

**Міністерство освіти і науки України
Державний вищий навчальний заклад
Національний технічний університет
«ДНІПРОВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»**

**Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій**

**ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
кваліфікаційної роботи**

напрямок підготовки 6.050903 Телекомунікації
(шифр і назва галузі знань)

освітній рівень бакалавр
(назва освітнього рівня)

кваліфікація фахівець з телекомунікаційної інженерії
(назва кваліфікації)

На

тем: Розробка моделі передавальної частини системи цифрового телебачення DVB-T з OFDM

Виконав: студент 4 курсу, група ТКіТ-15-1

Білевич Катерина Ярославівна
(підпис) (прізвище і'мя по-батькові)

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка	Підпис
проекту	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.		
розділів:			
спеціальний	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.		
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н.М.		
Рецензент			
Норм. контроль	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.		

**Дніпро
2019**

**Міністерство освіти і науки України
Державний вищий навчальний заклад
Національний технічний університет
«ДНІПРОВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»**

**Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій**

ЗАТВЕРДЖЕНО:

завідувач кафедри
безпеки інформації та телекомунікацій
д.т.н., професор Корнієнко В.І.

« ____ » _____ 20__ року

**ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу
ступеня бакалавра**

спеціальність _____ 6.050903 Телекомунікації
(код і назва спеціальності)

студента _____ ТКіт-15-1 _____ Білевич Катерина Ярославівна
(група) (прізвище і'мя по-батькові)

Тема: _____ Розробка моделі передавальної частини системи цифрового
_____ телебачення DVB-T з OFDM

Приказ ректора Державного ВНЗ НТУ «ДП» від 21.05.2019 № 771-л

Найменування етапів робіт	Строки виконання робіт
Розділ 1. Аналіз стандарту DVB-T, а також дослідження методів модуляції, зокрема технології з частотним ущільненням з ортогональними несучими.	15.03 2019 – 15.04 2019
Розділ 2. Розробка моделі передавальної частини цифрової системи зв'язку в середовищі MATLAB.	15.04 2019 – 30.05 2019
Розділ 3. Розрахунок трудомісткості та капітальних витрат.	01.06.2019 – 12.06.2019

Завдання видав _____ Гусев О.Ю.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Завдання прийняв _____ Білевич К. Я.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Дата видачі завдання: 10 березня 2019 р.

Строк подання дипломного проекту до ДЕК: 18 червня 2019 р.

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 82 с., 41 рис., 3 табл., 3 дотатків, 13 джерел.

Об'єкт дослідження: системи цифрового телебачення.

Предмет дослідження: моделювання передавальної частини системи цифрового телебачення DVB-T з OFDM.

Мета дипломної роботи: моделювання процесу передачі сигналу цифрового наземного телебачення за допомогою методу мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів. Дослідження моделі передавальної частини цифрової системи зв'язку за допомогою пакету прикладних програм MATLAB та графічного середовище Simulink.

В першому розділі використовуючи технічну літературу, було досліджено та детально опрацьовано стандарти цифрового телебачення, зокрема європейський стандарт наземного цифрового мовлення – DVB-T. Також наведено декілька основних методів модуляції сигналів та розглянуто спосіб частотного ущільнення з ортогональними несучими, галузь застосування технології OFDM, а також її устрій.

В спеціальній частині в середовищі MATLAB (Simulink) було проведено моделювання передавальної частини цифрової системи зв'язку методом мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів.

В економічній частині був проведений розрахунок трудомісткості та одноразових капітальних витрати на моделювання процесу передачі сигналу цифрового телебачення DVB-T з мультиплексуванням з ортогональним частотним розділенням каналів.

Ключові слова: СТАНДАРТ, OFDM, DVB-T, ЦИФРОВЕ ТЕЛЕБАЧЕННЯ, НАЗЕМНЕ МОВЛЕННЯ, МОДУЛЯЦІЯ, СИГНАЛ, МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ, БАГАТОПРОМЕНЕВЕ РОЗПОВСЮДЖЕННЯ, ОРТОГОНАЛЬНЕ ЧАСТОТНЕ РОЗДІЛЕННЯ КАНАЛІВ.

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: 82 с., 41 рис., 3 табл., 3 приложения, 12 источников.

Объект исследования: системы цифрового телевидения.

Предмет исследования: моделирование передающей части системы цифрового телевидения DVB-T с OFDM.

Цель дипломной работы: моделирование процесса передачи сигнала цифрового наземного телевидения с помощью метода мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов. Исследование модели передающей части цифровой системы связи с помощью пакета прикладных программ MATLAB и графического среду Simulink.

В первом разделе, используя техническую литературу, были исследованы и подробно проработаны стандарты цифрового телевидения, в частности европейский стандарт наземного цифрового вещания - DVB-T. Также приведены несколько основных методов модуляции сигналов и рассмотрен способ частотного уплотнения с ортогональным несущими, область применения технологии OFDM, а также ее устройство.

В специальной части в среде MATLAB (Simulink) было проведено моделирование передающей части цифровой системы связи методом мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов.

В экономической части был проведен расчет трудоемкости и единовременных капитальных расходов на моделирование процесса передачи сигнала цифрового телевидения DVB-T с мультиплексированием с ортогональным частотным разделением каналов.

Ключевые слова: СТАНДАРТ, OFDM, DVB-T, ЦИФРОВОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ, НАЗЕМНОЕ ВЕЩАНИЕ, МОДУЛЯЦИЯ, СИГНАЛ, МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ, МНОГОЛУЧЕВОЕ РАСПРОСТРАНЕНИЕ, ОРТОГОНАЛЬНОЕ ЧАСТОТНОЕ РОЗДИЛЕНИЕ КАНАЛОВ.

ABSTRACT

Explanatory note: p. 82, fig. 41, tab. 3, 3 additions, 13 sources.

Object of study: digital television systems.

Subject of research: modeling of the transmitting part of a digital television system DVB-T with OFDM.

The aim of the thesis is to simulate the process of transmitting a digital terrestrial television signal using the multiplexing method with orthogonal frequency division. The study of the model of the transmitting part of the digital communication system using the MATLAB application software package and the Simulink graphical environment.

In the first section, using technical literature, standards of digital television, in particular the European standard of terrestrial digital broadcasting - DVB-T, were investigated and elaborated. There are also a few basic methods for modulating signals and a method of frequency multiplexing with orthogonal carriers, the scope of OFDM technology, as well as its design.

In the special part in the MATLAB environment (Simulink), the transmitting part of the digital communication system was simulated by the multiplexing method with orthogonal frequency division channels.

In the economic part, the calculation of laboriousness and one-time capital expenditures on modeling the process of DVB-T digital television signal transmission with multiplexing with orthogonal frequency division was carried out.

Keywords: STANDARD, OFDM, DVB-T, DIGITAL TELEVISION, GROUND BROADCASTING, MODULATION, SIGNAL, MULTIPLEXING, MULTIBREAM DISTRIBUTION, ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION OF CHANNELS.

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ДМХ – дециметрові хвилі;

ДПФ – дискретне перетворення Фур'є;

КАМ – квадратурна амплітудна модуляція;

ККД – коефіцієнт корисної дії;

КФМ – квадратурна фазова модуляція;

ЗДПФ – зворотне дискретне перетворення Фур'є;

ППП – послідовно-паралельний перетворювач;

ТБ – телебачення;

ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач;

ШПФ – швидке перетворення Фур'є;

ADSL – Asymmetric Digital Subscriber Line — технологія широкосмугового доступу, яка забезпечує передачу швидкісного цифрового сигналу звичайною аналоговою телефонною лінією, та дозволяє одночасно користуватися телефоном і Інтернетом;

BDPSK – Binary Differential Phase-Shift Keying – відносна двійкова фазова маніпуляція;

BPSK – Binary Phase-Shift Keying – двійкова фазова маніпуляція;

C/N – Carrier to Noise Ratio – відношення несуча-шум;

COFDM – Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing — ортогональне частотне розподілення каналів з кодуванням;

DFT – Discrete Fourier Transformation – дискретне перетворення Фур'є;

DVB – Digital Video Broadcasting – стандарт цифрового телевізійного мовлення;

DVB-C – Digital Video Broadcasting — Cable — стандарт організації DVB Project на передачу цифрового телебачення кабелем;

DVB-T – Digital Video Broadcasting — Terrestrial — європейський стандарт наземного цифрового мовлення;

DVB-S – Digital Video Broadcasting — Satellite Services – стандарт цифрового супутникового телебачення;

DTV – Digital Television – цифрове телебачення;

DSP – Digital Signal Processor – процесор цифрової обробки сигналів;

FDM – Frequency Division Multiplex – мультиплексування з поділом по частоті;

FFT – Fast Fourier Transform – швидке перетворення Фур'є;

HDTV – High-definition Television – система трансляції цифрового телебачення з роздільною здатністю вищою ніж аналогові системи телебачення;

HDSL – High Speed Digital Subscriber Line — високошвидкісна цифрова абонентська лінія — варіант DSL з більш високою швидкістю передачі;

IDFT – Inverse Discrete Fourier Transformation – зворотне дискретне перетворення Фур'є;

IFFT – Inverse Fast Fourier Transform – зворотне швидке перетворення Фур'є;

ISI – Inter Symbol Interference – міжсимвольна інтерференція;

LTE – Long Term Revolution – стандарт мобільного зв'язку, що використовує принцип OFDMA;

MPEG – Moving Picture Experts Group – стандарт на цифрове стиснення аудіо й відео;

OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing – частотне ущільнення з ортогональними несучими;

PAPR – Peak-to-average power ratio – співвідношення пікової потужності до середньої за один і той же проміжок часу;

PES – Packet Elementary Stream – пакетовані елементарні потоки;

QAM – Quadrature Amplitude Modulation – квадратурно амплітудна модуляція;

QDPSK – Quadrature Differential Phase Shift Keying – відносна квадратурно фазова маніпуляція;

QPSK – Quadrature Phase Shift Keying – квадратурно фазова маніпуляція, або чотирьохпозиційна фазова маніпуляція;

TV – Television – телебачення;

TS– Transport Stream – транспортний потік;

VHF – Very High Frequency – метрові хвилі;

WiMax – Worldwide Interoperability for Microwave Access – ряд стандартів широкосмугового доступу, що передбачає використання технології OFDM.

ЗМІСТ

ВСТУП	11
1 РОЗДІЛ СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ	13
1.1 Історія розвитку сигналу цифрового телебачення DVB-T	13
1.2 Основні положення стандарту DVB-T.....	15
1.2.1 Концепція стандарту DVB-T та формування цифрового телевізійного сигналу.....	16
1.2.3. Порівняльний огляд потужностей цифрового (DVB-T) та аналогового сигналів.....	18
1.3. Структура передавальної частини системи DVB-T.....	20
1.4 Спектральна характеристика OFDM-сигналів.....	25
1.5 Метод модуляції.....	30
1.5.1. Квадратурна амплітудна модуляція.....	30
1.5.2. Квадратурна фазова маніпуляція.....	34
1.5.3 Спосіб частотного ущільнення з ортогональними несучими.....	35
1.6 Структура сигналу з OFDM	38
1.7 Застосування технології OFDM.....	42
1.8 Проблема багатопроменевого поширення.....	45
1.9 Постановка задачі.....	47
1.10 Висновки	47
2 РОЗДІЛ СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	49
2.1 Передавальна частина цифрової телевізійної системи	49
2.2 Виконання прямого перетворення Фур'є.....	52
2.3 Модуляція піднесних	62
2.3 Моделювання передавальної частини цифрової системи зв'язку	64
2.4 Аналіз отриманих результатів	70
3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ.....	72
3.1 Визначення трудомісткості створення пояснювальної записки	72
3.2 Розрахунок витрат на моделювання та дослідження системи	73
3.3 Розрахунок капітальних витрат на моделювання процесу передачі сигналу цифрового телебачення DVB-T з OFDM.....	75
3.4 Висновок	75

ВИСНОВКИ.....	76
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	77
ДОДАТОК А. Відомість матеріалів дипломного проекту.....	79
ДОДАТОК Б. Відгук керівника економічного розділу.....	80
ДОДАТОК В. Відгук керівника дипломної роботи.....	81

ВСТУП

На даний момент в світі аналогове телемовлення практично повністю витіснено цифровим. Існує супутникове, кабельне та наземне (terrestrial) цифрове телебачення.

Для цифрового мовлення використовуються такі нормативні документи:

DVB - європейський;

ATSC - американський;

ISBD - японський;

DTMB - китайський;

DMB - північно-корейський;

На території України на даний момент використовується мовлення з стандартами цифрового телебачення європейського зразка, а саме DVB-T і DVB-T2. Європейську систему DVB-T було розроблено з властивостями, що забезпечують істотну гнучкість, яку досягнуто за рахунок можливості широкого набору параметрів, для забезпечення фіксованого та мобільного приймання, а також побудову одночастотних мереж.

Цифрове телебачення - це новий щабель розвитку електронних ЗМІ та застосування методів і засобів цифрового телебачення забезпечує ряд переваг в порівнянні з методами передачі інформації за допомогою аналогового телебачення, а саме:

- підвищення завадостійкості трактів передачі і запису телевізійних сигналів;
- зменшення потужності передавачів телевізійного мовлення;
- істотне збільшення числа телевізійних програм, переданих в одному частотному діапазоні;
- підвищення якості зображення і звуку в телевізійних приймачах;
- розширення функціональних можливостей студійної апаратури, використовуваної при підготовці і проведенні телевізійних передач;

– передача в телевізійному сигналі різної додаткової інформації, перетворення телевізійного приймача в багатофункціональну інформаційну систему;

– створення інтерактивних телевізійних систем, при користуванні якими глядач отримує можливість впливати на передану програму

В час розвитку технологій в сучасних системах зв'язку широкого поширення набули сигнали з OFDM – багаточастотні сигнали з ортогональним частотним мультиплексуванням. OFDM-модуляція застосовується як в дротовому зв'язку, так і в бездротовому зв'язку. У дротовому зв'язку вона застосовується в: системах цифрового кабельного телебачення стандарту DVB-C, DVBC2; ADSL і VDSL системах; в системах передачі сигналів по лініях електроживлення (PLC). В бездротовому зв'язку OFDM-модуляція застосовується в: стандартах IEEE 802.11a/g/n/ac – бездротові локальні мережі Wi-Fi, IEEE 802.16 – ширококутовий бездротовий зв'язок WiMax; системах цифрового телебачення стандарту DVB-T, DVB-T2 і ISDB-T; наземних системах мобільного телебачення DVB-H, T-DMB та інші.

Багаточастотні ортогональні сигнали мають ряд переваг: стійкість до вузькосмуговим перешкод, високу завадостійкість прийому в умовах багатопробеневого поширення, а також простоту реалізації, формування якої відбувається на базі зворотного перетворення Фур'є.

І РОЗДІЛ

СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Історія розвитку сигналу цифрового телебачення DVB-T

Кінець минулого тисячоліття був ознаменований переходом на цифрове мовлення (DVB - Digital Video Broadcasting) з прийняттям безлічі стандартів. Торкнулося це, в першу чергу, цифрового супутникового мовлення - DVB-S (Satellite) і цифрового кабельного мовлення - DVB-C (Cable). Пізніше був прийнятий стандарт цифрового наземного мовлення - DVB-T (Terrestrial).

DVB-T (англ. Digital Video Broadcasting - Terrestrial) - європейський стандарт ефірного цифрового телебачення, який є одним із сімейства стандартів DVB. Стандарт DVB-T був прийнятий в 1996 році, почав використовуватися в Великобританії в 1998 році для ефірного цифрового телевізійного мовлення в діапазоні дециметрових хвиль, в основному, для зниження вартості телемовлення, а також через відсутність вільних телеканалів в діапазоні ДМХ в деяких країнах Європи.

Стандарт надає можливість передавати стислими: звук, дані та відео в транспортному потоці MPEG, з використанням COFDM-модуляції.

У 2006 році почалася робота над удосконаленням схеми модуляції і вивченням варіантів оновленого стандарту DVB-T, яка, в наслідку, привела до створення другого покоління - DVB-T2. Стандарт DVB-T2 збільшує не менше ніж на 30% ємність мереж цифрового ефірного телебачення по відношенню до DVB-T, при тій же структурі мережі і частотних ресурсах.

На даний момент мовлення з використанням стандартів цифрового телебачення DVB-T і DVB-T2 ведеться у всій Європі, Україні, Білорусі, Казахстані, Узбекистані, здебільшого країн Азії, Австралії та Африці. Більш детальна карта поширення стандартів цифрового телевізійного мовлення в світі представлена на рисунку 1.1.

З 2006 року відеопотік всіх цифрових телеканалів в Києві транслювався в стандарті MPEG-2, але вже в 2008-2009 в ефірі з'явилися канали і в стандарті MPEG-4 (H.264) на частоті 714 МГц. За рахунок більш досконалого алгоритму стиснення вдалося розширити чисельність каналів на одній частоті з 5 до 10.

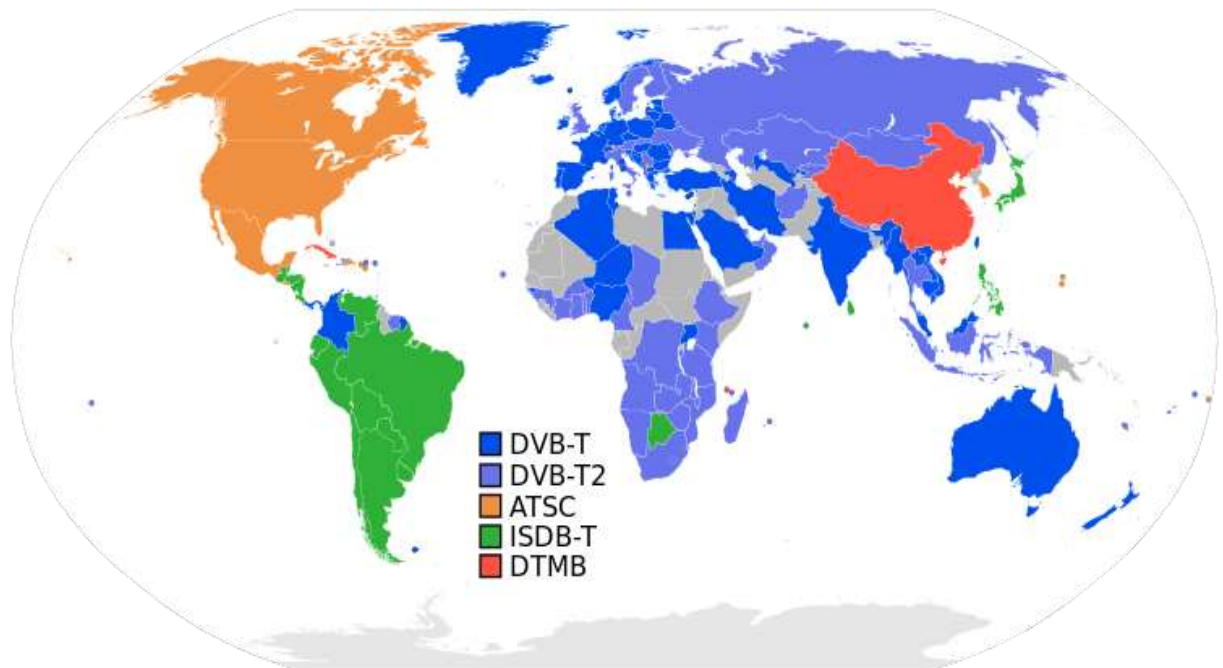


Рисунок 1.1 – Карта поширення стандартів цифрового телебачення в світі

1 квітня 2009 р в Києві, Житомирській, Київській та Одеській областях в тестовому режимі розпочалося наземне цифрове мовлення в стандарті DVB-T (пакет складався з одного мультиплексу - 10 телевізійних програм). Урядову програму розвитку цифрового ТБ було затверджено постановою Кабінету міністрів України від 26 листопада 2008 року № 1085 «Про затвердження Державної програми впровадження цифрового телерадіомовлення». Програмою передбачено до 2015 року впровадити в смугах частот 174-230 МГц і 470-862 МГц радіотехнології цифрового телерадіомовлення стандарту DVB-T.

Станом на березень 2012 року на території Києва крім мовлення 4-х мультиплексів в стандарті DVB-T2, ведеться мовлення ще 4-х мультиплексів в стандарті DVB-T (MPEG-2 / MPEG-4). Всього в Києві є 55 цифрових каналів, на території України - тільки 32.

1.2 Основні положення стандарту DVB-T

Власне, що ж стало причиною переходу на цифрове мовлення? Однією з провідних підстав впровадження цифрового мовлення є той факт, що аналоговий сигнал, у міру його поширення по будь-якому середовищі, зазнає суттєвих викривлень, які не відновлюються на приймальній стороні. Одним з цих важливих значень, що характеризують якість сигналу, вважається відношення несуча/шум - C/N.

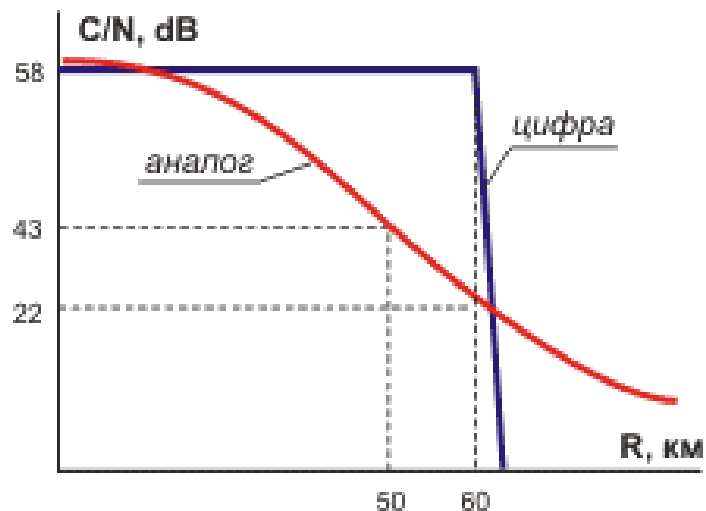


Рисунок 1.2 – Відношення C/N

Для цифрового сигналу властива та індивідуальність, що його якість залишається постійною при зниженні значення вхідного сигналу, що еквівалентно зниженню C/N, до деякого мінімального значення, званого порогом, тобто граничним значенням того чи іншого критерію. Втім слід зауважити, що сам вихідний сигнал в аналоговому вигляді - більш високої якості в порівнянні з цифровим. Але ця відмінність не велика, як з об'єктивних, так і за суб'єктивними показниками.

1.2.1 Концепція стандарту DVB-T та формування цифрового телевізійного сигналу

Дані являють собою інформацію про зображення і звуковий супровід, а також всілякі допоміжні відомості. Умова передачі інформації - дані повинні бути закодовані у вигляді пакетів транспортного потоку MPEG-2. У цьому сенсі стандарт описує контейнер, адаптований для доставки пакетованих даних в умовах наземного телебачення.

Цифровий телевізійний сигнал можливо отримати методом перетворення аналогового телевізійного сигналу в його цифрову форму. Дане перетворення відбувається за принципом трьох операцій:

- дискретизації за часом, тобто заміни безперервного аналогового сигналу послідовністю його значень в дискретні моменти часу - відліків або вибірок;
- квантування за рівнем, яке полягає в округленні значення кожного відліку до найближчого рівня квантування;
- кодування, в результаті якого значення відліку представляється у вигляді числа, що відповідає номеру отриманого рівня квантування.

1.2.2 Технічний опис стандарту DVB-T

Використовувана в стандарті DVB-T модуляція COFDM розбиває цифровий потік даних на велику кількість більш повільних цифрових потоків, кожен з яких в цифровій формі модулюють ряд близько розташованих суміжних несучих частот. Мікросхеми пристроїв, які здійснюють модуляцію, можуть працювати з кількістю несучих, рівним будь-якій мірі двійки, тому було вибрано найближчим число $8192 = 2^{13}$, для кількості несучих рівне 6817, даний режим отримав назву «8k». Для прискорення прийняття стандарту вимоги до одночастотної мережі знизили, обмежившись числом несучих 1705 близьким до $2048 = 2^{11}$, режим «2k». В результаті була прийнята єдина специфікація «2k/8k». У стандарті

використовуються два значення тривалості корисна і захисна. Тривалість інтервалу корисного -896 мкс для режиму «8k» і 224 мкс для режиму «2k», а тривалість інтервалу захисного може мати чотири значення - 224, 112, 56, 28 і 56, 28, 14, 7 відповідно. Інтервал між несучими становить 1116 Гц і 4464 Гц, а інтервалу між крайніми несучими 7,61 МГц для обох режимів.

Швидкість передачі даних в різних режимах і при різних поєднаннях параметрів системи DVB-T:

$$R_{SU} = R_S \cdot b \cdot CR_i \cdot CR_S \cdot \frac{T_U}{T_S} \quad (1.1)$$

де b - кількість бітів, що передаються в одному символі за допомогою однієї несучої;

CR_i - швидкість внутрішнього загортального коду;

CR_S - швидкість зовнішнього коду Ріда - Соломона;

$\frac{T_U}{T_S}$ - відношення тривалості корисного інтервалу до загальної тривалості символу.

Таким чином, в системі DVB-T швидкість передачі корисних даних може змінюватися в значних межах: від 4,98 до 31,67 Мбіт/с (це перебиває весь діапазон потреб, починаючи з телебачення обмеженою чіткості і закінчуючи телебаченням високої чіткості).

Мінімальне значення швидкості 4,98 Мбіт/с, що має місце при модуляції несучих типу QPSK і швидкості внутрішнього коду, що дорівнює 1/2, характеризується найвищою завадостійкістю системи передачі (для практично безпомилкової роботи досить ставлення сигнал/шум в гауссовому каналі всього 3,1 дБ). Але для досягнення швидкості 31,67 Мбіт/с (модуляція несучих 64-QAM і швидкість внутрішнього коду 7/8) повинно бути забезпечено відношення сигнал/шум не менше 20,1 дБ.

1.2.3. Порівняльний огляд потужностей цифрового (DVB-T) та аналогового сигналів.

Однією з ключових характеристик сигналів є пікова і середня потужність.

Піковою потужністю - вважається найбільша потужність за той чи інший період часу, виміряна в смузі корисного сигналу. Середня потужність - усереднена потужність за певний проміжок часу, виміряна в смузі корисного сигналу. PAPR - співвідношення пікової потужності до середньої за один і той же проміжок часу, виражається в децибелах. Чим менше значення PAPR, тим ефективніше передавач випромінює в ефір підводиться до нього електричну енергію, тобто має більш високий ККД, і тим менше відбувається спотворення сигналу. У DVB-T і, особливо в DVB-T2, застосовуються спеціальні методи для обробки сигналу COFDM для зниження PAPR.

В аналоговому телебаченні найбільш важливою характеристикою випромінюваного сигналу служить пікова потужність несучої зображення, виміряна в смузі 120 кГц. Ця смуга була визначена нормативно-технічними документами і не збігається зі смугою каналу (8 МГц). Пов'язано це з тим, що в більш широкій смузі сигнал аналогового телебачення постійно змінюється, тобто середня потужність сигналу аналогового телебачення непостійна.

Смуга частот аналогового телебачення характеризується присутністю різних гармонік зображення, амплітуда яких залежить від переданого зображення.

Максимальна середня потужність аналогового телевізійного сигналу досягається тоді, коли передається чорне поле. Це відбувається тому, що в аналоговому телебаченні використовується інверсна модуляція, тобто при максимальних рівнях зображення (біле поле) рівень випромінюваного сигналу мінімальний. Тому вимірювання потужності аналогових передавачів проводять, як правило, при вимкненому джерелі аналогового сигналу або відключеною модуляції. Середня потужність сигналу аналогового телебачення становить величину від 20 до 30% від пікової потужності.

У цифровому телебаченні для характеристики випромінюваного сигналу використовується середня потужність. Різниця між піковою потужністю і середньою потужністю сигналу цифрового телебачення (COFDM) становить дуже малу величину.

При порівнянні потужностей аналогового і цифрового телебачення необхідно пам'ятати, що порівнюються різні потужності: пікова потужність для аналогового передавача і середня потужність для цифрового. Необхідно враховувати, що середня потужність аналогового передавача в 5 разів менше його пікової потужності, тоді для спрощеного порівняння можна потужність аналогового передавача ділити на 5 і після цього порівнювати її з потужністю цифрового, тобто середня потужність 1 кВт цифрового сигналу COFDM відповідає приблизно піковій потужності 5 кВт аналогового сигналу.

Рівень сигналу впевненого прийому аналогового TV становить 48-54 дБ / мкВ. Приймачі цифрового DVB-T починають впевнено приймати сигнал при 25-30 дБ / мкВ. Різниця рівнів, як мінімум, 20 дБ (100 раз). Облік цього коефіцієнта означає, що для досягнення рівного покриття передавачі цифрового телебачення можуть бути потужністю в 100 разів менше, ніж аналогові. Причому, без обліку відносини сигнал / шум, який у аналогового телебачення 50 дБ, а у цифрового – 20-30 дБ (залежить від параметрів сигналу). Що також рівнозначно зменшення потужності передавача, так як рівень шумів в одній і тій же точці простору і на одній і тій же частоті однаковий. Виграш по випромінюваній в ефір потужності у цифрового передавача в порівнянні з аналоговим - очевидний.

Проте, на практиці доведено, що всі без винятку гідності цифрового сигналу реалізуються лише в радіусі 20-30 км від передавача, безпосередньо з цієї причини більш вдала конфігурація мережі DVB-T - одночастотна синхронна мережа з передавачів невеликої потужності порядку 1-2 кВт , а для аналогового сигналу - потужний одиночний передавач. Крім цього, переотраження сигналу руйнують цифровий сигнал, тоді як аналоговий

сигнал тільки спотворюється і може бути відновлений спеціальними фільтрами апаратно і / або програмно.

1.3. Структура передавальної частини системи DVB-T

З числа всіх систем цифрового наземного телевізійного мовлення система DVB-T формується більш активно. Універсальність і багатофункціональність системи послужили вагомим фактором у прийнятті її в якості національного стандарту для багатьох країн світу.

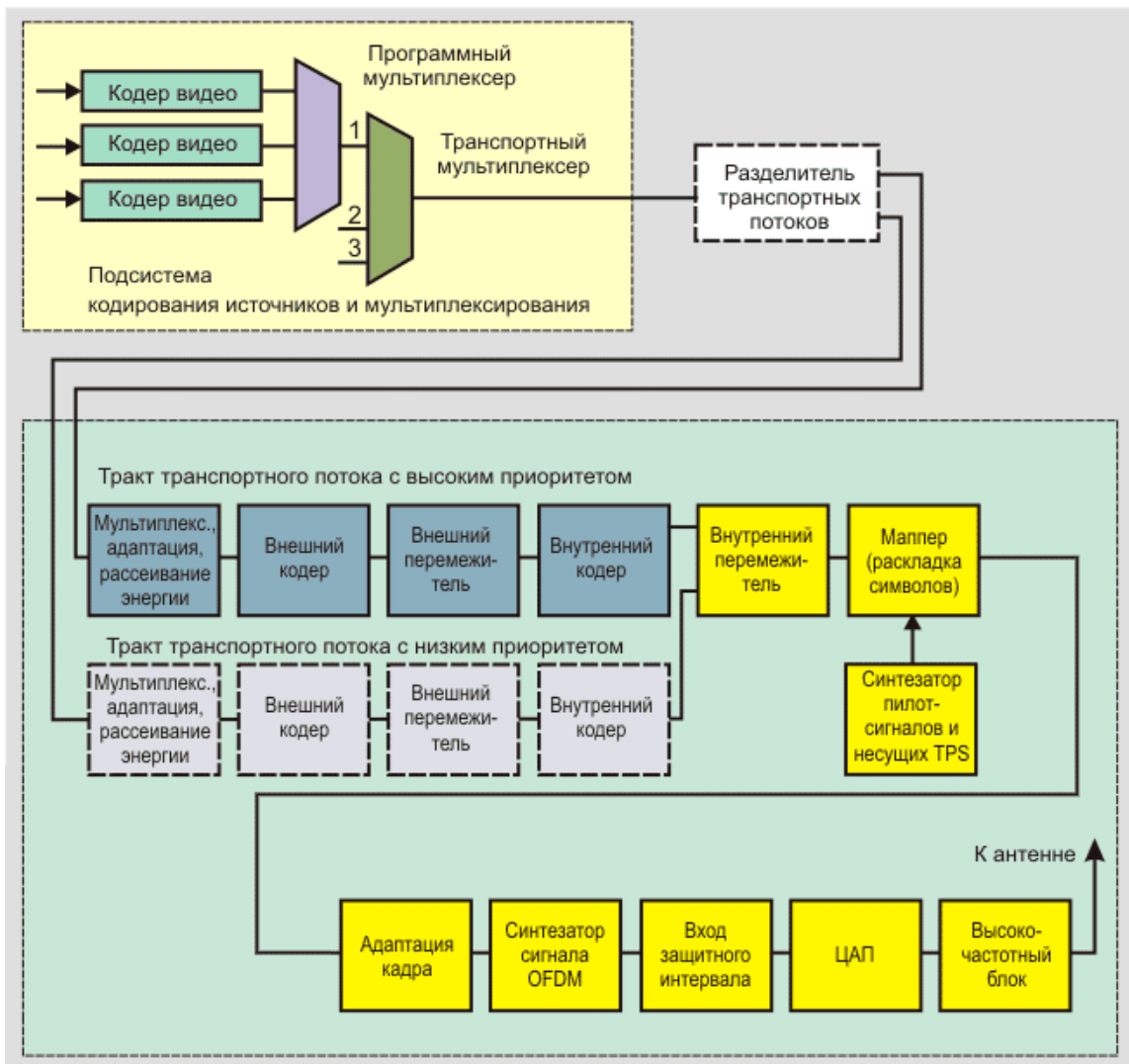


Рисунок 1.3 – Узагальнена структурна схема передавальної частини системи DVB-T

На представленій схемі можна виділити дві основні частини:

- підсистема кодування джерел і мультиплексування. Ця підсистема безпосередньо описує формати мультиплексованих потоків даних, які об'єднують стиснення відеоданих від одного або декількох джерел.
- підсистема адаптації до каналу - являє собою ключові операції, що виконуються при кодуванні та інших процесах, в цілому забезпечують отримання даних вихідного потоку з необхідними параметрами.

Мультиплексованим транспортним потоком компресованих даних вважається вихідна інформація, яка підлягає передачі. На базі протоколів стандарту MPEG-2 здійснюється стиснення, причому в одному мультиплексованому потоці мають місце бути різні дані, такі як текст, звук, відео, зображення та ін. Дані в першу чергу мультиплекуються спочатку в програмному потоці, а після - за допомогою об'єднання деяких програм - в транспортному потоці.

Потоки даних на виходах кодера називаються елементарними потоками. У блоках - пакетизаторах - дані розподіляються по пакетам з заголовками певної структури, так звані пакетовані елементарні потоки - Packet Elementary Stream (PES). У кожному пакеті містяться дані по кадру або іншій структурній одиниці.

Транспортний потік (Transport Stream - TS) - це пакетований елементарний потік декількох ТВ-програм. Дані перерозподіляються в пакети TS з фіксованою довжиною 188 байт і через певний інтерфейс, власне, здійснюється передача вихідних мультиплексованих даних.

Логічним інтерфейсом, або стиком, називається точка з'єднання двох апаратних вузлів, в якій дані передаються від одного вузла до іншого. Для того щоб забезпечити швидке і надійне з'єднання без будь-якого подальшого підстроювання параметрів, обидва вузла повинні відповідати однаковим вимогам до точки стику.

Отже, транспортні мультиплексовані пакети MPEG-2 через інтерфейс надходять власне на вхід системи телевізійного мовлення. Подальша обробка

даних передбачає виконання ряду процедур канального кодування і модуляції.

Власне канальний кодер утворюють блоки скремблювання, кодування і перемеження, причому кодування і перемеження виконано по каскадній схемі: спочатку зовнішній (байтовий) кодер і зовнішній (байтовий) перемежувач, а потім внутрішній (бітовий) кодер і внутрішній (бітовий) перемежувач. В якості зовнішнього кодера обраний блоковий кодер Ріда - Соломона з фіксованими параметрами, а в якості внутрішнього - згортковий кодер зі швидкістю $1/2$, що допускає, за допомогою набору викалювателів, зміна кодової швидкості до значень $2/3$, $3/4$, $5/6$ і $7/8$.

Ідея каскадного кодування полягає в об'єднанні переваг (і, отже, нівелюванні недоліків) різних типів кодів. Згорткові коди, як відомо, ефективно працюють в каналі з адитивним шумом, але погано справляються з пачками помилок. Більш того, якщо декодер згорткового коду помиляється, то на його виході завжди виникає пачка помилок. На противагу цьому, блокові коди добре справляються з рідкісними, але довгими пачками помилок, а їх ефективність при виправленні частих, але коротких пачок помилок помітно менше. Додаткове підвищення ефективності боротьби з помилками забезпечується багаторівневим перемеженням. Оцінка роботи каскадного коду у вигляді зв'язку коду Ріда - Соломона і згорткового коду зі швидкістю $1/2$ показує, що при відношенні сигнал-шум 3 дБ можливо досягти значення ймовірності помилки порядку 10^{-10} .

Слідом за функціональними блоками канального коду структурна схема містить блоки модулятора: формувач сигнальних точок, формувач кадру, що забезпечує вставку в випромінюється сигнал службової інформації (пілотних і TPS-сигналів), а також пристрій, що здійснює зворотне дискретне перетворення Фур'є (ЗДПФ) і вставку захисного інтервалу .

В системі передбачено досить гнучке регулювання сигнального сузір'я і його параметрів. Можливе використання трьох видів квадратурної модуляції: 4-позиційної квадратурної фазової модуляції (КФМ-4), 16-позиційної

квадратурної амплітудної модуляції (КАМ-16) і 64-позиційної квадратурної амплітудної модуляції (КАМ-64).

Сигнальні точки передаються на різних піднесних, формуючи, тим самим, багаточастотний сигнал. Кількість піднесних вибирається рівним 1 704 або 6 816. Спеціальний вибір частотного зсуву між сусідніми піднесними забезпечує властивість ортогональності між окремими сигналами. Таким чином, структура сигналу являє собою набір піднесних з ортогональним частотним рознесенням. Ефективна реалізація такої структури можлива при використанні процедури зворотного дискретного перетворення Фур'є (ЗДПФ), яка, в свою чергу, реалізується на основі різних алгоритмів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Для того, щоб реалізувати ортогональний сигнал з 1 704 піднесними, необхідно мати блок ШПФ з

$$2\,048 = 2 \cdot 2^{10} = 2К$$

точками, а щоб реалізувати ортогональний сигнал з 6 816 піднесними - блок ШПФ з

$$8\,192 = 8 \cdot 2^{10} = 8К$$

точками. Тому режим з 1 704 піднесними називається режим 2К, а режим з 6 816 - режимом 8К.

Сформований на низькій частоті цифровий сигнал піддається цифроаналоговому перетворенню (ЦАП), після чого переноситься на радіочастоту і за відповідними фідерів подається в випромінюючу антенну систему.

Специфікація на систему DVB-T зумовлює можливість вибору ієрархічних або неієрархічних режимів модуляції, що, в свою чергу, визначається поточним станом каналу передачі і, отже, якістю сигналу.

Використання неієрархічних режимів модуляції обумовлено хорошими умовами поширення радіосигналів від передавача до приймача, коли є один, досить яскраво виражений промінь. У цих умовах доцільно піддати всі транспортні пакети однаковою процедурою обробки, не виділяючи більш-менш пріоритетні компоненти.

Типовим для неієрархічних режимів є поділ мовлення на одно- і багатопрограмний режими. Однопрограмний режим найчастіше виділяється під ті програми, для яких за допомогою вибору повної смуги частот потрібно забезпечити високу якість на заданій території покриття. Мовлення в багатопрограмному (зазвичай до чотирьох програм) режимі дозволяє на тій же території покриття доставляти більшу кількість інформації, але з меншим якістю.

Робота системи телевізійного мовлення в ієрархічних режимах може розглядатися як передача мультимплексовані послуги в двох незалежних каналах, з різним ступенем захищені від зовнішнього впливу. При цьому мовлення може бути дублюючим (simulcast) або різнопрограмним.

Дублююче мовлення передбачає передачу однієї і тієї ж програми (або декількох мультимплексованих програм) за двома повністю розділеним транспортним потокам, один з яких високошвидкісний, а інший - на низькій. Низькошвидкісний потік кодується з більшою надмірністю і потім відображається на точки нерівномірного сигнального сузір'я, що володіють найбільшою завадостійкістю. Виходячи з цього, низькошвидкісний потік називають потоком високого пріоритету, і в ньому передаються ті дані, які повинні бути прийняті приймачем навіть при поганих умовах (наприклад, прийом на кордоні зони мовлення).

Інший - високошвидкісний - потік містить дані, можливо, отримані з MPEG-пакетів, до яких застосовані різні процедури кодування, і потік з таких пакетів називається потоком низького пріоритету. Відновлення низькопріоритетного потоку в приймачі призводить, в кінцевому підсумку, до вищої якості результуючого зображення, але вимагає кращих умов прийому для безпомилкового декодування.

На рисунку 1.4 показаний приблизний вигляд ймовірності помилки $P_{\text{ош}}$ для потоків обох пріоритетів, коли в фоновому потоці використовується модуляція КАМ-16 і швидкість $3/4$ згорткового кодера, а в високопріоритетних потоці - модуляція КФМ і швидкість $2/3$.

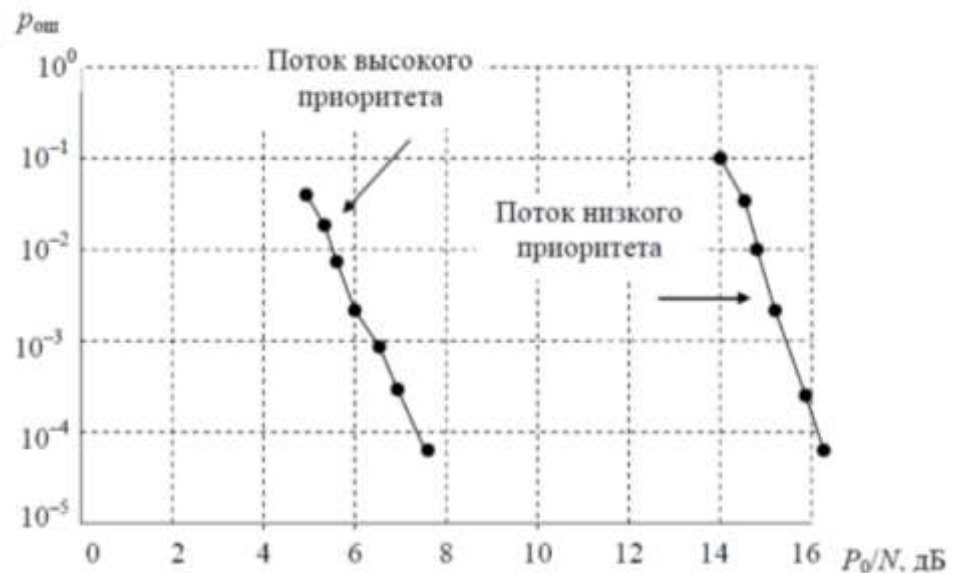


Рисунок 1.4 – Ймовірності помилок для потоків з різними пріоритетами

Під співвідношенням сигнал/шум тут розуміється відношення середньої потужності P_0 немодульованої несучої до середньої потужності шумів N на вході приймача. Видно, що потік високого пріоритету має значно кращу стійкість. У специфікаціях на систему DVB-T нижні точки на обох кривих, тобто ймовірності помилок $P_{ош} = 2 \cdot 10^{-4}$ визначають умова подальшої обробки даних після того, як скоєно сверточное декодування.

1.4 Спектральна характеристика OFDM-сигналів

Поняття спектра сигналу, не дивлячись на багаторічні дискусії та велику кількість наукової і навчальної літератури на дану тему, до сих пір викликає ряд складнощів, що стосуються і методик вимірювання різних спектральних параметрів, і інтерпретації вимог і рекомендацій, що накладаються на спектральні параметри вітчизняними та міжнародними контролюючими організаціями. Багато в чому це пов'язано з тим, що в реальній апаратурі вимірюються спектральні характеристики окремих реалізацій сигналу, в той час як в теоретичних дослідженнях, як правило, розглядається енергетичний спектр сигналу - характеристика, одержувана усередненням по всіх реалізаціях. Зрозуміло, можна так підібрати і

спеціальні тестові сигнали, і параметри вимірювального пристрою (тривалість реалізації, час усереднення, форму і параметри вікна усереднення і ін.), Щоб спектральні характеристики, отримані з аналізу окремих реалізацій, були б близькі до теоретичних. Однак в реальній роботі ситуація далека від цього, і доводиться вживати спеціальні заходи, що забезпечують задоволення заданим спектральним показниками.

Сукупність заданих значень спектральних складових в контрольних точках утворює так звану спектральну маску, і одним із завдань розробників передавальної апаратури є гарантований не вихід спектральних складових мовного сигналу за межі спектральної маски.

Як відомо, енергетичний спектр $G(\omega)$ сигналу визначається як граничне співвідношення (за часом спостереження) середньої спектральної щільності потужності окремих усічених реалізацій:

$$G(\omega) = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \{E[|S_{\tau}(\omega)|^2]\} \quad (1.2)$$

де $S_{\tau}(\omega)$ - перетворення Фур'є усіченої, розглянутої на інтервалі часу $[0; \tau]$, реалізації $S_{\tau}(\omega)$,

символ E позначає операцію математичного очікування, тобто усереднення по ансамблю реалізацій.

Зрозуміло, що величина $G(\omega)$, що визначається співвідношенням (1.2), є ідеалізованою, оскільки в реальних умовах неможливо забезпечити повне усереднення по ансамблю реалізацій. Наближенням до $G(\omega)$ служить характеристика $G^*(\omega)$, що отримується за допомогою заміни усереднення по ансамблю усередненням в часі однієї (досить тривалої) реалізації. У межі, при нескінченно великому часу усереднення $G(\omega)$ і $G^*(\omega)$ збігаються.

Отже, енергетичний спектр многочастотного сигналу складається з двох симетричних компонент, локалізованих поблизу ω_0 і $-\omega_0$. Негативні спектральні складові, звичайно, не мають фізичного сенсу, однак облік їх

(фактично - подвоєння результату) необхідний при обчисленні енергетичних характеристик сигналів, оскільки середня потужність (дисперсія) сигналу P_{cp} , відповідно до теореми Вінера - Хінчина, обчислюється як

$$P_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega \quad (1.3)$$

Зі співвідношення (1.3) і проявляється фізичний зміст $G(\omega)$ як спектральної щільності середньої потужності сигналу.

Звернемося до виду енергетичного спектра для сигналів системи DVB-T, коли використовуються OFDM-сигнали з прямокутною формою обвідної

$$A(t) = \begin{cases} A_0, & t \in [0; T_u] \\ 0, & t \notin [0; T_u] \end{cases} \quad (1.4)$$

В цьому випадку спектральна функція обвідної $F_A(\omega)$ дорівнює

$$F_A(f) = A_0 T_s \frac{\sin(\pi f T_s)}{\pi f T_s} \quad (1.5)$$

і енергетичний спектр являє собою послідовність спектральних складових виду

$$G_l(f) = \frac{\sin^2 \left[\pi \left(f - \frac{l}{T_u} \right) T_s \right]}{\left[\pi \left(f - \frac{l}{T_u} \right) T_s \right]^2}, \quad l = 0, \dots, K_{max} - 1 \quad (1.6)$$

розташованих поблизу несучої $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Для зручності зазвичай виробляють перенумерацію піднесних:

$$l' = l - \frac{K_{max}}{2}, \quad (1.7)$$

поміщаючи f_0 в центр спектра.

На рисунку 1.5 показаний вид енергетичного спектра OFDM-сигналу в режимах 2К і 8К, тобто при числі тих, що піднесних 1 704 і 6 816 відповідно. Значення спектральних компонент представлені в нормованому вигляді, в децибелах

$$G_{дБ}(f) = 10 \log \frac{G(f)}{G_{max}(f)} \quad (1.8)$$

В основній смузі частот, коли $|f - f_0| \leq 4$ МГц, спостерігається деяка нерівномірність спектра, викликана (ортогональним) накладенням доданків. Ця нерівномірність, видима на рисунку 1.5 як темна смуга, становить близько 3 дБ.

Рівень позасмугових випромінювань, тобто спектральних компонент, що знаходяться за межами смуги $|f - f_0| \leq 4$ МГц, досить високий і становить всього лише близько -50 дБ при відбудові на величину, порівнянну з шириною основної смуги частот. Це обумовлено прямокутним видом обвідної $A(t)$, що має, як відомо, найгірші характеристики спектральної ефективності.

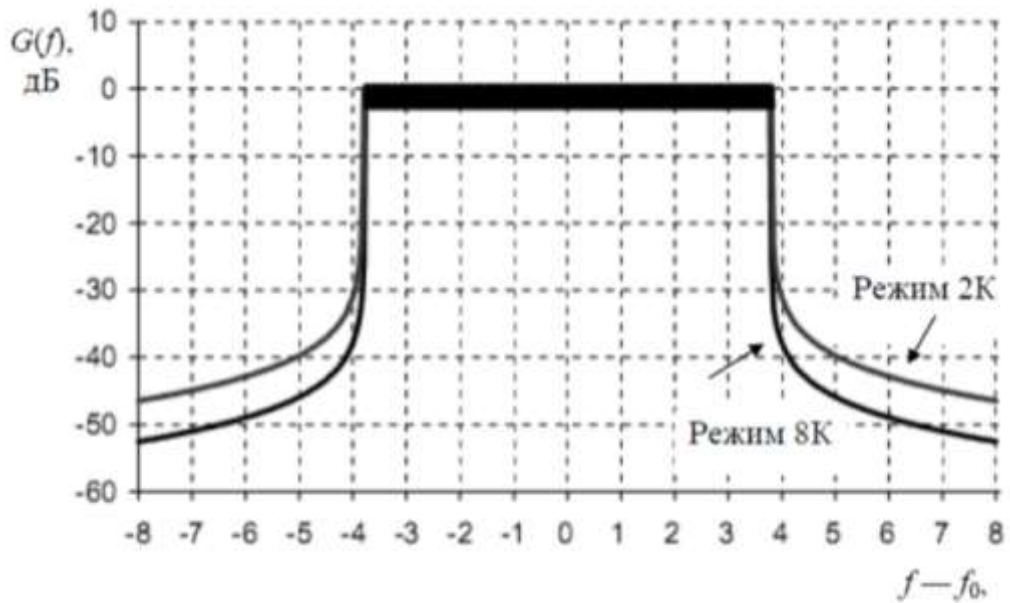


Рисунок 1.5–Енергетичний спектр OFDM-сигналу

З метою забезпечення можливості передачі сигналів систем телевізійного мовлення (як цифрових, так і аналогових) в рамках існуючої сітки телевізійних каналів на рівень позасмугових випромінювань накладаються досить жорсткі вимоги, які визначаються відповідною спектральною маскою, рисунок 1.6.

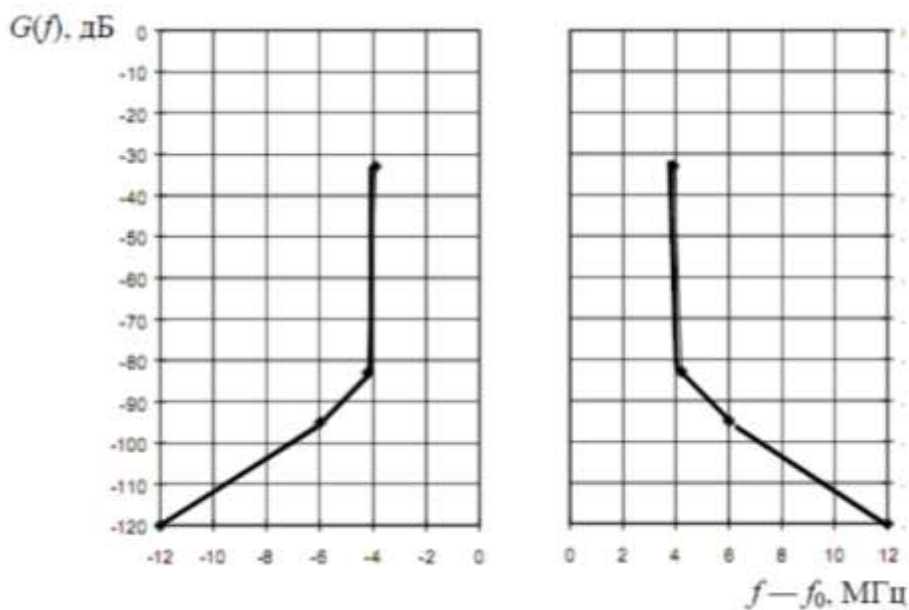


Рисунок 1.6 – Спектральна маска для сигналу DVB-T

1.5 Метод модуляції

Важливим елементом системи цифрового телебачення є метод використовуваної модуляції сигналу. Один з основних питань - розподіл енергії в спектрі електричного сигналу і узгодження цього розподілу характеристиками каналу зв'язку.

Якщо повідомлення передаються двійковими символами, то швидкість передачі даних не може перевищувати значення 2 біт/с на 1 Гц смуги пропускання каналу зв'язку F_K . Межа питомої швидкості передачі даних за допомогою двійкових символів, що дорівнює 2 (біт/с)/Гц, називається також «бар'єром Найквіста».

Теоретично «бар'єр Найквіста» може бути подолано за рахунок підвищення відносини сигнал-шум в каналі зв'язку до дуже великого значення, що практично не можливо. Тому для збільшення питомої швидкості передачі даних необхідно перейти до багатопозиційної модуляції, при якій кожна електрична посылка несе більше 1 біта інформації.

До способів багатопозиційною модуляції, що використовуються в системах цифрового телебачення, відносяться:

- квадратурна амплітудна модуляція (QAM - Quadrature Amplitude Modulation);
- квадратурна фазова маніпуляція, або чотирьохпозиційна фазова маніпуляція (QPSK - Quadrature Phase Shift Keying);
- частотне ущільнення з ортогональними несучими (OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

1.5.1. Квадратурна амплітудна модуляція

Тип модуляції, часто використовуваний з метою передачі цифрових сигналів, - Багатопозиційна квадратурна амплітудна маніпуляція. Як відомо, дана маніпуляція полягає в синхронній амплітудної модуляції двома сигналами u_1 і u_2 двох квадратурних складових несучої з ω_0 і отриманні

сумарного сигналу

$$u(t) = u_I(t)\cos\omega_0 t + u_Q(t)\sin\omega_0 t. \quad (1.9)$$

де u_I - сигнал inphase,

u_Q - сигнал quadrature

ω_0 - частота.

Для демодуляції часто застосовується одночасне детектування, яке полягає в множенні сигналу $u(t)$ на $\cos\omega_0 t$ і на $\sin\omega_0 t$ з подальшим придушенням високочастотних складових фільтром низьких частот. Тому, можна виділити $u_I(t)$ і $u_Q(t)$ відповідно. Сигнал КАМ вважається багатопозиційним, в якому число позицій одно $M = 2^N$, де N є кількістю розрядів в модуляційному символі. Для даного типу модуляції прийнято використовувати англomовну аббревіатуру M-QAM.

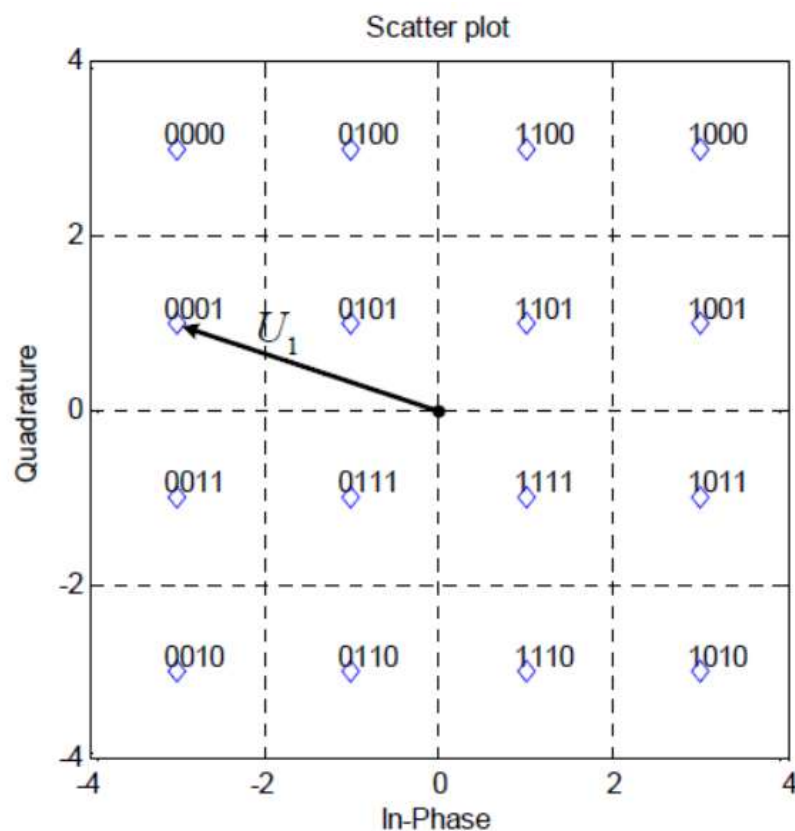


Рисунок 1.7 – Сигнальне сузір'я 16-QAM

На рисунку 1.7 ромби - положення векторів амплітуди несучої при всіляких модуляційних символах. Розглядаючи вектор U_I , який відповідає коду 0001 можна сказати, що він формується в результаті складання складової U_I з амплітудою 1 і складовою U_Q з амплітудою -3. Вплив перешкод в каналі зв'язку здатне послужити причиною помилкового визначення вектора несучої. Вплив перешкод в каналі зв'язку здатне послужити причиною помилкового визначення вектора несучої. При цьому найбільш вірогідним є перехід вектора в сусідню точку.

З цієї причини положення векторів амплітуди несучої пронумеровані таким чином, то що коди сусідніх точок розрізняються не більше ніж одним символом. Прикладом цього надан рисунок (1.8) на якому відображена констеляційна діаграма для 64-QAM і відповідні бітові комбінації.

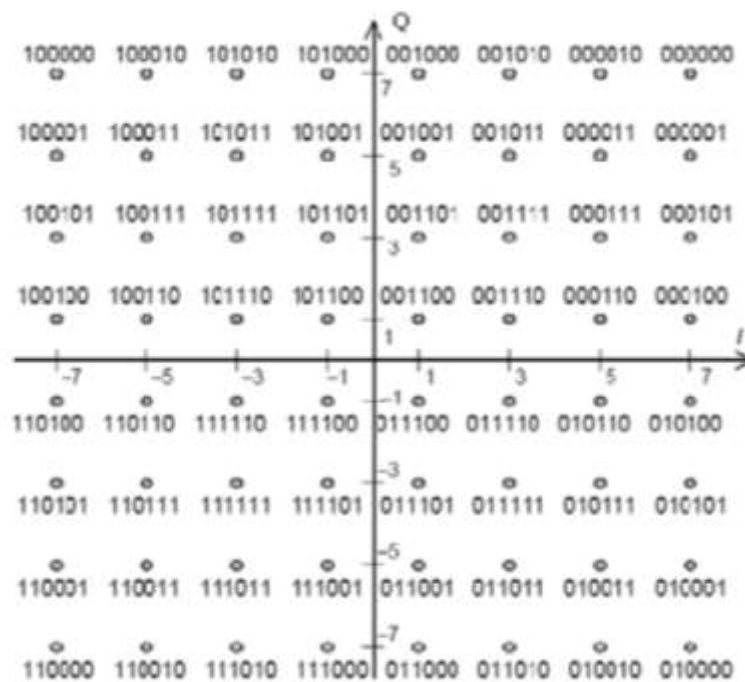


Рисунок 1.8 – Сигнальне сузір'я 64-QAM

Для того, щоб отримати QAM-сигналу використовується квадратурна схема модулятора КАМ, рисунок 1.9.

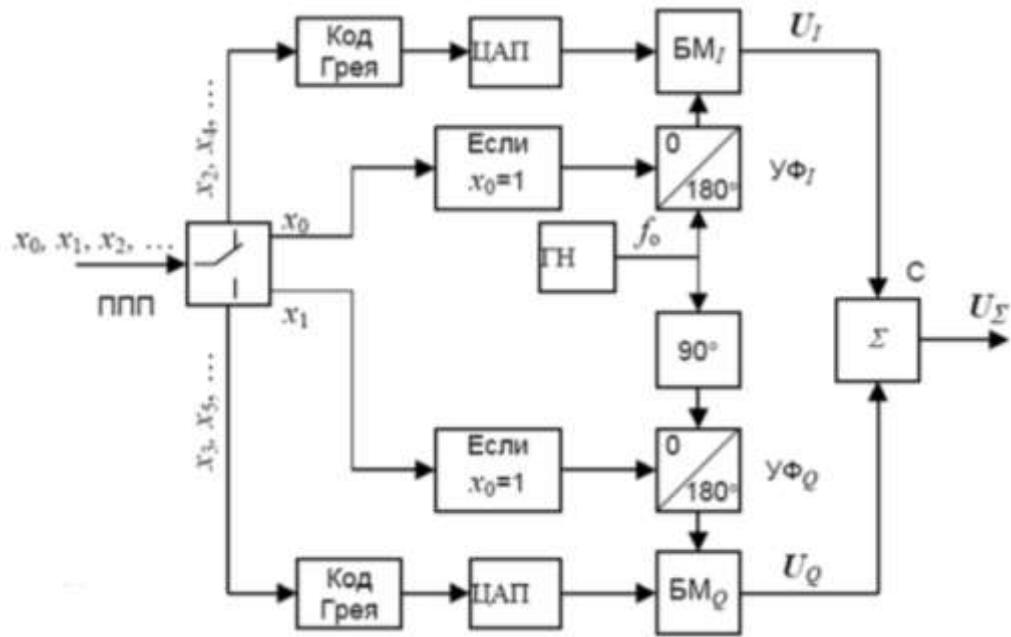


Рисунок 1.9 – Квадратурна схема модулятора КАМ

Послідовність двійкових символів x_0, x_1, x_2, \dots подається на послідовно-паралельний перетворювач (ППП). Тут виконавчі символи групуються в модуляційні символи по N біт. Старші розряди x_0, x_1 виділяються окремо і служать для управління фазовращателями УФ_I і УФ_Q в каналах I і Q. фазовращателями змінюють фазу несучого коливання на 180° , якщо $x_1 = 1$ і $x_0 = 1$.

Таким чином, визначається квадрант сигнального сузір'я, в якому будуть знаходитися позиції сумарного вектора несучої U_Σ . Поєднання 00 відповідає першому квадранту, 10 - другого, 11 - третього, 01 - четвертого. Молодші розряди модуляційного символу поділяються на парні x_2, x_4, \dots і непарні x_3, x_5, \dots , які потім надходять в кодер Грея. У цьому кодері проводиться перекодування отриманих символів в код Грея для того, щоб коди сусідніх символів відрізнялися не більше ніж на один біт.

Кодовані за кодом Грея модуляційні символи в каналах I і Q надходять в цифро-аналогові перетворювачі ЦАП. Рівні, які виходять на їх виходах ЦАП, визначають напруги на виходах балансних модуляторів.

Застосування нерівномірної структури сигнальних сузір'їв з коефіцієнтами $\alpha = 2, \alpha = 4$ забезпечує поліпшення декодування потоку даних,

модульованих методами QAM-16 і QAM-64. Однак при цьому потрібно збільшення відносини сигнал - шум для потоку даних, так як шуми і перешкоди трансформують сигнальні точки сузір'я в «хмари».

Центром «хмари» залишається сигнальна точка, а його «розмитість» характеризує залишковий рівень несучої, порушення балансу рівнів сигналів I і Q. При дуже сильному шумі розрізнити сигнальні точки всередині квадрантів стає практично неможливим. Однак завдяки введеної в сигнальні сузір'я нерівномірності декодування може здійснюватися з прийнятною вірогідністю помилок.

1.5.2. Квадратурна фазова маніпуляція

Квадратурна фазова маніпуляція (QPSK) - дискретна фазову маніпуляцію з основним дискретом $\pi/2$. В даному способі модуляції все без винятку імпульси вхідний інформаційної послідовності модулятора розбиваються на пари, тобто, двохбітовий символи. При переході від символу до символу вихідна фаза сигналу змінюється на значення, яке визначається бітами символу.

Для сигналів з QPSK всі можливі значення фази радіосигналу кратні $\pi/4$, а максимальний стрибок фази рівний 135° . При цьому жодна з траєкторій фазових переходів не проходить через початок координат.

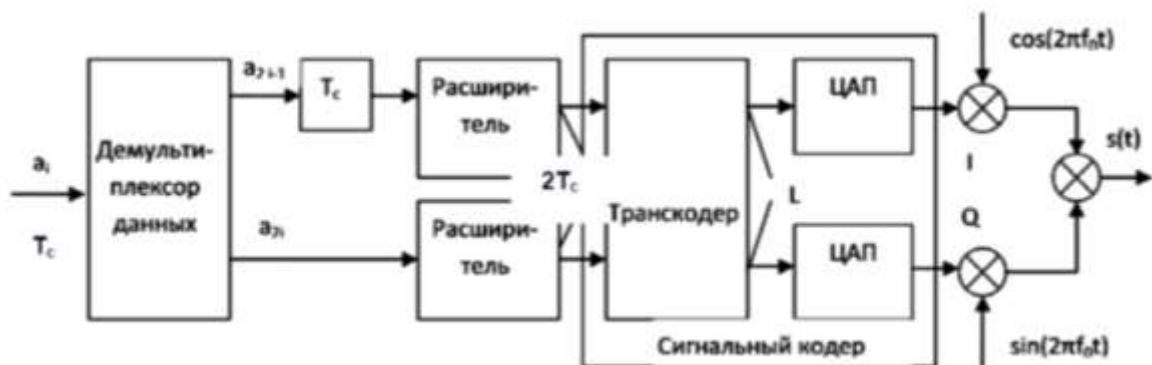


Рисунок 1.10 – Структурна схема модулятора QPSK

Кожна пара вхідних бітів визначає приріст фази несучого коливання на величину $\Delta\phi_i$, кратну $\pi / 4$. Нарисунку (1.11) представлені сузір'я сигнальних точок для $\phi_{i-1} = k\pi/2$, $\phi_{i-1} = (k\pi/2 + \pi/4)$ і загальне сузір'я сигнальних точок відповідно.

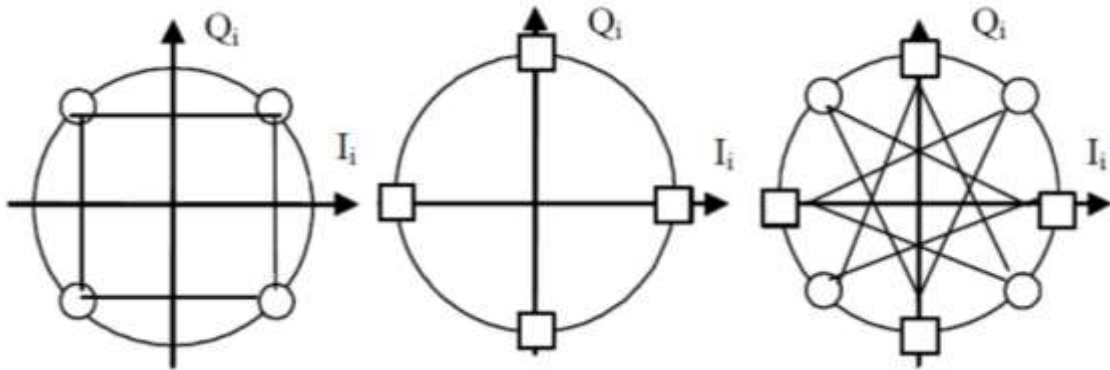


Рисунок 1.11 –Сузір'я сигнальних точок

При модуляції QPSK все без винятку імпульси вхідний інформаційної послідовності розбиваються на двухбітовий символи. При переході від символу до символу первісна фаза сигналу змінюється на значення, яке обумовлено бітами символу.

1.5.3 Спосіб частотного ущільнення з ортогональними несучими

Суть методу модулювання частотного ущільнення з ортогональними несучими полягає в наступному. У стандартному телевізійному каналі зі смугою частот F_K формуються N несучих частот, які відстають один від одного на частотні інтервали f . Аналогічно квадратурній модуляції, метод OFDM застосовує ортогональні несучі, проте частоти даних цих несучих не є однаковими і кратні основній частоті f_0 . Дані несучі вважаються ортогональними, так як їх середній за часом добуток дорівнює нулю.

Це надає можливість їх поділу на прийомі, в тому числі і часткове перекриття їх бічних смуг. При цьому частоти несучих рівні:

$$U_0(t) = U_0 \cos[2\pi(f_0 + n/T_s)t], \quad (1.10)$$

де f_0 - початок інтервалу;

n - номер несучої, що знаходиться в діапазоні від 0 до (N-1);

T_s - тривалість інтервалу передачі одного символу.

Цим чином, загальний потік даних, який має швидкість передачі двійкових символів Q_0 , ділиться на N паралельних підпотоків зі швидкістю передачі символів $Q_1 = Q_0 / N$. За кожної несучої передається свій підпотік, результатом чого є утворення N вузькосмугових підканалів в одному каналі. Відповідно до стандарту DVB-T кількість несучих може бути рівна 6817 ($f = 1116$ Гц) або 1705 ($f = 4464$ Гц).

Модуляція і демодуляція виконуються за допомогою дискретного перетворення Фур'є. При модуляції беруться одночасно символи всіх N підканалів і виробляється зворотне дискретне перетворення Фур'є. Отримані числа послідовно перетворюються ЦАП в аналогову форму і переносяться в потрібний частотний діапазон.

Сам принцип формування OFDM сигналу в основному полягає в тому, що модульована k-несуча OFDM сигналу без перенесення на високу частоту в комплексному вигляді має вигляд:

$$S_k(nT) = C_k(nT) \cdot e^{i2\pi nT/\tau}, \quad (1.11)$$

де $C_k(nT) = A \cdot e^{i\phi}$ - модулюючий k-несучусимвол;

T – тривалість дискретного інтервалу;

τ - тривалість символу;

n – ціле число діапазон увід 0 до N.

Тоді загальний OFDM символ можна записати:

$$S_N = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \cdot e^{i2nTk/\tau} \quad (1.12)$$

Математично це аналогічно обчисленню дискретних значень функції по дискретним значенням амплітуд $C_k(nT)$ її гармонійних складових з частотами k/τ . Дану процедуру описує зворотне перетворення Фур'є. Для переходу до зворотнього перетворення Фур'є потрібно виразити тривалість інтервалу дискретизації T як τ/N .

З точки зору обчислювальних витрат ефективніше використовувати $N=2^m$. Так для ступеня $m = 13$ кількість несучих складе $N = 8192$.

Таким чином, за допомогою зворотнього перетворення Фур'є з вхідного масиву модуляційних символів чисельно формується вихідний OFDM символ. Далі його досить перенести в високочастотну область за допомогою квадратурного змішувача.

При демодуляції прийнятий сигнал переноситься перетворювачем частоти на проміжну частоту і перетворюється АЦП в цифрову форму. Для отримання символів, переданих в підканалах, в групах по N відліків прийнятого сигналу виконується пряме ДПФ.

Переваги даного методу передачі:

- рівномірний розподіл енергії по смузі частот каналу зв'язку;
- можливість передавати найбільш важливу інформацію на ділянках смуги частот з мінімальним рівнем перешкод;
- при багатопроменевому прийомі зменшується вплив відбитих сигналів, так як кожен з підканалів вузькосмуговий.

Для безпомилкового прийому при використанні OFDM тривалості інтервалів часу, протягом яких передаються окремі символи, вибираються більшими, ніж часи затримок відбитих сигналів.

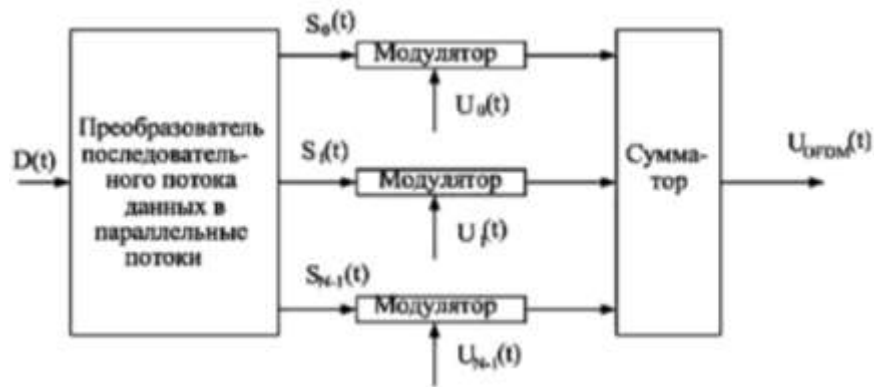


Рисунок 1.12 – Функціональна схема пристрою модуляції типу OFDM

1.6 Структура сигналу з OFDM

Ідея даного методу полягає в тому, що потік переданих даних розподіляється по безлічі частотних підканалів і передача ведеться паралельно на всіх цих підканалах. При цьому висока швидкість передачі досягається саме за рахунок одночасної передачі даних по всіх каналах, а швидкість передачі в окремому підканалі може бути і невисокою. Оскільки в кожному з частотних підканалів швидкість передачі даних можна зробити не надто високою, це створює передумови для ефективного придушення межсимвольної інтерференції. При частотному поділі каналів необхідно, щоб ширина окремого каналу була, з одного боку, досить вузької для мінімізації спотворення сигналу в межах окремого каналу, а з іншого - досить широкою для забезпечення необхідної швидкості передачі. Крім того, для економного використання всієї смуги каналу, яке поділяється на підканали, бажано, якомога щільніше розташувати частотні підканали, але при цьому уникнути міжканальної інтерференції, щоб забезпечити повну незалежність каналів один від одного. Частотні канали, що задовольняють перерахованим вимогам, називаються ортогональними. Несучі сигнали всіх частотних підканалів (а точніше, функції, що описують ці сигнали) ортогональні один одному.

Важливо, що хоча самі частотні підканали можуть частково перекриватись, ортогональність несучих сигналів гарантує

частотну незалежність каналів один від одного, а отже, і відсутність міжканального інтерференції.

Кожна з N немодульованих несучих, що входять в набір OFDM, може бути виражена формулою:

$$s_n(t) = \cos 2\pi f_n t \quad (1.13)$$

де $f_n = f_0 + n/T_s$, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$, T_s - тривалість символу,

f_0 - частота найнижчої несучої. Модульований сигнал OFDM-формулою:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_0^{N-1} \left[a_k \cos 2\pi \left(f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t + b_k \sin 2\pi \left(f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t \right] \quad (1.14)$$

де N - число несучих,

a_k , b_k - дані синфазного і квадратурного каналів, модулюючих k -ту несучу.

У найбільш загальній формі OFDM-сигнал можна описати як паралельно переданий потік модульованих несучих

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} g_k(t - nT_s) \right) \quad (1.15)$$

де $f_k = f_0 + k/T_s$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, та

$$g(t) = \begin{cases} e^{i2\pi f_k t}, & 0 \leq t \leq T_s \\ 0, & t < 0, t \geq T_s \end{cases} \quad (1.16)$$

$C_{n,k}$ - амплітуда k -ї піднесної переданого символу в n -му інтервалі тривалістю T_s ,

N - число OFDM-піднесних,

f_k - k -та піднесна частота з f_0 у якості найнижчої частоти піднесної.

Визначимо n -е OFDM-вікно (фрейм) як переданий сигнал для n -го інтервалу, тривалість якого дорівнює одному періоду символу T_S , і позначимо його $F_n(t)$.

Підставляючи $F_n(t)$ в (1.15) замість виразу укладеного в дужки, яке відповідає n -му OFDM-кадру, співвідношення (1.15) можна переписати як

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n(t) \quad (1.17)$$

Таким чином, $F_n(t)$ відповідає безлічі символів $C_{n,k}$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, кожен з яких відповідає частоті, f_k .

Демодулятор обчислює коефіцієнти

$$C_{n,k} = \frac{1}{T_S} \int_{nT_S}^{(n+1)T_S} s(t) g_k(t) dt \quad (1.18)$$

Структурна схема модулятора OFDM-сигналу показана на рисунку 1.13, а, а демодулятора - на 1.13, б, де для простоти не показані фільтри в обох пристроях.

Вибираючи проходження сигналу, що описується рівняннями (1.15) і (1.17) при швидкості передачі в N разів вищою, ніж швидкість передачі символів піднесної $1/T_S$, і приймаючи $f_0 = 0$ для OFDM-фрейма, можемо записати:

$$F_n(m) = \sum C_{n,k} g_k(t - nT_S) \Big|_{t = (n + \frac{m}{N})T_S}, m = 0, \dots, N - 1 \quad (1.19)$$

що надає:

$$F_n(m) = e^{i2\pi f_0 T_s \frac{n}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{i2\pi k \frac{m}{N}} = N \cdot \text{IDFT}\{C_{n,k}\} \quad (1.20)$$

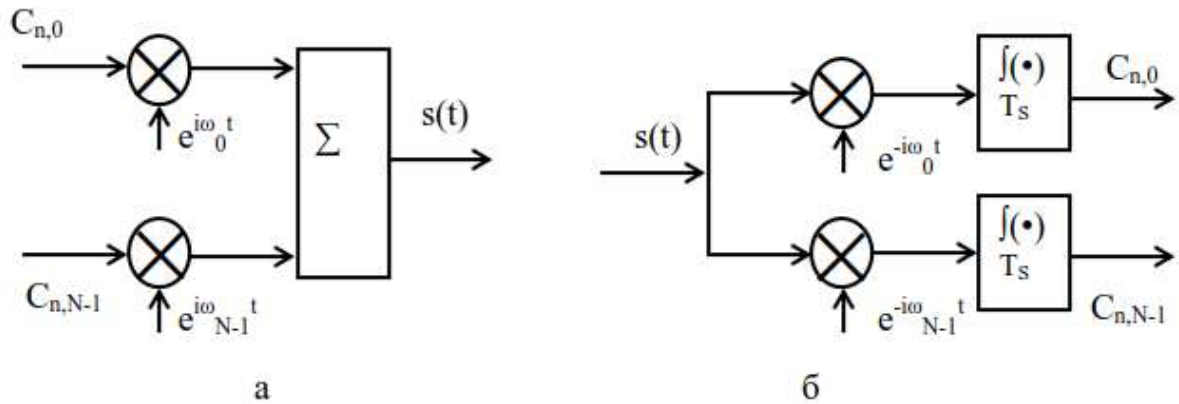


Рисунок 1.13 – Модулятор (а) і демодулятор (б) OFDM-сигналу

Відзначимо різницю між сигналами OFDM і FDM (Frequency Division Multiplex). Нарисунку 1.14 показані спектри сигналів OFDM і FDM в залежності від числа несучих. FDM є технологією, при якій передається багаточастотний сигнал по одному шляху передачі інформації. При цьому кожен сигнал поширюється всередині унікальної смуги частот поблизу несучої, яка модулюється даними (текст, голос, відео та ін.). Розглянемо спектральну щільність потужності для двох систем з бінарної фазової модуляцією (BPSK, Binary Phase Shift Keying) всіх піднесних. Прийmemo, що потік даних передається зі швидкістю R . З цього малюнка легко бачити, що OFDM-сигнал вимагає меншу смугу, коли число несучих збільшується і в межі маємо:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} W = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{N+1}{N} R = R = \frac{N}{T_s} \quad (1.21)$$

Це виходить в результаті наявного перекриття спектрів, поділ яких реалізується завдяки їх ортогональності відповідно с виразом (1.18).

Дві бічні смуги OFDM-сигналу можна обмежити урахуванням головного лепестка його частотного спектра і обмежити смугою $W = N/T_S$.

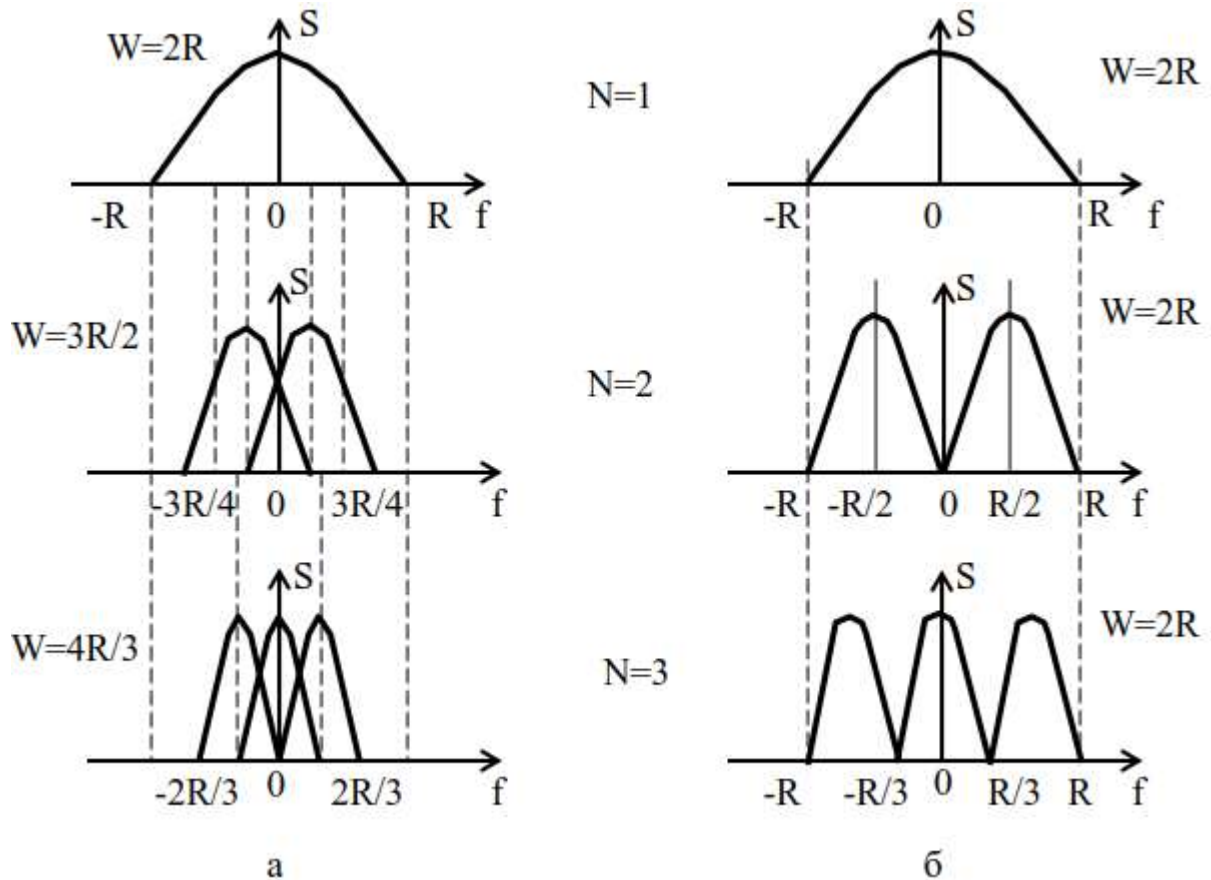


Рисунок 1.14 – Спектральна щільність потужності OFDM (а) і FDM (б) сигналів для різних величин числа N дискретів символу

Дві бічні смуги OFDM-сигналу можна обмежити урахуванням головної пелюстки його частотного спектра і обмежити смугою $W = N / T_S$.

1.7 Застосування технології OFDM

Концепція паралельної передачі даних з частотним поділом була розроблена ще в 1960-х роках минулого століття. Як і більшість відомих в даний час технологій, використовувалася в основному у військових системах.

У комерційних системах застосування мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів, що позначається аббревіатурою OFDM - стали розглядати ближче До 1980 років. В першу чергу цю систему використовували в високошвидкісних модемах і цифрових мобільних мережах. У 1990-х OFDM модуляцію стали використовувати в цифровому радіомовленні (DAB), в наземному телебаченні, при передачі відео високої чіткості HDTV, а також у відомих технологіях останньої милі HDSL.

Не дивлячись на все це OFDM модуляція довгий час не знаходила досить широкого поширення в інших системах зв'язку унаслідок складної технічної реалізації. Широке поширення дана модуляція отримала відносно недавно. Вона є базовою і найбільш ефективною технологією цифрової модуляції в мережах WiMax і LTE. Крім цього, воно ж використовується і в ADSL, DVB-T.

У системах широкосмугового бездротового доступу (ШБД) основним руйнівним чинником для цифрового каналу є перешкоди від багатопроменевого прийому. Цей вид перешкод вельми характерний для ефірного прийому в містах з різноповерховою забудовою через багаторазових відображень радіосигналу від будівель і інших споруд.

Радикальним вирішенням цієї проблеми, як раз таки, є застосування технології ортогонального частотного мультиплексування OFDM, яка спеціально розроблена для боротьби з перешкодами при багатопроменевому прийомі.

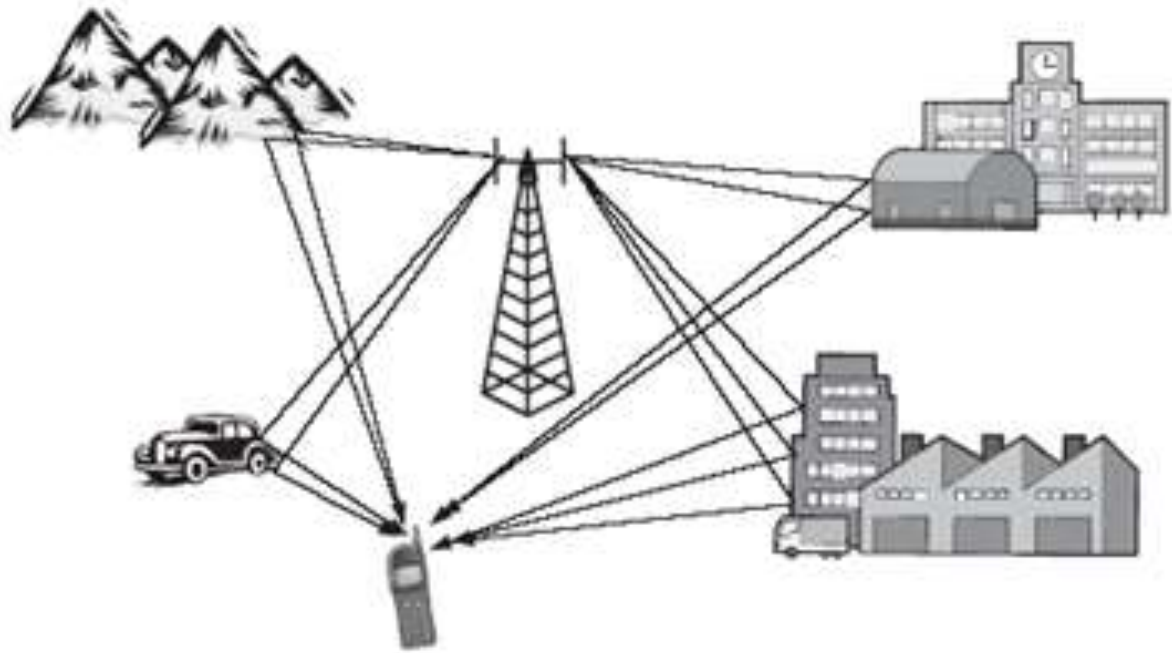


Рисунок.1.15 – Багатопроменеве розповсюдження сигналу

Метод OFDM є поєднанням модуляції - подання інформації за допомогою зміни фази, частоти, амплітуди несучої або їх комбінації, і мультиплексування - способу передачі декількох потоків (каналів) даних по одному каналу.

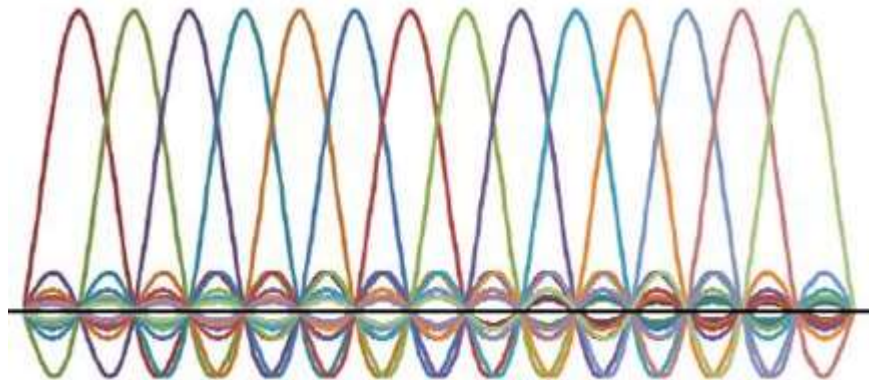


Рисунок.1.16 – Розбивка смуги радіоканалу в OFDM на кілька несучих

Основний принцип роботи OFDM, досить добре досліджений в системах DVB, Wi-Fi і WiMAX, він полягає в тому, що інформаційний потік розбивається на кілька потоків даних, які одночасно передаються на різних частотах, відображено на рисунку 1.16, вписуючись при цьому все в той ж

запропонований стандартом діапазон. В OFDM завдання мультиплексування застосовується для окремих сигналів, але ці окремі сигнали є підмножиною одного основного сигналу.

Модель ортогонального частотного поділу дозволяє уникнути перехресних перешкод для різних підканалів, що розширює смугу пропускання в стільки разів, скільки незалежних каналів використовується в системі. Іншими словами - це схема модуляції, що використовує безліч несучих: канал ділиться на кілька субканалов (піднесних), відповідно, високошвидкісний потік даних конвертується в кілька паралельних бітових потоків меншій швидкості, кожен з яких модулюється своєю несучою і передається одночасно, як показано на рисунку 1.17.

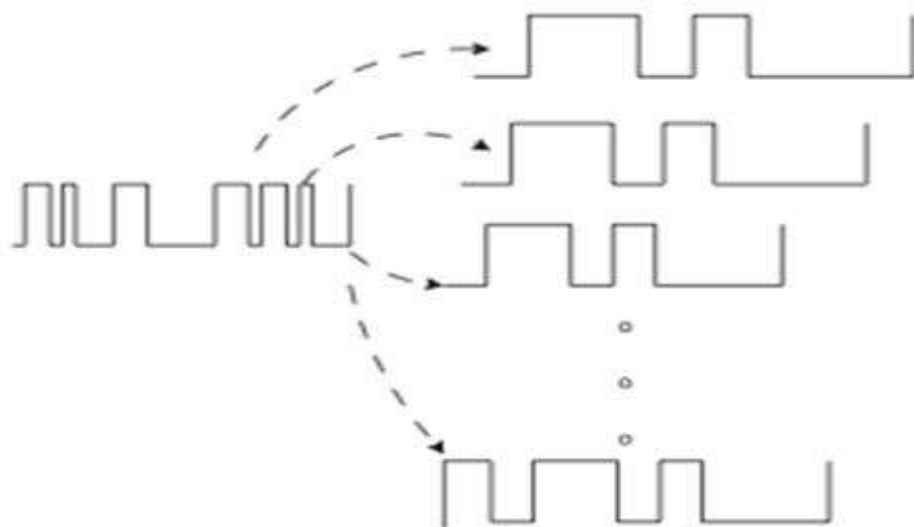


Рисунок.1.17 – Конвертація високошвидкісного потоку в OFDM в набір низькошвидкісних паралельних бітових потоків

1.8 Проблема багатопроменевого поширення

Поширення сигналів в радіоефірі супроводжується виникненням всякого роду перешкод, джерелом яких служать самі поширювані сигнали. Класичний приклад - ефект багатопроменевої інтерференції

сигналів. Внаслідок багаторазового відбиття сигналу від природних перешкод один і той же сигнал може потрапляти в приймач різними шляхами, що мають різні довжини. Отже, в точці прийому результуючий сигнал являє собою суперпозицію (інтерференцію) багатьох сигналів.

Наслідком багатопрменевої інтерференції є спотворення сигналу. Особливо негативно многолучева інтерференція позначається на широкосмугових сигналах. Справа в тому, що при використанні широкосмугового сигналу в результаті інтерференції певні частоти складаються синфазно, що призводить до збільшення сигналу, а деякі, навпаки, - протифазно, викликаючи ослаблення сигналу на даній частоті. Говорячи про багатопрменевої інтерференції, що виникає при передачі сигналів, розрізняють два крайніх випадку. У першому випадку максимальна затримка між різними сигналами не перевищує часу тривалості одного символу і інтерференція виникає в межах одного переданого символу. У другому випадку максимальна затримка між різними сигналами більше тривалості одного символу, а в результаті інтерференції складаються сигнали, що представляють різні символи, і виникає так звана міжсимвольні інтерференція (InterSymbolInterference, ISI).

Найбільш негативно на спотворення сигналу впливає міжсимвольні інтерференція. Оскільки символ - це дискретне стан сигналу, що характеризується значеннями частоти несучої, амплітуди і фази, то для різних символів змінюються амплітуда і фаза сигналу, тому відновити вихідний сигнал вкрай складно. Щоб уникнути, а точніше, частково компенсувати ефект багатопрменевого поширення, використовуються частотні еквалайзери, проте у міру зростання швидкості передачі даних або за рахунок збільшення символічної швидкості, або через ускладнення схеми кодування ефективність використання еквалайзерів падає.

У стандарті 802.11b з максимальною швидкістю передачі 11 Мбіт / с при використанні ССК-кодів схеми компенсації межсимвольної інтерференції цілком успішно справляються з покладеною на них завданням, але при більш високих швидкостях такий підхід стає неприйнятним. Тому при більш високих швидкостях передачі застосовується принципово інший метод кодування даних - ортогональне частотне розділення каналів ущільнення каналів (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM).

1.9 Постановка задачі

Головною метою дипломної роботи є моделювання процесу передачі сигналу цифрового наземного телебачення з методом мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів.

Для досягнення поставленої мети потрібно виконати ряд завдань:

1. Дослідити стандарт цифрового телебачення DVB-T.
2. Сформулювати особливості процесу передачі в системах цифрового телебачення.
3. Виконати аналіз методу модуляції за технологію мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів.
4. За допомогою пакету прикладних програм MATLAB та графічного середовища Simulink розробити модель передавальної частини цифрової системи передачі.

1.10 Висновки

Для чіткого розуміння суті питання і виконання поставлених завдань, були розглянуті загальні теоретичні питання, які безпосередньо стосуються теми дипломного проекту:

1. DVB-T/T2 європейський стандарт ефірного цифрового телебачення, використання якого ведеться на території України.
2. Цифровий телевізійний сигнал можливо отримати методом перетворення аналогового телевізійного сигналу в його цифрову форму
3. Особливістю DVB-T, як контейнера для передавання транспортних пакетів MPEG-2, є гармонійне поєднання системи каналного кодування і способу модуляції OFDM.
4. Важливим елементом системи цифрового телебачення є метод використовуваної модуляції сигналу. До способів багатопозиційною модуляції, що використовуються в системах цифрового телебачення, відносяться: QAM модуляція, QPSK модуляція та OFDM модуляція.
5. Метод OFDM застосовує ортогональні несучі, проте частоти даних цих несучих не є однаковими і кратні основній частоті f_0 . Модуляція і демодуляція виконуються за допомогою дискретного перетворення Фур'є.
6. Основною проблемою у системах широкосмугового бездротового доступу є перешкоди від багатопробеневого прийому.
7. Радикальним вирішенням проблеми багатопробеневого прийому є застосування технології ортогонального частотного мультиплексування OFDM.

2 РОЗДІЛ СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

В даному розділі розглядається передавальна частина цифрової телевізійної системи та досліджується моделювання процесу передачі сигналу цифрового телебачення DVB-T з OFDM.

2.1 Передавальна частина цифрової телевізійної системи

Вибравши вираз для одного OFDM-символу, який починається в момент $t = t_s$, можна описати сигнал з OFDM наступним чином:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}} d_{i+\frac{N_s}{2}} \exp(j2\pi(f_c - \frac{i + -0,5}{T})(t - t_s)) \right\}, t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s(t) = 0, t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.1)$$

де d_i - символ комплексної модуляції;

N_s - число піднесних;

T - тривалість символу;

f_c - несуча частота.

Приватна версія формули (2.1) дана в стандарті DVB-T як поширюваний сигнал. Цей вираз має вигляд

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{m,l,k} \Psi_{m,k,l}(t) \right\}, \quad (2.2)$$

$$\Psi_{m,k,l}(t) =$$

$$= \begin{cases} \exp(j2\pi \frac{k'}{T_u} (t - \Delta - lT_s - 68mT_s)), & (l + 68m)T_s \leq t \leq (l + 68m + 1)T_s \\ 0, & (l + 68m + 1)T_s \leq t \leq (l + 68m)T_s \end{cases}$$

- де k - номер несучої;
- l - номер символу OFDM;
- m - номер переданого фрейму;
- K - номер переданої несучої;
- T_s - тривалість символу;
- T_u - інверсія розносу несучих;
- Δ - тривалість захисного інтервалу;
- f_c - центральна частота радіочастоти (RF) сигналу;
- k' - несучий індекс, що відповідає центральній частоті, причому $k' = k - (K_{\max} + K_{\min})/2$;
- $c_{m,0,k}$ - комплексний символ для несучої k символу даних номер 1 в фреймі номер m ;
- $c_{m,1,k}$ - комплексний символ для несучої k символу даних номер 2 в фреймі номер m ;
- ...
- $c_{m,67,k}$ - комплексний символ для несучої k символу даних номер 68 в числі структури m .

Важливо зрозуміти, що формула (2.2) описує робочу систему, тобто систему, яка була перевірена та використовується з березня 1997 року. Наша увагу фокусується на 2k режимі стандарту DVB-T. Це приватний режим, який призначений для мобільного прийому стандартного телебачення (DTV).

Переданий сигнал OFDM організований по фреймам. Кожен фрейм має тривалість T_F , і складається з 68 символів OFDM. Чотири фрейми складають один суперфрейм. Кожен символ в 2k режимі утворений послідовністю несучих з $K = 1705$ і передається з тривалістю T_s . Корисна частина з тривалістю T_u і захисний інтервал з тривалістю Δ становить T_s . Приватні числові значення OFDM параметрів для режиму 2k дані в таблиці 2.1.

Наступна проблема - практична реалізація формули (2.2). Практичне застосування OFDM стало реально в 1990-х завдяки появі цифрового

сигнального процесора (DSP), який здійснює швидке перетворення Фур'є (FFT). Тому розглянемо це питання докладніше на прикладі DVB-T.

Таблиця (2.1) – числові значення для OFDM параметрів для режиму 2k

Параметр		2k режим			
Елементарний період T		7/64 мкс			
Число несучих K		1705			
Значення несучої номер K_{\min}		0			
Значення несучої номер K_{\max}		1704			
Тривалість T_u		224 мкс			
Рознос несучих	$1/T_u$	4,464 кГц			
Інтервал між несучими	$(k-1)/T_u$	7,61 МГц			
Допустимий інтервал захисту	Δ/T_u	1/4	1/8	1/16	1/32
Тривалість частини символу T_U		2,048xT = 224 мкс			
Тривалість захисного інтервалу Δ		512xT 56 мкс	256xT 28 мкс	128xT 14 мкс	64xT 7 мкс
Тривалість символу $T_s = \Delta + T_U$		2,560xT 280 мкс	2,304xT 252 мкс	2,176xT 238 мкс	2,112xT 231 мкс

Якщо розглядати (2.2) протягом періоду від $t = 0$ до $t = T_s$, то отримаємо:

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

Тепер ясно видно подібність між формулою (2.3) і дискретним зворотним перетворенням Фур'є (IDFT):

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} X_q e^{j2\pi \frac{nq}{N}} \quad (2.4)$$

З тих пір як з'явилися різні ефективні алгоритми FFT, для того щоб виконати DFT і IDFT, стало зручним застосовувати їх для генерування N відліків x_n , відповідних корисної частини, тривалістю T_U , кожного символу. Захисний інтервал додається шляхом копіювання останніх $N\Delta/T_U$ з цих відліків і приєднання їх в початок символу OFDM. Подальше зворотне перетворення дає вихідний сигнал $s(t)$, центрований на частоті f_c .

2.2 Виконання прямого перетворення Фур'є

Спектр OFDM зосереджена на f_c ; тобто перша піднеса становить $7,61 / 2$ МГц ліворуч від несучої, і 1705-я піднеса є $7,61 / 2$ МГцз права. Один простий спосіб досягти центрування полягає в тому, щоб використовувати $2N$ - IFFT піднесну і $T/2$, як елементарний період. Як зазначено в таблиці 2.1, тривалість символу OFDM (T_U) дається для 2048 - IFFT ($N = 2048$) відліків; для даного моделювання використовується 4096 - IFFT відліків.

Наступною важливою задачею є підбір періоду моделювання. Період T визначається, як одиничний період вузькосмугового сигналу, але так як моделюємо широкосмуговий сигнал, то треба співвіднести його з тимчасовим періодом $1/R_s$, який враховує несучу частоту як мінімум двічі. Для простоти потрібно взяти відношення цілого числа: $R_s = 40/T$. Це співвідношення дає несучу частоту приблизно 90 МГц, яка знаходиться в смузі дуже високої частоти (VHF) п'ятого каналу громадського телевізійного мовлення.

Структурна схема генерування OFDM-сигналу показана на рисунку 2.1, деказані також змінні, використовувані в MATLAB-кодах.

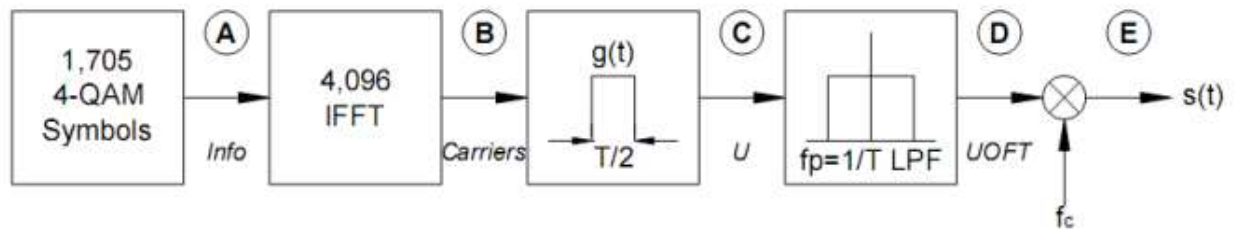


Рисунок 2.1– Моделювання генерування OFDM-сигналу

Досліджуючи структурна схема генерування OFDM-сигналу, можна виділити та описати кожен крок, що зазначеній літерою у дужках.

Щоб досягти дворазового перекриття ($2X$) і центрування спектра на етапі (A) до інформаційного сигналу на треба додати 2391 нуль. На рисунках 2.1 і 2.2 можна спостерігати результат цієї операції і те, що піднесні сигналу використовують величину $T/2$ як свій період. Можна також зауважити, що піднесні є дискретними вузькосмуговими сигналами. Можна б використовувати цей сигнал у вузькій смузі частот дискретної області моделювання, але потрібно згадати, що основні недоліки OFDM мають місце в безперервної в часі області; тому треба забезпечити моделювання в безперервній області.

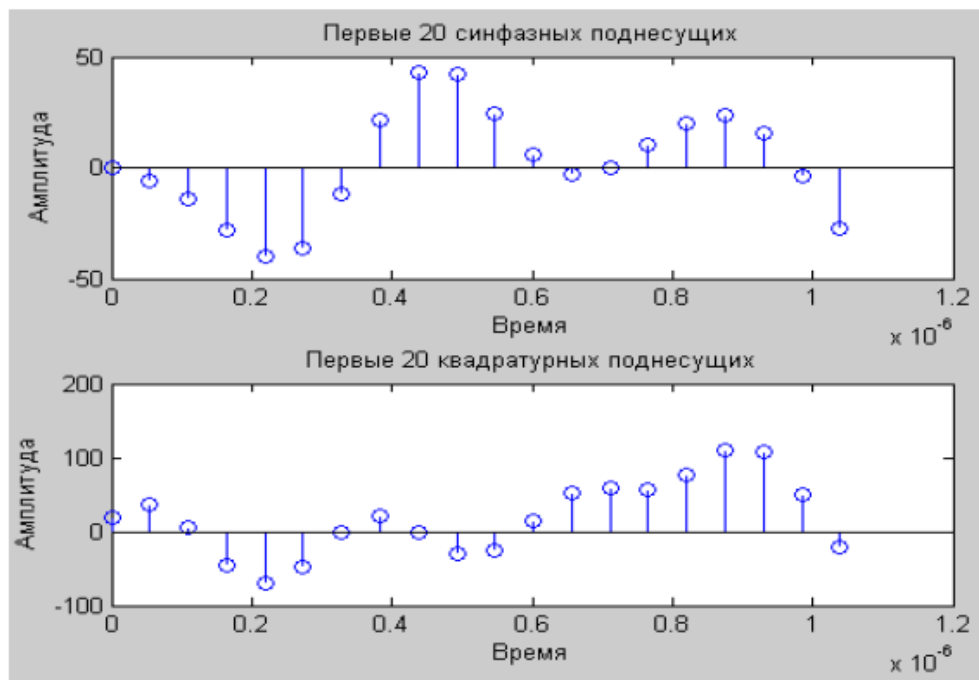


Рисунок 2.2 – Часовий відгук сигналу піднесних на етапі (B)

Перший крок, для щоб створити безперервний сигнал, полягає в тому, що необхідно застосувати передавальний фільтр $g(t)$ до комплексних піднесених формованого сигналу. Імпульсний відгук, або форма імпульсу, $g(t)$ показана на рисунку 2.3.

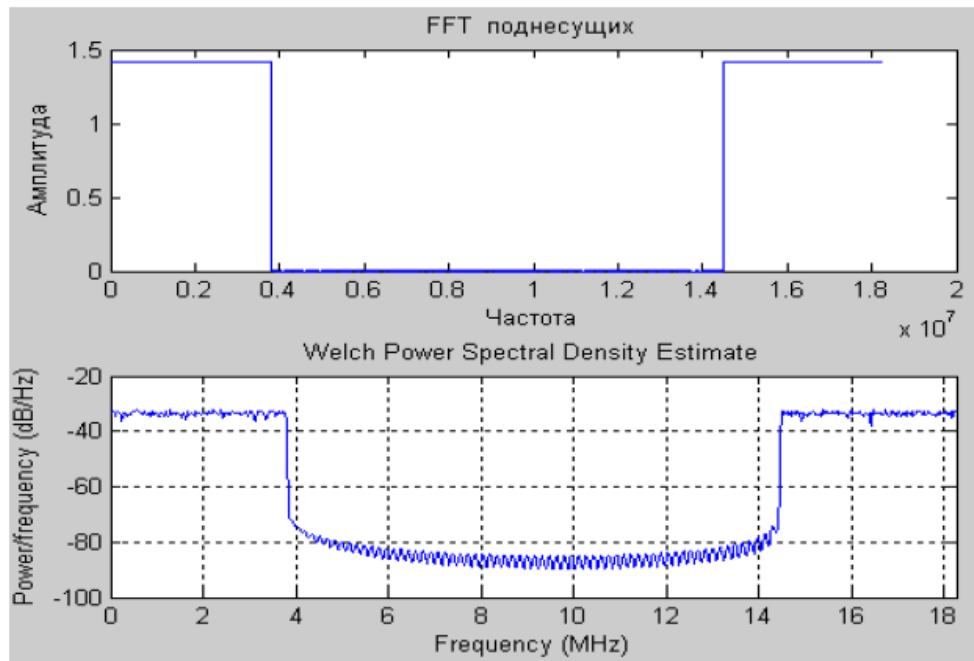


Рисунок 2.3—Частотний відклик сигналу піднесених на етапі (В)

Вихід передавального фільтра показаний на рисунку 2.4 в тимчасовій області. Частотна характеристика, відображена на рисунку 2.5, є періодичною, як цього вимагає частотний відгук дискретної в часі системи, і смуга пропускання фільтра, показана на цій фігурі, дорівнює R_s .

Період $U(t)$ дорівнює $2/T$ ($2/T = 18,286$) і має смугу пропускання для відновлюючого фільтра $18,286 - 7,61 = 10,675$ МГц.

Якщо використовувати N відліків перетворення IFFT, для яких період дорівнює $1/T$ ($1/T = 9,143$), то тоді вийшла б смуга пропускання $9,143 - 7,61 = 1,533$ МГц. Отже, потрібен був би дуже різкий спад амплітудно-частотної характеристики. А це значить, що виникли б складнощі у виконанні реконструйованого фільтра.

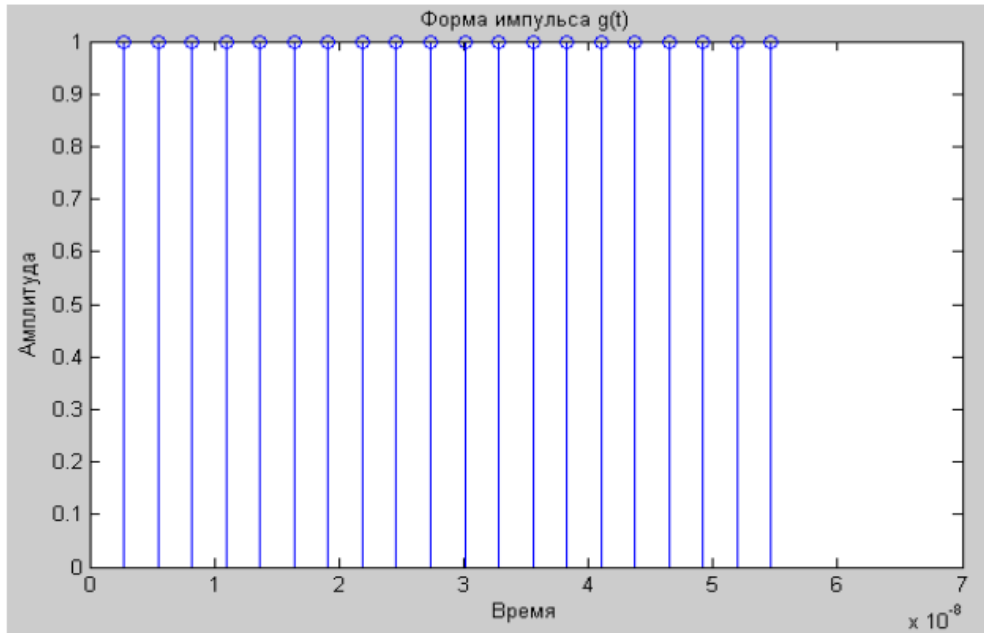
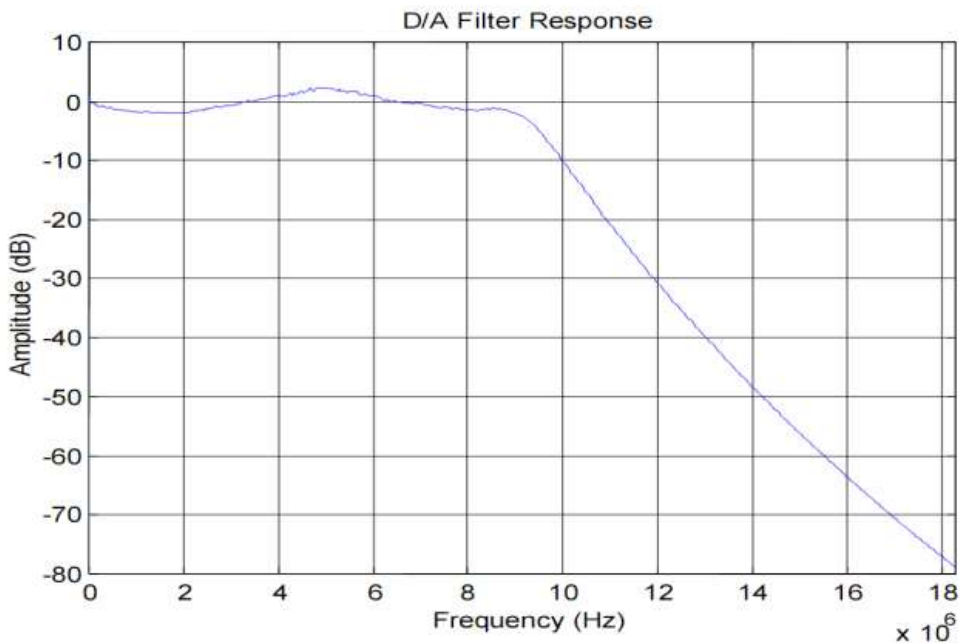
Рисунок 2.4–Форма імпульсу $g(t)$ 

Рисунок 2.5 – Цифро-аналоговий відгук фільтра

Запропонований відгук реконструйованого фільтра або D/A показаний на рисунку 2.6. Це фільтр Баттерворта 13-го порядку з частотою відсічення приблизно $1/T$. Вихід фільтра показаний на рисунках 2.6 і 2.7. Перше, що можна помітити, це поява затримки приблизно $2 \cdot 10^{-7}$, викликані процесом

фільтрування. Крім цієї затримки фільтрація виконується, як і очікувалося, так як залишився тільки спектр основної смуги частот. Необхідно підкреслити, що піднесні від 853 до 1705 розташовані праворуч від 0 Гц, і піднесні від 1 до 852 знаходяться зліва від $4f_c$ Гц.

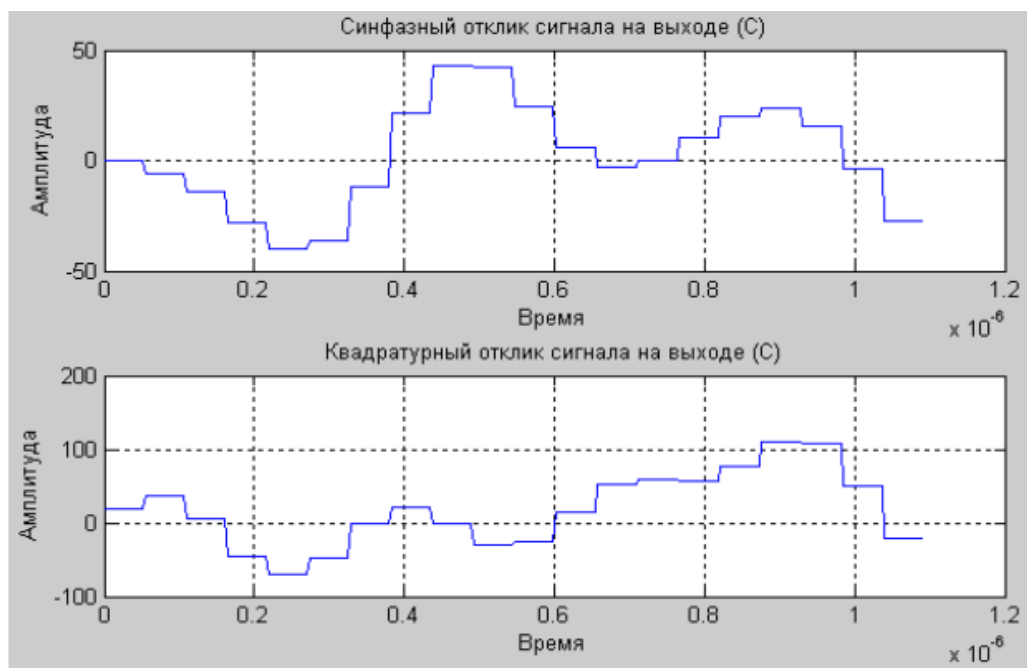


Рисунок 2.6–Часовий відгук сигналу U на етапі (C)

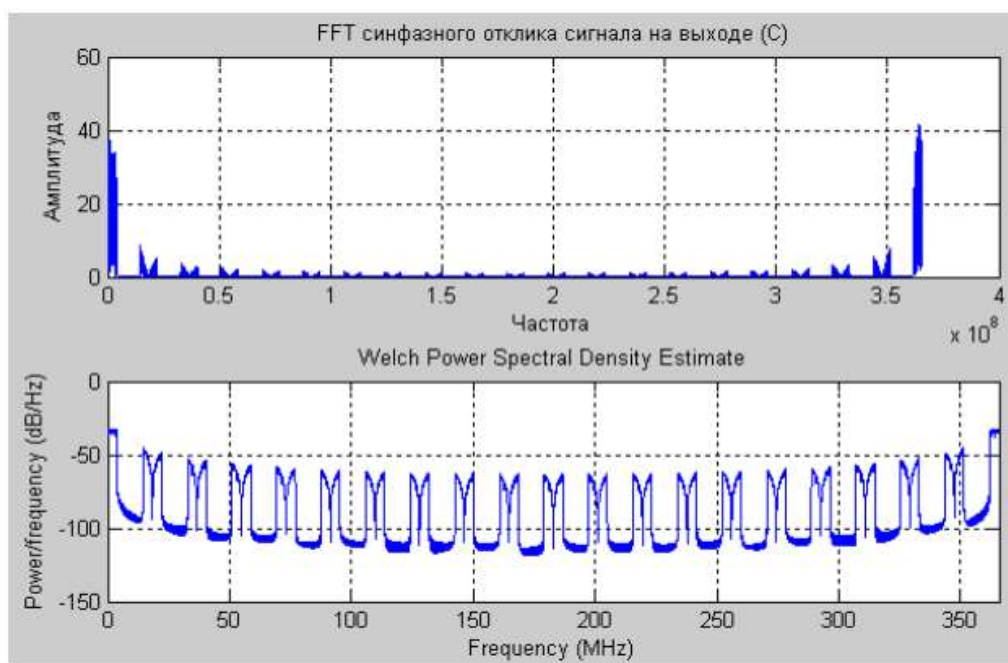


Рисунок 2.7–Перетворення FFT і потужність сигналу U на виході (C)

Амплітудно-частотна характеристика відновлюючого фільтра наведена на рисунку 2.8. Часовий відгук сигналу UOFT на виході Д показаний на рисунку 2.9. Покращений варіант амплітудно-частотної характеристики, що відновлює фільтра наведено на рисунку 2.10.

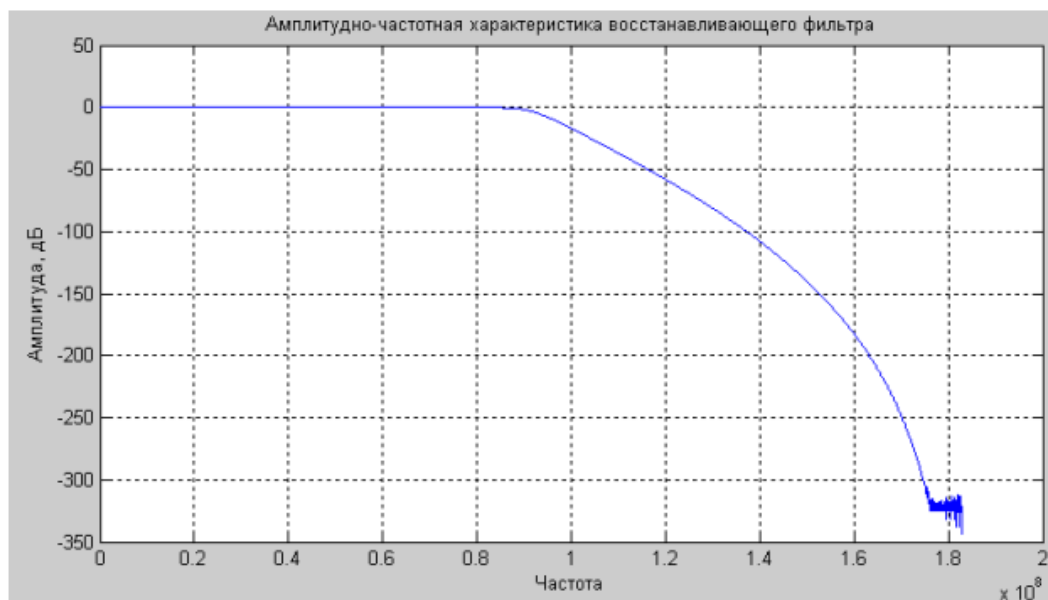


Рисунок 2.8 – Амплітудно-частотна характеристика відновлює фільтра

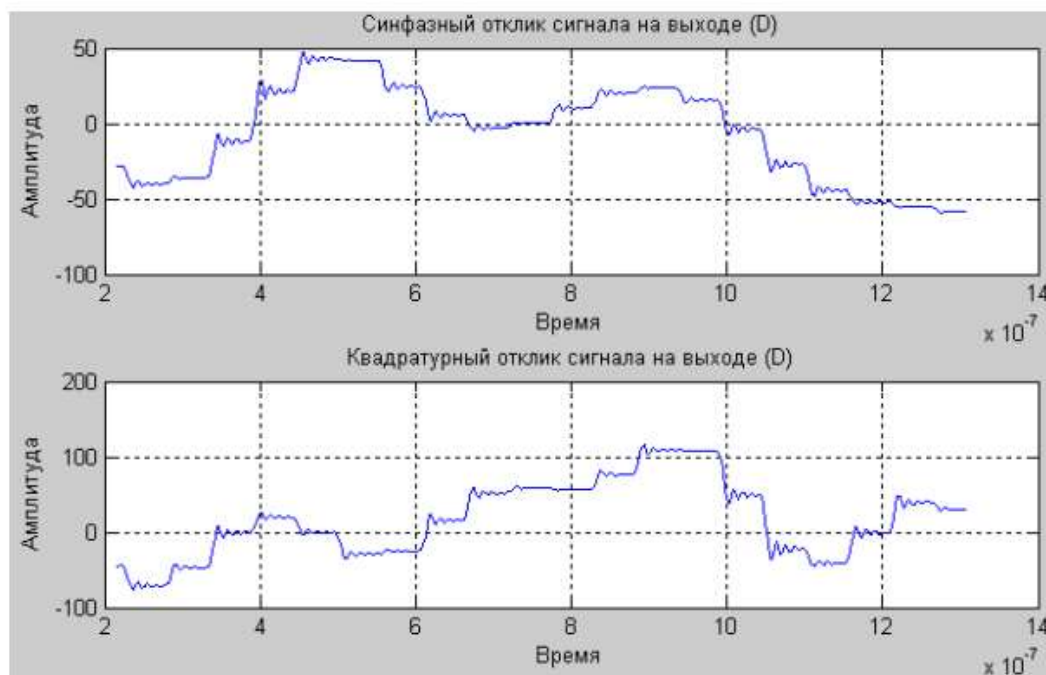


Рисунок 2.9–Часовий відгук сигналу UOFT на виході (D)

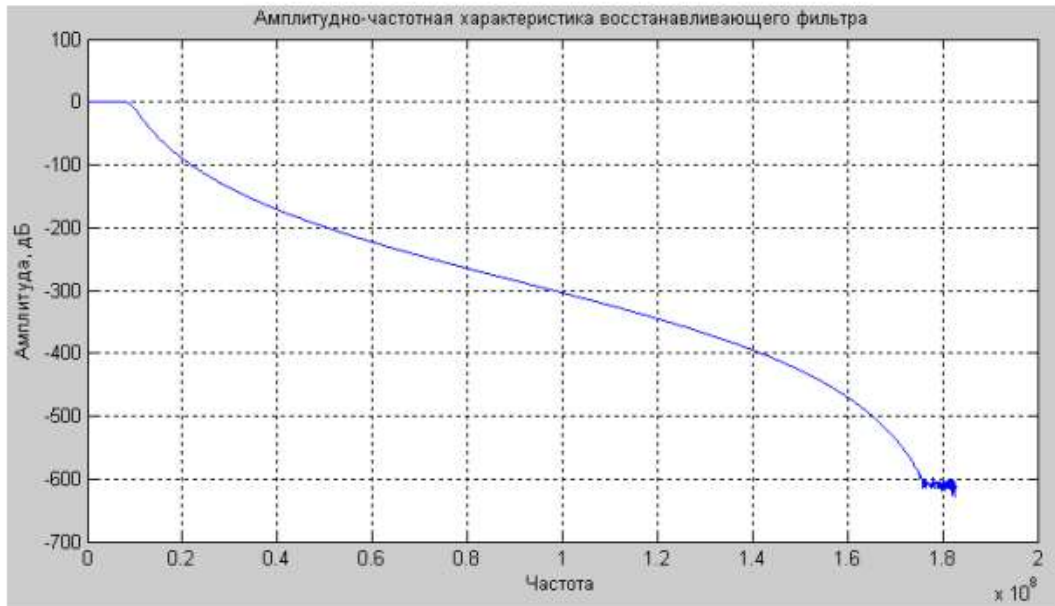


Рисунок 2.10–Покращений вариант амплитудно-частотной характеристики відновлює фільтра

Наступний крок - перетворити квадратурну мультиплексну модуляцію амплітуди з двома бічними смугами $u_{of}(t)$. У цій модуляції співпадаючий по фазі сигнал $m_I(t)$ та квадратурний сигнал $m_Q(t)$ модулюються, використовуючи формулу

$$s(t) = m_I(t)\cos(2\pi f_c t) + m_Q(t)\sin(2\pi f_c t) \quad (2.5)$$

Рівняння (2.3) може бути записане таким чином:

$$s(t) = \sum_{k=K_{min}}^{K_{max}} \operatorname{Re}(c_{0,0,k}) \cos \left[2\pi \left(\left(\frac{k - \frac{K_{max} + K_{min}}{2}}{T_u} + f_c \right) t - \frac{\Delta}{T_u} \right) \right] - \sum_{k=K_{min}}^{K_{max}} \operatorname{Im}(c_{0,0,k}) \sin \left[2\pi \left(\left(\frac{k - \frac{K_{max} + K_{min}}{2}}{T_u} + f_c \right) t - \frac{\Delta}{T_u} \right) \right] \quad (2.6)$$

де можна визначити збігаються по фазі сигнали і сигнали квадратури, як реальні і уявні частини $s_{m,l,k}$ 4-QAM символів відповідно.

Відповідна операція для процесу IFFT:

$$s(t) = uoft_I(t)\cos(2\pi f_c t) + uoft_Q(t)\sin(2\pi f_c t) \quad (2.7)$$

Тимчасовий і частотний відгуки для повного сигналу, $s(t)$, показані на рисунках 2.11 і 2.12. Можна спостерігати великі значення вищезазначених PAR в тимчасовому відгуку на рисунку 2.13.

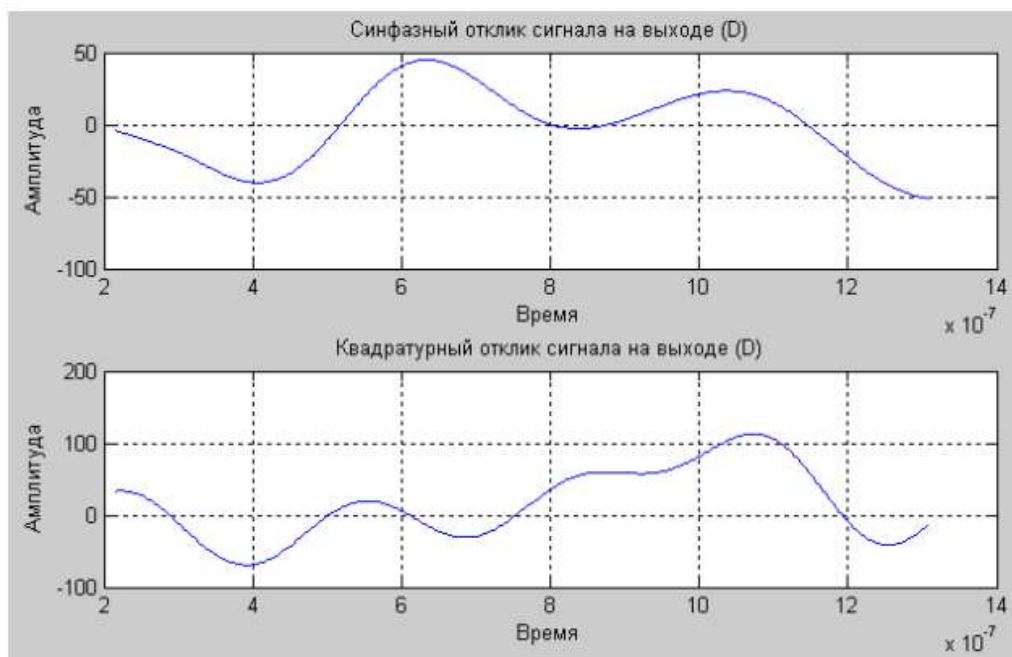


Рисунок 2.11–Часовий відгук сигналу UOFT на виході (D)
при поліпшеною фільтрації

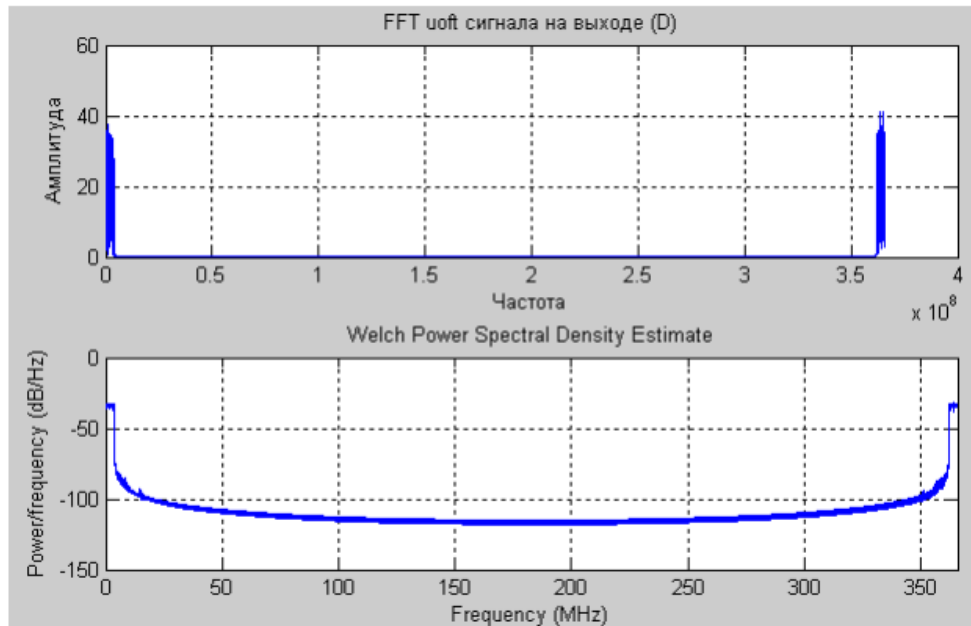


Рисунок 2.12–Перетворення FFT і потужність сигналу UOFT на виході (D)

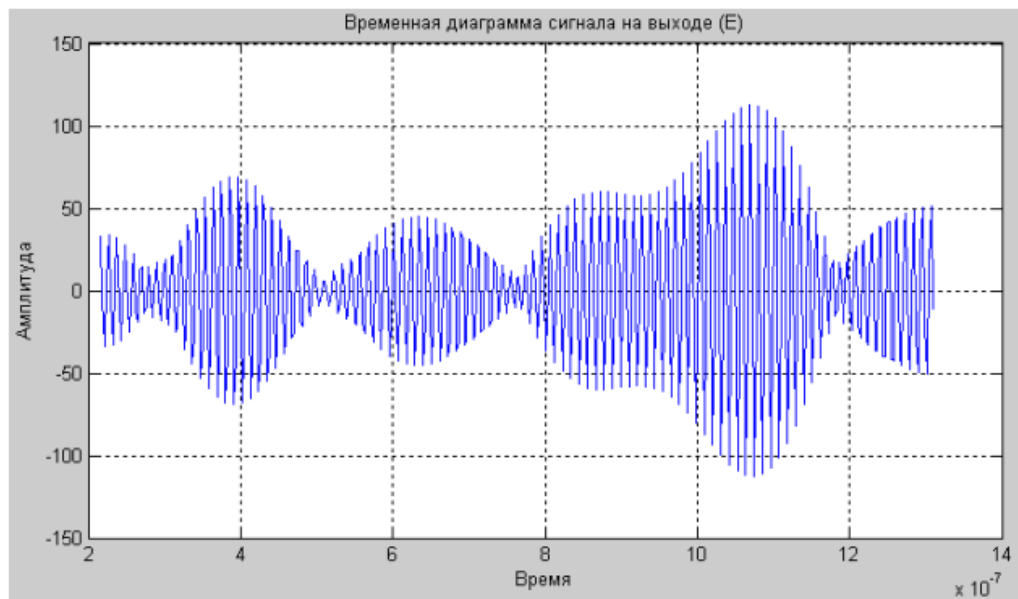


Рисунок 2.13–Часова діаграма сигналу на виході (E)

Тимчасової відгук, який використовує пряме моделювання (2.3), показаний на рисунок 2.14, і частотні відгуки прямого моделювання і 2N - IFFT виконання показані на рисунок 2.15. Пряме моделювання вимагає великої кількості часу (приблизно 10 хвилин на SunUltra 5,333 МГц); тому, практичне застосування повинно використовувати IFFT / FFT наближення. Пряме порівняння рисунків 2.12 і 2.14 показує розходження в часі

вирівнюванні і амплітуді, і дослідження частотних характеристик, показаних на рисунок 2.15 відкриває варіації амплітуд, але тісно відносить до спектру.

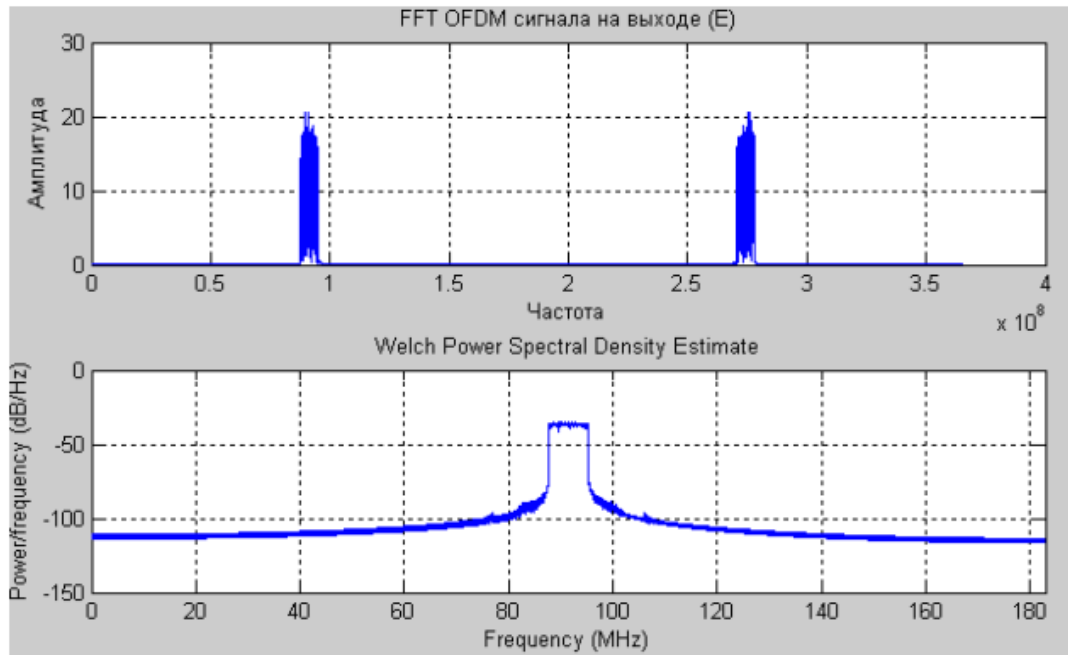


Рисунок 2.14–Перетворення FFT і потужність сигналу з OFDM на виході (E)

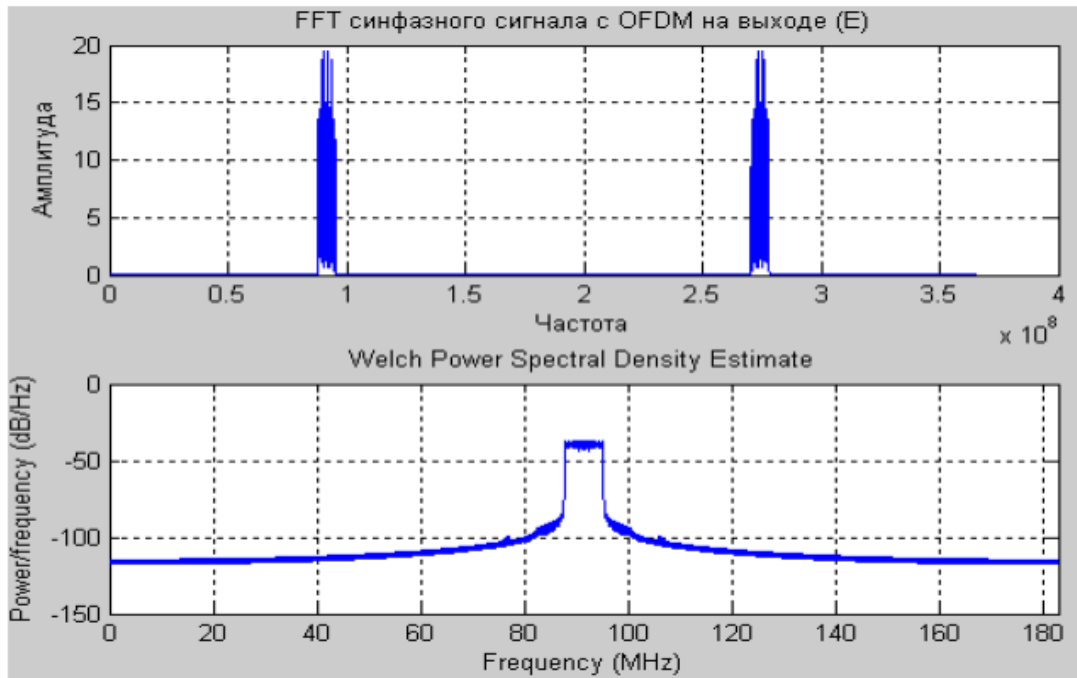


Рисунок 2.15–Перетворення FFT і потужність синфазного сигналу з OFDM на виході (E)

Не можна очікувати ідентичності сигналів, так як виходять різні результати 1705 - IFFT в порівнянні з 4096 - IFFT, використовуючи одні й ті ж вхідні дані. Перетворення FFT і потужність квадратурного сигналу з OFDM на виході (E) показані на рисунку 2.16.

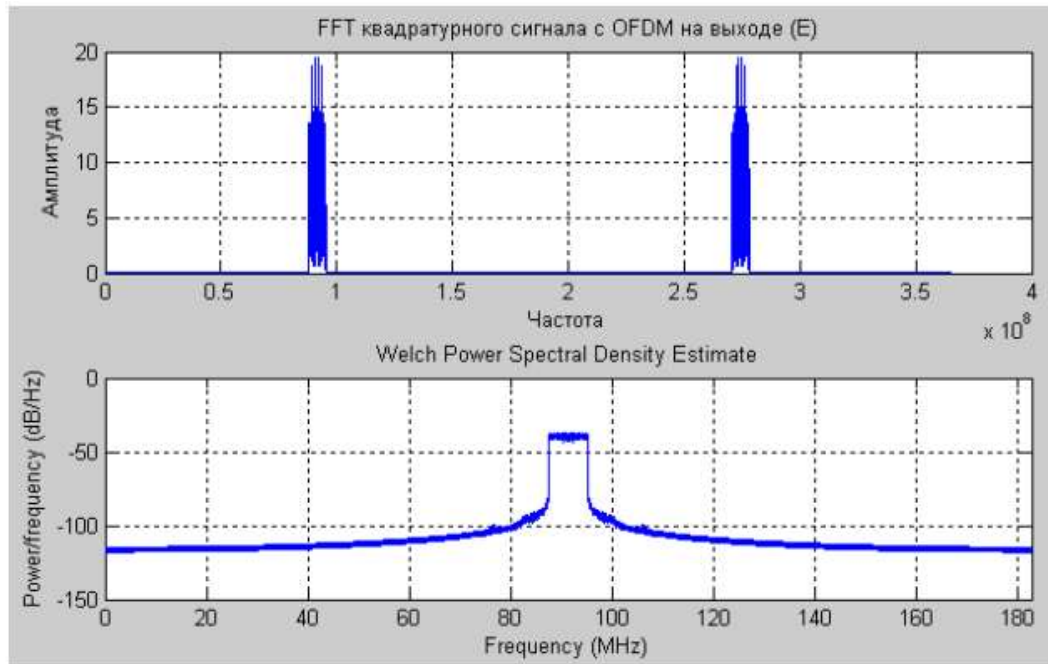


Рисунок 2.16–Перетворення FFT і потужність квадратурного сигналу з OFDM на виході (E)

2.3 Модуляція піднесних

Метод кодування (модуляції), дозволяє в одному дискретному стані сигналу (символі) закодувати кілька інформаційних бітів. Нагадаємо, що в протоколі 802.11b для кодування використовувалася або двійкова (BDPSK), або квадратурна (QDPSK) відносна фазова модуляція. У протоколах 802.11a/g використовуються ті ж методи фазової модуляції (тільки не відносні), тобто двійкова і квадратурна фазові модуляції BPSK і QPSK. При використанні BPSK-модуляції в одному символі кодується тільки один інформаційний біт. Відповідно при використанні QPSK-модуляції, тобто коли фаза сигналу може приймати чотири різних значення, в одному символі

кодується два інформаційних біта. Модуляція BPSK використовується для передачі даних на швидкостях 6 і 9 Мбіт / с, а модуляція QPSK - на швидкостях 12 і 18 Мбіт / с.

Для передачі на більш високих швидкостях використовується квадратурна амплітудна модуляція QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Даний тип модуляції має на увазі, що інформація кодується не тільки за рахунок зміни фази сигналу, але і за рахунок його амплітуди. У протоколі 802.11a використовується модуляція 16-QAM і 64-QAM. У першому випадку мається 16 різних станів сигналу, що дозволяє закодувати 4 біта в одному символі. У другому випадку мається вже 64 можливих стану сигналу, що дозволяє закодувати послідовність 6 бітів в одному символі. Модуляція 16-QAM застосовується на швидкостях 24 і 36 Мбіт/с, а модуляція 64-QAM - на швидкостях 48 і 54 Мбіт/с.

Модуляція BPSK, при якій швидкість передачі даних становить 6 або 9 Мбіт/с. Час тривалості одного символу разом з охоронним інтервалом становить 4 мкс. Отже, частота проходження імпульсів складе 250 кГц. З огляду на те, що в кожному підканалі кодується по одному біту, а всього таких підканалів 48, отримаємо, що загальна швидкість передачі складе $250 \text{ кГц} \times 48 \text{ каналів} = 12 \text{ МГц}$. Однак далеко не всі біти, які кодуються в символі, є інформаційними. Для того щоб забезпечити достовірність отриманих даних, тобто мати можливість виявляти і виправляти помилки, використовують надлишкову інформацію і так зване згорткове кодування. Суть згорткового кодування полягає в тому, що до послідовності переданих бітів додаються службові біти, значення яких залежать від декількох попередніх переданих бітів. Використання згорткового кодування в поєднанні з алгоритмом Вітербідозволяє не тільки виявляти, але і в переважній більшості випадків виправляти помилки передачі на прийомній стороні.

Не вдаючись в подробиці загорткового кодування, скажемо лише, що при швидкості згорткового кодування $1/2$ на кожен інформаційний біт

додається один службовий (надмірність дорівнює 2). Саме з цієї причини при швидкості згорткового кодування $1/2$ інформаційна швидкість вдвічі менше повній швидкості. При швидкості згорткового кодування $3/4$ на кожні три інформаційних біта додається один службовий, тому в даному випадку корисна (інформаційна) швидкість становить $3/4$ від повної швидкості.

З цього випливає, що при використанні одного і того ж типу модуляції можуть виходити різні значення інформаційної швидкості - все залежить від швидкості загорткового кодування. Так, при використанні BPSK-модуляції зі швидкістю згорткового кодування $1/2$ отримуємо інформаційну швидкість 6 Мбіт/с, а при використанні згорткового кодування зі швидкістю $3/4$ - 9 Мбіт/с. Аналогічним чином кожному типу модуляції відповідають дві різні швидкості передачі.

2.3 Моделювання передавальної частини цифрової системи зв'язку

У цьому підрозділі дипломної роботи розглянута теоретична модель досліджуваної системи передачі даних, а також модель передавального пристрою цифрової системи зв'язку, яка буде створена за допомогою пакету прикладних програм MATLAB та графічного середовище Simulink.

Для моделювання процесу передачі сигналу цифрового телебачення DVB-T застосовується метод мультиплексування з ортогональним частотним розділенням. Суть методу OFDM полягає в наступному: при передачі телевізійного сигналу в смузі каналу розміщується від 2 до 8 тисяч несучих. На рисунку 2.17 наведено приклад розстановки несучих в спектрі OFDM.

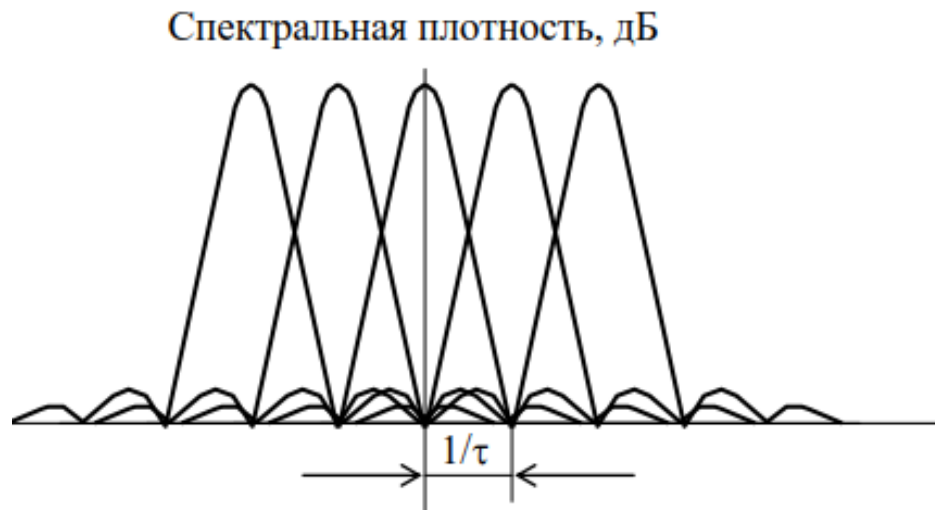


Рисунок 2.17– Спектр потужності радіосигналу з OFDM

Кожна несуча частота модулюється низькочастотним потоком даних, що є частиною загального цифрового потоку. В якості первинного методу модуляції розділених несучих допускається використовувати QPSK, 16- і 64QAM.

Видом маніпуляції була обрана 16-QAM модуляція. Для побудови моделі передавальної системи необхідно використовувати такі блоки:

Random Integer Generator - генератор випадкових цілих чисел;

1-D LookupTable - таблиця відповідностей (істинності);

Raised Cosine Transmit Filter - формує фільтр з характеристикою корінь з піднесеного косинуса;

Gain - підсилювач сигналу;

Complex to Real-Imag - блок виділення реальної та уявної частини комплексного сигналу;

Scope - осцилограф;

Discrete-Time Eye Diagram Scope - блок відображення глазкової діаграми сигналу;

Discrete-Time Signal Trajectory Scope - блок відображення траєкторії вектора комплексної обвідної сигналу на площині;

Discrete-Time Scatter Plot Scope - блок відображення діаграми розсіювання сигналу;

Subsystem - підсистема, дозволяє оформити частину моделі у вигляді окремого блоку;

Spectrum Scope - аналізатор спектру сигналу.

Із зазначених блоків створюється модель моделі передавальної системи, яка відображена на рисунку 2.18.

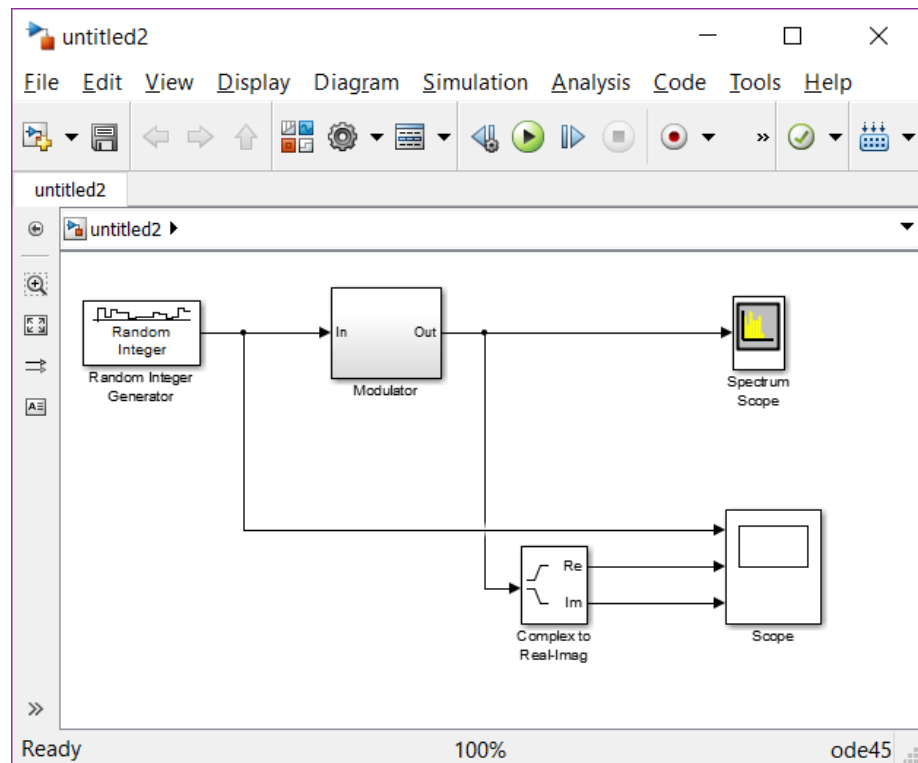


Рисунок 2.18– Загальний вигляд моделі передавальної системи

Блок Modulator є підсистемою формувача сигналу цифрового передавача, схема якого представлена на рисунку 2.19.

В налаштуваннях генератора випадкових чисел необхідно задати позиційні сузір'я (M-argument) і частоту дискретизації (Sample Time) $1/9600$, що відповідає символній швидкості передачі даних 9600 бод/с. В налаштуваннях аналізатора спектра (Spectrum Scope) необхідно виставити розмір вікна ШПФ 1024 і включити буферизацію вхідного сигналу з розміром буфера 1 024 відліку. Вхідними сигналами осцилографа є сигнал даних і складові вихідного комплексного сигналу передавача, які виділяються за допомогою блоку Complex to Real-Imag.

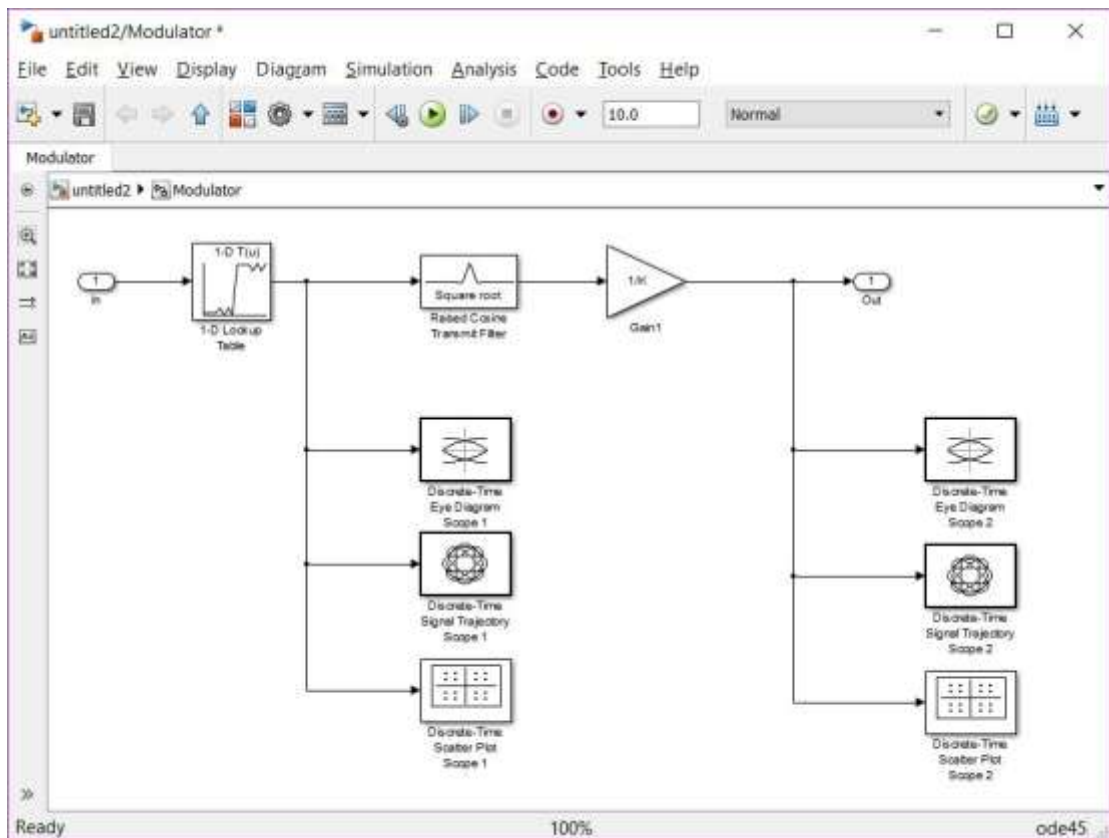


Рисунок 2.19 – Пристрій для формування сигналу

На рисунку 2.19 показана модель формувача сигналу. В налаштуваннях таблиці істинності (1-D LookupTable) необхідно вказати відповідність між вектором вхідних символів і точками сигнального сузір'я. У рядку Breakpoints вказано вектор вхідних символів згідно позиційності сузір'я, для QAM-16 це: [0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15]. У рядку TableData вказуються точки сузір'я, відповідні вхідним символам, для QAM-16 це $[-3 + 3 * i -3 + 1 * i -3 -3 * i -3 -1 * i -1 + 3 * i -1 + 1 * i -1 -3 * i -1 -1 * i + 3 + 3 * i + 3 + 1 * i + 3 -3 * i + 3 -1 * i + 1 + 3 * i + 1 + 1 * i + 1 -3 * i + 1 -1 * i]$.

Комплексний сигнал з виходу формує фільтра надходить на підсилювач, в якому виконується його нормування. Коефіцієнт передачі посилення дорівнює $1/K$, де

$$K = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} |s_t|^2} \quad (2.8)$$

де N - позиційність сузір'я.

Для дослідження процесів формування сигналу необхідно використовувати блоки відображення глазкових діаграм, ескізи яких показані на рисунку 2.20, блоки відображення траєкторії вектора комплексної обвідної відображені на рисунку 2.21 і блоки відображення діаграми розсіювання – на рисунку 2.22

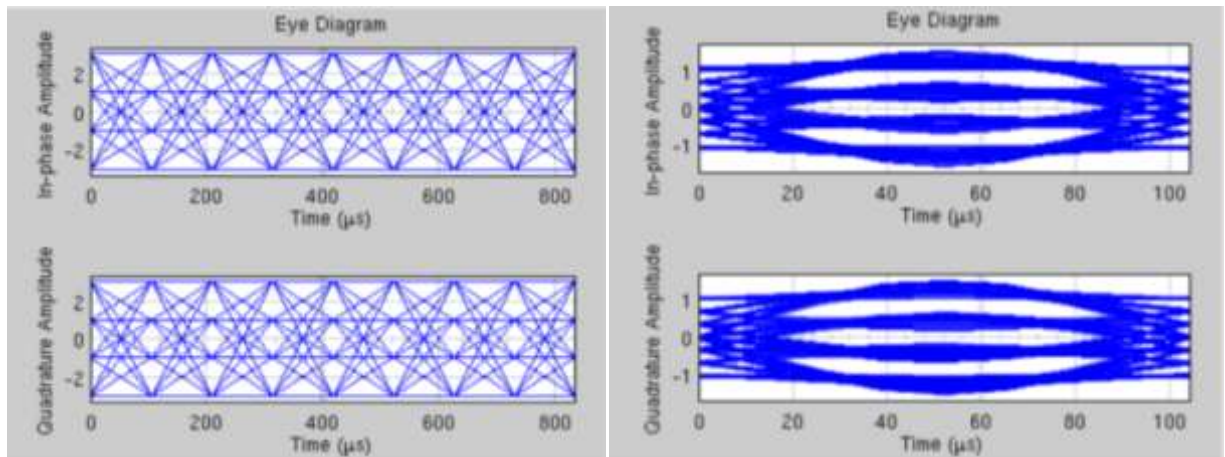


Рисунок 2.20 – Блоки відображення глазкових діаграм

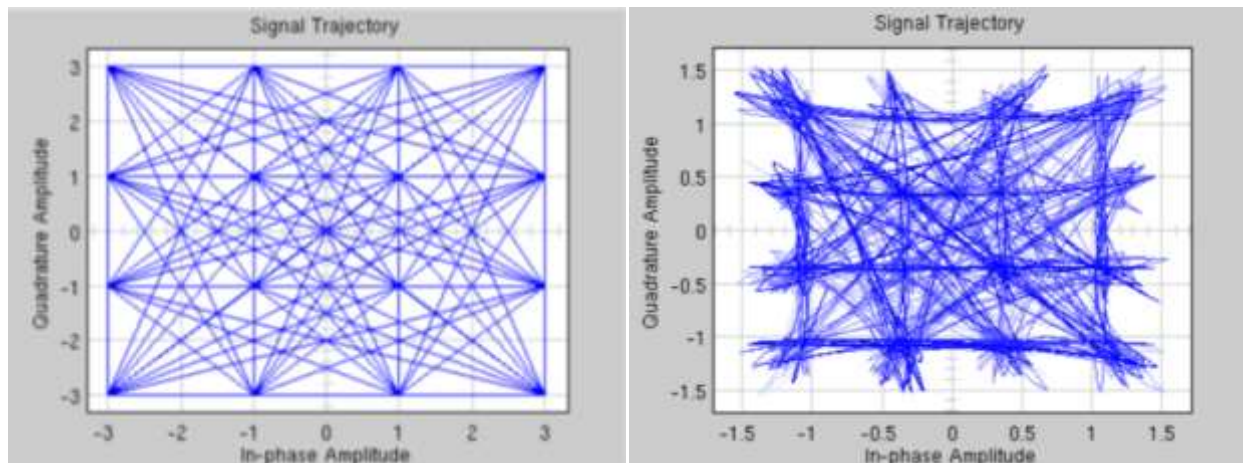


Рисунок 2.21 – Блоки відображення траєкторії вектора комплексної обвідної

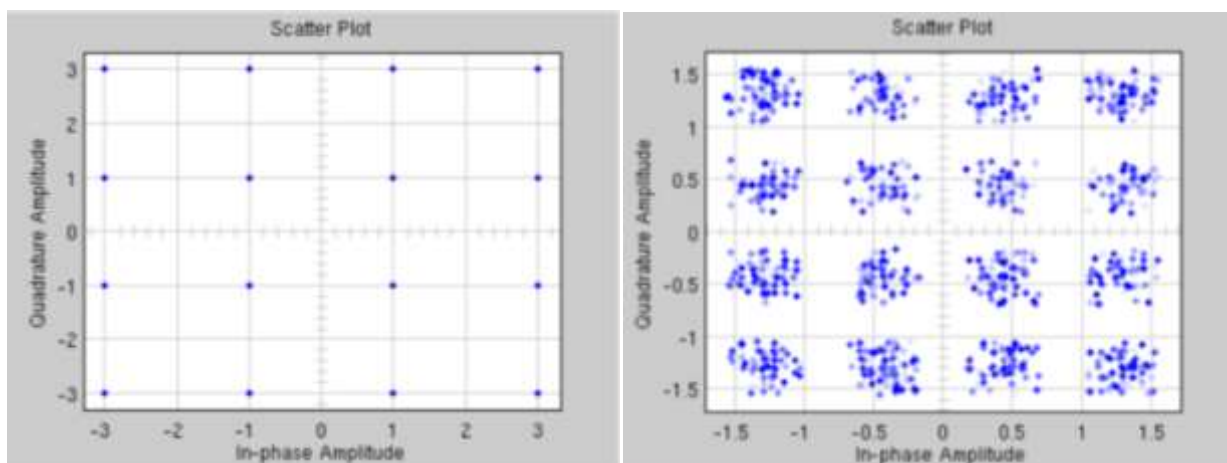


Рисунок 2.22 – Блоки відображення діаграми розсіювання

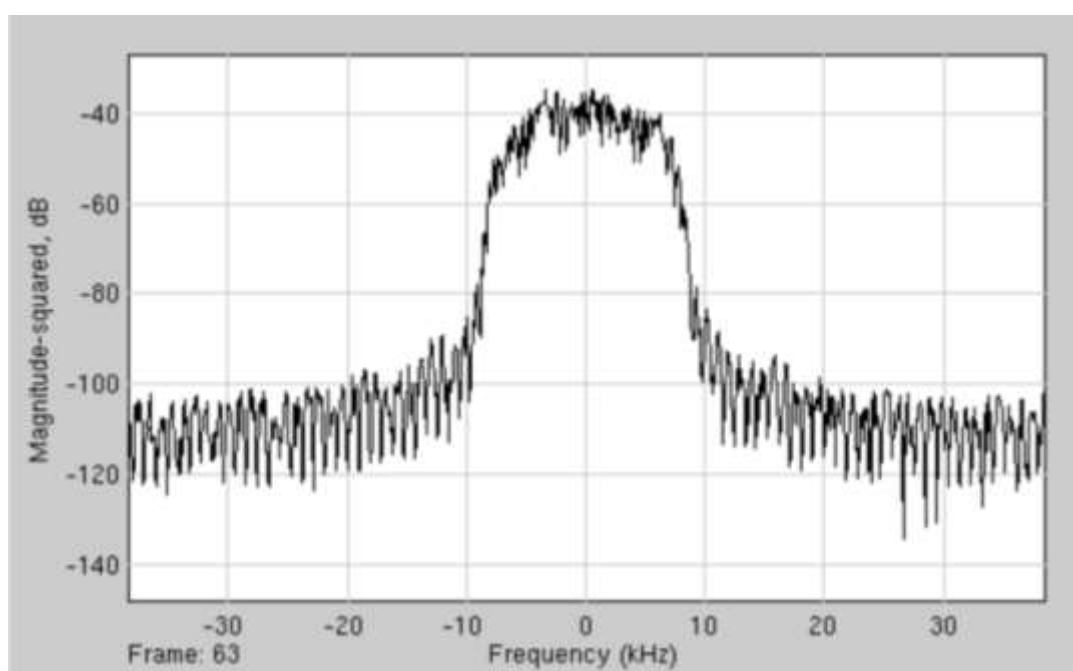


Рисунок 2.23 – Спектр формованого сигналу

На рисунку 2.23 показаний приклад роботи аналізатора спектра. За допомогою трьо-канального осцилографа є можливість зіставити сигнал даних і компоненти сигналу комплексної обвідної (рисунок 2.24

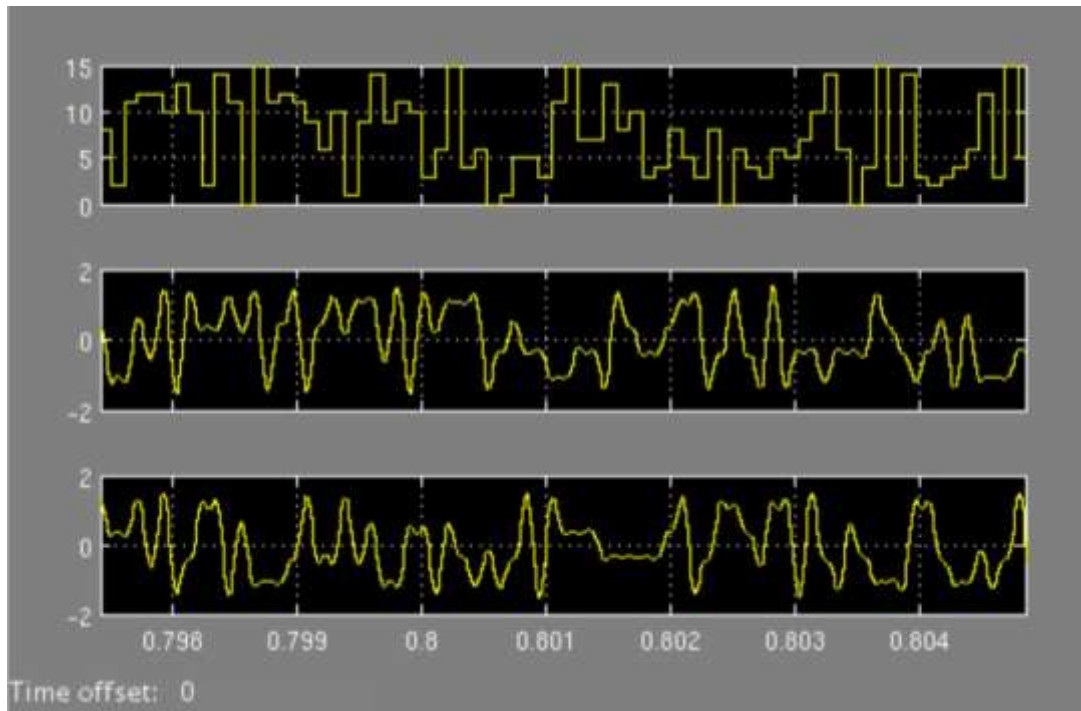


Рисунок 2.24 – Осцилограми шини даних і комплексної обвідної сформованого сигналу.

2.4 Аналіз отриманих результатів

Обмеження спектру сигналу виконується за допомогою формувального фільтра з характеристикою корінь з піднесеного. У результаті моделювання були обрані певні характеристики для формувального фільтра:

- групова затримка, яка визначає довжину імпульсної характеристики фільтра, - 5 символів;
- коефіцієнт скруглення - 0.8;
- коефіцієнт підвищення частоти дискретизації - 8;
- характер обробки сигналу - `samplebased`.

У ході моделювання передавальної частини цифрової системи зв'язку було одержано блоки відображення глазкових діаграм, ескізи яких показані на рисунку 2.20, блоки відображення траєкторії вектора комплексної обвідної відображені на рисунку 2.21 і блоки відображення діаграми розсіювання – на рисунку 2.22.

У режимі відображення глазкової діаграми можливо визначити коефіцієнт згасання, середню потужність сигналу, час наростання і час спаду, величину загального джиттера. Найбільш поширені типи перешкод, такі як джиттер, шум, спотворюють оцінку логічних станів. Ці типи перешкод проявляються у вигляді частково або повністю закритих глазкових діаграм.

Аналіз траєкторій комплексного вектора при зміні часу дозволяє розпізнати вид модуляції і оцінити її параметри. Залежно від переданого символу значення фази і амплітуди сигналів з багатопозиційної фазової маніпуляцією потрапляють на певні точки комплексної площини. За траєкторіями, які сигнальний вектор проходить між цими точками, так званими "зоряними" діаграмами, можна судити про характер та якість модуляції.

Блоки відображення діаграми розсіювання використовуються для відображення відносин між двома числовими змінними, де одна з них відображається по осі x - синфазна амплітуда, а інша - по осі y - квадратурна. Для кожного запису в діаграмі на перетині значень двох змінних ставиться окрема точка. Коли отримані точки створюють не випадково структуру, це говорить про наявність взаємозв'язку між двома змінними.

3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

В даній роботі було досліджено процес розробки та моделювання процесу передачі сигналу цифрового телебачення DVB-T з OFDM.

У економічному розділі розраховуються одноразові капітальні витрати на моделювання процесу передачі сигналу цифрового телебачення DVB-T з OFDM.

3.1 Визначення трудомісткості створення пояснювальної записки

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

$$T = T_{ТЗ} + T_{В} + T_{МОД} + T_{НМ} + T_{ОЗХ} + T_{Д} \quad (3.1)$$

Таблиця 3.1 – Пояснення до формули 3.1

Вид діяльності	Умовне позначення	Годин
витрати часу на складання технічного завдання на моделювання процесу	$T_{ТЗ}$	12
витрати часу на вивчення технічного завдання (ТЗ) та літературних джерел за темою	$T_{В}$	39
витрати часу на моделювання передавальної частини цифрової системи зв'язку	$T_{МОД}$	15
витрати часу на налаштування OFDM модулювання	$T_{НМ}$	4
витрати часу на опрацювання здобутих характеристик	$T_{ОЗХ}$	2
витрати часу на підготовку технічної документації	$T_{Д}$	8

Розрахуємо трудомісткість створення ПЗ за формулою (3.1):

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

3.2 Розрахунок витрат на моделювання та дослідження системи

Витрати на моделювання та дослідження процесу передачі сигналу цифрового телебачення DVB-T з частотним ущільненням з ортогональними несучими складаються з витрат на заробітну плату розробника та технічне обладнання.

Витрати на заробітну плату розробника обчислюються за формулою:

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

де T – обчислена за формулою (3.1) трудомісткість,

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

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

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

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

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

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

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

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

Єдиний соціальний внесок становить 37%, тоді

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

Загальні витрати на заробітну плату розробника обчислюються за допомогою виразу:

$$Z_{\text{вит}} = B_{\text{зп}} + \text{ЄВС} \quad (3.4)$$

Розрахунок:

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

Таблиця 3.2 – Витрати на обладнання та програмне забезпечення

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

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

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

3.3 Розрахунок капітальних витрат на моделювання процесу передачі сигналу цифрового телебачення DVB-T з OFDM

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

$$V_{\text{заг}} = Z_{\text{вит}} + V_{\text{об}} \quad (3.5)$$

Розрахунок:

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

3.4 Висновок

В економічному розділі було розраховано:

- трудомісткість моделювання процесу передачі сигналу цифрового телебачення DVB-T з OFDM – 80 год;
- витрати на заробітну плату розробника з урахуванням єдиного соціального внеску – 7 178,8 грн;
- витрати на обладнання – 53771 грн;
- капітальні витрати на моделювання процесу передачі сигналу цифрового телебачення DVB-T з OFDM – 60949,8 грн.

ВИСНОВКИ

Основні результати дипломного проекту полягають в наступному:

1. Вивчені особливості стандартів цифрового телебачення.
2. Проаналізовані особливості різних методів модуляції, зокрема технології з OFDM.
3. В OFDM системах передача інформаційного повідомлення відбувається за допомогою ряду піднесних, які ділять смугу частот.
4. Розглянута ефективність технології мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів у боротьбі з перешкодами від багатопроменевого прийому.
5. Змодельована та досліджена передавальна частина цифрової системи зв'язку.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Информационная технология нового века (Електрон. ресурс) / Спосіб доступу: URL: <http://lib.broadcasting.ru/articles2/Oborandteh/it-novogo-veka> - Загол. з екрана.
2. Цифровой стандарт DVB-T эфирного телевидения (Електрон. ресурс) / Спосіб доступу: URL: http://antenna.nnov.ru/tsifrovoy-standart-dvb_t.html - Загол. з екрана.
3. Цифровое телевидение. DVB-T.(Електрон. ресурс) / Спосіб доступу: URL: <https://dic.academic.ru/dic.nsf/ruwiki/603663> - Загол. з екрана.
4. Стандарт DVB-T (Електрон. ресурс) / Спосіб доступу: URL: <http://www.konturm.ru/newsprint.php?id=tech/sdvbt> - Загол. з екрана.
5. Багаточастотні широкосмугові сигнали(OFDM) – їх побудова, переваги, недоліки, області застосування. (Електрон. ресурс) / Спосіб доступу: URL: - <https://mylektsii.ru/12-52996.html> - Загол. з екрана.
6. Л.Севальнев "Стандарт цифрового эфирного телевидения DVB-T. Проекты Philips." // ТЕЛЕ-Спутник, №5,1999, с.43;
7. Ричард Брайс. Справочник по цифровому телевидению. - Жуковский: Эра, 2001.-230с.
8. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. – 3-е изд. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 768 с.: ил.
9. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Система цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T: Учеб. пособие. — СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2010. — 207 с.
- 10.А.И. Одинец, А.Н. Бурдин. Основы цифрового телевидения стандарта DVB-T. Учебное пособие – Омск: ОМГТУ, 2012- 76 с.
- 11.Скляр Бернанд. Цифровий зв'язок. Теоретичні основи і практичне застосування, 2-е вид.: Пер. з англ. - М .: Видавництво будинок «Вільямс», 2003.

- 12.Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. Учебное пособие для вузов - Москва : Горячая линия - Телеком, 2017. - 352 с.
- 13.Г.Ю. Бишовець. Використання технології частотно-ортогонального мультиплексування в LTE – Київ, 2013 – 4 с.

ДОДАТОК А. Відомість матеріалів дипломного проекту

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

ДОДАТОК В. Відгук керівника дипломної роботи

ВІДГУК
на дипломний проект

Студента(ки) _____ гр.

(прізвище, ім'я)

на тему: _____
_____Актуальність теми _____
_____Повнота розкриття теми _____

_____Теоретичний рівень _____
_____Практична значущість _____
_____Самостійність виконання роботи _____

_____Якість оформлення, загальна та спеціальна грамотність _____
_____Переваги та недоліки роботи _____

Загальна оцінка роботи та висновок щодо рекомендації до захисту в ДЕК

Науковий керівник

к.ф.-м.н., професор

(посада)

(підпис)

Гусєв О.Ю.

(ініціали, прізвище)

« ____ » _____ 2019 р.