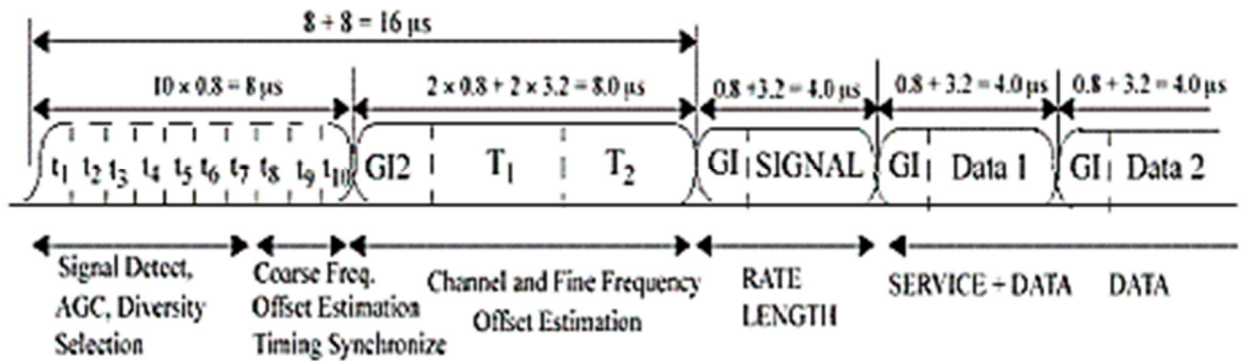


Рисунок 2.3 – Тимчасова структура преамбули і заголовку кадру

Таким чином, кожен фрейм починається з преамбули (субфрейм "PREAMBLE"). Тривалість преамбули становить 16 мкс. Вона складається з 10 коротких тренуючих OFDM-символів тривалістю 0.8 мкс кожен і з 2 довгих тренуючих OFDM-символів тривалістю 4.0 мкс кожен (див. рис. 2.1). Короткі навчальні символи необхідні для детектування (визначення наявності) сигналу, синхронізації і грубої оцінки зсуву частоти між приймачем і передавачем. Навчальна послідовність, що складається з двох довгих однакових навчальних символів T1, T2 і подвоєного захисного інтервалу GI2, призначена для точного оцінювання частоти і частотної характеристики просторового каналу зв'язку. Для передачі преамбули використовується BPSK-модуляція з темпом 1/2. За стандартом 802.11a розстроювання частоти між приймачем і передавачем (після точного підстроювання частоти) не повинно перевищувати  $2 \times 10^{-5}$  (0,002%) від несучої частоти, тобто в даному випадку (діапазон 5 ГГц) розстроювання частоти між приймачем і передавачем повинно бути менше 100 кГц. Таким чином, при максимально можливому розстроюванні, фаза може збиватися на  $\pi$  за час 5 мкс. За цей час може бути переданий тільки один символ. Після преамбули передається субфрейм "SIGNAL", який являє собою один OFDM-символ тривалістю 4 мкс і показаний на рис. 2.2. Структура цього субфрейма показана на рис. 2.4. Заголовок складається з 24 біт. Перші 4 біта (R1-R4) з поля "RATE"

застосовуються для повідомлення про використаний темп для передачі даних (див. табл. 2.2) 5-ий біт зарезервований на майбутнє. Наступні 12 біт (поле "LENGTH") застосовуються для повідомлення про тривалість даних, які будуть передано у цьому фреймі. 18-ий біт - біт парності. Нарешті, останні 6 біт (поле "SIGNAL TAIL") - це нульові біти, необхідні для приведення регістрів декодерів в нульовий стан. Для передачі субфрейма "SIGNAL" використовується BPSK-модуляція з темпом 1/2.

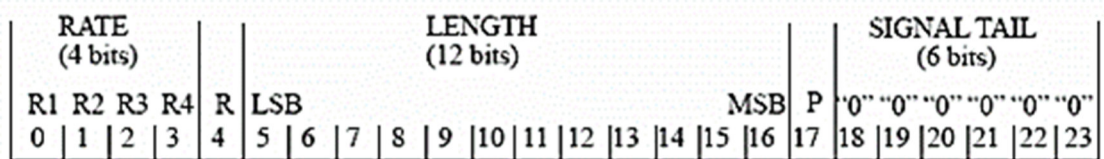


Рисунок 2.4 – Структура заголовку кадру

Таблиця 2.2 – Значення перших чотирьох біт заголовку кадру

Темп (Мбит/с)	Значення біт (R1 – R4)
6	1101
9	1111
12	0101
18	0111
24	1001
36	1011
48	0001
54	0011

Після субфрейма "SIGNAL" починається передача субфрейма даних (див. рис. 2.2). З рис. 2.1 видно, що для передачі даних в системі використовуються 48 частотних підканалів (піднесучих). Решта - 4 підканали,

звані пілотними піднесучими, використовуються насамперед для синхронізації і підстроювання фази в процесі передачі інформації. Пілотні піднесучі розподілені в часі і в частотному спектрі OFDM-сигналу, їх амплітуди і фази відомі в точці прийому, тому їх можна використовувати також для отримання відомостей про характеристики каналу передачі. Субфрейм даних, у свою чергу, складається з чотирьох полів (див. рис. 2.1): SERVICE, PSDU, TAIL, Pad Bits. Всі біти цього субфрейма піддаються операції шифрування (scrambling) шляхом їх перестановки. Поле SERVICE складається з 16 біт. Перші 7 біт - це нульові біти, які використовуються для синхронізації дешифрувальника (дескремблера) на приймальному кінці лінії з шифрувальником (скремблером) на передавальному кінці лінії. Решта бітів (також нульові) зарезервовані на майбутнє. Поле PSDU (інформаційне поле) містить безпосередньо передаючі дані. Його тривалість є змінною і може досягати 3 мс. Наступне поле TAIL складається з 6 нульових біт, необхідних для приведення регістрів декодера в нульовий стан. Поле Pad Bits складається з доданих біт, число яких вибирається з умови, щоб довжина поля PSDU була кратна числу кодованих біт в OFDM-символів ( $N_{CBPS}$ ). Щоб забезпечити виконання такої вимоги, довжина повідомлення повинна бути збільшена, щоб бути кратною числу біт переданих даних на OFDM символ ( $N_{DBPS}$ ). Для цього використовуються спеціальні додаткові нульові біти (так звані "набивкові" біти), об'єднані в поле PAD. Число біт в поля PAD можна розрахувати за формулами

$$\begin{cases} N_{SYM} = \text{ceiling}\left(\frac{16 + 8 \cdot LENGTH + 6}{N_{DBPS}}\right) \\ N_{DATA} = N_{SYM} \cdot N_{DBPS} \\ N_{PAD} = N_{DATA} - (16 + 8 \cdot LENGTH + 6) \end{cases},$$

де функція ceiling (x) повертає найближче ціле значення, яка дорівнює або перевищує x, LENGTH - довжина поля PSDU.

#### 2.1.4 Математичний опис сигналів фрейму

Переданий OFDM-сигнал для довільного фрейма (пакета) фізичного рівня можна представити у вигляді

$$r(t) = \text{Re}\{r(t) \exp(j2\pi f_c t)\},$$

де  $\text{Re}\{ \}$  - реальна частина,  $f_c$  - несуча частота,  $j$  - уявна одиниця,  $r(t)$  - вузькополосна комплексна огибаюча.

Вузькополосна огибаюча складається з окремих OFDM-символів, що входять в склад фрейма, і може бути записана як:

$$r_{\text{PACKET}}(t) = r_{\text{PREAMBLE}}(t) + r_{\text{SIGNAL}}(t - t_{\text{SIGNAL}}) + r_{\text{DATA}}(t - t_{\text{DATA}})$$

Результуючий сигнал має період, рівний  $T_{\text{FFT}} = 1/\Delta F$ . Тимчасова затримка  $T_{\text{GUARD}}$  створює захисний інтервал, що використовується для придушення межсимвольної інтерференції, обумовленої дисперсією в просторовому каналі зв'язку. Тривалість захисного інтервалу для довгої тренуючої послідовності дорівнює 1.6 мкс ( $2 \times T_{\text{GI}}$ ), а для даних - 0.8 мкс ( $T_{\text{GI}}$ ). Ця тривалість може бути рівною одному або декільком періодам перетворення Фур'є ( $T_{\text{SUBFRAME}} T_{\text{FFT}}$ , що пояснюється рис. 2.5.)

Математичне представлення функції "вікна" має вигляд

$$w_T(t) = \begin{cases} \sin^2[0.5\pi(0.5 + t/T_{\text{TR}})], & (-0.5T_{\text{TR}} < t < 0.5T_{\text{TR}}) \\ 1, & (0.5T_{\text{TR}} < t < T - 0.5T_{\text{TR}}) \\ \sin^2[0.5\pi(0.5 - (t - T)/T_{\text{TR}})], & (T - 0.5T_{\text{TR}} < t < T + 0.5T_{\text{TR}}) \end{cases},$$



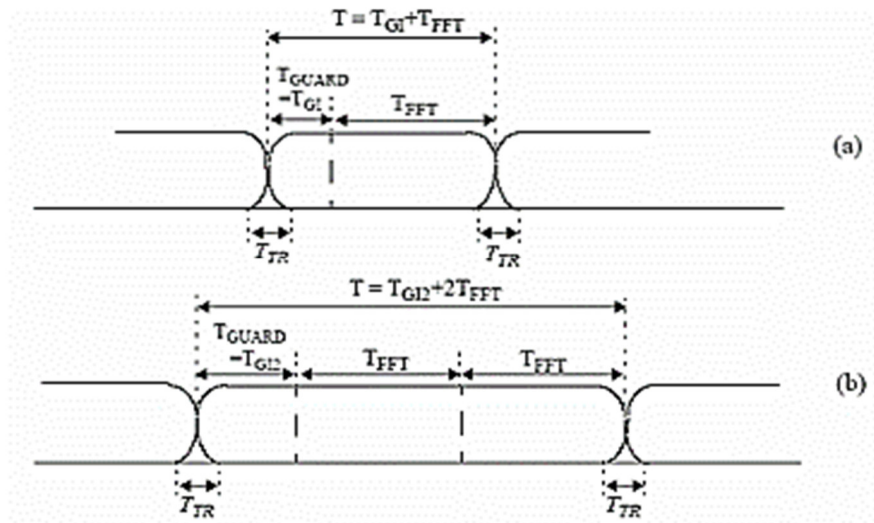


Рисунок 2.5 – Ілюстрація OFDM-фрейма з захисним інтервалом і функція "вікна" для одного (a) і двох (b) періодів перетворення Фур'є.

Відповідний результуючий сигнал має період, рівний  $1/(4\Delta F)$ . Розріджені частоти є ортогональними на меншому часовому інтервалі 0.8 мкс, а не на повному інтервалі 4.0 мкс. Амплітуди сигналів на піднесучих можна записати у вигляді 53-мірного вектора  $S$  (включаючи нульову амплітуду на нульовій частоті) з компонентами у вигляді

$$S = (13/6)^{1/2} \times (0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0)$$

де  $(13/6) 0.5$  - нормуючий множник.

Тоді відповідний сигнал можна записати як

$$r_{SHORT} = w_{T-SHORT}(t) \sum_{k=-26}^{26} S_k \exp(j2\pi k \Delta_F t),$$

де  $w_{T-SHORT}(t)$  - функція огинаючої відповідного імпульсу.

Для передачі довгих тренуючих OFDM-символів використовуються всі 52 піднесучі частоти. Амплітуди на піднесучих можна записати у вигляді 53-

мірного вектора  $L$  (включаючи нульову амплітуду на нульовій частоті) з компонентами у вигляді:

$$\mathbf{L} = (1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1).$$

Тоді відповідний довгий тренуючий OFDM-сигнал має вигляд:

$$r_{LONG} = w_{T-LONG}(t) \sum_{k=-26}^{26} L_k \exp(j2\pi k \Delta_F (t - T_{G12}))$$

де  $w_{T-LONG}(t)$  - функція огибаючої імпульсу,  $T_{G12}=1.6$  мкс, а  $T_{LONG}=(1.6+2 \times 3.2)=8$  мкс.

В результаті маємо, що огибаюча сигналу преамбули дорівнює

$$r_{PREAMBLE}(t) = r_{SHORT}(t) + r_{LONG}(t - T_{SHORT})$$

де затримка  $t_{SHORT}=8$  мкс показує, що передача довгих тренуючих OFDM-символів починається через 8 мкс, після початку передачі кадру. Спосіб застосування зворотного Фур'є-перетворення наступний. Використовується 64-точкове швидке Фур'є-перетворення, а число використуваних в стандарті піднесучих 52. Тому 52 коефіцієнта  $S_k$  доповнюються до 64 за допомогою 12 нульових коефіцієнтів.

### 2.1.5 Формування фрейму фізичного рівня стандарту IEEE 802.11A

Процедура формування фрейму. Шифрування/дешифрування даних:

- Сверточне кодування і переформування (punchuring).
- Перемеження даних (interleaving і deinterleaving).
- Модуляція даних.
- Формування OFDM-символу.

- Використовування діапазона частот (channelization).
- Рівні потужності передавача.
- Спектр випромінюваного сигналу (спектральна маска).
- Допустимі помилки в амплітуді при модуляції.
- Необхідна ймовірність фреймових (пакетних) помилок і необхідна чутливість приймача.

#### Процедура формування фрейму.

Відповідно до стандарту IEEE 802.11a процес формування фрейму представляє собою послідовність кроків, короткий опис яких наведено нижче:

- створення преамбули, що складається з 10 повторень короткої тренувальної послідовності і 2 повторень довгої тренувальної послідовності, представленої захисним інтервалом (GI);
- створення заголовка кадру з полів RATE, LENGTH і SERVICE і заповнення відповідних полів. Кодування поля SIGNAL в OFDM, символ також має на увазі виконання наступних кроків: сверточне кодування, процедура перемежування (interleaving), BPSK модуляція, додавання пілотних сигналів, виконання зворотного перетворення Фур'є, додавання захисного інтервалу для передачі даних з темпом 6 Мбіт/с. Вміст поля SIGNAL не скремблюється;
- на основі даних поля RATE здійснюється обчислення числа біт даних на OFDM символ, числа кодованих біт на піднесучу, числа кодованих біт на OFDM символ;
- побудова поля DATA;
- ініціалізація шифратора (scrambler) псевдовипадковою послідовністю, генерація послідовності шифру і виконання шифровки бітів поля DATA;

- заміна 6 зашифрованих бітів поля ТАІЛ шістьма нульовими бітами.
- кодування поля DATA сверточним кодером з темпом 1/2.
- Виконання процедури виколовання (пунктуації) для досягнення бажаного темпу кодування (по даними поля RATE заголовка фрейму);
- закодована послідовність бітів розбивається на групи за N CBPS біт. У середині кожної групи виконується процедура перестановки (interleaving) у відповідності з обраним темпом кодування;
- отримана бітова послідовність розбивається на групи по N BPSC біт. Кожна група перетворюється в послідовність комплексних чисел згідно з таблицями модуляції;
- послідовність комплексних чисел розбивається на групи по 48 чисел (по числу піднесучих, використовуваних для передачі даних). Кожна група асоціюється з одним OFDM символом. У кожній групі комплексні числа нумеруються від 0 до 47 і передаються на піднесучі з наступними номерами: з - 26 до - 22, з - 20 до - 8, з - 6 до - 1, з 1 до 6, з 8 до 20, з 22 до 26. Піднесучі з номерами - 27, - 7, 7, 21 пропускаються для додавання пілотних сигналів. Піднесуча з номером 0 «асоціюється» з центральною частотою і заповнюється нульовим значенням;
- здійснюється додавання пілотних сигналів на піднесучих з номерами 21, - 7, 7 і 21. Загальне число використовуваних піднесучих таким чином складе 52;
- для кожного OFDM символу (група з 52 піднесучих з номерами від 26 до +26, включаючи центральну частоту) здійснюється перетворення в тимчасову область і формування захисного інтервалу;
- формування послідовності з OFDM символів, отриманих на основі поля DATA;

· переклад послідовності в радіочастотний діапазон відповідно до центральної частоти і передача даних приймача.

### 2.1.6 Допустимі помилки в амплітуді при модуляції

Відносні середньоквадратичні помилки, усереднені по всіх частотах, не повинні перевищувати таких величин: - 5, - 8, - 10, - 13, - 16, - 19, - 22 і - 25 дБ для швидкостей передачі даних 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 і 54 Мбіт/сек, відповідно (стандарт IEEE 802.11a).

Необхідна ймовірність фреймових (пакетних) помилок і необхідна чутливість приймача: ймовірність фреймових (пакетних) помилок (packet error rate - PER) не повинна перевищувати 10% при довжині пакета 1000 біт і при рівні сигналу на вході антени - 82, - 81, - 79, - 77, - 74, - 70, - 66 і - 65 дБ щодо мВт, для швидкостей передачі даних 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 і 54 Мбіт/сек, відповідно. Приймач повинен забезпечити максимальну ймовірність пакетних помилок не більше 10% при довжині пакета 1000 біт і при максимальній величині сигналу на вході антени - 30 дБ щодо мВт для всіх швидкостей передачі даних.

## 2.2 Оцінка завадостійкості

### 2.2.1 Параметри, що оцінюються

Основним параметром для оцінки завадостійкості радіотракту є частота бітових помилок (BER) при відповідних значеннях середнього відношення сигнал/шум (SNR).

Відповідні входні значення параметрів моделювання, що впливають на завадостійкість:

· Ширина смуги пропускання каналу: 10МГц.

- . Кількість OFDM-символів на 1 субфрейм: 2
- . Тип модуляції: QPSK.
- . Відношення сигнал/шум: від 0,1 до 3 дБ.
- . Час моделювання:  $T = 1$ .

### 2.2.2 Проведення експерименту

Для початку роботи над оцінкою завадостійкості радіотракту потрібне відповідне програмне забезпечення, одним з перспективніших є середовище моделювання MATLAB з пакетом Simulink.

Дане ПЗ дозволяє реалізувати моделі як програмно (написанням програми роботи моделі за допомогою відповідної мови програмування), так і імітаційно (використовуючи пакет Simulink з готовими функціональними блоками). Структура моделі приведена в п. 2.1.1.

Після побудови моделі наступним кроком є вибір параметрів моделювання в блоці параметрів моделі (Model Parameters). Обираємо попередньо визначені вхідні дані. Основним змінним параметром є відношення сигнал/шум з кроком в 0,1 дБ (від 0,1 до 3 дБ). Кількість експериментів прямо пропорційна кількості врахованих моделей каналів завад. Вихідні дані представлені в таблицях і графіках, приведених нижче.

Таблиця 2.3 – Залежність частоти бітових помилок (PER) від відношення сигнал/шум (SNR)

SNR	PER
0	84
0,1	74
0,2	68
0,3	62
0,4	60
0,5	54
0,6	50
0,7	42
0,8	38
0,9	34
1	28
2	4
3	0

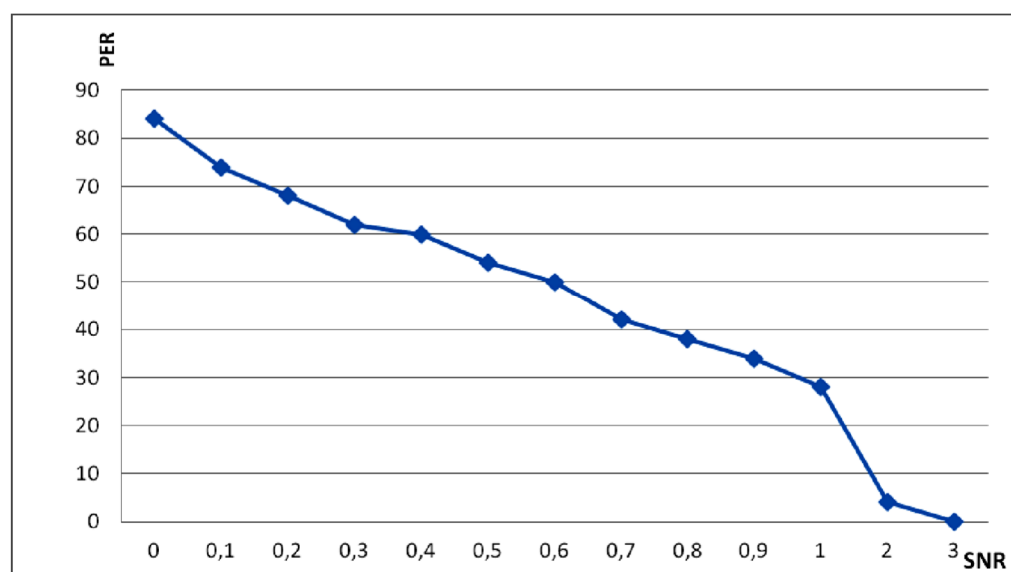


Рисунок 2.6 – Залежність частоти бітової помилки від середнього відношення сигнал/шум

На графіку показана залежність кількості помилок від відношення сигнал/шум. З цього графіку ми можемо зробити висновки що чим менше відношення сигнал/шум, тим більша кількість помилок.

### 2.3 Висновки

1 Розроблено імітаційну модель дослідження завадостійкості радіотракту з OFDM.

2 На базі імітаційної моделі виконано експеримент.

3 Отримани оцінки завадостійкості радіотракту з OFDM в залежності від рівня шумів в каналі на ділянці від входу модулятора передавача до виходу демодулятора приймача.



### 3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

В даній роботі було виконано розробка імітаційної моделі дослідження завадостійкості радіотрактів з OFDM.

У економічному розділі розраховуються одноразові капітальні витрати на розробку імітаційної моделі дослідження завадостійкості радіотрактів з OFDM.

#### 3.1 Визначення трудомісткості створення імітаційної моделі дослідження завадостійкості радіотрактів з OFDM

Трудомісткість створення моделі визначається тривалістю кожної робочої операції, починаючи зі складання технічного завдання й закінчуючи оформленням документації:

$$T = T_{ТЗ} + T_{В} + T_{мод} + T_{нм} + T_{озх} + T_{д} \quad (3.1)$$

Таблиця 3.1 – Пояснення до формули 3.1

Вид діяльності	Умовне позначення	Годин
витрати часу на складання технічного завдання на моделювання процесу	$T_{ТЗ}$	12
витрати часу на вивчення технічного завдання (ТЗ) та літературних джерел за темою	$T_{В}$	39
витрати часу на моделювання передавальної частини цифрової системи зв'язку	$T_{мод}$	15
витрати часу на налаштування OFDM модулювання	$T_{нм}$	4

витрати часу на опрацювання здобутих характеристик	$T_{\text{озх}}$	2
витрати часу на підготовку технічної документації	$T_{\text{д}}$	8

Розрахуємо трудомісткість створення моделі за формулою (3.1):

$$T = 12 + 39 + 15 + 4 + 2 + 8 = 80 \text{ [год]}.$$

### 3.2 Розрахунок витрат на моделювання та дослідження системи

Витрати на моделювання та дослідження завадостійкості радіотрактів з OFDM складаються з витрат на заробітну плату розробника та технічне обладнання.

Витрати на заробітну плату розробника обчислюються за формулою:

$$B_{\text{зп}} = T \cdot T_{\text{год}} \quad (3.2)$$

де  $T$  – обчислена за формулою (3.1) трудомісткість,

$T_{\text{год}}$  – заробітна плата інженера з телекомунікацій за 1 год.

Для того щоб обчислити заробітну плату інженера з телекомунікацій за 1 год, можна скористатися формулою:

$$T_{\text{год}} = C_{\text{зп}} / T_{\text{м}} \quad (3.3)$$

де  $C_{\text{зп}}$  – середня заробітна плата інженера з телекомунікацій,

$T_{\text{м}}$  – час відпрацьованих за місяць, в годинах.

Використовуючи спочатку формулу (3.3), а потім (3.2) обчислимо витрати на заробітну плату розробника:

$$T_{\text{год}} = 10\,500 / 160 = 65.5 \text{ [}^{\text{грн}}/\text{год}].$$

$$B_{\text{зп}} = 80 \cdot 65.5 = 5\,240 \text{ [грн]}.$$

Єдиний соціальний внесок становить 37%, тоді

$$\text{ЄВС} = 5\,240 \cdot 0,37 = 1\,938,8 \text{ [грн]}.$$

Загальні витрати на заробітну плату розробника обчислюються за допомогою виразу:

$$Z_{\text{вит}} = B_{\text{зп}} + \text{ЄВС} \tag{3.4}$$

Розрахунок:

$$Z_{\text{вит}} = 5\,240 + 1\,938,8 = 7\,178,8 \text{ [грн]}.$$

Таблиця 3.2 – Витрати на обладнання та програмне забезпечення.

Обладнання та програмне забезпечення	Кількість	Ціна	Загальна ціна
Ноутбук Asus VivoBook 15 X542UN	1	22 999	22 999
Ліцензійний пакет прикладних програм MATLAB та графічне середовище Simulink	1	24 773	24 773
Ліцензійне програмне забезпечення Microsoft Windows 10 Pro	1	5 999	5 999

Витрати на обладнання – сума усіх витрат на купівлю обладнання та програмного забезпечення.

$$V_{об} = 22\,999 + 24\,773 + 5\,999 = 53\,771 \text{ [грн]}.$$

### 3.3 Розрахунок капітальних витрат на розробку імітаційної моделі дослідження завадостійкості радіотрактів з OFDM

Капітальні витрати складаються з витрат на заробітну плату розробника та витрат на обладнання.

$$V_{заг} = Z_{вит} + V_{об} \tag{3.5}$$

Розрахунок:

$$V_{заг} = 7\,178,8 + 53\,771 = 60\,949,8 \text{ [грн]}.$$

### 3.4 Висновок

В економічному розділі було розраховано:

- трудомісткість розробки імітаційної моделі дослідження завадостійкості радіотрактів з OFDM – 80 год;
- витрати на заробітну плату розробника з урахуванням єдиного соціального внеску – 7 178,8 грн;
- витрати на обладнання – 53 771 грн;
- капітальні витрати на розробку імітаційної моделі дослідження завадостійкості радіотрактів з OFDM – 60 949,8 грн.

## ВИСНОВКИ

1 Встановлено, що міжсимвольна інтерференція і ймовірність помилкового прийому залежать від ступеня перекриття переданих інформаційних символів. Тому для підвищення якості прийому сигналів в таких умовах доцільно збільшувати тривалість переданих символів. Це можна зробити за рахунок зниження інформаційної швидкості передачі, що не завжди прийнятно.

2 Для боротьби з межсимвольною інтерференцією слід застосовувати метод формування сигналів на основі OFDM.

3 Крім того, для зниження межсимвольної інтерференції необхідно використовувати захисний інтервал, який додається до сигналу з OFDM, пілот-сигнали і завадостійке кодування. При цьому вплив межсимвольної інтерференції на якість передачі інформації можна практично виключити.

4 Розроблена імітаційна модель дослідження завадостійкості радіотракту з OFDM.

5 На базі імітаційної моделі виконано експеримент.

6 Отримани оцінки завадостійкості радіотракта з OFDM в залежності від рівня шумів в каналі на ділянці від входу модулятора передавача до виходу демодулятора приймача.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1 E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Skold, "4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband", Elsevier, 2011.
- 2 Кожин І.А., Мілих М.Л., Чумак О.І. Синтез оптимального сигналу за умов відносної інваріантності до адитивної завади // Сб. докладов VI Междунар. науч. техн. конф. (Ч.1)"Современные проблемы телекоммуникаций". - Украина. - Одесса, 19-22 авг. 2003 г.
- 3 Беркман Л.Н., Чумак О.І., Щербина І.С. Рангові методи прийому багатопозиційних сигналів // Вісник УБЕНТЗ. - 2010. - № 3.
- 4 Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Мілих М. М., Рудик Л.В. Завадостійкість когерентного прийому багатопозиційних сигналів // Зв'язок. - 2004. - №3. - С.58-60.
- 5 Прокис, Дж. Цифровая связь [Текст] / Прокис Дж. - М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
- 6 Гепко, И.А. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития [Текст] / И.А. Гепко, В.Ф. Олейник. - К.: "ЕКМО", 2009. - 672 с.
- 7 Ramirez-Mireles F. The benefits of DMT modulation for VDSL systems [Text] / F. Ramirez-Mireles, Q. Albrudi, S. Heidari, P. Sevalia. - Ikanos: Communications, 2012.
- 8 Слюсар В. Системи МІМО: принципи построение и обработки сигналов / В. Слюсар / Связь и Телекоммуникация. Электроника: Наука, Технология, Бизнес. - 2005. - № 8. - С.52-58.
- 9 Alamouti S. M. A simple transmit diversity Technique for wireless communications / S. M. Alamouti // IEEE J. Select. Areas Commun. 2008. - № 8. - Vol.16. - P.1451 - 1458.
- 10 Bertrand M. Space-Time Codes for High data Rate Wireless Communication: Performance criterion and Code Construction / [M. Bertrand, Hochwald. Tarokh V.,

N. Seshadri, A. R. Caldenbank] // IEEE Transactions on Information Theory, 2008.  
- № 2. - Vol.44. - P.744 - 765.

11 Baro S. Improved Codes for Space-Time Trellis-Modulation / S. Baro, G. Banch, A. Hansmann // IEEE Communications Letters. - 2009.

12 Banket V. On the Signal-to-Code Construction of Space-Time Codes / [V. Banket, B. Janoudi, N. Michailov, A. Al-Dakdouki] // Modern Telecommunication Problems: proceedings of 6-th International Conference, август 2003. - О., 2003. - Т.1. - С.154-158.

13 Банкет В.Л. Характеристики сверточных кодов для систем с пространственно-временным кодированием / В.Л. Банкет, Б.А. Жануди, Н.А. Ищенко // Праці УНДІРТ, 2009 - № 4 (40). - С.73-78.

14 Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Скляр Б.; пер. с англ. [2-е изд., испр.]. - М.: Вильямс, 2003. - 1104

15 [http // uk. wikipedia.org/wiki/OFDM](http://uk.wikipedia.org/wiki/OFDM).

16. <<http://www.mathworks.com/help/comm/examples/ieee-802-11a-wlan-physical-layer.html>>

17 [http://ru. wikipedia.org/wiki/Wi-Fi](http://ru.wikipedia.org/wiki/Wi-Fi) <<http://ru.wikipedia.org/wiki/Wi-Fi>>

18 [http://snavi.ru/AutoGRAF-WiFi. htm](http://snavi.ru/AutoGRAF-WiFi.htm) <<http://snavi.ru/AutoGRAF-WiFi.htm>>

19 [http://www.wireless-e.ru/articles/wifi/2011\\_01\\_22. php](http://www.wireless-e.ru/articles/wifi/2011_01_22.php)  
<[http://www.wireless-e.ru/articles/wifi/2011\\_01\\_22.php](http://www.wireless-e.ru/articles/wifi/2011_01_22.php)>

20 <http://www.lib.ua-ru.net/diss/cont/378821.html>

## ДОДАТОК А. Відомість матеріалів дипломної роботи

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітки
<i>Документація</i>				
1	A4	Реферат		
2	A4	Список умовних скорочень		
3	A4	Зміст		
4	A4	Вступ		
5	A4	Стан питання. Постановка задачі		
6	A4	Спеціальна частина		
7	A4	Економічний розділ		
8	A4	Висновки		
9	A4	Перелік посилань		
10	A4	Додаток А		
11	A4	Додаток Б		
12	A4	Додаток В		
13		Матеріали дипломної роботи на оптичному носії		Оптичний диск





## ДОДАТОК В Відгук керівника дипломної роботи

### ВІДГУК на дипломну роботу

Студента(ки)

гр.

\_\_\_\_\_ (прізвище, ім'я)

на тему:

Актуальність теми

Повнота розкриття теми

Теоретичний рівень

Практична значущість

Самостійність виконання роботи

Якість оформлення, загальна та спеціальна грамотність

Переваги та недоліки роботи

---

---

---

Загальна оцінка роботи та висновок щодо рекомендації до захисту в ДЕК

---

---

---

Науковий керівник

к.ф.-м.н., професор

(посада)

(підпис)

Гусєв О.Ю.

(ініціали, прізвище)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2020 р.