

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

ІІРЕ, Факультет радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування інституту, факультету)
«Радіотехніки та Телекомунікацій»
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проєкту (роботи)

Магістр

(ступінь вищої освіти)

на тему Формування сигналів у стандарті DVB-T

Виконав: студент(ка) 2 курсу, групи РТЗ-919т

Спеціальності 172 «Телекомунікації та
(код і найменування спеціальності)
Радіотехніка»

Освітня програма (спеціалізація)

«Інформаційні мережі зв'язку
Зубков Є.О.

(прізвище та ініціали)

Керівник Кабач В.С.

(прізвище та ініціали)

Рецензент Кудерметов Р.К.

(прізвище та ініціали)

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

Інститут, факультет ІІР, ФРЕТ
Кафедра Радіотехніка та Телекомунікації
Ступінь вищої освіти _____
Спеціальність 172 Телекомунікації та Радіотехніка
(код і найменування)
Освітня програма (спеціалізація) ОП17 Радіотехніка
(назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри _____

(підпис)

20 року

ЗАВДАННЯ

НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА(КИ)

Зубкову Євгену Олександровичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

Тема проєкту (роботи) Формування сигналів DVB-T

Виконавець проєкту (роботи) Кабак Владислав Семенович

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом закладу вищої освіти від «06» листопада 2020 року № 315

Строк подання студентом проєкту (роботи) 12.12.2020

Вихідні дані до проєкту (роботи) Стандарт телебачення
цифрового DVB-T, режим 2K, центральна
частота радіоканалу 95 МГц

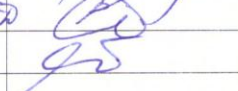
Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно

робити) Розробити модель формування сигналів
OFDM згідно стандарту DVB-T.
Обґрунтувати побудову фізичного радіотракту
до вихідного каскаду передавача
Результати моделювання

Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

Структурна схема передавача проекту
згідно стандарту DVB-T. Її трієри сигналів
на всіх етапах формування OFDM сигналу

Консультанти розділів проєкту (роботи)

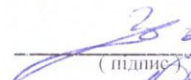
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	приймав виконання завдання
1.2	Кабак В.С. доцент КТН		
3	Севостьянов Р.В. КТН доцент каф. ІТТБД		
4	Ікімцов Ю.В. доцент КТН ОПТМС		

7. Дата видачі завдання « 11 » грудня 2020 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проєкту (роботи)	Строк виконання етапів проєкту (роботи)	Приміт
1	Основні переваги методу OFDM	1.08. - 10.08.20	
2	Одноступеневі побудови систем з використанням OFDM	10.08. - 20.08.20	
3	Аналіз основних характеристик і параметрів стандарту DVB-T	21.08.20 - 5.09.20	
4	Розробка математичної моделі формування. Вибір середньоквадратичного	6.09.20 - 20.09.20	
5	Написання коду програми	21.09.20 - 19.10.20	
6	Проведення тестування моделі	20.10.20 - 1.12.20	
7	Оформлення посвідчення записки	2.12.20 - 15.12.20	

Студент(ка)


(підпис)

Зубов Є.О.
(прізвище та ініціали)

Керівник проєкту (роботи)


(підпис)

Кабак В.С.
(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

ПЗ: 106 сторінок, 38 рисунків, 13 таблиць, 12 джерел

Об'єкт дослідження – математична модель формувача сигналів OFDM для стандарту цифрового телебачення DVB-T.

Мета роботи – розробити модель передавального тракту системи OFDM.

Метод дослідження – математичний та експериментальний.

У першому розділі розглянуто моделі каналів зв'язку для безпроводних мереж передачі інформації, проаналізовано характер завмирань у каналах і визначені методи боротьби з наслідками ефекту багатопроменевого розповсюдження радіохвиль. Надано математичне обґрунтування методу мультичастотної передачі з використанням ортогональних несучих.

У другому розділі приведена модель каналу зв'язку з використанням технології OFDM. Розглянуто алгоритм роботи моделі, проаналізовані принципи програмної реалізації окремих функціональних вузлів, розроблена програмна модель формувача сигналів OFDM стандарту цифрового телевізійного мовлення, DVB-T, яка дозволяє дослідити формування вихідного сигналу на основних етапах процедури синтезу OFDM сигналу, досліджені процеси у часовій і частотній областях, які характеризують етапи цифро-аналогового перетворення (D/A) і перенесення на робочу частоту телевізійного каналу групового OFDM сигналу.

У третьому розділі проаналізовані економічні аспекти проекту. У четвертому розділі розглянуті питання охорони праці та безпеки життєдіяльності.

ЦИФРОВІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ, МІЖСИМВОЛЬНА ІНТЕРФЕРЕНЦІЯ, ЦИФРОВЕ ТЕЛЕБАЧЕННЯ, ОРТОГОНАЛЬНЕ ЧАСТОТНЕ МУЛЬТИПЛЕКСИРУВАННЯ, УМОВА ОРТОГОНАЛЬНОСТІ, МОДУЛЯЦІЯ, ПОСЛІДОВНО-ПАРАЛЕЛЬНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ, МОДУЛЯТОР, ДЕМОДУЛЯТОР, ДОПЛЕРІВСЬКЕ РОЗСІЮВАННЯ

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	6
ВСТУП	7
1 ОБГРУНТУВАННЯ МЕТОДУ МУЛЬТИПЛЕКСИРУВАННЯ ДЛЯ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ	9
1.1 Вплив ефекту багатопроменевого розповсюдження радіохвиль на якість телевізійного сигналу	9
1.2 Груповий спектр радіосигналу OFDM	20
1.3 Алгоритм реалізації OFDM сигналу	23
2 ОБГРУНТУВАННЯ МОДЕЛІ ФОРМУВАЧА СИГНАЛУ OFDM.....	34
2.1 Формування сигналу OFDM у передавальному тракті стандарту DVB-T	34
2.2 Математичне обґрунтування блоку цифрового синтезу	43
2.3 Структура моделі	46
3 ОРГАНІЗАЦІЙНО-ЕКОНОМІЧНІ РОЗРАХУНКИ	71
3.1 Опис ідеї проекту	71
3.2 Визначення витрат на розробку проекту.....	73
4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	79
4.1 Аналіз потенційних небезпек	79
4.2 Заходи по забезпеченню техніки безпеки	81
4.3 Заходи по забезпеченню виробничої санітарії та гігієни праці	83
4.4 Заходи з пожежної безпеки.....	93
4.5 Заходи безпеки у надзвичайних ситуаціях.....	94
ВИСНОВКИ.....	99
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	100
ДОДАТОК А.....	102

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

AWGN	–	канал з адитивним білим гаусівським шумом
BPSK	–	двійкова фазова маніпуляція
COFDM	–	ортогональне частотне розділення каналів з кодуванням
DAB	–	цифрові системи радіомовлення
DVB	–	стандарт цифрового телебачення
FDM	–	мультиплексування з частотним розділенням каналів
FFT	–	пряме швидке перетворення Фур'є
IFFT	–	зворотне швидке перетворення Фур'є
ISI	–	міжсимвольні спотворення
LOS	–	сигнал прямої видимості
OFDM	–	мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів
QAM	–	двигатурна амплітудна модуляція
QPSK	–	квадратурно-фазова модуляція

ВСТУП

Цифрове телебачення це галузь телевізійної техніки, для якої передавання, обробка і зберігання телевізійного сигналу реалізуються з перетворенням його до цифрової форми. Можна визначити такі переваги цифрового телебачення порівняно з аналоговим телебаченням:

- підвищення завадостійкості трактів передачі і запису телевізійних сигналів;
- підвищення якості зображення і звуку у телевізійних приймачах зі звичайним стандартом розгортки – SDTV (625 або 525 рядків);
- створення телевізійних систем з новими стандартами розкладення зображення (телебачення високої чіткості – HDTV);
- розширення функціональних можливостей студійної апаратури, що використовується під час підготовки і проведенні телевізійних передач;
- передача у телевізійному сигналі різної додаткової інформації, перетворення телевізійного приймача до багатофункціональної інформаційної системи.

Ці переваги обумовлені як самими принципами цифрового телебачення, так і наявністю різноманітних алгоритмів, схемних рішень і потужної технологічної бази для створення відповідних пристроїв.

У своєму розвитку цифрове телебачення пройшло декілька етапів.

Перший з них – це використання цифрової техніки в окремих частинах телевізійної системи при збереженні звичайного стандарту розкладання і аналогового каналу зв'язку. Найбільш важливим досягненням на цьому етапі було створення повністю цифрової студійної апаратури.

Але усі ці вдосконалення не відносилися до стандарту розкладання і принципів передачі сигналу по каналу зв'язку.

Другий етап розвитку – це створення гібридних аналогово-цифрових телевізійних систем з параметрами, які вже відрізнялися від звичайних стандартів телебачення. Можна виділити два основних напрями змін

телевізійного стандарту: перехід від одночасної передачі сигналів яскравості і кольороворізнцевих сигналів до їх послідовної передачі і збільшення кількості рядків у кадрі і елементів зображення у рядку. Реалізація другого напрямку пов'язана з необхідністю стиску телевізійних сигналів для забезпечення можливості його передачі по каналах зв'язку з прийнятною смугою частот.

Третім етапом розвитку цифрового телебачення можна вважати створення повністю цифрових телевізійних систем. Серед головних особливостей нового покоління телевізійних систем можна відзначити:

- висока степінь стиску цифрового телевізійного сигналу, що дозволяє передавати програми HDTV стандартним наземним каналом телевізійного мовлення з шириною смуги 6 МГц;
- єдиний підхід до кодування і передачі телевізійних сигналів з різним розрішенням;
- інтеграція з іншими джерелами інформації під час передачі по цифровим мережам зв'язку.

Одним з інноваційних рішень при впровадженні цифрового телебачення стало застосування нового підходу під час формування групового спектру і модуляції сигналу – мультиплексування з ортогональним частотним розділенням (OFDM), яке дозволило отримати якісні характеристики каналу зв'язку при наявності складних умов прийому.

Саме дослідженню методу формування OFDM сигналу на передавальному боці телевізійної системи і присвячена дана магістерська робота.

1 ОБГРУНТУВАННЯ МЕТОДУ МУЛЬТИПЛЕКСИРУВАННЯ ДЛЯ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ

1.1 Вплив ефекту багатопроменевого розповсюдження радіохвиль на якість телевізійного сигналу

Для цифрового ефірного телевізійного мовлення основним руйнівним фактором якісному прийому виступають завади від наслідків ефекту багатопроменевого розповсюдження радіохвиль. Відомо, що під час розповсюдження в умовах міста з різноповерховою забудовою сигнал підлягає впливу трьох фізичних ефектів – відбиття хвиль, дифракція і розсіювання, через дію яких сигнал до точки прийому надходить за різними траєкторіями (рис.1.1).

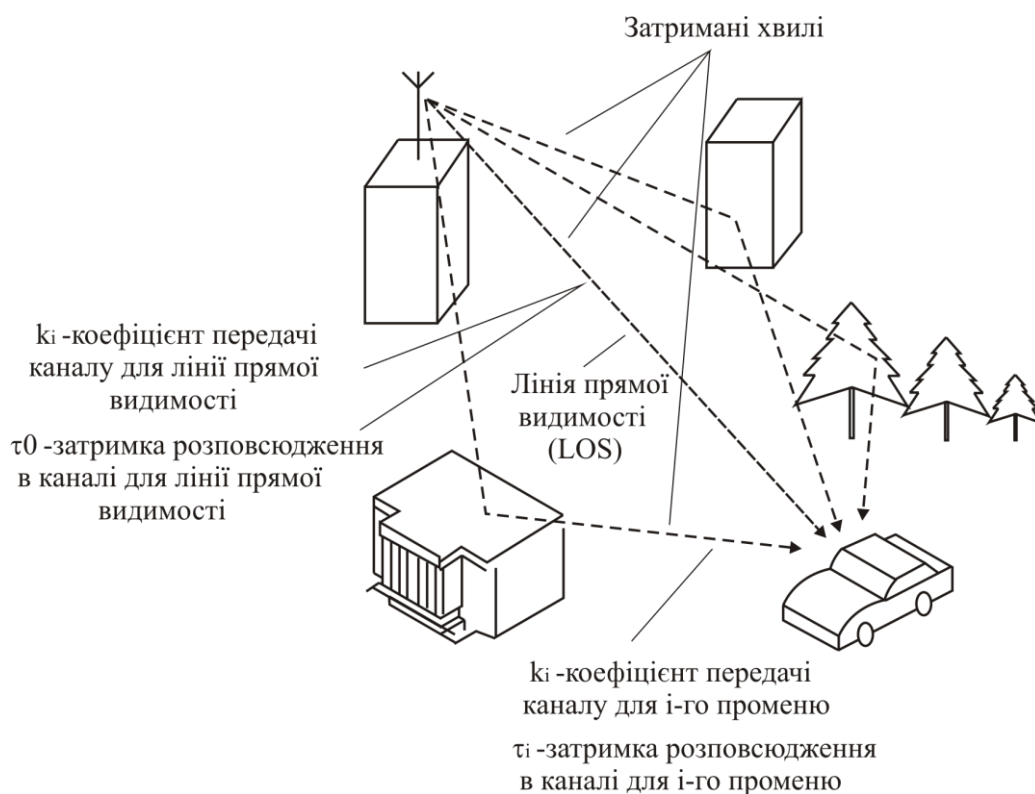


Рисунок 1.1 – Ілюстрація ефекту багатопроменевого розповсюдження
радіохвиль

Імпульсна характеристика такого каналу з багатопроменевим розповсюдженням може бути описана як [1]:

$$h(t) = \sum_{i=0}^{N-1} k_i \cdot \delta(\tau - \tau_i), \quad (1.1)$$

де k_i – комплексний коефіцієнт передачі за i -м променем;

k_0 – комплексний коефіцієнт передачі за сигналом прямої видимості;

τ_0 – нормалізований час затримки для сигналу прямої видимості;

τ_i – час затримки хвилі за i -м променем.

Очевидно, що більший за довжиною трасі розповсюдження відповідає більший час затримки сигналів. Це означає, що при багатопроменевому прийомі до точки прийому відповідно до (1.1) надходить декілька хвиль зсунутих у часі.

Цей ефект продемонстровано на рисунку 1.2, де $\Delta_i = \tau_i - \tau_0$, нормалізована затримка відповідної хвилі відносно сигналу прямої видимості.

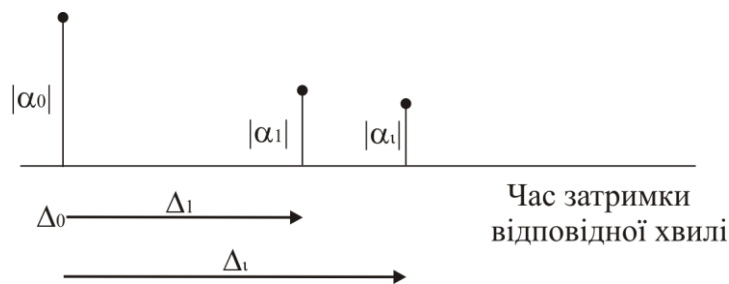


Рисунок 1.2 – Часова дисперсія сигналу через наявність затриманих хвиль

Аналіз переданого символу у приймачі, як правило, відбувається посередині символу. Тому, якщо час затримки $\Delta_1, \dots, \Delta_i$ стає близьким або більшим половини тривалості символу, то відбувається накладання сусідніх символів у точці прийому – виникає ефект, так званої, міжсимвольної

інтерференції, що призводить до суттєвого збільшення цифрових помилок у декодері, аж до повного руйнування цифрового каналу [1, 2].

Для оцінки погіршення якості каналу через вплив міжсимвольної інтерференції у техніці зв'язку використовують так звану «окодіаграму». Експериментально окодіаграму можна отримати на екрані осцилографа, якщо реалізувати схему експерименту відповідно до рисунку 1.3 [3].

Експеримент передбачає проходження відеосигналу у форматі NRZ через два типи каналів: у верхньому положенні перемикача розглядається канал з нескінченною смугою пропускання, що умовно відображено безпосереднім підключенням джерела сигналу до входу Y каналу вертикального відхилення осцилографа, а у нижньому положенні перемикача той же сигнал у форматі проходить через канал з обмеженою смугою пропускання.

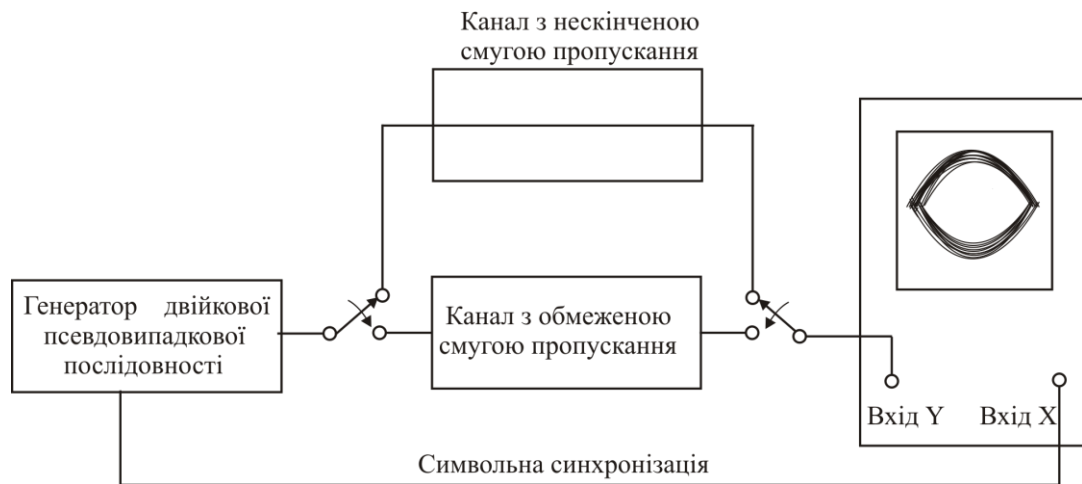


Рисунок 1.3 – Експериментальна установка для отримання окодіаграми

До входу зовнішньої синхронізації осцилографа X прикладається сигнал символної синхронізації.

Регулюванням затримки запуску синхронізації осцилографа окодіаграма розташовується у середині екрану, а період горизонтальної розгортки встановлюється рівним тривалості символу. Завдяки властивості

після свічення екрану на екрані відтворюються сегменти сигналу, які накладаються один на одне осцилографу.

В результаті окодіаграми для обох варіантів моделі каналу зображено на рисунку 1.4 [3].

Очевидно, що сигнал який проходить через канал з нескінченною смугою практично не спотворюється і окодіаграма має обвідну прямокутного імпульсу формату NRZ (без повернення до нуля).

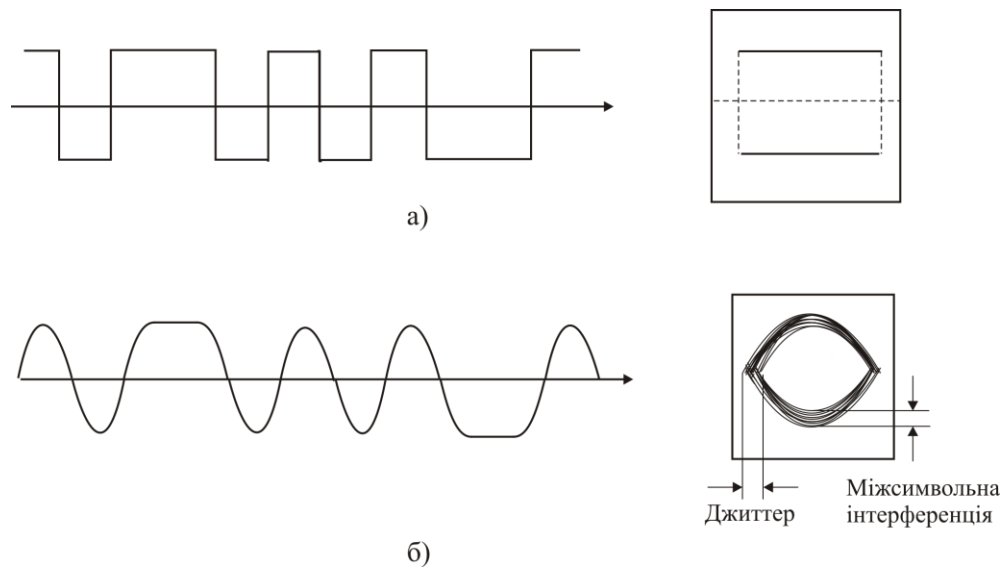


Рисунок 1.4 – Окодіаграми сигналу при проходженні через канал з нескінченною смугою пропускання (а) і канал з обмеженою смугою пропускання (б)

У той же час при проходженні сигналу через канал з обмеженою смугою форма сигналу спотворюється і на екрані формується «око», за яким визначаються рівень міжсимвольних спотворень і джиттер, який відображує нестабільність («миготіння») фронтів прийнятих символів.

На рисунку 1.5 зображена окодіаграма реального прийнятого сигналу за умови відсутності затриманих хвиль [3].

Можна спостерігати максимальне розкриття сформованого ока і міжсимвольна інтерференція для даного варіанту відсутня.

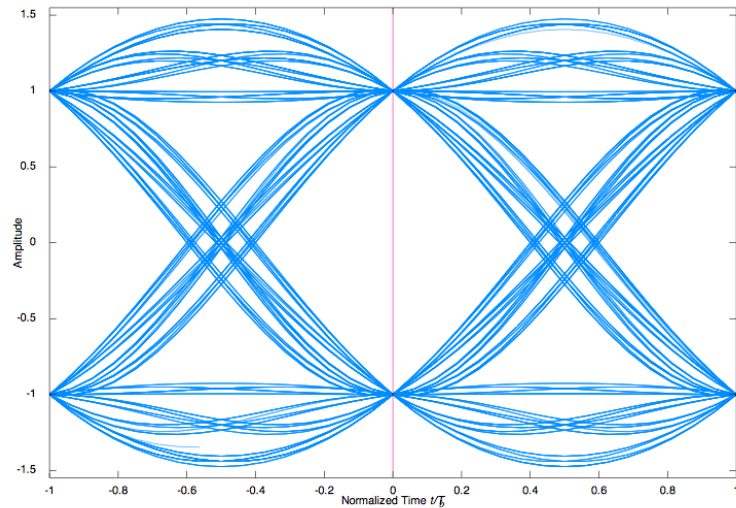


Рисунок 1.5 – Окодіаграма сигналу за відсутністю між символічних спотворень

На рисунку 1.6 зображена око діаграма для сигналу у каналі з багатопроменевим розповсюдженням, яка характеризується значною міжсимвольною інтерференцією і великим джиттером. Очевидно, що розкриття ока у цьому варіанті суттєво зменшилося. Таке закриття ока менш порогового значення взагалі може приводити до неможливості достовірного прийому.

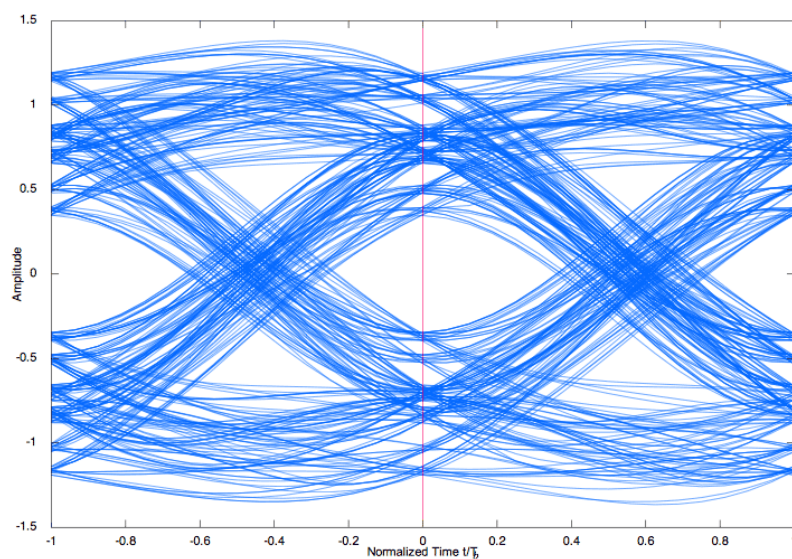


Рисунок 1.6 – Окодіаграма сигналу за наявності міжсимвольних спотворень

Кількісною мірою якості прийнятого сигналу у цифрових стандартах виступає ймовірність помилкового прийому одного біта або коефіцієнт бітової помилки – BER. На рисунку 1.7 відображені залежності BER від відношення енергії, що приходить на один біт, до спектральної щільності шуму – E_b/N_0 для різних умов розповсюдження радіохвиль у каналі [2, 3].

Еталонною кривою, до якої намагаються наближатися під час реалізації сучасних систем, виступає нижня крива 1 з експоненціальною характеристикою. Така поведінка характерна для каналів у яких повністю відсутні завмирання і на приймальній стороні на вході діє тільки адитивний білий гаусівський шум (використовують термін – канал без федінгу). Такі канали у технічній літературі називають AWGN каналами. Характерною особливістю AWGN каналу є той факт, що високу якість зв'язку можна реалізувати при помірних (сприйнятливих) значеннях E_b/N_0 .

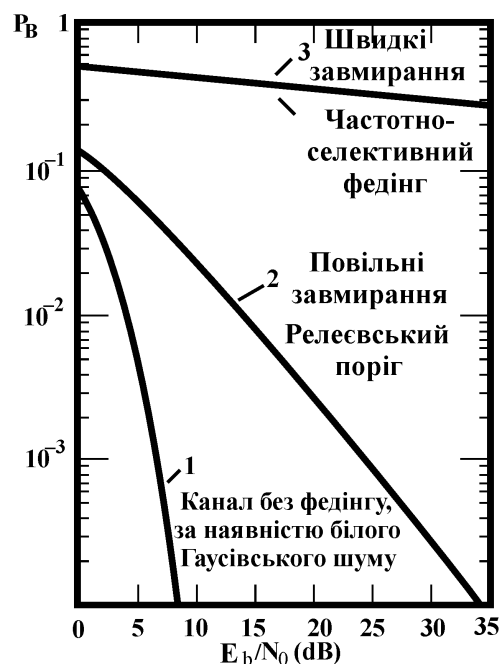


Рисунок 1.7 – Залежності ймовірності помилкового прийому одного біта від відношення E_b/N_0

Для середньої кривої 2, яку називають релеївським порогом, характерне погіршення якості зв'язку через проявлення у каналі, так званих, великомасштабних або повільних завмирань. Великомасштабні (повільні) завмирання – це частотно неселективні завмирання і призводять до зменшення відношення сигнал/шум. Характер залежності кривої 2 є зворотно-пропорційний відношенню E_b/N_0 , тому при помірних (прийнятних) значеннях E_b/N_0 проявляється значне погіршення якості зв'язку.

Фатальною для систем зв'язку виступає крива 3, яка характеризує канал з багатопроменевим розповсюдженням і наявністю дрібномасштабних (швидких завмирань), які виникають через часову дисперсію і доплерівське розсіювання. Часова дисперсія призводить до значної міжсимвольної інтерференції, яка призводить до неприпустимого зростання BER. Завмирання, які при цьому виникають у каналі статистично підлягають закону розподілу Релея і тому трактуються як релеївські завмирання. Як видно з рис. 3 крива проходить практично на рівні $BER = 0,5$, який називають порогом помилки, оскільки при значенні ймовірності помилкового прийому одного біта 0,5 достовірний прийом інформації є неможливим.

Тому, в усіх безпроводних мережах зв'язку обов'язково застосовувалися методи боротьби із завмираннями у каналі зв'язку через багатопроменеве розповсюдження радіохвиль, які практично реалізовували перехід від кривої 3 до кривої 1. Зокрема, можна відзначити еквалайзінг, метод розширення спектру FHSS (псевдовипадкові стрибки по частоті) у системах 2G, метод розширення спектра прямою послідовністю DSSS у системах 3G.

Очевидно, що для телебачення боротьба з міжсимвольною інтерференцією є вкрай актуальною. Так, якщо передача сигналів телебачення з стандартним розрішенням SDTV вимагає формування передачі через етер цифрового потоку зі швидкістю 3,5...4 Мбіт/с, то для телебачення високої чіткості необхідно вже передавати цифровий потік зі швидкістю

20 Мбіт/с. При таких швидкостях передачі методи боротьби із завмираннями, які застосовувалися у стандартах 2G, 3G стали неефективними. А для цифрового телебачення наявність провалів до 30 дБ у сигналі, що приймається, призводили би до повної втрати сигналу.

Також можна відзначити, що у варіанті стаціонарного ефірного телевізійного мовлення, зокрема, у системах колективного етерного прийому, боротьба з наслідками багатопроменевого розповсюдження здійснювалася за допомогою гостроспрямованих багатoeлементних антен.

Але, у загальному випадку такий підхід не забезпечив би якісну роботу цифрового ТБ у варіанті переносних або мобільних ТВ-приймачів з відносно простими не спрямованими антенами.

Радикальним вирішенням проблеми багатопроменевого прийому у цифровому телебаченні стало застосування в ефірних каналах цифрового телебачення методу – COFDM (кодування з ортогональним частотним мультиплексуванням). Цей метод було спеціально розроблено для запобігання завадам під час багатопроменевого розповсюдження радіохвиль [1, 4, 5].

Сам термін COFDM означає поєднання, власне, мультиплексування з використанням ортогональних піднесучих (OFDM) і канального кодування (перша літера C).

У варіанті застосування COFDM послідовний цифровий потік перетворюється на велику кількість рівнобіжних паралельних субпотоків, на кожному з яких здійснюється модуляція окремою ортогональною піднесучою.

Група несучих частот, що в цей момент переносить біти рівнобіжних (паралельних) потоків, називається символом COFDM [4, 5]. Завдяки використанню великої кількості рівнобіжних потоків (для DVB-T передбачено два режими – це 2 К або 8 К, для яких реалізуються 1705 або 6817 субпотоків відповідно) тривалість символу у паралельних каналах виявляється суттєво більшою порівняно з початковим послідовним потоком.

Так, для режиму 2 К у DVB-T тривалість символу у паралельному підканалі рівняється 280 мкс, а для режиму 8 К – 1120 мкс (у чотири рази більше відповідно до довжини перетворення Фур'є).

Саме таке збільшення тривалості символів у паралельних каналах створило передумови для ефективного придушення міжсимвольної інтерференції яка виникає при багатопроменевому розповсюдженні радіохвиль.

Дійсно, якщо, наприклад, в системі зв'язку реалізується передача інформації зі швидкістю мільйон символів за секунду (1 Мбіт/с) з використанням однієї несучої, то тривалість кожного символу буде рівнятися 1 мкс, або ще менше при більших швидкостях.

За таких умов суттєво ускладнюються умови достовірної передачі через наявність великої кількості перевідбитих хвиль (оскільки 1 мкс відповідає різниці у трасах розповсюдження значенню 150 м). Відповідно зростає рівень міжсимвольної інтерференції, а також вкрай ускладняється коректна робота схеми тактової синхронізації через значний рівень джиттера (рис. 1.4, рис. 1.6).

Але, якщо високошвидкісний початковий послідовний потік перерозподілити, наприклад, між тисячею паралельних підканалів, то тривалість символу у кожному паралельному підканалі може бути збільшена на три порядки (як було визначено у DVB-T в режимі 8К тривалість символу у підканалі складає 1200 мкс).

Припустимо, що до кожного символу можна вставити, так званий, «охоронний інтервал» тривалістю, що рівняється, наприклад, $1/8$ від тривалості інформаційного символу у підканалі – тобто, 1000/8-125 мкс і розмістити його на початку кожного символу підканалу (рис. 1.8). Для такої вставки використовують термін – циклічний префікс.

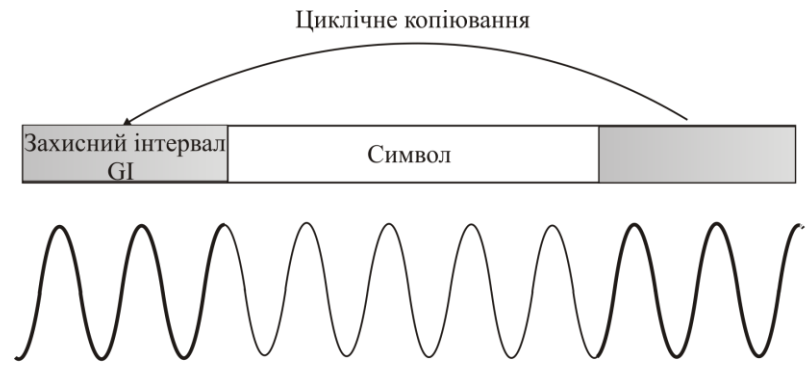


Рисунок 1.8 – Формування захисного інтервалу в технології OFDM

Тоді, якщо час між прийомом першого і останнього луна-сигналу буде меншим за тривалість охоронного інтервалу (125 мкс), то негативний ефект від міжсимвольної інтерференції може бути у значній мірі усунуто, оскільки приймач починає визначати значення прийнятого символу після закінчення охоронного інтервалу (на приймальному боці ця частина символу просто вирізається з прийнятого сигналу). А таке значення охоронного інтервалу відповідає максимальній різниці 37,5 км у довжині траси [5]. Відзначимо, що захисний інтервал Δ може прийматися рівним $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{8}$, $\frac{1}{16}$, $\frac{1}{32}$ від тривалості символу в залежності від умов розповсюдження.

Другою перевагою такого розпаралелювання каналів є стійкість до частотно-селективних завмирань, які характерні для, так званих, релеївських каналів, тобто, коли джерело сигналу і приймач не знаходяться у зоні прямої видимості і до точки прийому надходять тільки перевідбиті хвилі.

Як виходить з проведеного аналізу, для методу OFDM дані перерозподіляються між великою кількістю паралельних субканалів з передаванням за допомогою множини ортогональних піднесучих. Враховуючи селективний характер завмирань це означає, що втрата даних відбуватиметься тільки у частині субканалів, що надає можливість поновити пошкодженні дані за допомогою завадостійкого кодування.

Підсумовуючи, можна відзначити, що збільшення тривалості символу надає у декодері приймача затримати оцінку значень прийнятого символу на

час, впродовж якого зміни параметрів радіоканалу через дію затриманих хвиль припиняться і канал стане стаціонарним.

Таким чином, для методу COFDM часовий інтервал символу кожного паралельного субканалу поділяється на дві частини – захисний інтервал, впродовж якого оцінка значення символу у декодері не проводиться, і та інформаційний (робочий) інтервал символу T_i , впродовж тривалості якого приймається рішення про значення прийнятого символу.

Для забезпечення оптимального обміну між топологією мережі ТВ-мовлення та ефективністю використання радіоспектра можуть застосовуватися різні значення захисних інтервалів. Завдяки цьому система може використовуватися для широкомовлення як в одно частотній мережі з великою зоною покриття, так і для малих зон, що обслуговуються одним передавачем [5].

Для одночастотної мережі типовим видом лунасигналів є сигнали від сусідніх за територіальним розміщенням радіопередавачів, що передають однакові символи COFDM. Ці сигнали не відрізняються від класичних сигналів, тому їх можна оцінювати як луно сигнали у випадку, коли вони надходять до приймача впродовж захисного інтервалу.

Тому, оптимальний вибір захисного інтервалу безпосередньо впливатиме на вид проекрованої одно частотної мережі. Збільшення тривалості захисного інтервалу надасть змогу збільшити відстань між сусідніми радіопередавачами.

Але, з іншого боку, вибір занадто великого значення захисного інтервалу призведе до зменшення обсягу переданої інформації та погіршення якісних характеристик каналу зв'язку (зокрема, погіршиться значення коефіцієнта бітової помилки за одних і тих же значеннях сигнал/шум у каналі).

1.2 Груповий спектр радіосигналу OFDM

Модем OFDM характеризується цілою низкою параметрів, серед яких можна виділити кількість піднесучих у груповому спектрі OFDM сигналу, значення їх частотного рознесення, тривалість захисного та робочого інтервалів інформаційного символу. Необхідно відзначити, що ці параметри є взаємозалежні, а їх вибір проводиться на підставі компромісних рішень.

В принципі метод OFDM можна розглядати як різновид класичного методу мультиплексування з частотним розділенням каналів.

Як відомо, для методу FDM частотне рознесення між модульованими несучими обирається з умови, щоб сусідні бічні смуги взаємно не перетиналися (рис. 1.9).

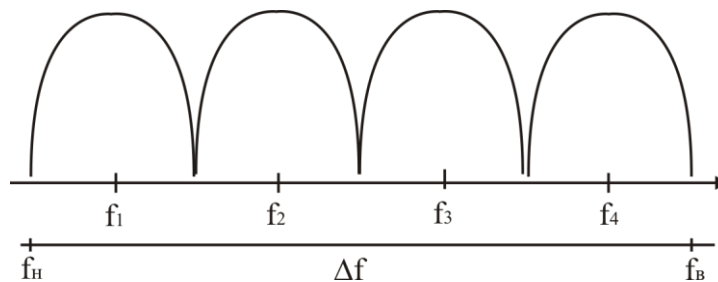


Рисунок 1.9 – Розташування несучих частот сусідніх каналів
для класичного методу FDM

Якщо прийняти, що T_i – це тривалість інформаційного символу, то умова відсутності міжканальних спотворень відповідно до рис. 1.9, буде виконуватися, якщо частотне рознесення між каналами ($\Delta F = f_{n+1} - f_n$) буде не меншим за значення [5]:

$$\Delta F = \frac{2}{T_i}. \quad (1.2)$$

На практиці щоб гарантовано забезпечити відсутність між каналних спотворень між сусідніми каналами вводять захисний частотний інтервал. Але, очевидно, що високої ефективності використання виділеного радіочастотного спектру при такому підході досягнути проблематично.

Тому в OFDM реалізовано принципово інший підхід до поділу піднесучих, при якому спектри сусідніх каналів перетинаються (рис. 1.10).

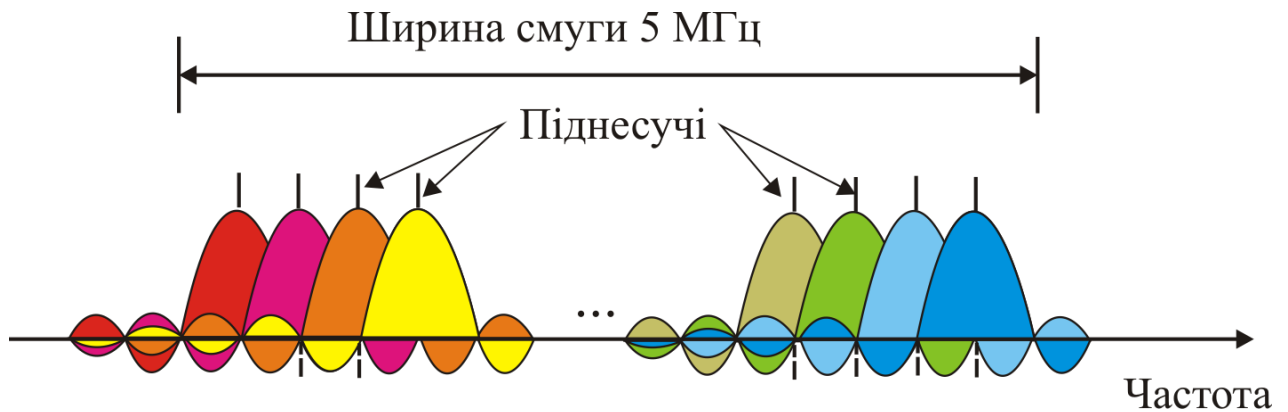


Рисунок 1.10 – Розташування модульованих під несучих для методу OFDM

Для того, щоб на приймальному боці можна було б виділити кожен з піднесучих вони повинні задовольняти умові ортогональності.

Так, якщо проаналізувати рисунок 1.10, то у даному варіанті ортогональність проявляється у тому, що максимальне значення енергії сигналу конкретно для однієї піднесучої збігається з мінімумом завад від інших каналів (у цих точках відбувається перетхід відповідної залежності через нульове значення.).

Визначимо вимоги до частотного рознесення при застосуванні ортогональних під несучих .

Відомо, що умову ортогональності у загальному випадку можна подати як [1]:

$$\begin{aligned} & \neq 0 \quad l = m \\ & \int_0^{T_i} f_l(t) \cdot f_m(t) dt \\ & = 0 \quad l \neq m \end{aligned} \quad (1.3)$$

Тобто, дві модульовані піднесучі будуть ортогональними, якщо інтеграл від їх добутку за час тривалості робочого інтервалу символу T_i дорівнює нулю.

Саме з цієї причини, під час демодуляції несучого групового спектру взаємні завади від сусідніх несучих також рівнятимуться нулю, незважаючи на той факт, що їх сусідні бічні смуги перетинаються.

Дійсно, вираз (1.3) з фізичної точки зору означає, що взаємна енергія між ортогональними сигналами рівняється нулю і тому вони не взаємодіють один з одним.

Оскільки OFDM символ це практично група несучих частот, яка на поточний момент переносить біти рівнобіжних цифрових потоків, то OFDM сигнал математично може бути представленим як сума промодульованих окремих піднесучих

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} F_n \cdot \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \text{Re}(\dot{F}_n \cdot e^{j2\pi f_n t}) , \quad (1.4)$$

де F – модулюючий символ для n -ї піднесучої.

Але тоді умова ортогональності на підставі (1.3) і (1.4) призводить до наступного співвідношення між значеннями сусідніх під несучих [4]:

$$f_{n+1} - f_n = D_{f_{\text{ідо}}} = \frac{1}{T_i} . \quad (1.5)$$

Відповідно для виконання умови ортогональності необхідно, щоб частотне рознесення між під несучими було постійним відповідно до виразу

(1.5). Фізичний сенс виразу (1.5) полягає у тому, що на інтервалі інформаційного символу повинна укладатися ціла кількість періодів різницевої частоти $f_{n+1} - f_n$. Виконання цього співвідношення досягається введенням до модему двох видів синхронізації: сигналу синхронізації несучих частот групового спектру і сигналу тактової синхронізації функціональних блоків демодулятора.

Порівнюючи вирази можна зробити висновок, що частотне рознесення між під несучими для методу OFDM може бути зменшеним удвічі порівняно з класичним методом FDM за рахунок чого у два рази підвищується щільність передавання інформації.

1.3 Алгоритм реалізації OFDM сигналу

З математики відоме важливе перетворення, яке зв'язує між собою сигнал (представлення у часовій області) і його спектр (представлення того ж сигналу у частотній області). Таке перетворення називають перетворення Фур'є.

При цьому виділяють пряме перетворення Фур'є і зворотне перетворення Фур'є.

Пряме перетворення Фур'є конвертує сигнал $s(t)$ до його представлення у частотній області $S(\omega)$ – тобто відтворює його спектр [6]:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (1.6)$$

Зворотне перетворення Фур'є здійснює протилежну операцію – за відомим спектром переводить сигнал з частотної області до часової:

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.7)$$

Для сучасного стану техніки існує достатня кількість методик які дозволяють здійснювати перетворення Фур'є в аналоговому вигляді.

Але, у цифровій техніці, де застосовуються дискретні сигнали, використання аналогових перетворювачів досить часто є недоцільним. Тому достатньо широке застосування знайшов математичний алгоритм, який дозволяє швидко отримати спектр для дискретного сигналу. Цей алгоритм отримав назву швидкого перетворення Фур'є – FFT (Fast Fourier Transform).

Спрощений алгоритм цього перетворення можна описати низкою послідовних процедур.

По-перше, швидке перетворення Фур'є застосовується для дискретних сигналів. Під дискретним сигналом будемо розглядати набір чисел, які беруться у загальному випадку через визначені інтервали часу з початкового аналогового сигналу (вибірки сигналу).

Тому, очевидно, що для переходу до дискретного сигналу необхідно провести дискретизацію аналогового сигналу відповідно до теореми Котельникова (Найквіста-Шеннона) [6, 7]. Якщо кожне число, що характеризує значення отриманого набору дискретного сигналу подати у вигляді бінарного коду (квантування сигналу), то отримаємо цифровий сигнал.

В результаті з аналогового сигналу тривалістю T_1 формується масив з N точок (рис. 1.11).

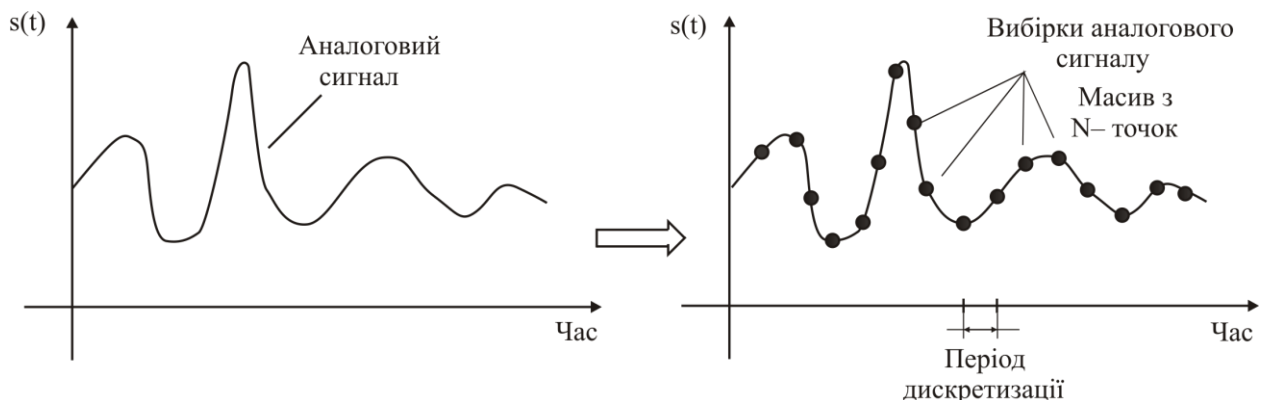


Рисунок 1.11 – Дискретизація аналогового сигналу

Задачею дискретного перетворення Фур'є полягає у тому, щоб з масиву відліків сигналу у дискретні моменти часу отримати масив чисел спектру.

Ці числа є коефіцієнтами при ортогональних функціях розкладання. Тобто, від аналогової форми перетворення Фур'є можна легко перейти до дискретної форми. Дійсно, якщо позначити, через $\{d_n\}$ значення вибірок сформованого масиву з N -точок, то масив коефіцієнтів $\{S_k\}$ які визначатимуть значення спектру визначиться згідно з (1.6) як [6, 7]:

$$S_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_n \left[\cos \frac{2\pi kn}{N} - j \sin \frac{2\pi kn}{N} \right]. \quad (1.8)$$

З цього моменту починається власне алгоритм швидкого перетворення Фур'є. Алгоритм забезпечує максимальну ефективність для масивів, розмір яких кратний 2^N . Тому, якщо кількість відліків відрізняється від степені числа 2, то їх збільшують, округляючи до найближчого більшого значення, заповнюючи недостаючі елементи нульовими значеннями. Розглянемо варіант швидкого перетворення Фур'є, який називають перетворенням з прорідженням у часі.

За цим алгоритмом усю послідовність розбивають на дві частини – парних і непарних відліків. Довжина кожної з отриманих підпослідовностей рівняється $N/2$. Наприклад, розглянемо процедуру формування парних і непарних послідовностей для наступної послідовності відліків (рис. 1.12), де $N = 8$.

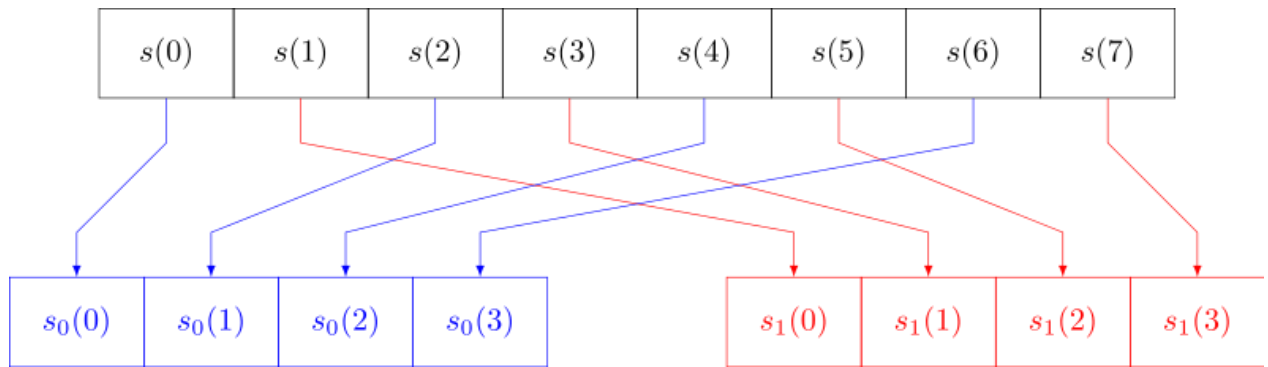


Рисунок 1.12 – Розбиття вхідного масиву на підпоследовності парних і непарних відліків

Для відліків з номерами від 0 до $N/2$ справедлива наступна формула [6.7]:

$$S(k) = S_0(k) + S_1(k) \cdot e^{-j \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot k}, \quad k = 0, \dots, \frac{N}{2} - 1, \quad (1.9)$$

де:

$$S_0(k) = \sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} s_0(m) \cdot e^{-j \cdot \frac{2\pi}{N/2} \cdot k \cdot m}, \quad k = 0, \dots, \frac{N}{2} - 1,$$

$$S_1(k) = \sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} s_1(m) \cdot e^{-j \cdot \frac{2\pi}{N/2} \cdot k \cdot m}, \quad k = 0, \dots, \frac{N}{2} - 1,$$

а $s_0(m)$ – сформовані значення масиву чисел парної підпоследовності з рисунку 1.12;

і $s_1(m)$ – сформовані значення масиву чисел непарної підпоследовності з рисунку 1.12.

Для значень другої половини відліків від $N/2$ до N застосовується подібна формула:

$$S(k + \frac{N}{2}) = S_0(k) - S_1(k) \cdot e^{-j \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot k}, \quad k = 0, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (1.10)$$

Визначення коефіцієнтів розкладу за таким алгоритмом надає вигоду у швидкості обчислень.

Так, якщо з дискретного сигналу отримати спектр безпосередньо за виразом (1.8), то для розрахунку усіх коефіцієнтів необхідно виконати N^2 операцій множення і N^2 операцій додавання.

Якщо ж для обчислення коефіцієнтів використовувати вирази (1.9) і (1.10), то необхідно застосувати $2(N/2)^2 + N$ операцій множення.

Розбиттям кожної підпослідовності до двохелементних масивів можна ще більше зменшити кількість обчислень. Така методика приводить приблизно до $N \log_2 N$ операцій множення.

Обчислювальна ефективність швидкого перетворення Фур'є порівняно з дискретним перетворенням (вираз (1.8)) стає досить суттєвою, якщо кількість точок FFT збільшується до декількох тисяч. Наприклад, для 1024 – точкового перетворення Фур'є кількість операцій множення зменшується у 100 разів.

Тому застосування саме FFT суттєво спрощує застосування цього алгоритму у техніці зв'язку.

Як було визначено раніше (вираз) зворотне перетворення Фур'є дозволяє з частотних складових сигналу сформувати початковий сигнал у часовій області. Якщо перейти до дискретного часу, то вираз (1.7) можна подати у такому вигляді:

$$d_n = \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j \frac{2\pi k n}{N}} = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \left[\cos \frac{2\pi k n}{N} + j \sin \frac{2\pi k n}{N} \right]. \quad (1.11)$$

Порівнюючи вирази (1.8) і (1.11) можна відзначити, що вони подібні. Ця властивість є дуже важливою і трактується як дуальність перетворення Фур'є (рис. 1.13) [6, 7].

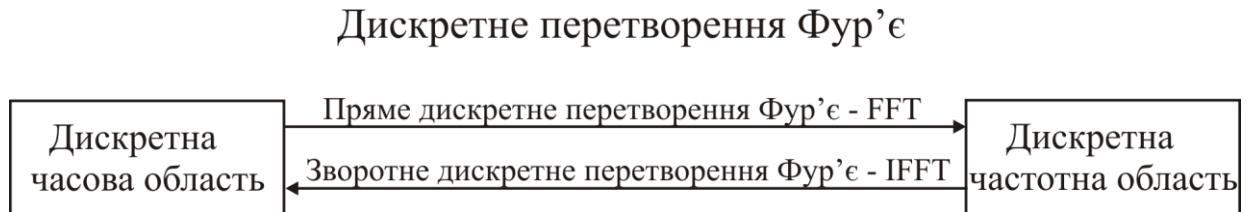


Рисунок 1.13 – Дуальність перетворення Фур'є

Відповідно як для прямого ДПФ, так і для зворотного ДПФ, у цифровому телебаченні доцільно застосовувати алгоритми швидкого перетворення Фур'є – FFT і IFFT.

У параграфі 1.2 було розглянуто процес формування групового спектру для методу OFDM.

З проведеного аналізу виходить, що система передачі розглядається як мультичастотна система передачі з використанням великої кількості паралельних підканалів.

Причому модуляція на кожному підканалі реалізується на окремій ортогональній під несучій і навіть для кожної піднесучої може бути застосовано свій вид цифрової модуляції.

В результаті результуючий сигнал OFDM формується як сума промодульованих сигналів усіх ортогональних піднесучих:

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \text{Re}(\dot{F}_n \cdot e^{j2\pi f_n t}).$$

Якщо перейти до дискретного часу $t = kT_d$, де T_d – період дискретизації, то можна записати:

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \text{Re}(\dot{F}_n \cdot e^{j2\pi f_n k T_d}). \quad (1.12)$$

Враховуючи, що період дискретизації T_d і n -та ортогональна піднесуча визначаються як:

$$T_d = T_i / N,$$

$$f_n = n / T_i,$$

то вираз (1.12) перетворюється на такий:

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \text{Re}(\dot{F}_n \cdot e^{\frac{j2\pi n k}{N}}). \quad (1.13)$$

Але цей вираз з математичної точки зору повністю тотожний виразу для розглянутого зворотного перетворення Фур'є:

$$d_n = \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{\frac{j2\pi k n}{N}}, \quad (1.14)$$

якщо модулюючі символи для кожної піднесучої F_n трактувати як масив коефіцієнтів S_k .

Тому в основі формування сигналу OFDM покладено алгоритми швидкого перетворення Фур'є.

Спочатку на передавальному боці синтетичним шляхом формується спектр групового сигналу з якого за допомогою IFFT формується аналоговий сигнал у часовій області, який підлягає передачі через етер. Спектр такого сигналу складається з ортогональних складових, що за визначенням виходить з властивостей перетворення Фур'є.

На приймальному боці використовується дуальність перетворення Фур'є – за допомогою прямого перетворення Фур'є реалізується конвертація сигналу з часової області до частотної з відокремленням ортогональних піднесучих і демодуляції на кожній несучій відповідно до виду модуляції. Тобто, послідовне застосування процедур IFFT і FFT повертає сигнал до початкової форми представлення.

Наприклад, на рисунку 1.14 зображено варіант застосування послідовного застосування блоків FFT і IFFT для початкового часового представлення аналогового сигналу, що в результаті повертає сигнал до початкової форми.

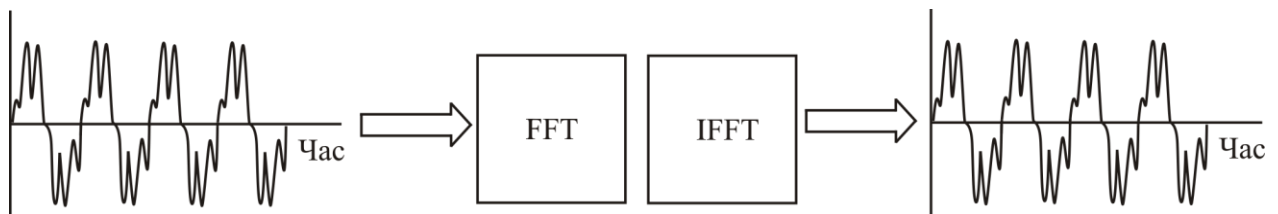


Рисунок 1.14 – Поновлення часової форми представлення сигналу за допомогою послідовного застосування прямого і зворотного перетворення Фур'є

Але точно так же, змінивши порядок застосування FFT і IFFT можна поновити спектральне подання сигналу (рис.1.15).

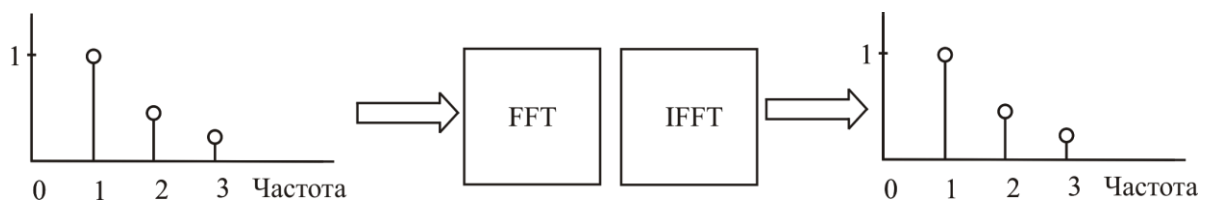


Рисунок 1.15 – Поновлення частотної форми представлення сигналу за допомогою послідовного застосування прямого і зворотного перетворення Фур'є

Оскільки пара перетворень є повністю взаємно замінювана, то точно такий же результат можна отримати і помінявши блоки FFT і IFFT (рис.1.16).

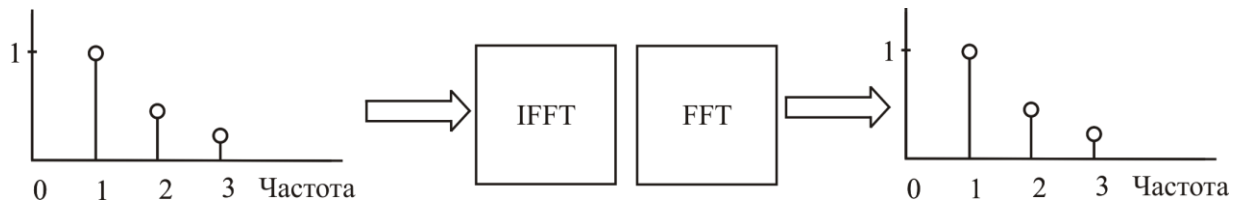


Рисунок 1.16 – Поновлення частотної форми представлення сигналу за допомогою послідовного застосування зворотного і прямого перетворення Фур'є

Саме такий варіант застосування процедур IFFT і FFT покладено в основу формування сигналів OFDM на передавальному боці (блок IFFT) і відокремлення ортогональних під несучих на приймальному боці каналу зв'язку з використанням OFDM.

Останнім етапом обробки сигналів у приймачі є конвертація паралельних демодульованих низько швидкісних потоків до послідовного високошвидкісного потоку. Спрощені архітектури передавального і приймального трактів представлені на рисунках 1.17 та 1.18 відповідно.

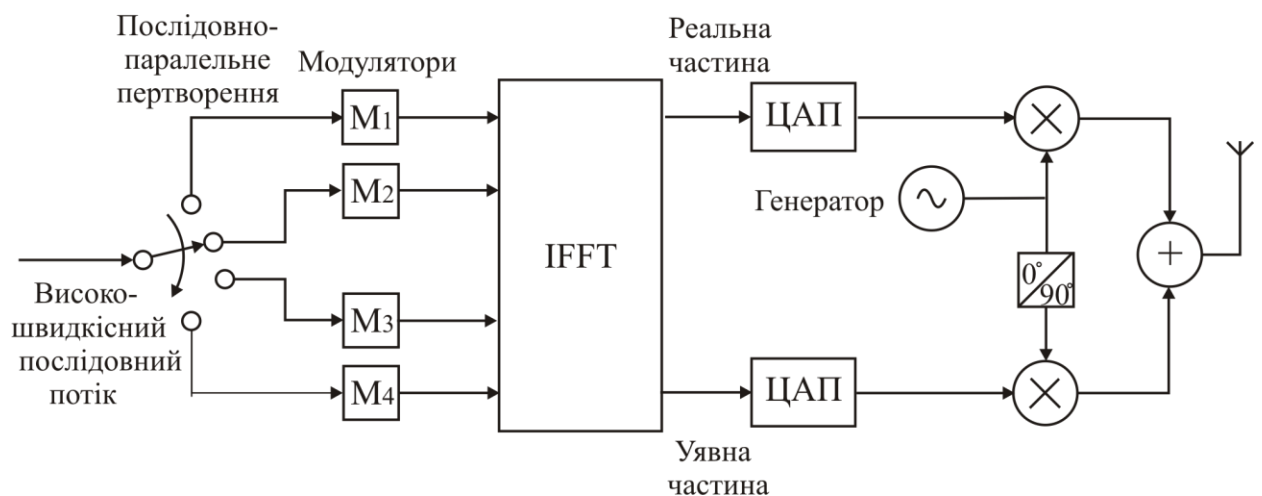


Рисунок 1.17 – Спрощена структурна схема передавача з використанням OFDM

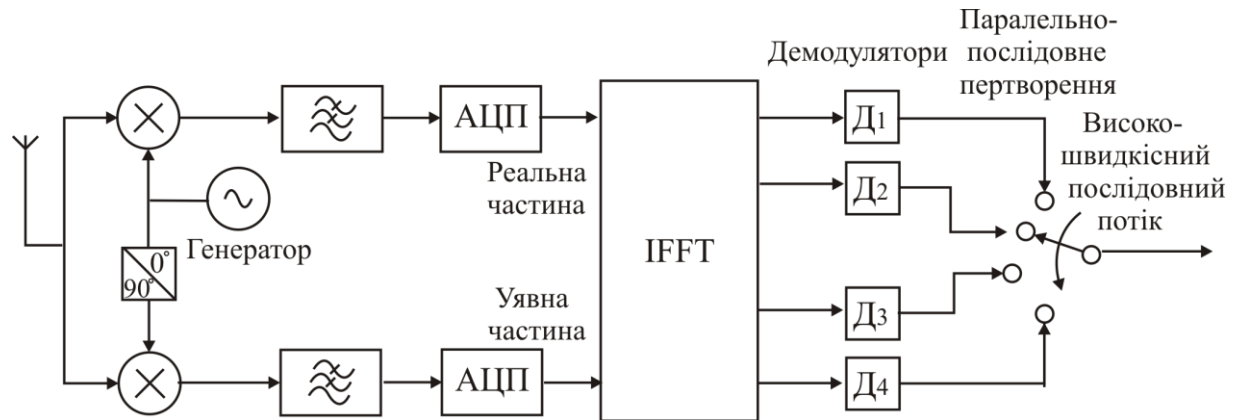


Рисунок 1.18 – Спрощена структурна схема приймача сигналів OFDM

Підсумовуючи проведений у першому розділі аналізу можна констатувати такі переваги методу OFDM, які забезпечили його застосування у цифровому телебаченні:

- висока ефективність використання радіочастотного спектра, що пояснюється практично прямокутною формою обвідної спектра при великій кількості під несучих;
- проста апаратна реалізація, оскільки базові операції реалізуються методами цифрової обробки сигналів, зокрема використанням IFFT у передавачі і FFT у приймачі;
- ефективна протидія міжсимвольним завадам та інтерференції між сусідніми під несучими (ICI – Intercarriers Inerference) тобто, здатність до багатопроменевого розповсюдження радіохвиль;
- можливість застосування різних схем модуляції для кожної піднесучої, що дозволяє адаптивно варіювати завадостійкість і швидкість передачі інформації.

Також необхідно відзначити і недоліки цього методу [4, 5]:

- високі вимоги до часової і частотної синхронізації;

– чутливість методу до ефекту Допплера (доплерівське розсіювання в умовах багатопроменевого розповсюдження), що обмежує застосування технології OFDM у мобільних системах;

– захисний інтервал, що застосовується у методі OFDM для боротьби з багатопроменевим розповсюдженням, знижує спектральну і енергетичну ефективність системи зв'язку.

Незважаючи на перелічені недоліки технологія OFDM розглядається на цей час, як оптимальне рішення для побудови сучасних безпроводних мереж і цифрового телебачення, які зорієнтовані на роботу в умовах мегаполісів.

Технологія постійно вдосконалюється, що призводить до з'явлення нових пристроїв, які використовують різні модифікації OFDM, але основна ідея і закладені до методу принципи реалізуються на основних положеннях, які проаналізовані у першому розділі.

2 ОБГРУНТУВАННЯ МОДЕЛІ ФОРМУВАЧА СИГНАЛУ OFDM

2.1 Формування сигналу OFDM у передавальному тракті стандарту DVB-T

Метод OFDM передбачає застосування великої кількості ортогональних вузькосмугових підканалів (або піднесучх), які реалізують систему з паралельною передачею даних. При цьому спектри модульованих піднесучих перетинаються, що підвищує спектральну ефективність системи передачі.

Взаємний вплив підканалів при цьому теоретично мінімальний, що дозволяє реалізувати компактний спектр групового сигналу.

Основною перевагою методу, яка забезпечила його широке застосування у цифровому телебаченні, а з часом і у сучасних безпроводних мережах WLAN, стандартах мобільного зв'язку 4G, 5G, вважається висока ефективність методу для каналів з багатопроменевим розповсюдженням радіохвиль (канали з релієвськими завмираннями) [4].

Як відомо, часова дисперсія сигналу у каналі з релієвськими завмираннями призводить до двох вкрай небажаних наслідків – частотно-селективних завмирань і міжсимвольної інтерференції.

Концепція методу OFDM передбачає перехід від високошвидкісного послідовного цифрового потоку до множини низькошвидкісних паралельних підканалів. Така конвертація дозволяє збільшити тривалість символів у кожному паралельному вузькосмуговому каналі до значення, яке суттєво перевищує максимальний час затримки надходження перевідбитих хвиль, які і зумовлюють часову дисперсію сигналу.

Застосування потужного завадостійкого кодування (коди з виправленням помилок) і часового і частотного перемішування призводить до більшої здатності щодо частотно-селективних завмирань, а введення

захисного інтервалу до OFDM символу значно зменшує ефекти міжсимвольної інтерференції.

Є дві основних проблеми під час практичної реалізації методу OFDM. По-перше, це великий динамічний діапазон результуючого OFDM сигналу, який звичайно характеризують пік-фактором сигналу (відношення пікового значення до середнього значення сигналу), по-друге, велика чутливість до частотних помилок.

Структурна схема європейського стандарту цифрового телебачення В-Т зображена на рисунку 2.1 [8].

Більшість процесів які відбуваються за наведеною схемою виконуються засобами цифрової обробки сигналів у цифровому сигнальному процесорі (DSP – Digital Signal Processor), але сформовані вище проблеми виникають вже на рівні фізичного каналу, тобто у вихідному сигналі системи.

Тому задачею роботи виступає моделювання кожного етапу обробки сигналу в процесі генерації OFDM сигналу за допомогою середовища моделювання Matlab.

Відповідно до структурної схеми у стандарті DVB-T перед розділенням сигналу між паралельними каналами відбувається попереднє кодування для підвищення завадостійкості. Зокрема, застосовується як зовнішнє, так і внутрішнє кодування і перемішування.

Після блоків канального кодування відбувається формування фазового сузір'я відповідно до обраного методу модуляції сигналу. Стандартом передбачено, декілька видів багатопозиційної модуляції несучого групового сигналу: квадратурно-фазова модуляція QPSK (QAM-4), 16- і 64-рівнева квадратурна амплітудна модуляція (QAM-16, QAM-64).

Як відомо, методи багатопозиційної модуляції реалізуються за допомогою, так званих, I, Q модуляторів, з формуванням квадратурних сигналів, які трактуються як реальна та уявна складові. Це добре узгоджується з наступним блоком цифрового синтезу сигналу у блоці OFDM,

де застосовується процедура IFFT, яка також передбачає комплексну форму реалізації дискретного перетворення Фур'є.

При цьому для методу OFDM можлива модуляція кожної піднесучої будь-яким з передбачених видів модуляції. При такому підході реалізується адаптивне регулювання завадостійкості і швидкості передачі потоку даних для кожного паралельного каналу окремо.

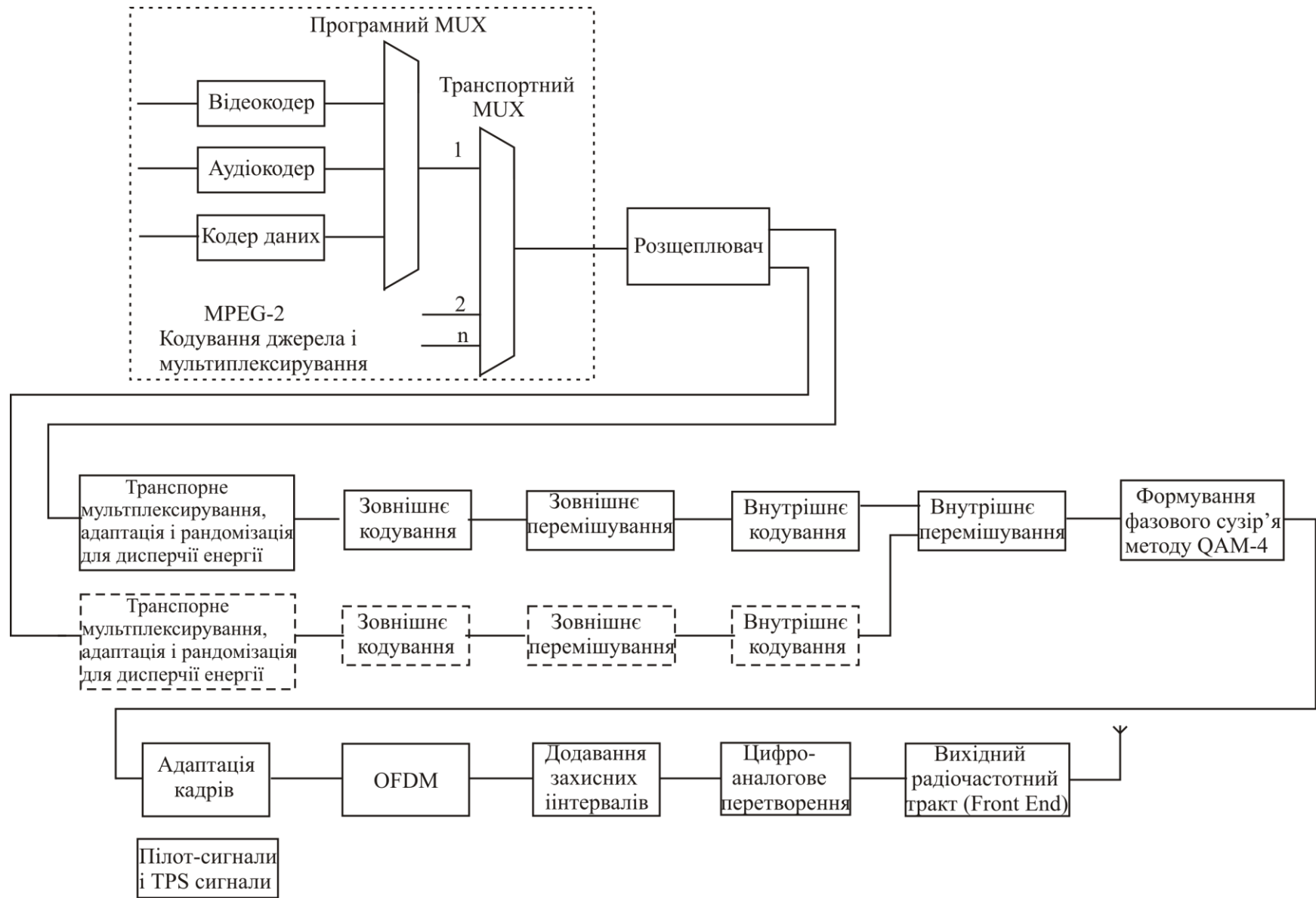


Рисунок 2.1 – Структурна схема передавача стандарту DVB-T

У даній магістерській роботі ці особливості стандарту щодо кодування і модуляції не розглядаються. Моделюванню підлягатимуть тільки аспекти формування безпосередньо радіочастотного OFDM сигналу. Тому основну увагу зосередимо на саме на вихідних вузлах схеми, які відповідають за прикінцеве формування вихідного сигналу після процедури цифрового синтезу – тобто, це блок формування OFDM сигналу, блок цифро-аналогового перетворення (D/A) і вихідний радіочастотний тракт (Front End).

Через те, що алгоритм FFT/IFFT ефективно працює з вибірками розмірністю $2N$, то кількість піднесучих кратна степені 2. Як відзначалося для DVB-T існує 2 режими 8 К і 2 К, з назви яких начебто виходить, що кількість піднесучих повинна рівнятися 8192 (213) і 2048 (211). Але, реально використовуються не усі можливі значення піднесучих, а тільки 6817 і 1705 відповідно.

Для цих режимів у стандарті передбачено два значення робочих інформаційних символів $T_{i1} = 896$ мкс – для режиму 8 К і у чотири рази менше $T_{i2} = 224$ мкс – для режиму 2 К. Відповідно значення частотного рознесення між ортогональними піднесучими визначаються як величина зворотно пропорційна тривалості одного символу:

$$\Delta f_1 = 1/T_i.$$

Тоді частотне рознесення для режиму 8 К рівняється:

$$\Delta f_{1_{8K}} = 1/896 \cdot 10^{-6} = 1116,0714 [\text{ГГц}],$$

а для режиму 2 К:

$$\Delta f_{1_{2K}} = 1/224 \cdot 10^{-6} = 4464,2857 [\text{ГГц}].$$

В результаті піднесучі для обох режимів займають смугу:

– в режимі 8 К $\Delta f = 6817 \cdot 1116,0714 = 7,61191[\text{МГц}]$,

– в режимі 2 К $\Delta f = 1705 \cdot 4464,2857 = 7,6117[\text{МГц}]$.

Відповідно у стандарті прийнято, що загальна ширина спектру групового сигналу рівняється 7,61 МГц. Груповий спектр OFDM для обох режимів зображено на рисунку 2.2.

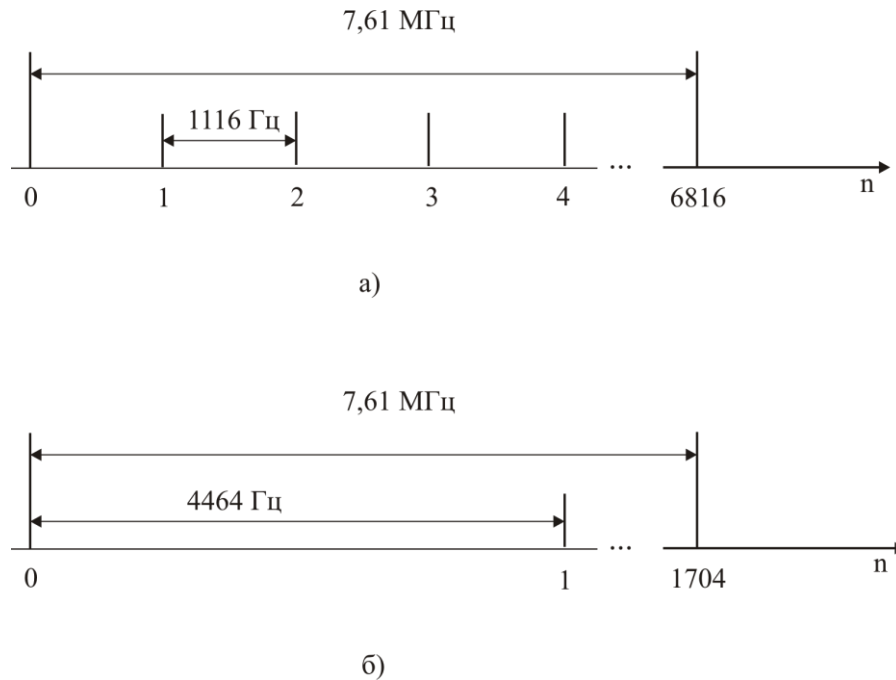


Рисунок 2.2 – Груповий спектр OFDM для режиму 8 К (а) і для режиму 2 К (б)

В результаті спектр групового сигналу OFDM можна розмістити в одному радіоканалі аналогового телебачення зі смугою пропускання 8 МГц. Вибір такої кількості під несучих для обох режимів надає можливість реалізувати захисні частотні інтервали зі значенням приблизно 0,39 МГц між сусідніми радіоканалами.

Відзначається, що така погодженість спектра групового OFDM сигналу і існуючими радіоканалами телевізійної мережі значно спростила впровадження цифрового ефірного телебачення [5].

Для боротьби з частотно-селективними завмираннями і міжсимвольною інтерференцією до символу OFDM включається захисний інтервал.

Звичайно у технічній літературі захисний інтервал називають циклічним префіксом, оскільки він представляє копію закінчення OFDM символу, яка розташовується на початку символу. Як відзначалося таке рішення дозволяє зберегти ортогональність піднесучих і забезпечити відсутність стрибків фази при такому додаванні фрагменту сигналу до його початку. Збільшення тривалості захисного інтервалу дозволяє забезпечити роботу системи у більш складних умовах у каналі радіозв'язку.

Це принципово можливо зробити, оскільки тривалість символу у кожному паралельному підканалі набагато більша порівняно з тривалістю символу початкового високошвидкісного потоку. Для кожного режиму стандартом передбачається чотири відносних значення захисних інтервалів $\Delta = D/T_i$, які визначаються як 1/4, 1/8, 1/16 і 1/32 від тривалості робочого інтервалу.

Значення елементарного періоду тактової частоти визначається як відношення тривалості інформаційної частини символу до довжини перетворення Фур'є:

$$T = \frac{T_i}{N}.$$

Відповідно для обох режимів значення елементарного періоду рівняється:

$$T = \frac{224 \cdot 10^{-6}}{2048} = \frac{896 \cdot 10^{-6}}{8192} = \frac{7}{64} \cdot 10^{-6} = 0,109 [\mu\text{с}].$$

Тоді тривалість циклічного префіксу для кожного з варіантів в абсолютних одиницях обчислюється як:

$$D = T_i \cdot \Delta[c],$$

або в кількості елементарних періодів:

$$D = N \cdot \Delta[T].$$

Як було визначено, стандарт передбачає два режими роботи: 2 К і 8 К. В процесі моделювання буде розглядатися режим 2 К. Цей режим у стандарті призначався для умов мобільного ТВ прийому сигналів стандартного розрішення SDTV.

Передавання OFDM сигналу відбувається з розбиттям OFDM сигналу на кадри. Кожен кадр T_K містить 68 OFDM символів. Чотири кадри утворюють один суперкадр. Кожен символ передається набором з $K = 1705$ піднесучих в режимі 2 К і повна тривалість символу визначається як T_s . Повна тривалість символу визначається сумою, власне, корисної інформаційної частини тривалістю T_u і захисного інтервалу тривалістю D , тобто $T_s = T_u + D$.

Специфічні чисельні дані, які визначають параметри OFDM сигналу у режимах 2 К і 8 К наведені у таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Параметри сигналів OFDM для стандарту DVB-T

Режим модуляції	2 К	8 К
Тривалість елементарного періоду, мкс	7/64 мкс	7/64 мкс
Кількість піднесучих у спектрі групового сигналу, К	1705	6817
Значення мінімального номеру під несучої K_{min}	0	0

Продовження таблиці 2.1

Режим модуляції	2 К				8 К			
Значення максимального номеру під несучої $K_{\max}$	1704				6816			
Тривалість інформаційної (робочої) частини символу, T_u , мкс	224				896			
Тривалість інформаційної (робочої) частини символу T_u у кількості елементарних періодів	2048				8192			
Частотне рознесення піднесучих, Гц	4464				1116			
Ширина спектру групового сигналу (відстань по частоті між $K_{\min}$ і $K_{\max}$), $(K-1)/T_u$	7,61 МГц				7,61 МГц			
Відносна тривалість захисного інтервалу, Δ	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Тривалість захисного інтервалу в абсолютних одиницях, мкс	56	28	14	7	224	112	56	28
Тривалість захисного інтервалу в елементарних періодах, Т	512	256	128	64	2048	1024	512	256
Тривалість OFDM символу $T_s = T_u + D$ в абсолютних одиницях, мкс	280	252	238	231	1120	1008	952	924

Продовження таблиці 2.1

Режим модуляції	2 К				8 К			
Тривалість OFDM символу $T_s = T_u + D$ в елементарних періодах Т	2560	2304	2176	2112	1024	9216	8704	8448
Максимальне віддалення передавачів в одно частотній мережі, км	16,8	8,4	4,2	2,1	67,2	33,6	16,8	8,4

Також необхідно відзначити, що ортогональність несучих дозволяє системі зв'язку справлятися також і з вузькосмуговими завадами, які можуть придушити частину піднесучих. Застосування корегуючих кодів дозволяє витягнути інформацію з непошкоджених піднесучих.

У цьому аспекті можна відзначити, що вид модуляції який реалізується у системі, залежить від швидкості передавання даних з урахуванням потрібної для їх завадостійкого кодування надмірності.

Надмірність кодування легко оцінити, враховуючи, що у модемі відповідно до таблиці 2.1 для завадостійкого кодування застосовують згорткові коди з швидкостями $1/2$, $2/3$, $3/4$, $5/6$, $7/8$. Це означає, що швидкість цифрового потоку зростає після завадостійкого кодування в число раз, що обернене до відносної швидкості коду. Так, якщо найбільш складні умови передавання у каналу, то застосування найменшої швидкості $1/2$ призведе до зростання швидкості цифрового потоку у 2 рази ($2/1$) і, відповідно, до максимальної надмірності кодованого сигналу.

2.2 Математичне обґрунтування блоку цифрового синтезу

Детальне обґрунтування методу OFDM представлено у [9]. Відповідно, математичний вираз для одного OFDM символу, який розглядається у початковий момент часу $t = t_s$ має такий вигляд:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+N/2} \exp \left[j 2\pi \left(f_c - \frac{i+0,5}{T} \right) (t-t_s) \right] \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.1)$$

$$s(t) = 0, \quad t < t_s \wedge t > t_s + T$$

де d – комплексний модуляційний символ;

N – кількість піднесучих;

T – тривалість символу;

f_c – частота несучої.

Модифікований варіант виразу (2.1) у стандарті DVB-T розглядається як сигнал, що передається через етер [8]:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j 2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{m,l,k} \cdot \psi_{m,l,k}(t) \right\}, \quad (2.2)$$

$$\psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j 2\pi \frac{k'}{T_u} (t - \Delta - l \cdot T_s - 68m \cdot T_s)} & (l + 68m) \cdot T_s \leq t \leq (l + 68m + 1) \cdot T_s \\ 0 & t < (l + 68m) \cdot T_s, t > (l + 68m + 1) \cdot T_s \end{cases}$$

де k – номер піднесучої;

L – номер OFDM символу;

m – номер кадру OFDM;

K – число переданих піднесучих;

T_s – тривалість символу;

T_u – величина зворотна частотному рознесенню піднесучих;

Δ – значення захисного інтервалу;

f_c – центральна частота радіочастотного спектру, що займає груповий сигнал;

k – відносний індекс піднесучої по відношенню до центральної частоти
 $k' = k - (K_{\max} + K_{\min})/2$;

$c_{m,0,k}$ – комплексний символ для k піднесучої символу даних №1 у кадрі з номером m ;

$c_{m,1,k}$ – комплексний символ для k піднесучої символу даних №2 у кадрі з номером m ;

$c_{m,671,k}$ – комплексний символ для k під несучої симолу даних №68 у кадрі з номером m .

З проведеного у першому розділі аналізу виходить, що OFDM сигнал реалізується за допомогою швидкого перетворення Фур'є. Практичне реалізація методу стала можливою починаючи з 1990 р., коли імплементація цифрових сигнальних процесорів зробила можливим апаратну реалізацію швидкого перетворення Фур'є.

Якщо розглянути (2.2) для інтервалу від 0 до тривалості символу T_s , то можна отримати [8]:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} \tilde{n}_{0,0,k} e^{j2\pi k'(t-\Delta)/T_u} \right\}, \quad (2.3)$$

де $k' = k - (K_{\max} + K_{\min})/2$.

Очевидно, що з математичної точки зору цей вираз також подібний до виразу класичного зворотного дискретного перетворення Фур'є і виразу (1.14), який було отримано у першому розділі :

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X_m e^{j2\pi \frac{nm}{N}}.$$

Оскільки існує достатня кількість алгоритмів, які дозволяють ефективно виконати як пряме, так і зворотне дискретне перетворення Фур'є, то вираз (2.3) представляє вдалу форму генерації N вибірок сигналу x_n у

часовій формі, що відповідають корисній частині символу довжиною T_u для кожного символу.

Захисний інтервал додається на початку кожного символу, а алгоритм його побудови достатньо простий – робиться копія останніх T_{Δ}/T_u вибірок символу і вставляється на початок символу. Як визначалося, такий алгоритм не порушує ортогональності усіх піднесучих. Наступна операція перетворення частоти «вгору» дозволить розташувати сигнал $s(t)$ на центральній частоті групового спектру f_c .

2.3 Структура моделі

Першою задачею формування групового спектру є його центрування відносно центральної частоти f_c виділеної смуги частот. Це означає, що перша піднесуча частота з номером 1 повинна розташуватися на частоті 7,61/2 МГц зліва від центральної частоти f_c , а піднесуча з номером 1705 повинна бути розміщена на відстані 7,61/2 МГц справ від частоти f_c .

Один з простих шляхів вирішення цієї задачі є застосування $2N - \text{IFFT}$ і розглядати інтервал часу $T/2$ як елементарний період [8]. Як видно з таблиці 2.1 тривалість одного OFDM символу охарактеризована як 2048-IFFT (тобто, $N = 2048$). Відповідно пропонується використовувати 4096 – точкове IFFT.

На рис.2.3 зображено структурну схему формування одного OFDM символу за таким алгоритмом.

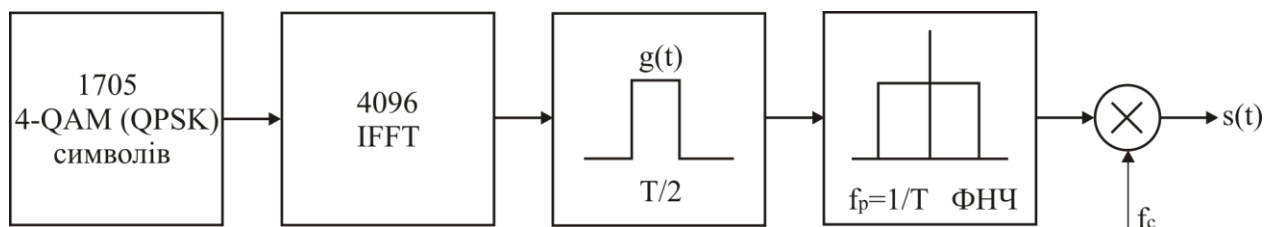


Рисунок 2.3 – Структурна схема формування одного OFDM символу

Наступною задачею є визначення періоду симуляції. Вище було визначено тривалість елементарного періоду для T для відеосигналу. Але, оскільки кінцевою задачею є моделювання вихідного смугового радіосигналу, необхідно визначити відповідний період симуляції у частотній області, який позначимо як R_s . Прийmemo значення R_s з умови

$$R_s = \frac{40}{T}.$$

При цьому частоту несучої для групового радіосигналу OFDM приймаємо рівною $f_c = 10/T$. Таке співвідношення надає значення несучої частоти приблизно 91,4 МГц, що відповідає 5-му каналу VHF діапазону аналогового телевізійного мовлення згідно з технічним завданням.

Блок схема програмного алгоритму у відповідності до представленої структурної схеми зображена на рисунку 2.4.

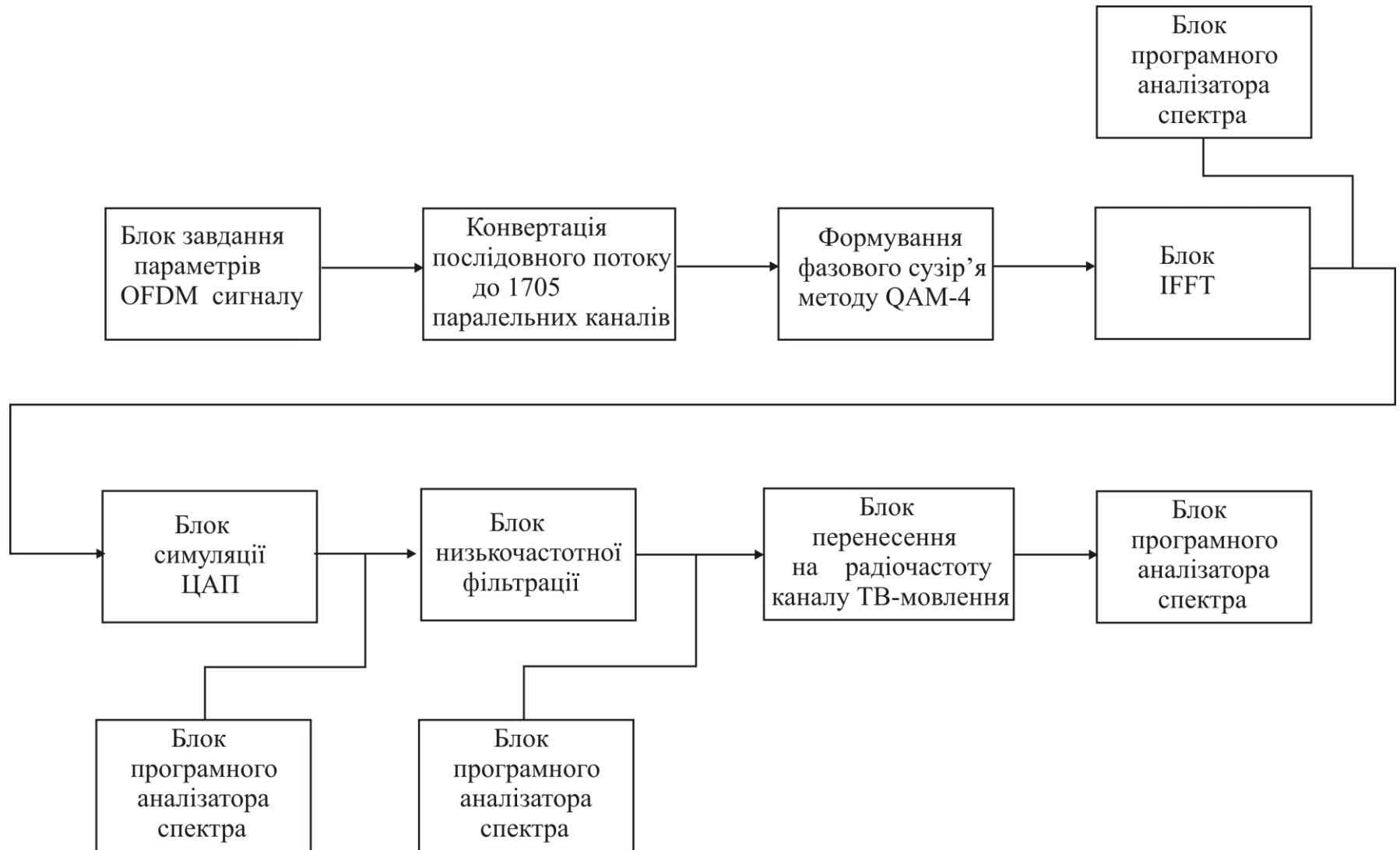


Рисунок 2.4 – Блок-схема програмного алгоритму

Відповідно перший блок програми – блок введення параметрів реалізується у відповідності з параметрами OFDM сигналу, які визначені у таблиці 2.1.

В термінах мови програмування Matlab він набуває такого вигляду:

```
% DVB-T 2K Transmission
% Доступна смуга 8 MHz
% режим 2K для мобільних сервісів
clear all;
close all;
% DVB-T Параметри
Tu=224e-6; % корисна (інформаційна частина) частина OFDM
символу
T=Tu/2048; % елементарний період
G=1/4; % обирається серед можливих значень 1/4, 1/8, 1/16 і 1/32
delta=G*Tu; % захисний інтервал
Ts=delta+Tu; % повна тривалість OFDM символу з урахуванням
захисного інтервалу
Kmax=1705; % максимальна кількість піднесучих
Kmin=0;
FS=4096; % IFFT/FFT довжина
q=10; % період піднесучої
fc=q*1/T; % частота несучої
Rs=4*fc; % Rs – період симуляції по частоті.
```

В наступному блоці відбувається конвертація вхідного потоку до 1705 паралельних каналів і генерація вхідних даних (модуючих символів) для піднесучих.

Оскільки як метод модуляції згідно з технічним завданням задано метод 4-QAM, який практично рівнозначний методу квадратурно-фазовій

модуляції QPSK, то основною задачею блока формування фазового сузір'я з структурної схеми передавача стандарту DVB-T (рис. 2.1) є формування для кожної піднесучої фазового сузір'я методу QPSK.

Для методу QAM-4, який тотожний методу QPSK, як і для інших методів багатопозиційних схем модуляції використовуються «комплексні» I, Q-модулятори і демодулятори. Функціональна схема типового I, Q модулятора для методу QPSK зображена на рисунку 2.5 [2].

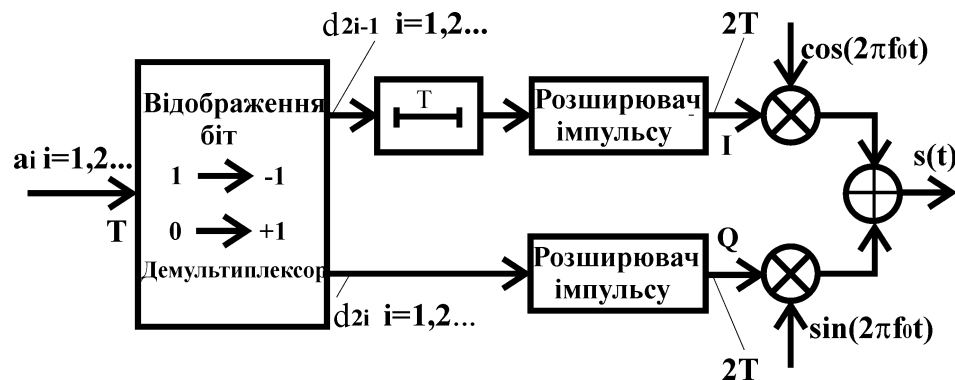


Рисунок 2.5 – Структурна схема модулятора QPSK

Як видно зі схеми, за допомогою демультимплексора відбувається розділення вхідного цифрового потоку (послідовність a_i) на два незалежних підканали – в першому з яких формується підпослідовність непарних біт (синфазний або I-канал, біти з номерами d_{2i-1}), а у другому – підпослідовність парних біт (квадратурний або Q-канал, біти з номерами d_{2i}).

Попередньо вхідний сигнал перетворюється до формату NRZ без постійної складової – а саме, послідовності двохполярних електричних імпульсів з рівнями +1 і -1, де логічному «0» відповідає імпульс з рівнем +1, а логічній одиниці – імпульс з рівнем -1.

Щоб усунути часовий зсув підпослідовностей на інтервал T_b , який виникає через роботу демультимплексора, в I-каналі ввімкнено лінію затримки на час T_b .

Відомо, що для багатопозиційних методів модуляції тривалість модулюючого символу визначається як $T_c = T_6 \log_2 M$, де M – кількість можливих фазових станів [3].

Для методів QAM-4 і QPSK дискретні значення фазових станів приймають значення $\pm 45^\circ$, $\pm 135^\circ$, відповідно, $M = 4$. Тоді тривалість модулюючого символу рівняється $T_c = T_6 \log_2 4 = 2T_6$.

Для подвоєння тривалості імпульсів підпоследовностей у кожному каналі вводяться розширювачі імпульсів удвічі. Отримані з виходів розширювачів каналні символи виступають модулюючими символами для високочастотних квадратур $\cos \omega_0 t$ і $\sin \omega_0 t$.

Очевидно, що за такою схемою у кожному каналі реалізується бінарна фазова маніпуляція (BPSK). А результуючий модульований QAM-4 (QPSK) сигнал реалізується як сума промодульованих високочастотних квадратур.

Але, якщо порівнювати результуючий QPSK з методом BPSK при тій же самій швидкості вхідного цифрового потоку, то, очевидно, що через подвоєння тривалості імпульсу у кожному каналі швидкість слідування модулюючих символів стає удвічі меншою. Це означає QAM-4 (QPSK) сигнал має спектр удвічі меншу порівняно з методом BPSK.

Так, якщо теоретична спектральна ефективність методу BPSK складає 1 біт/с/Гц, то для QAM-4 (QPSK) значення спектральної ефективності стає удвічі більшим – 2біт/с/Гц [3].

Алгоритм формування модулюючих символів відповідно до функціональної схеми I, Q модулятора методів QAM-4 (QPSK) зображено на рисунку 2.6.

Важливою характеристикою цифрових видів фазової модуляції модуляції є діаграма фазових переходів, або фазове сузір'я. Для методів QAM-4 (QPSK) діаграма фазових переходів має вид, що зображено на рисунку 2.7 [2].

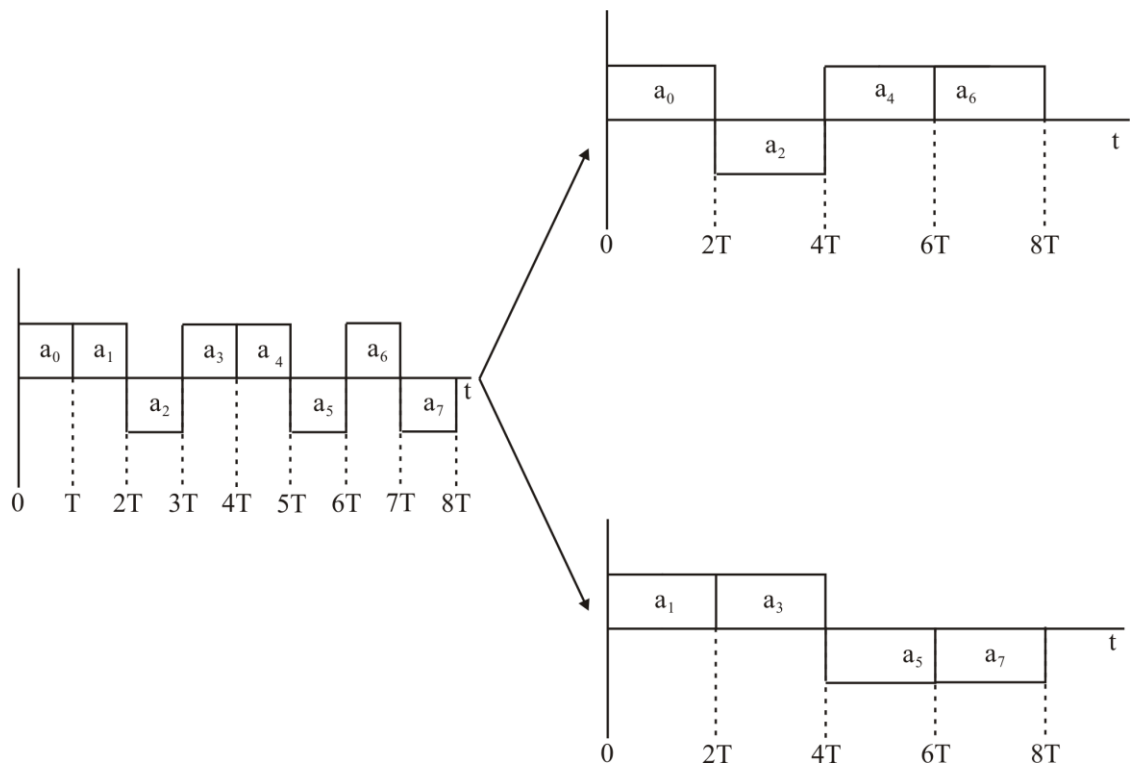


Рисунок 2.6 – Алгоритм сигнального кодування для методу QPSK

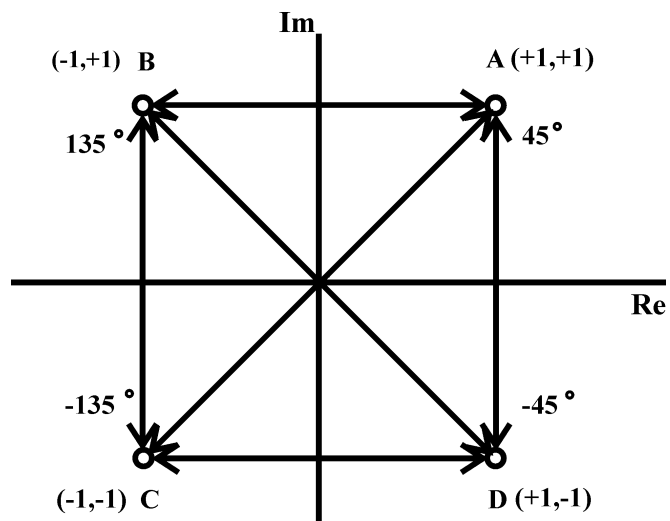


Рисунок 2.7 – Фазове сузір'я для методу QPSK

За наведеним фазовим сузір'ям можна зробити такі висновки:

- дискретні фазові стани модульованого сигналу приймають значення $\pm 45^\circ, \pm 135^\circ$;
- під час зміни каналних модулюючих символів відбуваються стрибки фази на $\pm 90^\circ$ якщо зміна знаку відбувається тільки в одному каналі;
- під час зміни знаку модулюючих символів одночасно в обох каналах I, Q модулятора відбуваються стрибки фази на $\pm 180^\circ$
- оскільки модулятор, розглядається як комплексний модулятор, то модулюючий символ можна вважати комплексним числом, для якого реальна і уявна складові для будь якого дискретного стану можуть приймати значення тільки ± 1 .

Тому в програмній моделі цей алгоритм реалізовано у спрощеному вигляді, а саме – формується комплексний вектор **a** довжиною 1705 (довжина вектора визначається кількістю під несучих у стандарті). Відповідно відбувається програмна генерація випадкових чисел з рівною ймовірністю з'явлення нулів і одиниць для реальної і уявної частини вектору **a**:

% Блок генерації даних

M=Kmax+1;

rand('state',0);

a=-1+2*round(rand(M,1)).'+i*(-1+2*round(rand(M,1))).';

При цьому вектор **a** відразу формується у форматі NRZ без постійної складової – тобто, якщо згенеровано число 0, то відповідне значення у векторі **a** відображається як -1, а якщо генерується число +1, то і відповідне значення у векторі **a** відображується як +1.

Оскільки фазове сузір'я для методу QAM-4 передбачає значення каналних модулюючих символів ± 1 в обох каналах модулятора, то отримані значення вектору **a** можна розглядати як модулюючі символи для I- каналу (реальна частина вектору **a**) і Q-каналу модулятора для кожної піднесучої .

Тепер можна вважати, що сформовано 1705 піднесучих, кожна з яких має віртуальну модуляцію для реальної і уявної складової комплексного модулятора на кожній піднесучій (значення вектору **a** для кожної з 1705 піднесучих відповідають випадковим значенням реальної і уявної складової комплексного модулюючого символу $\dot{C}_i = \text{Re}(a_i) + j\text{Im}(a_i)$, де $\text{Re}(a_i)$ та $\text{Im}(a_i)$ можуть приймати значення тільки ± 1). Практично можна вважати, що отримали груповий сигнал у частотній області [10].

Далі, як відзначалося, для центрування спектру групового сигналу відносно центральної частоти необхідно подвоїти довжину перетворення Фур'є, що задано у програмі параметром $F_s = 4096$, але використовувати не усі точки перетворення, а покласти $4096 - 1705 = 2391$ коефіцієнтів рівними нулю. Це виконує наступний блок програми.

```
A=length(a);
info=zeros(FS,1);
plot(info);
info(1:(A/2)) = [ a(1:(A/2)).'];
info((FS-((A/2)-1)):FS) = [ a(((A/2)+1):A).'];
```

Тепер, після того як сформовано груповий частотний спектр сигналу в основній смузі частот і проведено центрування відносно середньої частоти спектру можна реалізувати перехід від частотного представлення сигналу до часового – тобто, за допомогою блоку IFFT реалізуємо формування результуючого OFDM сигнал у часовій області.

Операцію дискретного зворотного перетворення Фур'є реалізуємо за допомогою вбудованої функції Matlab `ifft`.);

```

%Генерація OFDM сигналу у часовій області
carriers=FS.*ifft(info,FS);
tt=0:T/2:Tu;
figure(2);
subplot(211);
stem(tt(1:20),real(carriers(1:20)));%реальна частина зворотного
перетворення Фур'є
subplot(212);
stem(tt(1:20),imag(carriers(1:20)));% уявна частина зворотного
перетворення Фур'є

```

На рисунку 2.8 зображені перші двадцять відліків вихідного сигналу блоку IFFT для реальної складової перетворення (рис. 2.8 а) і уявної складової зворотного перетворення (рис. 2.8 б).

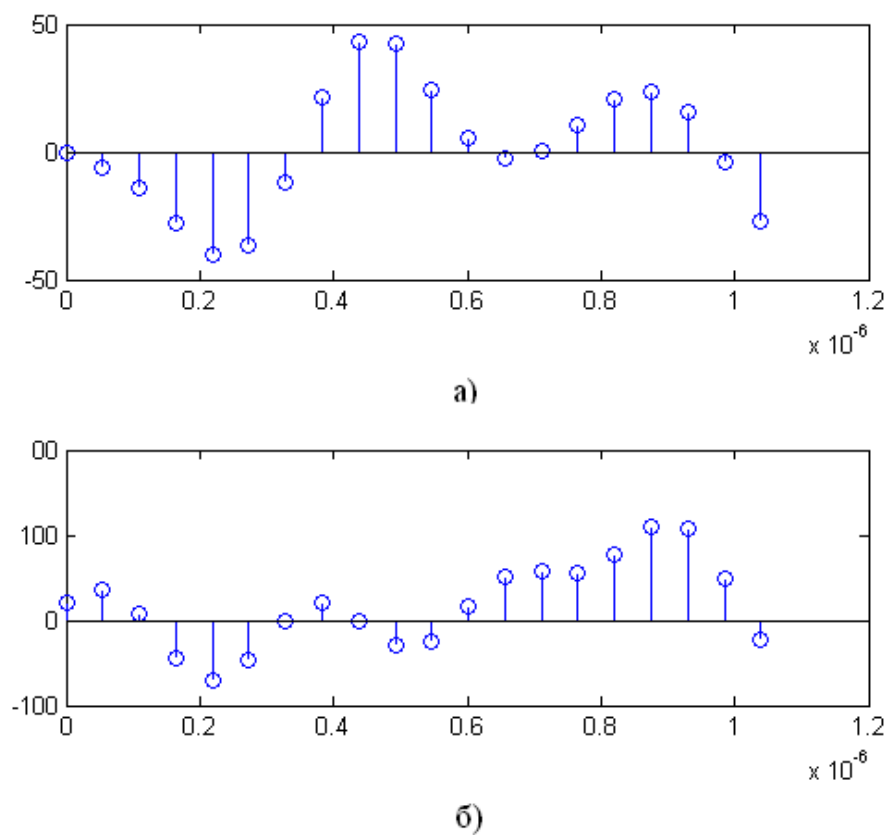


Рисунок 2.8 – Реальна і уявна частини вихідних сигналів блоку IFFT

З аналізу рисунку 2.8 очевидно, що тривалість елементарного періоду через застосування 4096 – точкового IFFT стала удвічі меншою – замість $T = T_u/2048 = 0,1094$ мкс, тепер у відповідності із запропонованим алгоритмом тривалість елементарного періоду складає удвічі меншу величину: $T = 0,0547$ мкс.

Представляє інтерес спектр отриманого сигналу в основній смузі частот. Для цього у програмі реалізовано блок аналізатора спектру, який реалізує процедуру прямого перетворення Фур'є. Оскільки цікавить тільки амплітудний спектр, то застосуємо операцію виділення за модулем від результату швидкого прямого перетворення Фур'є. Відповідний блок програми, який відповідає такому введеному аналізатору спектра має такий вигляд:

```
figure(2);
f=(2/T)*(1:(FS))/(FS);
subplot(211);
plot(f,abs(fft(carriers,FS))/FS);
subplot(212);
pwelch(carriers,[],[],[],2/T);
```

Результати спектрального аналізу отриманого на виході блоку IFFT сигналу у частотній області зображено на рисунку 2.9.

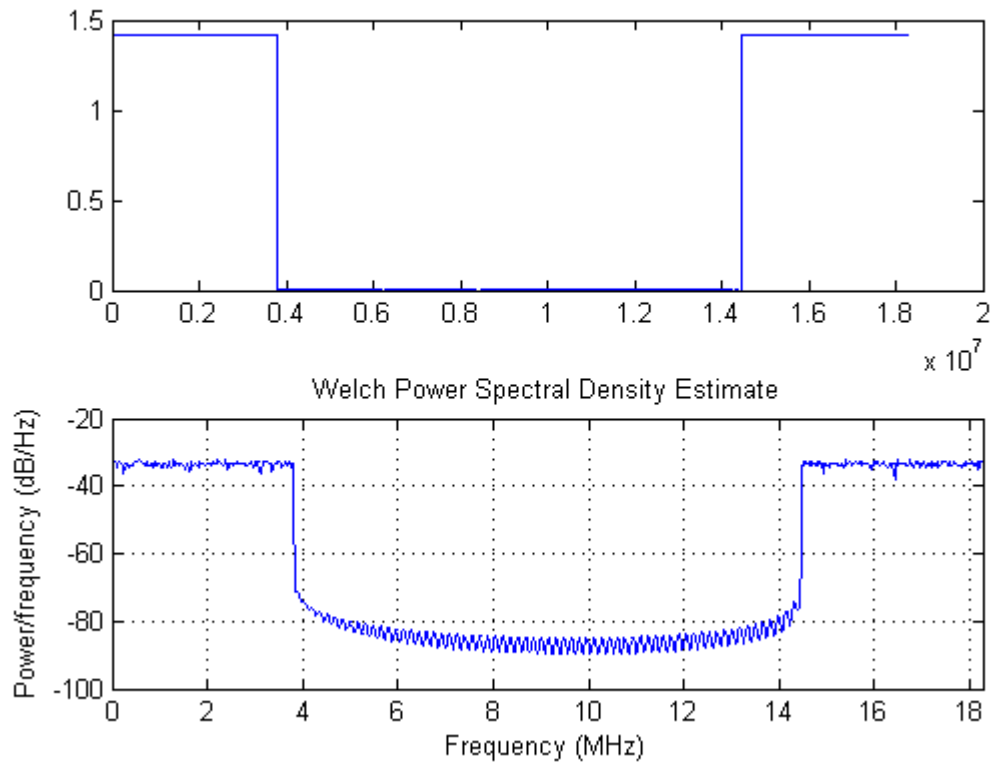


Рисунок 2.9 – Спектр сигналу на виході блоку IFFT

На рисунку 2.9 представлено окрім класичного амплітудного спектру (рис. 2.9б) також так званий спектр по Велчу (рис. 2.9 а), який представляє результат усереднення ряду зсунутих періодограм. Для спектру по Велчу усуваються характерні осциляції спектра (рис. 2.9 б).

З аналізу спектра виходить, що дискретизований сигнал на виході блоку IFFT займає в основній смузі частотний діапазон від 0 до 3.8 МГц, що відповідає половині смуги пропускання результуючого OFDM сигналу на радіочастоті.

В принципі можна було б продовжувати моделювання і далі у дискретному часі для основної смуги частот. Але, як було визначено, основні проблеми методу проявляються саме у режимі неперервного часу для радіочастоти.

Тому наступним етапом обробки сигналу у програмі виступає блок симуляції ЦАП, який реалізовано на підставі структурної схеми формування одного символу (рис. 2.3).

Згідно з цією схемою для переходу до неперервного часу необхідно спочатку дискретний сигнал прикласти до формуючого фільтру передавача, який повинен мати визначену у відповідності з рисунком 2.3 прямокутну імпульсну характеристику $g(t)$.

% Симуляція ЦАП

```
L = length(carriers);  
chips = [ carriers.';zeros((2*q)-1,L)]; %чипы  
p=1/Rs:1/Rs:T/2;  
g=ones(length(p),1);  
figure(3);  
stem(p,g);
```

Сформована в результаті такої процедури імпульсна характеристика у дискретному часі зображена на рисунку 2.10.

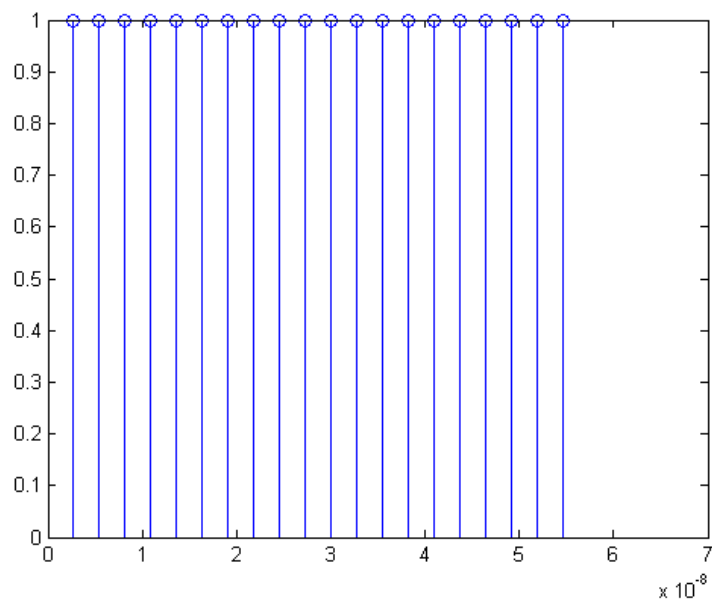


Рисунок 2.10 – Імпульсна характеристика формуючого фільтра

Як виходить з рисунка 2.10 імпульсна характеристика реалізує прямокутну форму сигналу впродовж інтервалу $T/2 = 0,0547$ мкс.

Тепер для того щоб отримати форму сигналу у режимі неперервного часу необхідно застосувати операцію згортки імпульсної характеристики і вхідного сигналу. Це можливо реалізувати за допомогою вбудованої функції Matlab **conv**:

```
dummy=conv(g,chips(:)); %згортка
u=[dummy(1:length(t))]; %
figure(4);
subplot(211);
plot(t(1:400),real(u(1:400)));
subplot(212);
plot(t(1:400),imag(u(1:400)));
```

Результат роботи такого формуючого фільтра як результат роботи блока симуляції ЦАП зображено на рисунку 2.11.

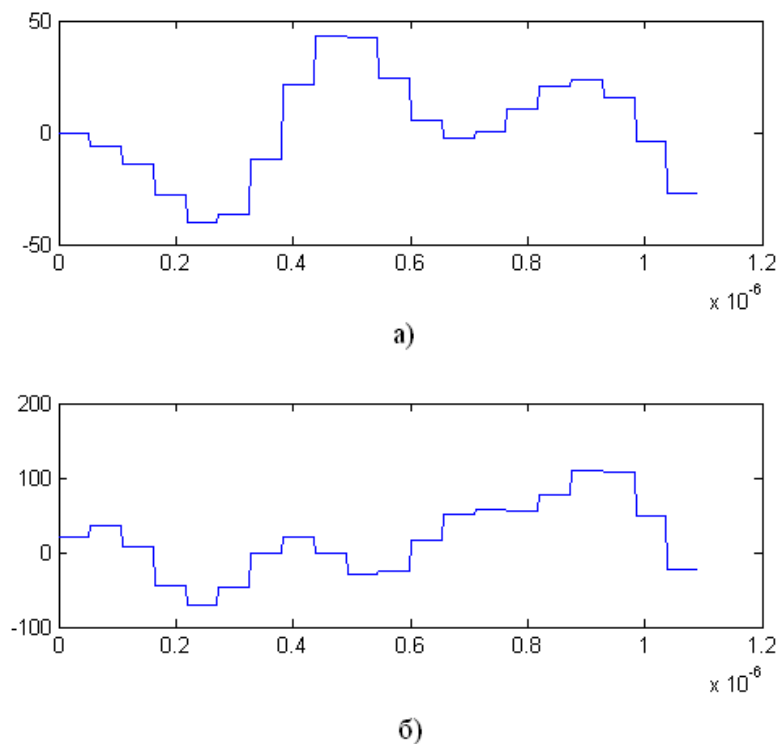


Рисунок 2.11 – Форма сигналу у часовій області на виході ЦАП

До отриманого сигналу, подібно до дискретного сигналу, можна також застосувати блок програмного аналізатора спектра і за допомогою процедури прямого перетворення Фур'є проаналізувати спектр отриманого сигналу:

```
figure(5);  
ff=(Rs)*(1:(q*FS))/(q*FS);  
subplot(211);  
plot(ff,abs(fft(u,q*FS))/FS);  
subplot(212);  
pwelch(u, [], [], [], Rs);
```

Результат подамо також у вигляді класичного спектра і спектра по Велчу (рис. 2.12).

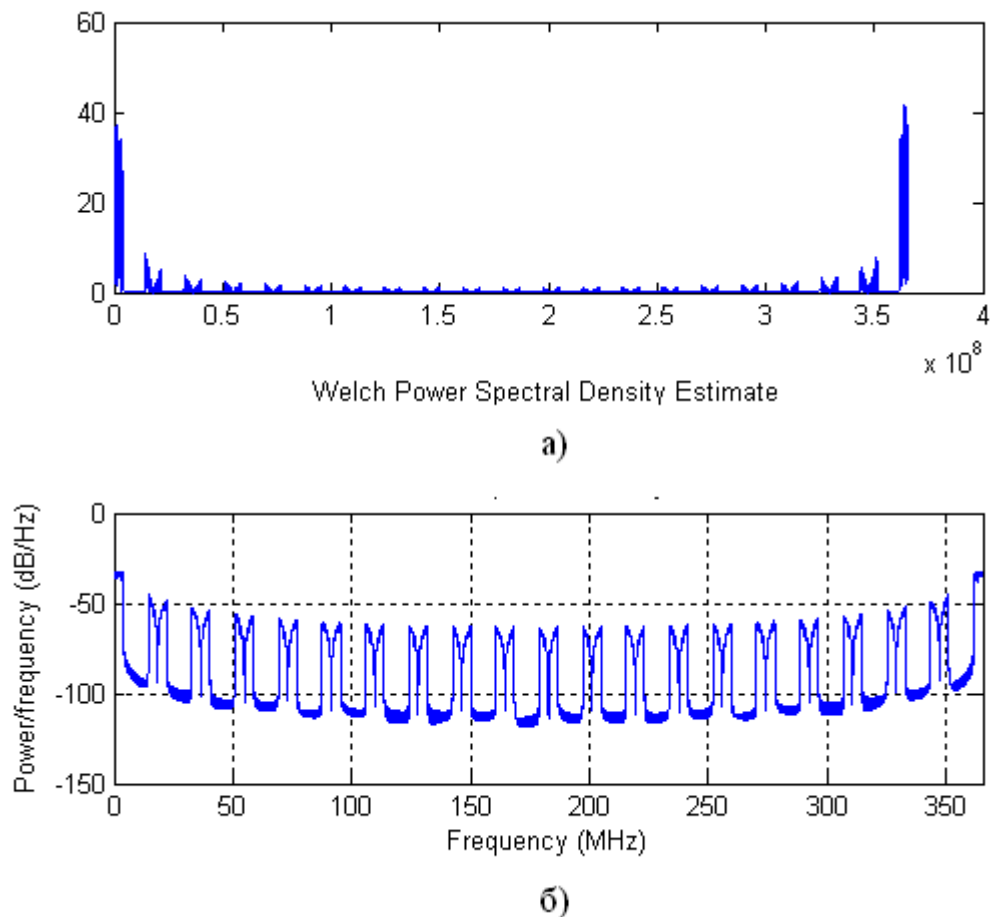


Рисунок 2.12 – Спектр сигналу на виході блока симуляції ЦАП

Як виходить з рисунку 2.12 спектр такого сигналу, як це і повинно бути для дискретизованого сигналу є періодичним і ширина спектру задається значенням параметру R_s .

З рисунку 2.12 виходить, що періодичність спектра отриманого сигналу по частоті рівняється $1/(T/2) = 2/T = 18,286$ МГц. Оскільки, як було визначено ширина смуги OFDM сигналу складає 7,61 МГц, то це означає, що перехідна характеристика фільтра на виході ЦАП, яка повинна придушити усі вищі періодичні складові спектра окрім першої, повинна забезпечити падіння коефіцієнта передачі у смузі $\Delta f_{\text{пер}} = 18,286 - 7,61 = 10,675$ МГц, що виглядає повністю придатним.

Якщо ж реалізовувати не 4096-точкове перетворення, а 2048-точкове перетворення, що з першого погляду виглядає цілком реальним, то вимоги до поновлюючого фільтра ЦАП були б набагато жорсткішими. Так, у випадку 2048 – точкового перетворення тривалість елементарного періоду рівняється як було визначено $T = 0,109$ мкс і відповідно періодичність по частоті спектра складе $1/T \approx 9,143$ МГц. Відповідно перехідна смуга фільтра займатиме інтервал: $9,143 - 7,61 = 1,533$ МГц, що призведе до суттєвого зростання крутизни фільтра на перехідній ділянці і відповідно його складності. У разі ж невиконання такої вимоги з'являться накладання сусідніх складових цього періодичного спектру.

Наступною операцією виступає формування безпосередньо неперервної обвідної сигналу для перенесення його на радіочастоту (згладжування східчастого сигналу на виході ЦАП). Блок низькочастотної фільтрації пропонується реалізувати за допомогою фільтра Батерворта 13-го порядку.

Середовище Matlab містить також апарат для моделювання таких фільтрів. Зокрема для створення фільтра Батерворта можна застосувати вбудовану функцію Matlab **butter**. Формування фільтра Батерворта і вивід його логарифмічної характеристики реалізується наступним блоком операторів:

```
[b,a] = butter(13,1/20); %створення фільтра Батерворта
[H,F] = FREQZ(b,a,FS,Rs);
figure(6);
plot(F,20*log10(abs(H)));
```

Отримана амплітудно-частотна характеристика синтезованого фільтра зображена на рис.2.13.

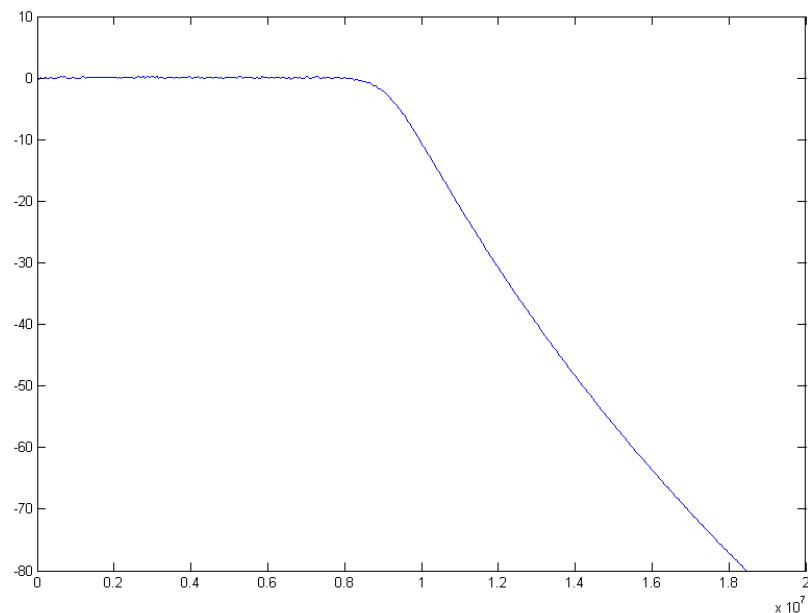


Рисунок 2.13 – Амплітудно-частотна характеристика синтезованого фільтра Батерворта 13 порядку

Як видно з отриманої АЧХ крутизна перехідної ділянки складає приблизно 70 дБ, що дозволить ефективно придушити вищі періодичні складові спектра на виході ЦАП (рис. 2.12).

Тепер необхідно отримати відфільтровані сигнали і відобразити їх форму, що реалізується за допомогою вбудованої функції **filter**:

```

uoft = filter(b,a,u); %фільтрація
figure(7);
subplot(211);
plot(t(80:480),real(uoft(80:480)));
subplot(212);
plot(t(80:480),imag(uoft(80:480)));

```

Результат фільтрації для реальної і складових сигналу на виході фільтра ЦАП зображені на рисунку 2.14.

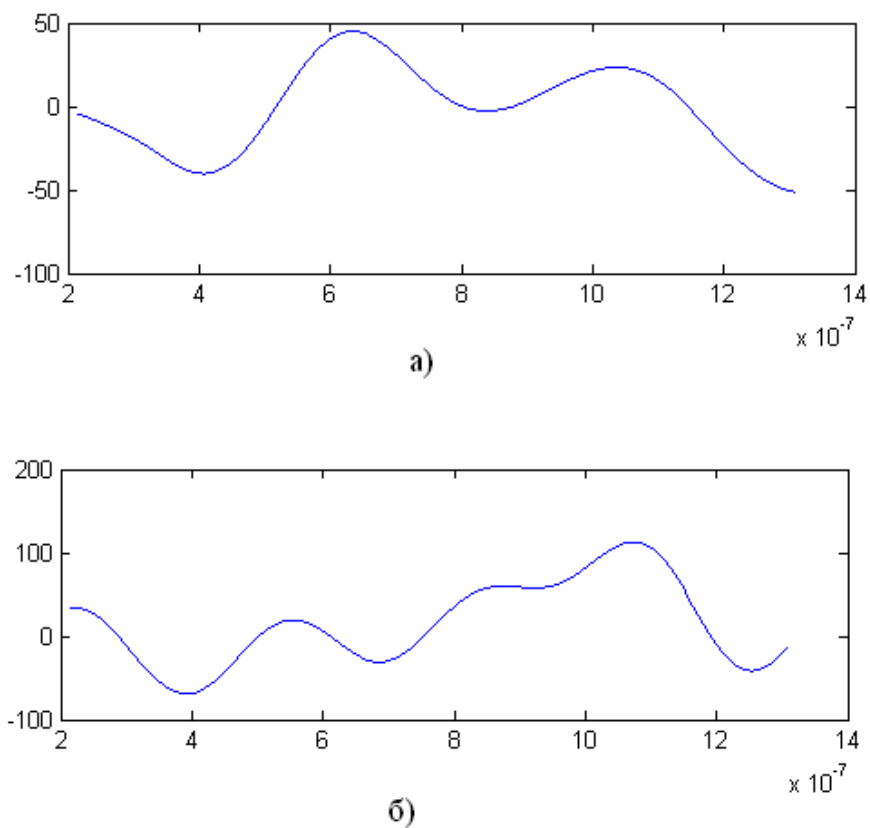


Рисунок 2.14 – Сигнали на виході фільтра Батерворта для реальної і уявної складової сигналу в основній смузі частот

Спектр отриманих складових визначимо також за допомогою блока програмного аналізатора спектра:

```
figure(8);  
subplot(211);  
plot(ff,abs(fft(uoft,q*FS))/FS);  
subplot(212);  
pwelch(uoft,[],[],[],Rs);
```

Отримані спектри обвідної для реальної і уявної складових сигналу на виході фільтра по Велчу і класичного спектру зображено на рисунку 2.15.

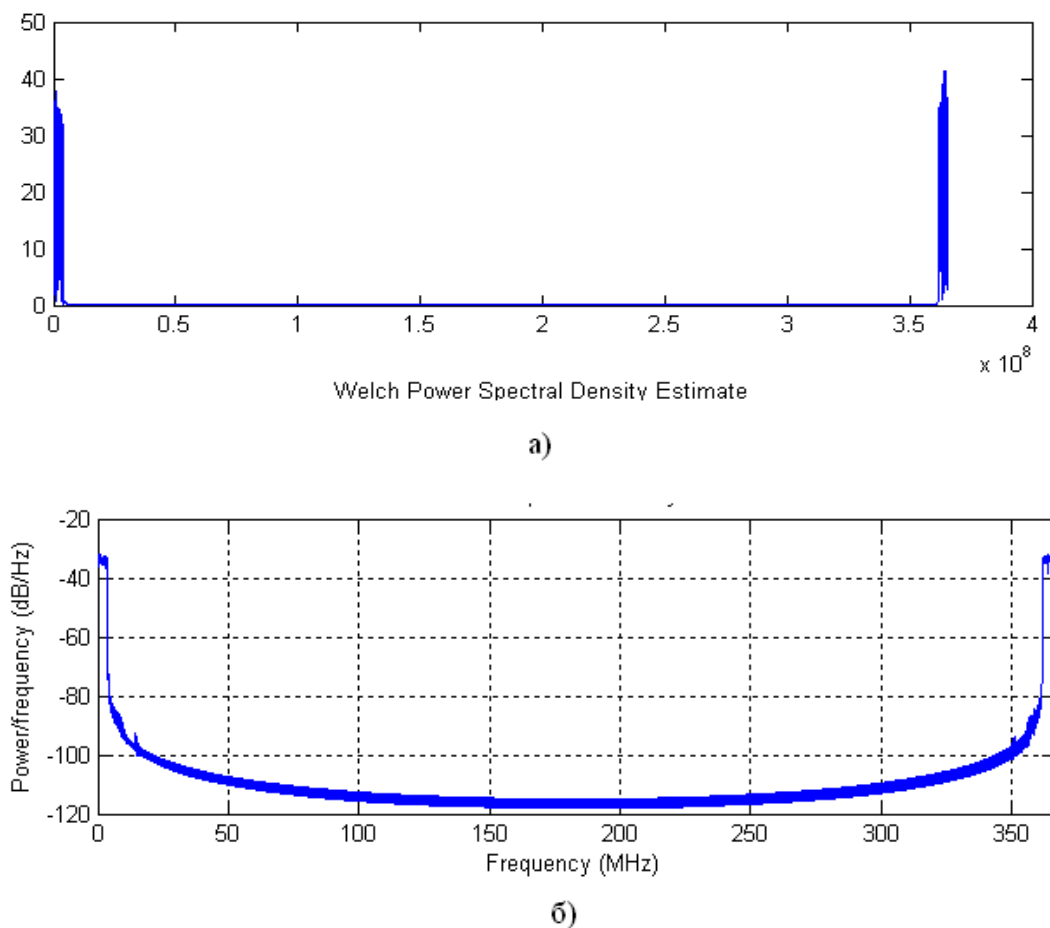


Рисунок 2.15 – Спектри сигналу на виході фільтра по Велчу (а)
і у класичному поданні (б)

Останнім етапом формування OFDM сигналу є перенесення його на радіочастоту з використанням квадратурної схеми. При цьому синфазна складова $m_i(t)$ і квадратурна складова $m_q(t)$ визначають результуючий радіосигнал за таким алгоритмом:

$$s(t) = m_i(t)\cos(2\pi f_c t) + m_q(t)\sin(2\pi f_c t). \quad (2.4)$$

Базова формула для результуючого OFDM сигналу була визначена у розділі 2.2 – вираз (2.3):

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} \tilde{n}_{0,0,k} e^{j2\pi k'(t-\Delta)/T_u} \right\}.$$

Відповідно вираз (2.3) з урахуванням (2.4) може бути поданим як [8]:

$$s(t) = \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} \operatorname{Re}(\tilde{n}_{0,0,k}) \cos \left[2\pi \left(\left(k - \frac{K_{\max} + K_{\min}}{2} \right) \frac{t - \frac{\Delta}{T_u}}{T_u} + f_c \right) \right] - \\ - \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} \operatorname{Im}(\tilde{n}_{0,0,k}) \sin \left[2\pi \left(\left(k - \frac{K_{\max} + K_{\min}}{2} \right) \frac{t - \frac{\Delta}{T_u}}{T_u} + f_c \right) \right]. \quad (2.5)$$

звідки виходить, що синфазна та квадратурна складові результуючого сигналу визначаються відповідно реальною та уявною складовими 4-QAM символів – тобто коефіцієнтами $c_{m,l,k}$.

Операцію перенесення на радіочастоту виконаємо у комплексній формі, а форму результуючого радіосигналу OFDM отримаємо як виділення

реальної частини такої процедури. Тоді програмний модуль, який формує результуючий OFDM радіосигнал у часовій області визначиться як:

```
%Перенесення на радіочастоту  
s_tilde=(uoft.').*exp(1i*2*pi*fc*t);  
s=real(s_tilde);  
figure(9);  
plot(t(80:480),s(80:480));
```

Отриманий вихідний сигнал формувача результуючого OFDM сигналу на радіочастоті у часовій області за результатами моделювання має такий вигляд (рис. 2.16).

Аналіз епюри радіосигналу наявно відображує один з суттєвих недоліків методу OFDM – високе значення пік-фактору (відношення пікового рівня сигналу до середнього значення), що вимагає високої лінійності від вихідних каскадів передавача.

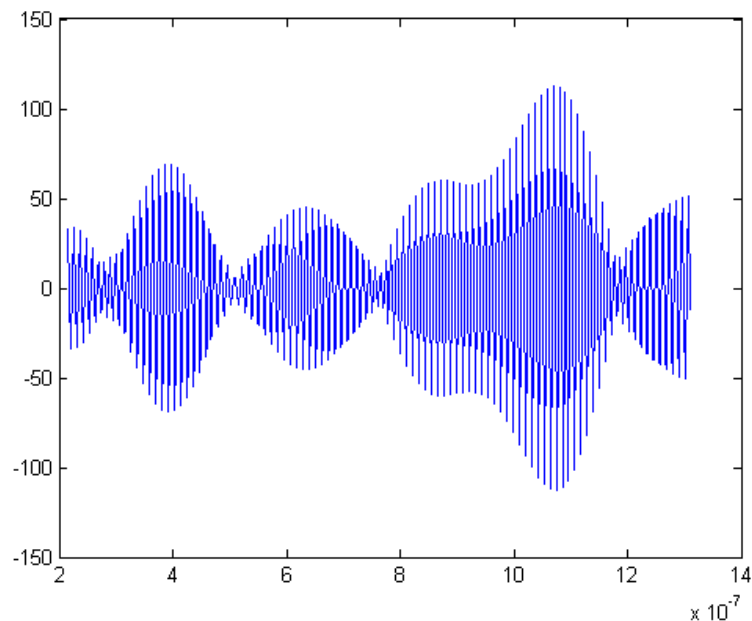


Рисунок 2.16 – Форма результуючого OFDM радіосигналу у часовій області

Спектр отриманого радіосигналу у класичному поданні зображено на рисунку 2.17.

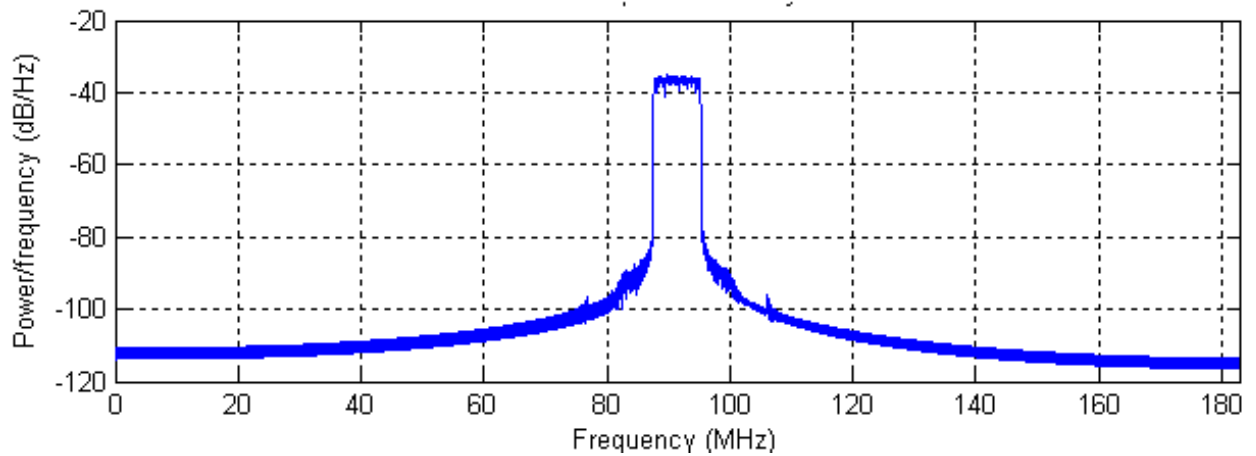


Рисунок 2.17 – Спектр OFDM сигналу на радіочастоті

Як було визначено на початку моделювання груповий спектр OFDM сигналу зосереджено в околі центральної частоти 91,4 МГц, що відповідає п'ятому телевізійному каналу аналогового телемовлення. Спектр по Велчу зображено на рисунку 2.18.

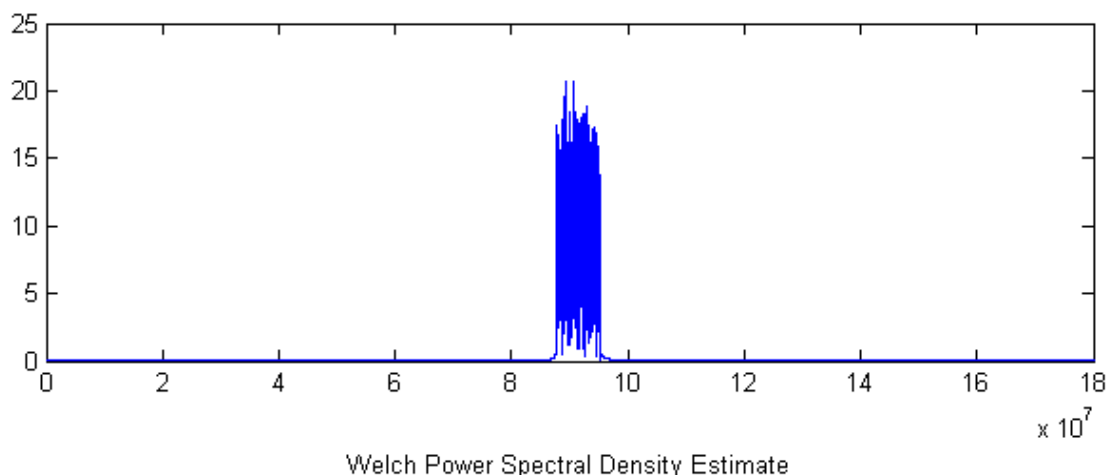
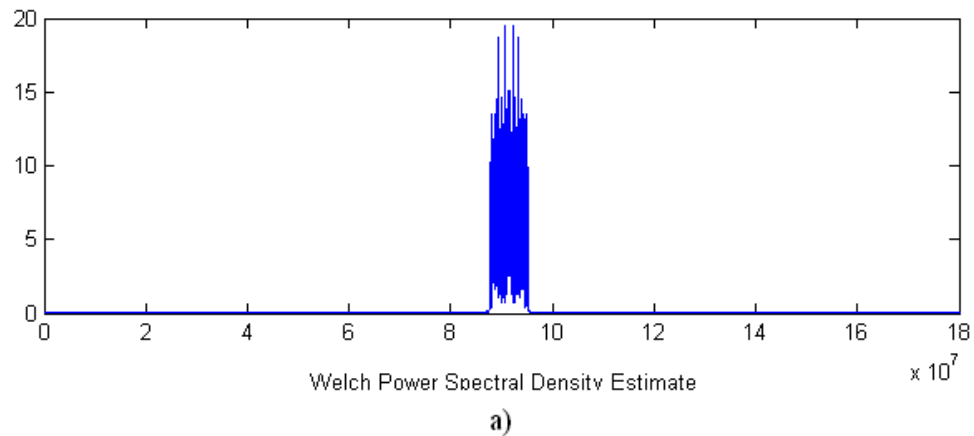
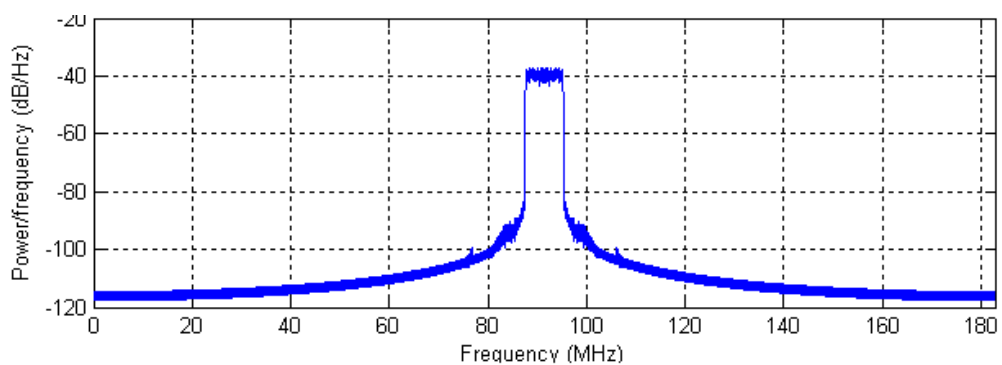


Рисунок 2.18 – Спектр OFDM сигналу на радіочастоті по Велчу

В принципі застосувавши програмний модуль аналізатора спектра можна отримати спектр для реальної складової результуючого радіосигналу (рис. 2.19) і уявної складової (рис. 2.20) у відповідності відповідно до остаточного виразу (2.5):

```
figure(10);
subplot(211);
plot(ff,abs(fft(((real(uoft).').*cos(2*pi*fc*t)),q*FS))/FS);
subplot(212);
pwelch(((real(uoft).').*cos(2*pi*fc*t)),[],[],[],Rs);
figure(11);
subplot(211);
plot(ff,abs(fft(((imag(uoft).').*sin(2*pi*fc*t)),q*FS))/FS);
subplot(212);
pwelch(((imag(uoft).').*sin(2*pi*fc*t)),[],[],[],Rs);
```

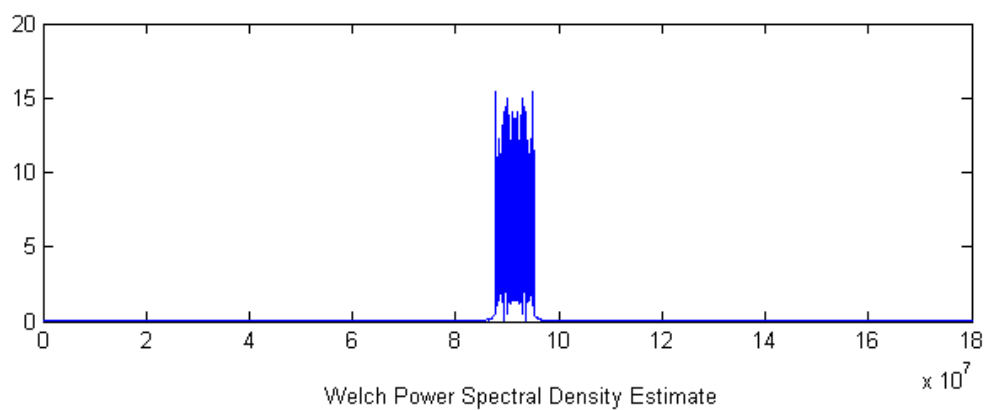




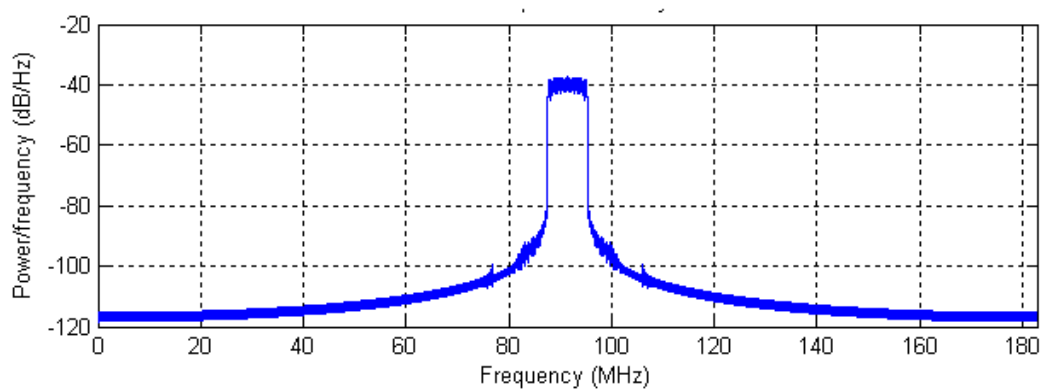
б)

а) по Велчу; б) класичне подання

Рисунок 2.19 – Спектр реальної складової результуючого OFDM сигналу



а)



б)

а) по Велчу; б) класичне подання

Рисунок 2.20 – Спектр уявної складової результуючого OFDM сигналу

Але, в принципі, можна відзначити, що суттєво нової інформації спектри квадратурних складових порівняно з спектром сумарного сигналу не надають, оскільки сигнали I і Q-каналів модулятора є статистично незалежними і результуючий сумарний спектр формується як сума спектрів квадратурних каналів.

Повний лістинг програми для моделювання формувача OFDM сигналів стандарту цифрового телевізійного мовлення DVB-T наведено у додатку А.

3 ОРГАНІЗАЦІЙНО-ЕКОНОМІЧНІ РОЗРАХУНКИ

В цьому розділі проаналізовано економічні аспекти проекту. Фінансові результати діяльності підприємства – це кінцевий економічний результат проекту, що виражається у формі прибутку або збитку. Де прибуток – це перевищення доходів звітного періоду над витратами звітного періоду. А збиток – перевищення витрат звітного періоду над доходами.

Головною метою розділу є визначення мети проекту, напрямків застосування з групою потенціальних споживачів та вигодою для них, а також визначення з можливістю впливу стейкхолдерів на ініціатора проекту. Крім того, слід визначитися з тим, хто є основними співробітниками та їх заробітною платою та розрахувати кошторис витрат і фінансовий результат.

3.1 Опис ідеї проекту

Для початку необхідно визначитись зі змістом ідеї проекту. Основним напрямком застосування та вигоди для споживачів. Опис можна побачити в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Опис ідеї

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для споживачів (користувачів)
Створення мобільної мережі	Мобільний зв'язок	Низька ціна на ринку зв'язку
	Мережа інтернет	Багатофункціональність Зручність

Наступним етапом є ознайомлення з попередньою характеристикою потенційного ринку, яка викладена в таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 – Попередня характеристика потенційного ринку

№	Показники стану ринку (найменування)	Характеристика
1	Головні конкуренти	Аналоговий зв'язок
		Стаціонарний зв'язок
2	Динаміка ринку (якісна оцінка)	зростає
3	Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	–
4	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	–

В таблиці 3.3 здійснено аналіз потенційних клієнтів, їх специфіку та потребу, яку формує для кожної групи цей проект.

Таблиця 3.3 – Попередня характеристика потенційних клієнтів

№ п/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів (користувачів)
1	Комунікація та взаємодія між державними установами	Посадові та службові особи органів державної влади та органів місцевого самоврядування	–	Ефективність роботи органів державної влади та органів місцевого самоврядування
2	Комунікація та взаємодія між приватними установами	Приватні підприємці	–	Ефективність роботи приватних установ
3	Комунікація між фізичними особами	Громадяни України, іноземці, особи без громадянства	–	Задоволення життєвих потреб громадян

Наступним кроком є проведення SWOT, тобто аналіз середовища реалізації інноваційного проекту, де відображаються порівняння сильних та слабких сторін, а також основні можливості і ймовірні потенційні загрози даного проекту, ознайомитись з аналізом можна в таблиці 3.4.

Таблиця 3.4 – SWOT-аналіз

Сильні сторони	Слабкі сторони
– низька ціна; – стабільність; – висока якість; – великі потужності передачі даних	– потенційна конкуренція; – інвестиції; – вартість обладнання
Можливості	Загрози
– мобільність; – передача даних; – видалений доступ	– можливість збоїв; – різний рівень сигналу залежно від рельєфу місцевості

3.2 Визначення витрат на розробку проекту

В цьому підрозділі досліджується категорії працівників, їх склад, чисельність та фонд заробітної плати, а також визначено необхідну кількість матеріалів та матеріальні витрати на проект та всі необхідні послуги для обслуговування здійснення проекту.

Таблиця 3.5 – Склад, чисельність та фонд заробітної плати виробничих працівників

Категорії працівників	Наявна чисельність, осіб		Тарифна ставка за розрядом виконуваних робіт, грн / годину	Ефективний фонд робочого часу, годин	Тарифний заробіток, грн.	Преміальний відсоток до тарифного заробітку	Розмір премії, грн.	Річний фонд заробітної плати, грн.	ЄСВ, грн.
	за зміну	на добу							
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Виробничі працівники, в тому числі:									
1. Основні працівники	4	4	37.5	160	6000	16,7	1000	84000	18480
2. Допоміжні працівники	1	1	34.38	160	5500	12,73	700	74400	16368
Разом виробничих працівників	5	5	X	X	X	X	4700	410400	90288

Для розрахунків таблиці 3.5 початку визначено тарифний заробіток кожного співробітника. В залежності від складності роботи, а також її специфіки встановлюється різний тариф.

Проаналізувавши законодавство, маємо цифру – 8 годин на добу та 5 днів на тиждень. Маючи в середньому 4 тижні в місяці отримаємо загальну цифру – 160 годин на місяць.

При реалізації цього проекту достатньо однієї зміни.

Щоб розрахувати тариф оплати за годину використовується формула:

$$TC_{\text{ч}} = 3П_0 / Eф_{\text{ч}}$$

де $TC_{\text{ч}}$ – тарифна ставка за розрядом виконуваних робіт, грн\год;

$3П_0$ – тарифний заробіток, грн.;

$Eф_{\text{ч}}$ – ефективний робочій час, год.

$$TC_{\text{ч}1} = 6000 / 160 = 37.5,$$

$$TC_{\text{ч}2} = 5500 / 160 = 34.38.$$

Премія була встановлена з урахування складності роботи групи співробітників, тож було встановлено стабільний тариф.

Щоб розрахувати преміальний відсоток від тарифної ставки використовується формула:

$$Пв = П_0 * 100 / 3П_0 ,$$

де $Пв$ – преміальний відсоток, грн.;

$3П_0$ – тарифний заробіток, грн.;

$П_0$ – розмір премії, грн .

$$Пв\ 1 = 1000 * 100 / 6000 = 16,7,$$

$$Пв\ 2 = 700 * 100 / 5500 = 12,73.$$

Для розрахунку річного фонду заробітної плати використовується формула:

$$Рф_0 = (ЗП_0 + П_0) * 12,$$

де $Рф_0$ – річний фонд, грн.;

$ЗП_0$ – тарифний заробіток, грн.;

$П_0$ – розмір премії, грн.

$$Рф_1 = (6000 + 1000) * 12 = 84000,$$

$$Рф_2 = (5500 + 700) * 12 = 74400.$$

Єдиний соціальний внесок розраховується за формулою:

$$ЄСВ_{заг} = Рф_0 * k / 100,$$

де $ЄСВ_{заг}$ – єдиний соціальний внесок;

k – 22%;

$Рф_0$ – річний фонд, грн.

$$ЄСВ_1 = 84000 * 0,22 = 18480,$$

$$ЄСВ_2 = 74400 * 0,22 = 16368.$$

До таблиці 3.6 занесені дані про матеріали, що використовуються в розробці даного проекту та їх приблизна кількість за рік.

Таблиця 3.6 – Розрахунок матеріальних витрат

Матеріальні витрати	Обсяг сировини	Ціна	Сума грн
1	4	5	6
Папір А1	50	100	5000
Папір А2	50	120	6000
Папір А4	500	130	65000
Транспортно-заготівельні витрати	–	–	50000
Усього	600	350	126000

Проведено простий розрахунок суми витраченої на кожний з матеріалів (рис.3.7).

Таблиця 3.7 – Розрахунок вартості спожитих послуг

Вид послуг	Норматив у розрахунку на один. продук. (послуг)	Обсяг послуг	Тарифи	Сума грн
1	2	4	5	6
Електропостачання	72	360	19.35	6966
Разом	72	360	19.35	6966

Розрахунок у таблиці 3.7 вартості послуг здійснено за загальною формулою:

$$S=k*n,$$

де S – загальна вартість послуги;

k – тариф;

n – обсяг послуг.

Для електропостачання:

$$S_1 = 360 * 19.35 = 6966.$$

До таблиці 3.8 були занесені дані, які розраховані у попередніх таблицях. За допомогою усієї зібраної інформації вираховується загальна вартість витрат за рік реалізації проекту.

Таблиця 3.8 – Кошторис витрат

Калькуляційні статті	Витрати	
	у розрахунку на одиницю продукції, грн.	у розрахунку на весь обсяг продукції, грн.
Сировина та матеріали	350	126000
Електропостачання	6966	83592
Разом	7866	4583592
Заробітна плата основних виробничих працівників		410400
ЄСВ		90288
амортизація		900000
Виробнича собівартість		1400688
Адміністративні витрати		225000
Повна собівартість		6209280

Отримавши розрахунки стосовно витрат, формуємо таблицю 3.9. Першочергово встановимо ціну на товар (яка буде перевищувати собівартість проекту), у цьому випадку встановлено ціну 1600. Обсяг виробництва при розрахунку на два роки реалізації товару становить по 5000 одиниць на кожен рік. Обсяг реалізації за перший рік скоріше за все буде меншим ніж обсяг виробництва на перший рік. За другий рік реалізації товару, скоріше за все він буде покривати залишки і реалізує норму з залишками за минулий рік. Витрати також будемо вважати стабільними на кожен рік. Дохід розраховано відносно обсягу реалізації продукту за рік. Виходячи з доходу і витрат за рік формується фінансовий результат.

Таблиця 3.9 – Розрахунок фінансового результату

№ періоду	Обсяги виробництва (послуг) одн.	Обсяги реалізації одн.	Залишок нереалізованої продукції одн.	Ціна грн.	Дохід грн.	Витрати грн.	Фінансовий результат грн.
2020	5000	4200	800	1600	6720000	6209280	+510072
2021	5000	5800	0	1600	9280000	6209280	+3070720
Разом	10000	10000	0	1600	16000000	12418560	+3580792

Таким чином, проаналізувавши всі вищезазначені дані можна зробити висновок, що послуга є конкурентоспроможною та буде окупатися вже у перший рік реалізації. Більш того, у подальшому є можливість збільшити обсяги надання послуг у сфері зв'язку без збільшення затрат на витрати з власних коштів, а використовувати лише ті кошти, які надійшли від попередньо наданих послуг у сфері зв'язку.

Також слід звернути увагу на те, що діапазон користування послугами у сфері зв'язку є широким і кожен споживач зможе підкорегувати їх для зручності користування.

Усе зазначене дає підстави для висновку, що створення мобільної мережі має високі шанси стати одним із найпопулярніших серед аналогів на ринку зв'язку України.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

За Законом України «Про охорону праці», охорона праці – це система правових, соціально-економічних, організаційно-технічних, санітарно-гігієнічних і лікувально-профілактичних заходів та засобів, спрямованих на збереження життя, здоров'я і працездатності людини у процесі трудової діяльності.

Для управління охороною праці створюються відповідні служби і призначаються компетентними органами посадові особи, які забезпечують вирішення конкретних питань охорони праці. На підприємстві з кількістю працюючих 50 і більше осіб роботодавець створює службу охорони праці відповідно до типового положення, що затверджується спеціально уповноваженим центральним органом виконавчої влади з питань нагляду за охороною праці. На підприємстві з кількістю працюючих менше 50 осіб функції служби охорони праці можуть виконувати в порядку сумісництва особи, які мають відповідну підготовку. На підприємстві з кількістю працюючих менше 20 осіб для виконання функцій служби охорони праці можуть залучатися сторонні спеціалісти на договірних засадах, які мають відповідну підготовку.

За порушення законодавства про охорону праці, невиконання розпоряджень посадових осіб органів державного нагляду за охороною праці юридичні та фізичні особи, які відповідно до законодавства використовують найману працю, притягаються органами державного нагляду за охороною праці до сплати штрафу у порядку, встановленому законом.

4.1 Аналіз потенційних небезпек

Оскільки тема дипломного проекту «Моделювання протоколів множинного доступу в безпроводових мережах» передбачає роботу у

приміщенні обладнаному персональними комп'ютерами з візуальними дисплейними терміналами, необхідно розглянути заходи щодо забезпечення безпеки, виробничої санітарії, гігієни праці та пожежної безпеки приміщень з персональними комп'ютерами.

При аналізі технологічних процесів та обладнання, що використовується, згідно ГОСТ 12.0.003-74 (1999) «Опасные и вредные производственные факторы. Классификация», виявляються небезпечні виробничі фактори, які при впливі на працюючих можуть призвести до погіршення умов праці або травматизму. Робоче місце представляє собою набір різноманітної комп'ютерної техніки з візуальними дисплейними терміналами та периферійні пристрої. Небезпека у ході робіт буде присутньою при використанні джерел живлення, підключенні та відключенні приладів за допомогою вилок, розеток, перехідних пристроїв, подовжувачів.

Потенційні небезпеки фізичного характеру:

- ураження електричним струмом через несправність електрообладнання, підвищене значення напруги в електричному ланцюзі або недотримання вимог безпеки при його експлуатації, що може призвести до травми або летального результату;

- ураження статичним струмом, призводить до отримання неприємних відчуттів людиною та до виходу з ладу приладів;

- вплив електромагнітного випромінювання через підвищений рівень електромагнітних випромінювань, що призводить до розладу центральної нервової системи та захворювань серцево-судинної системи.

Потенційні небезпеки психофізіологічного характеру:

- недотримання режиму роботи за ПК розумове перенапруження, перенапруження аналізаторів та емоційні перевантаження за, що призводять до підвищення стомлюваності, зниження уваги і, як наслідок, до можливості травмування працівника.

Потенційні небезпеки, пов'язані із порушенням санітарно гігієнічних вимог:

- погіршення самопочуття людини через підвищену чи знижену температури повітря робочої зони, внаслідок з'являються порушення обмінних процесів в організмі та виникають різні гострі і хронічні простудні захворювання відповідно;

- потрапляння в легені і на слизові оболонки пилу, через підвищену запиленість повітря робочої зони, що провокує появу алергічних захворювань органів зору та дихання;

- зорове стомлення і біль в очах, через недостатню освітленість робочої зони, які призводять до зниження уваги і можливості травмування;

- пошкодження органів слуху та роздратування підвищеним рівнем шуму на робочому місці внаслідок чого відбувається зниження гостроти слуху, порушується функціональний стан серцево-судинної та нервової систем.

Потенційні небезпеки, пов'язані з порушенням правил пожежної безпеки:

- ризик для здоров'я та життя персоналу, через недотримання правил протипожежної безпеки, що може призвести до травм, летального результату та матеріальних втрат.

Потенційні небезпеки, пов'язані з проявом наслідків надзвичайних ситуацій:

- отримання травм і матеріальних втрат, через неправильну поведінки персоналу при НС.

4.2 Заходи по забезпеченню техніки безпеки

Під час проектування систем електропостачання, монтажу силового електрообладнання та електричного освітлення будівель та приміщень для ЕОМ необхідно дотримуватись вимог ПВЕ, ПТЕ, ПБЕ, СН 357-77 «Інструкція по проектированию силового осветительного оборудования промышленных предприятий», затверджених Держбудом, ГОСТ 12.1.006,

ГОСТ 12.1.030 «ССБТ. Электробезопасность. Защитное заземление, зануление», ГОСТ 12.1.019 «ССБТ. Электробезопасность. Общие требования и номенклатура видов защиты», ГОСТ 12.1.045, ВСН 59-88 Держкомархітектури «Электрооборудование жилых и общественных зданий. Нормы проектирования», Правил пожежної безпеки в Україні, цих Правил, а також розділів СНіП, що стосуються штучного освітлення та електротехнічних пристроїв, та вимог нормативно-технічної та експлуатаційної документації заводу-виробника ЕОМ.

Для виключення ураження електричним струмом передбачено:

- організаційні заходи: проведення навчання з правил електробезпеки, перевірка знань та атестація персоналу на кваліфікаційну групу з електробезпеки, згідно НПАОП 0.00-4.12-05 «Типове положення про порядок проведення навчання і перевірки знань з питань охорони праці»;

- технічні заходи: встановлення аварійного резервного вимикачу, який може повністю вимкнути електричне живлення приміщення, окрім освітлення, використовується підключення до мережі пристроїв за допомогою справних штепсельних з'єднань і електророзеток заводського виготовлення; проведено електромережу штепсельних розеток для живлення пристроїв уздовж стін приміщення, по підлозі поряд за стінами приміщення, в металевих трубах і гнучких металевих рукавах з відводами відповідно до затвердженого плану розміщення обладнання та технічних характеристик обладнання; відповідність усіх пристроїв вимогам чинних в Україні стандартів нормативних актів з охорони праці, а також пристрої закордонного виробництва додатково відповідають вимогам національних стандартів держав – виробників і мають відповідну позначку на корпусі, в паспорті або іншій експлуатаційній документації; використання захисного заземлення та занулення згідно «Правил устрою електроустановок» («ПУЕ»).

Для виключення ураження статичним струмом та впливу електромагнітного поля застосовуються:

- організаційні заходи: проведення навчання з правил електробезпеки, перевірка знань та атестація персоналу на кваліфікаційну групу з електробезпеки, згідно НПАОП 0.00-4.12-05 «Типове положення про порядок проведення навчання і перевірки знань з питань охорони праці»;

- технічні заходи: екранування джерела стендового харчування, згідно з ГОСТ 12.4.124-83 «Засоби захисту від статичної електрики. Загальні технічні вимоги»; використання покриття технологічних підлог з одношарового полівінілхлоридного антистатичного лінолеуму, для зниження величини виникаючих зарядів статичної електрики в робочому приміщенні; загальне і місцеве періодичне зволоження повітря.

Загальні заходи з техніки безпеки:

- перед початком роботи перевірка справності усіх приладів на робочому місці, очищення екрана відео терміналу від пилу та інших забруднень;

- після закінчення роботи відключення від електричної мережі усіх приладів, а також у разі виникнення аварійної ситуації негайне відключення усіх приладів від електричної мережі;

- дотримання режиму роботи з ПК та іншими приладами.

4.3 Заходи по забезпеченню виробничої санітарії та гігієни праці

Виробнича санітарія – система організаційних заходів і технічних засобів, що запобігають або зменшують дію шкідливих виробничих факторів на працюючих.

До шкідливих виробничих факторів відносяться:

- підвищена або знижена температура, вологість і рухливість повітря;
- підвищена запиленість і загазованість повітря;
- відсутність чи недолік природного світла; недостатня освітленість робочої зони; знижена контрастність об'єктів порівняно з фоном; прямі відблиски (прожекторне освітлення територій виробництв, світло фар

автотранспорту) і відображені відблиски (від пролитої води та інших рідин на поверхні територій виробництв);

- підвищена пульсація світлового потоку;
- підвищений рівень шуму, вібрації, ультра- та інфразвуку; підвищена напруга в електричному ланцюзі, замикання якої може відбутися через тіло людини; підвищений рівень статичної електрики.

Приміщення з ВДТ та ПЕОМ повинні бути обладнані системами опалення, кондиціювання повітря або припливно-витяжною вентиляцією відповідно до СНіП 2.04.05-91 «Опалення, вентиляція і кондиціювання».

Параметри мікроклімату, іонного складу повітря, вміст шкідливих речовин на робочих місцях, оснащених відео терміналами, відповідають вимогам пункту 2.4 СН 4088-86 «Санитарные нормы микроклимата производственных помещений», ГОСТ 12.1.005-88 «ССБТ Общие санитарно-гигиенические требования к воздуху рабочей зоны», СН 2152-80 «Санитарно-гигиенические нормы допустимых уровней ионизации воздуха производственных и общественных помещений» (табл.4.1 і табл.4.2).

Таблиця 4.1 – Норми мікроклімату у приміщенні

Пора року	Категорія робіт згідно ГОСТ 12.1-005-88	Температура повітря, град.С,	Відносна вологість повітря, %	Шкідливість руху повітря, м/с
		Оптимальна	Оптимальна	Оптимальна
Холодна	легка -1 а	22 – 24	40 – 60	0,1
	легка -1 б	21 – 23	40 – 60	0,1
Тепла	легка -1 а	23 – 25	40 – 60	0,1
	легка -1 б	22 – 24	40 – 60	0,2

Таблиця 4.2 – Рівні іонізації повітря приміщень

Рівні	Кількість іонів в 1 см куб. повітря	
	+	-
	п	п
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500 – 3000	3000 – 5000
Максимально допустимі	50000	50000

Пил може здійснювати на людину фіброгенну дію, при якій в легенях відбувається розростання сполучних тканин, що порушує нормальну будову та функцію органу.

Основним напрямком в комплексі заходів по боротьбі з пилом є попередження її створення або надходження у повітря робочих приміщень. Найважливіше значення в цьому напрямку мають заходи технологічного характеру. Технологічні процеси, відповідні ГОСТ 12.1.005-88 «Загальні санітарно-гігієнічні вимоги до повітря робочої зони», по можливості, проводяться таким чином, щоб освіта пилу було повністю виключено, або, принаймні, зведено до мінімуму. З цією метою потрібно максимально замінювати сухі порошати матеріали вологими, пастоподібними, розчинами і обробку їх вести вологим способом. При неможливості повного виключення пилоутворення, необхідно, шляхом відповідної організації технологічного процесу і використання відповідного технологічного обладнання, не допускати виділення пилу в повітря робочих приміщень. Це досягається, головним чином, шляхом організації безперервного технологічного процесу в повністю герметичній або, принаймні, максимально закритій апаратурі і комунікаціях.

Організація робочого місця користувача відео терміналу та ЕОМ повинна забезпечувати відповідність усіх елементів робочого місця та їх розташування ергономічним вимогам ГОСТ 12.2.032 «ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования», характеру та особливостям трудової діяльності.

Площа, виділена для одного робочого місця з відео терміналом або персональною ЕОМ, повинна складати не менше 6 м², а обсяг – не менше 20 м³. Робочі місця з відео терміналами відносно світлових прорізів повинні розміщуватися так, щоб природне світло падало збоку, переважно зліва.

При розміщенні робочих місць з відео терміналами та персональними ЕОМ необхідно дотримуватись таких вимог:

- робочі місця з відео терміналами та персональними ЕОМ розміщуються на відстані не менше 1 м від стін зі світловими прорізами;
- відстань між бічними поверхнями відео терміналів має бути не меншою за 1,2 м;
- відстань між тильною поверхнею одного відео термінала та екраном іншого не повинна бути меншою 2,5 м;
- прохід між рядами робочих місць має бути не меншим 1 м.

Конструкція робочого місця користувача відео термінала (при роботі сидячи) має забезпечувати підтримання оптимальної робочої пози з такими ергономічними характеристиками: ступні ніг – на підлозі або на підставці для ніг; стегна – в горизонтальній площині; передпліччя – вертикально; лікті – під кутом $70-90^{\circ}$ до вертикальної площини; зап'ястя зігнуті під кутом не більше 20° відносно горизонтальної площини, нахил голови $-15-20^{\circ}$ відносно вертикальної площини.

Висота робочої поверхні столу для відео термінала має бути в межах 680-800 мм, а ширина – забезпечувати можливість виконання операцій в зоні досяжності моторного поля. Рекомендовані розміри столу: висота – 725 мм, ширина – 600-1400 мм, глибина – 800-1000 мм.

Для зниження статичного напруження м'язів рук необхідно застосовувати стаціонарні або знімні підлокітники довжиною не менше 250 мм, шириною – 50-70 мм, що регулюються по висоті над сидінням у межах 230 ± 30 мм та по відстані між підлокітниками в межах 350-500 мм.

Екран відео термінала та клавіатура мають розташовуватися на оптимальній відстані від очей користувача, але не ближче 600 мм, з урахуванням розміру алфавітно-цифрових знаків та символів. Відстань від екрана до ока працівника повинна складати:

- при розмірі екрану по діагоналі 35/38 см (14" /15") – 600-700 мм;
- при розмірі екрану по діагоналі 43 см (17") – 700-800 мм;
- при розмірі екрану по діагоналі 48 см (19") – 800-900 мм;
- при розмірі екрану по діагоналі 53 см (21") – 900-1000 мм.

Клавіатуру слід розміщувати на поверхні столу або на спеціальній, регульованій за висотою, робочій поверхні окремо від столу на відстані 100-300 мм від краю, ближчого до працівника. Кут нахилу клавіатури має бути в межах 5-15'.

Розміщення принтера або іншого пристрою введення-виведення інформації на робочому місці має забезпечувати добру видимість екрану відео термінала, зручність ручного керування пристроєм введення-виведення інформації в зоні досяжності моторного поля: по висоті 900-1300 мм, по глибині 400-500 мм.

При потребі високої концентрації уваги під час виконання робіт з високим рівнем напруженості суміжні робочі місця з відео терміналами та персональними ЕОМ необхідно відділяти одне від одного перегородками висотою 1,5-2 м.

Приміщення з ЕОМ повинні мати природне і штучне освітлення відповідно до ДБН В.2.5-28-2006 «Природне та штучне освітлення». Природне світло повинно проникати через бічні світло прорізи, зорієнтовані, як правило, на північ чи північний схід, і забезпечувати коефіцієнт природної освітленості (КПО) не нижче 1,5%. Розрахунки КПО проводяться відповідно до ДБН В.2.5-28-2006. Вікна приміщень з відео терміналами повинні мати регульовальні пристрої для відкривання, а також жалюзі, штори, зовнішні козирки тощо.

Штучне освітлення приміщення з робочими місцями, обладнаними відео терміналами ЕОМ загального та персонального користування, має бути обладнане системою загального рівномірного освітлення. У виробничих та адміністративно-громадських приміщеннях, де переважають роботи з документами, допускається вживати систему комбінованого освітлення (додатково до загального освітлення встановлюються світильники місцевого освітлення). Відношення яскравості екрану комп'ютера до яскравості оточуючих його поверхонь не повинно перевищувати у робочій зоні 3:1.

При розташуванні відео терміналів ЕОМ за периметром приміщення лінії світильників штучного освітлення повинні розміщуватися локально над робочими місцями.

Для забезпечення нормованих значень освітлення в приміщеннях з відео терміналами ЕОМ загального та персонального користування необхідно очищати віконне скло та світильники не рідше ніж 2 рази на рік, та своєчасно, проводити заміну ламп, що перегоріли.

Таблиця 4.3 – Норми освітленості в кабінетах і класах з ПК

Характеристика роботи	Робоча поверхня	Площина	Освітленість, лк	Примітка
Робота переважно з екранами дисплеїв ПК (50% та більше робочого часу)	Екран	В	200	не вище
	Клавіатура	Г	400	не нижче
	Стіл	Г	400	не нижче
Робота переважно з документами (з екранами дисплеїв ПК менше 50% робочого часу)	Екран	В	200	не вище
	Клавіатура	Г	400	не нижче
	Стіл	Г	500	не нижче
	Дошка	В	500	не нижче
Проходи основні	Підлога	Г	100	

Примітка. В – вертикальна площина, Г – горизонтальна площина. Загальне освітлення має бути виконане у вигляді суцільних або переривчатих ліній світильників, що розміщуються збоку від робочих місць (переважно зліва) паралельно лінії зору працівників. Допускається застосовувати світильники таких класів світлорозподілу:

- світильники прямого світла – П;
- переважно прямого світла – Н;
- переважно відбитого світла – В.

Приведемо розрахунок штучного освітлення для приміщення, розміри якого: довжина 5 м, ширина 3 м, висота 3 м.

Розрахунок освітленості виконаємо методом коефіцієнта використання. Цей метод використовується для розрахунку загального рівномірного

висвітлення горизонтальних поверхонь виробничих приміщень при відсутності затемнень.

Розрахунок освітлення методом коефіцієнта використання виконується по формулі:

$$\Phi = \frac{E \cdot S \cdot k \cdot z}{N \cdot \eta}, \quad (4.1)$$

де Φ – необхідний світловий потік ламп у кожному світильнику, лм;

E – нормативна мінімальна освітленість, лк;

k – коефіцієнт запасу;

S – освітлювана площа, м²;

z – коефіцієнт мінімальної освітленості, величина якого знаходиться в межах від 1,1 до 1,5 (при оптимальних відносинах відстані між світильниками до розрахункової висоти для ламп розжарювання і ДРЛ $z = 1,15$ і для люмінесцентних ламп $z = 1,1$);

N – число світильників у приміщенні;

η – коефіцієнт використання світлового потоку.

Приймаємо: $E = 400$ лк; $k = 1,5$; $z = 1,1$.

Освітлювана площа приміщення визначається по формулі:

$$S = A \cdot B, \quad (4.2)$$

де S – освітлювана площа;

A – довжина приміщення, м;

B – ширина приміщення, м.

Отримуємо $S = 5 \cdot 3 = 15$ м².

Розміщення світильників у приміщенні при системі загального висвітлення залежить від розрахованої висоти їхнього підвісу h , що звичайно задається розмірами приміщень.

Найбільш вигідне співвідношення відстані між світильниками до розрахункової висоти підвісу:

$$\lambda = \frac{L}{h}, \quad (4.3)$$

де L – відстань між рядами або сусідніми світильниками у ряду, м;

h – висота підвісу світильника над робочою поверхнею, м.

Для люмінесцентних ламп при косинусоїдальному типові кривої вибираємо $\lambda = 1,04$.

Знаходимо розрахункову висоту підвісу по наступній формулі:

$$h = H - h_{\%} - h_p, \quad (4.4)$$

де H – висота приміщення, м;

$h_{\%}$ – висота звису світильника (від перекриття), м;

h_p – висота робочої поверхні над підлогою, м.

Приймаємо: $H = 3,9$ м, $h_{\%} = 0,7$ м, $h_p = 0,8$ м.

Тоді $h = 3,9 - 0,7 - 0,8 = 2,4$ м.

Відстань між світильниками визначаємо з формули (4.5):

$$L = \lambda \cdot h, \quad (4.5)$$

$$L = 2,4 \cdot 1,04 = 2,5 \text{ м.}$$

Визначаємо кількість світильників для установки в приміщенні:

$$N = \frac{S}{L^2}, \quad (4.6)$$

$$N = \frac{15}{2,5^2} = 2,4 \approx 3, \text{ шт.}$$

Для визначення коефіцієнта використання η знаходимо індекс приміщення i :

$$i = \frac{A \cdot B}{h \cdot (A + B)}, \quad (4.7)$$

де A і B – відповідно довжина і ширина приміщення, м;

h – розрахункова висота підвісу, м.

Отримуємо:

$$i = \frac{5 \cdot 3}{2,4 \cdot (5 + 3)} = 0,78.$$

Отримане значення i округляємо до найближчого табличного значення і приймаємо $i = 0,78$.

Оцінюємо коефіцієнти відображення поверхонь приміщення: стелі – ρ_i , стін – ρ_n , робочої поверхні – ρ_p . Приймаємо: $\rho_i = 70\%$, $\rho_n = 50\%$, $\rho_p = 30\%$.

За отриманим значенням i і ρ визначаємо величину коефіцієнта використання світлового потоку для обраного світильника.

Вибираємо світильник типу ПВЛМ-Д, для якого $\eta=73\%$. По формулі (4.1) визначаємо необхідний світловий потік ламп у кожному світильнику:

$$\Phi = \frac{400 \cdot 15 \cdot 1.5 \cdot 1.1}{3 \cdot 0.73} = 4520,55 \text{ лм.}$$

З довідкової літератури вибираємо необхідну лампу. Тип обраної лампи – ЛБ-30, $\Phi_{\text{л}}=2180$ лм. У приміщенні встановлюємо 3 світильники по 2 лампи у кожному, розміщені вони в один ряд.

Шум у певних умовах може мати значний вплив на здоров'я та поведінку людини. Шум може викликати роздратування і агресію, артеріальну гіпертензію (підвищення артеріального тиску), тиннітус (шум у вухах), втрату слуху.

Рівні звукового тиску в октавних смугах частот 250-4000 Гц не повинні перевищувати значень, встановлених Санітарними нормами допустимих рівнів шуму на робочих місцях № 3223-85 «Санітарні норми допустимих рівнів шуму на робочих місцях» і ГОСТ 12.1.003-88 «Шум. Загальні вимоги безпеки».

Зниження шуму і вібрації, що впливають на людину, здійснюється наступними заходами:

- застосуванням звукоізолюючих пристроїв, для ізоляції шумних агрегатів;
- вибором раціонального режиму праці і відпочинку, скороченням часу перебування в галасливих умовах.

Рівні ультрафіолетового випромінювання не повинні перевищувати допустимих відповідно до СН № 4557-88 «Санітарні норми ультрафіолетового випромінювання у виробничих приміщеннях», затверджених Міністерством охорони здоров'я та ДСанПІН 3.3.2-007-98.

Гранично допустима напруженість електростатичного поля на робочих місцях не повинна перевищувати рівнів, наведених в ГОСТ 12.1.045 «ССБТ. Електромагнітні поля. Допустимі рівні на робочих місцях і вимоги до проведення контролю», СН № 1757-77 «Санітарно-гігієнічні норми допустимої напруги електростатичного поля» та ДСанПІН 3.3.2-007-98.

Потужність експозиційної дози рентгенівського випромінювання на відстані 0,05 м від екрана та корпусу відео термінала при будь-яких положеннях регулювальних пристроїв відповідно до Норм радіаційної безпеки України (НРБУ-97), затверджених постановою державного санітарного лікаря Міністерства охорони здоров'я України від 18.08.97 № 58,

не повинна перевищувати $7,74 \times 10^{-12}$ А/кГ, що відповідає еквівалентній дозі 0,1 мбер/год. (100 мкР/год.).

4.4 Заходи з пожежної безпеки

Пожежна безпека – це стан об'єкту, при якому виключається можливість пожежі, а у випадку її виникнення виключається дія на людей небезпечних факторів пожежі та забезпечується захист матеріальних цінностей.

Відповідно до Закону України «Про пожежну безпеку» пожежна безпека повинна забезпечуватися шляхом проведення організаційних, технічних та інших заходів, спрямованих на попередження пожеж, забезпечення безпеки людей, зниження можливих майнових втрат і зменшення негативних екологічних наслідків у разі їх виникнення, створення умов для швидкого виклику пожежних підрозділів та успішного гасіння пожеж.

Система активного пожежного захисту – це комплекс організаційних заходів і технічних засобів по боротьбі з пожежами і запобіганню дії на людей небезпечних чинників пожежі, а також обмеження матеріальних збитків від неї.

Основний напрямок діяльності пожежної охорони полягає у профілактиці пожеж і в обмеженні їх розмірів. Пожежі або вибухи на підприємствах завдають великих матеріальних збитків і майже завжди супроводжуються нещасними випадками з людьми (опіки, поранення) тощо.

Контроль за дотриманням затверджених відповідно до діючого законодавства норм і правил пожежної безпеки на об'єктах народного господарства здійснюють органи Державного пожежного нагляду (ДНП) управління пожежної охорони Міністерства надзвичайних ситуацій України.

Відповідальність за прийняття протипожежних заходів в організаціях покладається персонально на їх керівників без права передовіряти цю

відповідальність іншим, підлеглим їм особам, вони здійснюють загальне керівництво роботою в галузі пожежної безпеки підприємств і організацій.

На підприємстві встановлюються первинні засоби пожежогасіння відповідно до вимог Правил пожежної безпеки України. У приміщеннях з комп'ютерами рекомендується використовувати системи автоматичної пожежної сигналізації для виявлення пожежі та оповіщення працівників. Для приміщення, по якому проводиться розрахунок, потрібно влаштування місць утримання засобів пожежогасіння вогнегасників порошкових типу ОПУ–5 з вільним доступом у випадку необхідності їх використання.

Приміщення, згідно НАПБ Б.03.002-2007 «Норми визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпекою» відноситься до категорії «Д», а клас можливої пожежі, згідно ДБН В.1.1.7-2002 «Пожежна безпека об'єктів будівництва», визначається, як «Е» (у зв'язку з тим що у приміщенні багато комп'ютерів).

Для даного класу пожежі підходять декілька типів вогнегасників, такі як: порошкові, хладонові та вуглекислі вогнегасники. Використовуючи ці дані згідно з НАПБ Б.03.001-2004 «Типові норми належності вогнегасників» та так як площа приміщення складає 15 м² достатньо одного порошкового вогнегасника об'ємом 5 літрів, ВВ5.

4.5 Заходи безпеки у надзвичайних ситуаціях

Для захисту життя та здоров'я в НС слід застосовувати наступні основні заходи цивільної оборони:

- укриття людей в пристосованих під потреби захисту населення приміщеннях виробничих, громадських і житлових будівель, а також у спеціальних захисних спорудах;
- евакуацію населення із зон НС;
- використання засобів індивідуального захисту органів дихання та шкірних покривів;

- проведення заходів медичного захисту;
- проведення аварійно-рятувальних та інших невідкладних робіт у зонах НС.

Укриття населення в пристосованих приміщеннях і в спеціальних захисних спорудах слід проводити за місцем постійного тимчасового перебування людей безпосередньо під час дії вражаючих чинників джерел НС, а також при загрозі їх виникнення.

Евакуація населення із зон НС. Евакуацію слід проводити у разі загрози виникнення або появи реальної небезпеки формування в цих зонах під впливом руйнівних і шкідливих сил природи, техногенних факторів та застосування сучасної зброї, критичних умов для безпечного перебування людей, а також при неможливості задовольнити стосовно жителів постраждалих територій мінімально необхідні вимоги і нормативи життєзабезпечення.

Евакуацію слід здійснювати шляхом організованого виведення та вивезення населення в довколишні безпечні місця, заздалегідь підготовлені за планами економічного і соціального розвитку відповідних регіонів, міст і населених пунктів та обладнані відповідно до вимог і нормативів тимчасового розміщення, забезпечення життя і побуту людей.

Використання засобів індивідуального захисту органів дихання та шкірних покривів. Засоби індивідуального захисту органів дихання і шкіри (ЗІЗ) в системі захисних заходів у зонах НС повинні запобігати наднормативні впливу на людей небезпечних і шкідливих аерозолів, газів і парів, що попали в навколишнє середовище при руйнуванні обладнання і комунікацій відповідних об'єктів, а також знижувати небажані ефекти дії на людину світлового, теплового та іонізуючого випромінювання.

В якості засобів індивідуального захисту органів дихання слід використовувати загальновійськові, цивільні і промислові протигази, що випускаються промисловістю, респіратори, простіші та підручні засоби.

В якості засобів індивідуального захисту шкіри слід використовувати загальновійськові захисні комплекти, різні захисні костюми промислового виробництва і простіші засоби захисту шкіри.

ЗІЗ, що випускаються промисловістю повинні бути направлено переважно для забезпечення особового складу формувань, що готуються для проведення рятувальних та інших невідкладних робіт в осередках ураження. Інше населення повинно використовувати простіші та підручні засоби.

Проведення заходів медичного захисту. Заходи медичного захисту населення при НС слід проводити з метою запобігання або зниження тяжкості уражень, шкоди для життя і здоров'я людей під впливом небезпечних і шкідливих факторів стихійного лиха, аварій і катастроф, а також для забезпечення епідемічного благополуччя в районах НС та у місцях дислокації евакуйованих. Дані цілі повинні досягатися застосуванням профілактичних медичних препаратів, антидотів, протекторів, стимуляторів резистентності, своєчасним наданням кваліфікованої медичної допомоги ураженим і їх спеціалізованим стаціонарним лікуванням до визначеного результату, імунопрофілактикою серед категорій осіб підвищеного ризику інфікування та проведенням інших протиепідемічних заходів.

Заходи медичного захисту в природних і техногенних НС слід планувати і здійснювати з використанням наявних сил і засобів міністерств і відомств, безпосередньо вирішують завдання захисту життя і здоров'я людей, а також спеціалізованих функціональних підсистем: екстреної медичної допомоги, санітарно-епідеміологічного нагляду, захисту та життєзабезпечення населення в НС, екологічної безпеки та інших, з їх нарощуванням шляхом створення і розгортання необхідної кількості медичних формувань і установ.

Першу медичну допомогу потерпілим до їх евакуації в лікувальні установи надають безпосередньо в осередках ураження в ході рятувальних та інших невідкладних робіт. Надання цієї допомоги слід здійснювати за участю заздалегідь сформованих для такої мети з самого населення санітарних постів

і санітарних дружин, до складу яких слід включати осіб, спеціально навчених загальним прийомом надання само- і взаємодопомоги і здатних організувати практичне виконання населенням цих прийомів в екстремальних умовах.

В рамках підготовки до виконання заходів медичного захисту населення в НС необхідно заздалегідь створювати також спеціальні медичні формування і установи; вести підготовку медичного персоналу; накопичувати медичні засоби захисту, медичного та спеціального майна і техніки для оснащення медичних формувань і установ; проводити профілактичні заходи і щеплення населенню, готувати до розгортання додаткову кінцеву мережу, розробляти режими поведінки і дії населення в НС.

Проведення аварійно-рятувальних та інших невідкладних робіт у зонах НС. Аварійно-рятувальні та інші невідкладні роботи в зонах НС слід проводити з метою термінового надання допомоги населенню, яке піддалося безпосереднього або опосередкованого впливу руйнівних і шкідливих сил природи, техногенних аварій та катастроф, а також для обмеження масштабів, локалізації або ліквідації виниклих при цьому НС.

Комплексом аварійно-рятувальних робіт необхідно забезпечити пошук і видалення людей за межі зон дії небезпечних і шкідливих для їх життя та здоров'я факторів, надання невідкладної медичної допомоги постраждалим і їх евакуацію в лікувальні установи, створення для врятованих необхідних умов фізіологічно нормального існування людського організму.

Невідкладні роботи повинні забезпечити блокування, локалізацію або нейтралізацію джерел небезпеки, зниження інтенсивності, обмеження розповсюдження та усунення дій полів вражаючих факторів в зоні лиха, аварії або катастрофи до рівнів, що дозволяють ефективно застосувати інші заходи захисту.

Аварійно-рятувальні та інші невідкладні роботи слід планувати і здійснювати з використанням сил і засобів міністерств і відомств, державних міжгалузевих консорціумів, корпорацій, концернів і асоціацій, а також

територіальних, функціональних і відомчих підсистем за належністю підконтрольних їм територій та об'єктів, які мають необхідними фахівцями (охорони здоров'я, охорони правопорядку, матеріально-технічного постачання, соціального забезпечення та інші) і технічними засобами, які придатні для використання в осередках ураження в цілях перевезень людей, у тому числі з травмами і пошкодженнями, виробництва демонтажних, монтажних, дорожніх, вантажно-розвантажувальних і земляних робіт; проведення дегазації, дезактивації, дезінфекції та інших спеціальних робіт.

У зонах ураження необхідно організувати життєзабезпечення населення і особового складу формувань, які залучаються до участі у рятувальних та інших невідкладних роботах.

Завчасна підготовка і введення в дію планів захисту населення в НС, зумовлених природними стихійними лихами, техногенними аваріями, катастрофами, а також застосуванням сучасної зброї, повинні передбачати проведення узгоджених за часом, цілям і засобам робіт з планування і здійснення комплексу організаційних, інженерно-технічних і спеціальних заходів цивільної оборони, а також формування необхідних для цього сил і засобів.

Планування, організація виконання і безпосереднє керівництво проведенням заходів щодо захисту населення в НС перебувають у компетенції органів виконавчої влади на місцях, постійно діючих територіальних, функціональних і відомчих ланок, спеціалізованих органів управління, сил і формувань ТЕ, диспетчерських (чергових) служб підприємств та інших об'єктів.

ВИСНОВКИ

В магістерській роботі проведені дослідження роботи формувача сигналів OFDM для стандарту цифрового телевізійного мовлення DVB-T.

Основною метою роботи було створення адекватної моделі мультичастотної системи передачі інформації на підставі мультиплексування з ортогонально-частотним розділенням каналів, яка реалізована у стандарті DVB-T.

Дослідження проводились за допомогою програмного забезпечення середовища MATLAB.

За результатами проведеного моделювання можна зробити наступні висновки:

а) розроблена програмна модель формувача сигналів OFDM стандарту цифрового телевізійного мовлення, яка дозволяє дослідити формування вихідного сигналу на основних етапах процедури синтезу OFDM сигналу;

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

в) досліджені процеси у часовій і частотній областях, які характеризують етапи цифро-аналогового перетворення (D/A) і перенесення на робочу частоту телевізійного каналу групового OFDM сигналу.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] / Б. Скляр; Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с.
2. Кабак В.С. Функціональні пристрої телефонів мобільного зв'язку: навчальний посібник [Текст] / В.С. Кабак, Р.В. Уваров. – Запоріжжя. 2007. – 375 с.
3. Феер К. Беспроводная цифровая связь [Текст] / К. Феер; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 2000. – 519 с.
4. Вишневский В.М. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G [Текст] / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2009. – 472 с.
5. Бабак В.П. Обробка сигналів у радіоканалах цифрових систем передавання інформації: навчальний посібник [Текст] / В.П. Бабак, Т.М. Наритник, Ю.В.Куц, В.Я.Казимиренко. – К.: Книжкове вид-во НАУ, 2005. – 476 с.
6. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учебное пособие – 3-е издание [Текст] / А.Б. Сергиенко. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 768 с.
7. Солонина А.И. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB. [Текст] / А.И. Солонина, С.М. Арбузов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2008. – 816 с.
8. Acosta G. OFDM simulation using Matlab / G. Acosta. – Smart Antenna Research Laboratory, 2000. – 17 p.
9. Nee R.V. OFDM Wireless Multimedia Communications / R.V. Nee, R. Prasad. – Artech House, 2000. – 465 p.
10. Кабак В.С. Методичні вказівки для виконання лабораторного практикуму з дисципліни «Широкопосмугові технології. Частина 5» [Текст] / В.С. Кабак. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2019. – 64 с.
11. Афанасьев В.В. Бизнес модели развития сетей мобильной связи /

В.В. Афанасьев // Мобильные системы. – 2003. – №10. – С. 35-42.

12. Коробко О.В. Методичні вказівки з дисципліни «Охорона праці та безпека у надзвичайних ситуаціях» [Текст] / О.В.Коробко, А.Є Островська. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2014. – 22 с.

ДОДАТОК А

```

%DVB-T 2K Transmission
%Dоступна смуга 8 MHz
%2K для мобільних сервісів
clear all;
close all;
%DVB-T Параметри
Tu=224e-6; %корисний інтервал OFDM символу
T=Tu/2048; %елементарний період
G=1/4; %обирається 1/4, 1/8, 1/16, і 1/32
delta=G*Tu; %захисний інтервал
Ts=delta+Tu; %повна тривалість OFDM символу
Kmax=1705; % максимальна кількість піднесучих
Kmin=0;
FS=4096; %IFFT/FFT довжина
q=10; %період піднесучої
fc=q*1/T; %частота несучого коливання
Rs=4*fc; %період симуляції по частоті
t=0:1/Rs:Tu;

%Генерація даних
M=Kmax+1;
rand('state',0);
a=-1+2*round(rand(M,1)).'+i*(-1+2*round(rand(M,1))).';

figure;
stem((0:20),a(1:21));

```

```

A=length(a);
info=zeros(FS,1);
plot(info);
info(1:(A/2)) = [ a(1:(A/2)).'];
info((FS-((A/2)-1)):FS) = [ a(((A/2)+1):A).'];

```

%Генерація піднесучих

```

carriers=FS.*ifft(info,FS);
tt=0:T/2:Tu;
figure(1);
subplot(211);
stem(tt(1:20),real(carriers(1:20)));%реальна частина зворотного перетворення

```

Фур'є

```

subplot(212);
stem(tt(1:20),imag(carriers(1:20)));% ezdyf частина зворотного перетворення

```

Фур'є

```

figure(2);
f=(2/T)*(1:(FS))/(FS);
subplot(211);
plot(f,abs(fft(carriers,FS))/FS);
subplot(212);
pwelch(carriers,[],[],[],2/T);

```

% Симуляція ЦАП

```

L = length(carriers);
chips = [ carriers.';zeros((2*q)-1,L)]; %чипы
p=1/Rs:1/Rs:T/2;
g=ones(length(p),1);
figure(3);
stem(p,g);

```

```

dummy=conv(g,chips(:)); %згортка
u=[dummy(1:length(t))]; %
figure(4);
subplot(211);
plot(t(1:400),real(u(1:400)));
subplot(212);
plot(t(1:400),imag(u(1:400)));

figure(5);
ff=(Rs)*(1:(q*FS))/(q*FS);
subplot(211);
plot(ff,abs(fft(u,q*FS))/FS);
subplot(212);
pwelch(u,[],[],[],Rs);

[b,a] = butter(13,1/20); %реалізація фільтра
[H,F] = FREQZ(b,a,FS,Rs);
figure(6);
plot(F,20*log10(abs(H)));
uoft = filter(b,a,u); %фільтрація

figure(7);
subplot(211);
plot(t(80:480),real(uoft(80:480)));
subplot(212);
plot(t(80:480),imag(uoft(80:480)));

figure(8);
subplot(211);

```

```

plot(ff,abs(fft(uoft,q*FS))/FS);
subplot(212);
pwelch(uoft,[],[],[],Rs);

```

%Перенесення на радіочастоту ТВ каналу

```

s_tilde=(uoft.').*exp(1i*2*pi*fc*t);
s=real(s_tilde);
figure(9);
plot(t(80:480),s(80:480));
figure(10);
subplot(211);
%plot(ff,abs(fft(((real(uoft.').*cos(2*pi*fc*t))),q*FS))/FS);
%plot(ff,abs(fft(((imag(uoft.').*sin(2*pi*fc*t))),q*FS))/FS);
plot(ff,abs(fft(s,q*FS))/FS);
subplot(212);
%pwelch(((real(uoft.').*cos(2*pi*fc*t))),[],[],[],Rs);
%pwelch(((imag(uoft.').*sin(2*pi*fc*t))),[],[],[],Rs);
pwelch(s,[],[],[],Rs);

```