

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

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
кваліфікаційної роботи ступеня бакалавра

студента Заболотний Кирило Вікторович

академічної групи 172-16-1

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

спеціалізації¹

за освітньо-професійною програмою Телекомунікації та радіотехніка

на тему Проектування пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для

прийому COFDM-сигналів

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка за шкалою		Підпис
		рейтинговою	інституційною	
кваліфікаційної роботи	к.т.н., доц. Герасіна О.В.			
розділів:				
спеціальний	к.т.н., доц. Герасіна О.В.			
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н.М.			
Рецензент				
Нормоконтролер	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.			

Дніпро
2020

ЗАТВЕРДЖЕНО:

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

« _____ » _____ 20 ____ року

ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу
ступеня бакалавра

студенту Заболотний Кирило Вікторович академічної групи 172-16-1
(прізвище ім'я по-батькові) (шифр)

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

за освітньо-професійною програмою Телекомунікації та радіотехніка

на тему Проектування пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів

затверджену наказом ректора НТУ «Дніпровська політехніка» від _____ № _____

Розділ	Зміст	Термін виконання
Розділ 1	Аналіз основних положень формування і обробки сигналів в цифровому телебаченні, а також існуючих пристроїв оцінки і корекції параметрів каналу.	25.02.2020 – 31.03.2020
Розділ 2	Розробка пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів з підвищеною швидкодією і точністю відновлення частотної характеристики каналу та оцінка його ефективності.	01.04.2020 – 12.05.2020
Розділ 3	Розрахунки витрат на проектування пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів.	13.05.2020 – 09.06.2020

Завдання видано _____

(підпис керівника)

Герасіна О.В.

(прізвище, ініціали)

Дата видачі: _____

Дата подання до екзаменаційної комісії: _____

Прийнято до виконання _____

(підпис студента)

Заболотний К.В.

(прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 69 с., 23 рис., 3 таблиці, 4 додатки, 23 джерела.

Об'єкт розробки – цифрові телевізійні системи.

Предмет розробки – пристрій оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів.

Мета кваліфікаційної роботи – збільшення швидкодії і точності відновлення частотної характеристики каналу в умовах межсимвольної інтерференції і низького відношення сигнал-шум.

Наукова новизна результатів полягає у застосуванні алгоритму, який дозволяє підвищити швидкість збіжності коригувальних коефіцієнтів, і виключення операцій ділення, і зворотного перетворення Фур'є при їх обчисленні.

У першому розділі проаналізовано основні положення формування і обробки сигналів в цифровому телебаченні, а також існуючі пристрої оцінки і корекції параметрів каналу.

У спеціальній частині роботи запропоновано пристрій оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів з підвищеною швидкістю і точністю відновлення частотної характеристики каналу в умовах межсимвольної інтерференції та оцінено його ефективність. За наслідками досліджень зроблено висновки щодо рішення поставленої задачі.

У економічному розділі виконані розрахунки витрат на проектування пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів.

ЕКВАЛАЙЗЕР, ЧАСТОТНА ХАРАКТЕРИСТИКА КАНАЛУ, МЕЖСИМВОЛЬНА ІНТЕРФЕРЕНЦІЯ, ВІДНОШЕННЯ СИГНАЛ-ШУМ, СТАНДАРТ DVB-T, МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ З ОРТОГОНАЛЬНИМ ЧАСТОТНИМ РОЗПОДІЛОМ КАНАЛІВ

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка 69 с., 23 рис., 3 таблицы, 4 приложения, 23 источника.

Объект разработки – цифровые телевизионные системы.

Предмет разработки – устройство оценки и коррекции параметров канала для приема COFDM сигналов.

Цель квалификационной работы – увеличение быстродействия и точности восстановления частотной характеристики канала в условиях межсимвольной интерференции и низкого отношения сигнал-шум.

Научная новизна заключается в применении алгоритма, который позволяет повысить скорость сходимости корректирующих коэффициентов, и исключения операций деления, и обратного преобразования Фурье при их исчислении.

В первой главе проанализированы основные положения формирования и обработки сигналов в цифровом телевидении, а также существующие устройства оценки и коррекции параметров канала.

В специальной части работы предложено устройство оценки и коррекции параметров канала для приема COFDM сигналов с повышенным быстродействием и точностью восстановления частотной характеристики канала в условиях межсимвольной интерференции и оценена его эффективность. По результатам исследований сделаны выводы относительно решения поставленной задачи.

В экономическом разделе выполнены расчеты затрат на проектирование устройства оценки и коррекции параметров канала для приема COFDM-сигналов.

ЭКВАЛАЙЗЕР, ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА, МЕЖСИМВОЛЬНАЯ ИНТЕРФЕРЕНЦИЯ, ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ-ШУМ, СТАНДАРТ DVB-T, МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕ КАНАЛОВ

ABSTRACT

Explanatory note: p. 69, fig. 23, tab. 3, 4 additions, 23 sources.

The object of development is digital television systems.

The subject of development is a channel parameter estimation and correction device for receiving COFDM signals.

The purpose of the qualification work is to increase the speed and accuracy of restoration of the channel frequency response under conditions of intersymbol interference and low signal-to-noise ratio.

Scientific novelty lies in the application of the algorithm, which allows to increase the rate of convergence of the correction coefficients, and the exclusion of division operations, and the inverse Fourier transform in their calculation.

The first chapter analyzes the main provisions of the formation and processing of signals in digital television, as well as existing devices for estimating and correcting channel parameters.

In a special part of the work, a device for estimating and correcting channel parameters for receiving COFDM signals with increased speed and accuracy of recovering the channel frequency response under intersymbol interference is proposed and its efficiency is estimated. Based on the results of the research, conclusions are drawn regarding the solution of the problem.

The economic section calculates the cost of designing a device for estimating and correcting channel parameters for receiving COFDM signals.

EQUALIZER, CHANNEL FREQUENCY CHARACTERISTICS, INTERMASTER INTERFERENCE, SIGNAL NOISE RELATIONSHIP, DVB-T STANDARD, MULTIPLEXING WITH ORTHOGONAL FREQUENCY CHANNEL SEPARATION

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- АЦП – Аналого-цифровий перетворювач;
- ВІС – Велика інтегральна схема;
- ДКМ – Диференціальна імпульсно-кодova модуляція;
- ДПФ – Дискретне перетворення Фур'є;
- ЗПФ – Зворотне перетворення Фур'є;
- МСІ – Межсимвольна інтерференція;
- НД – Носій даних;
- ПНЧ – Підсилювач низької частоти;
- ЦАП – Цифро-аналоговий перетворювач;
- ЧХ – Частотна характеристика;
- ШПФ – Швидке перетворення Фур'є;
- 8-VSB – Vestigial Side Band – Восьмирівнева амплітудна модуляція з частково пригніченою несучою і бічною смугою частот;
- COFDM – Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing – Ортогональний частотний розподіл каналів з кодуванням;
- CORDIC – Coordinate Rotation Digital Computer – Цифровий комп'ютер для обертання координат;
- QAM – Quadrature Amplitude Modulation – Квадратурна амплітудна модуляція;
- QPSK – Quadrature Phase Shift Keying – Квадратурна фазова маніпуляція.
- OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing – Мультиплексування з ортогональним частотним розподілом каналів.

ЗМІСТ

	с.
ВСТУП.....	9
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ.....	11
1.1 Формування і обробка телевізійних сигналів	11
1.1.1 Обробка сигналів в цифровий телевізійній системі	11
1.1.2 Концепція стандарту DVB-T.....	12
1.1.3 Формування цифрового телевізійного сигналу	13
1.1.4 Параметри кодування в цифровому телебаченні.....	13
1.1.4.1. Дискретизація	13
1.1.4.2. Квантування.....	17
1.1.5. Передача цифрових телевізійних сигналів по каналам зв'язку.....	20
1.2 Методи багатопозиційної модуляції в цифровому телебаченні	23
1.2.1 Основні методи модуляції в цифровому телебаченні.....	23
1.2.2 Мультиплексування з ортогональним частотним розподілом каналів	24
1.2.3 Модуляція COFDM з ортогональним частотним мультиплексуванням і завадостійким канальним кодуванням.....	26
1.3 Багатопроменевий прийом	28
1.4 Формування захисного інтервалу.....	29
1.5 Існуючі пристрої оцінки і корекції параметрів каналу	30
1.6 Висновок. Постановка задачі.....	34
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	36
2.1 Структурна схема та принцип роботи пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів	36
2.2 Оцінка ефективності запропонованого пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів	47
2.3 Висновок	52
3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ.....	55
3.1 Визначення трудомісткості проектування пристрою оцінки і корекції параметрів каналу.....	55

3.2 Визначення середньої заробітної плати спеціаліста в галузі телекомунікацій.....	56
3.3 Розрахунок витрат на заробітну плату при проектуванні пристрою оцінки і корекції параметрів каналу	59
3.4 Розрахунок витрат на необхідне програмне та апаратне забезпечення	59
3.3 Висновок	60
ВИСНОВКИ.....	61
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	63
ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи	66
ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії.....	67
ДОДАТОК В. Відгук керівника економічного розділу.....	68
ДОДАТОК Г. Відгук керівника кваліфікаційної роботи	69

ВСТУП

В останні кілька років питання практичної реалізації систем цифрового телевізійного мовлення стають ключовими у зв'язку з розвитком технологій проектування і виробництва сучасних систем на кристалі по нанорозмірним проектним нормам [1].

Європейський стандарт DVB-T (ETSI EN300744) – наземне цифрове телевізійне мовлення, що передбачає використання когерентного мультиплексування з ортогональним частотним розподілом каналів (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) з пілотними піднесучими [2] визнаний найбільш перспективним для реалізації вітчизняних цифрових телевізійних систем.

При розробці прийомних цифрових телевізійних систем, які базуються на високошвидкісній когерентній OFDM і працюють в умовах багатопроменевого поширення, необхідно якісне рішення задачі синтезу алгоритму оцінки параметрів каналу, особливо з точки зору апаратної реалізації.

Спотворення, викликані межсимвольною інтерференцією (МСІ), є одним з основних завад на шляху підвищення швидкості і достовірності передачі даних по каналам навіть при малих рівнях фонових шумів. Вони призводять до порушення ортогональності сигналів, які передаються на різних піднесучих OFDM-сигналу, в результаті чого відбувається перекручування демодульованої інформації.

Дедалі більшого поширення набувають мобільні системи, в яких додатково потрібно вирішувати задачу компенсації доплерівського зсуву частоти. Тому невід'ємною частиною демодулятора приймального пристрою, який обробляє OFDM-сигнали, є блок оцінки і корекції параметрів каналу (адаптивний еквалайзер).

Існують дві категорії еквалайзерів (в залежності від способу реалізації): побудовані в частотній або в часовій областях. Внаслідок того, що в DVB-T-системах на етапі виділення піднесучих використовується швидке

перетворення Фур'є (ШПФ), а також передбачені пілотні сигнали, то з точки зору ефективності апаратної реалізації і робочих характеристик доцільно розглядати еквалайзери першого типу.

Таким чином, вдосконалення підходів та пристроїв оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів (стандарт DVB-T) наразі є актуальною задачею.

Метою роботи є збільшення швидкодії і точності відновлення частотної характеристики каналу в умовах межсимвольної інтерференції і низького відношення сигнал-шум.

Постановка задачі:

- проаналізувати основні положення формування і обробки сигналів в цифровому телебаченні;
- провести аналіз існуючих пристроїв оцінки і корекції параметрів каналу;
- запропонувати пристрій оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів з підвищеною швидкістю і точністю відновлення частотної характеристики каналу в умовах межсимвольної інтерференції;
- оцінити ефективність розробленого пристрою.

1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Формування і обробка телевізійних сигналів

1.1.1 Обробка сигналів в цифровій телевізійній системі

Джерело аналогових телевізійних сигналів формує сигнал яскравості E'_Y і різнокольорні сигнали E'_{R-Y} , E'_{B-Y} , які надходять на аналого-цифровий перетворювач (АЦП), де перетворюються в цифрову форму. В наступній частині системи, яку називають кодером відео, здійснюється ефективне кодування відеоінформації з метою зменшення швидкості передачі двійкових символів в каналі зв'язку. Ця операція є однією з найбільш важливих, оскільки без ефективного кодування неможливо забезпечити передачу сигналів цифрового телебачення по стандартних каналах зв'язку [1-5].

Сигнали звукового супроводу також перетворюються в цифрову форму. Звукова інформація стискається в кодері звуку. Кодовані дані об'єднуються в мультиплексорі в єдиний потік даних. У кодері каналу виконується ще одне кодування даних, що має на меті підвищення завадостійкості. Отриманими в результаті цифровим сигналом модулюють несучу використовуваного каналу зв'язку.

Структурна схема цифрової телевізійної системи показана на рис. 1.1.

У приймальній частині системи здійснюються демодуляція прийнятого високочастотного сигналу і декодування каналного кодування. Потім в демультимплексорі потік даних розділяється на дані зображення, звуку і додаткову інформацію. Після цього виконується декодування даних. В результаті на виході декодера зображення формуються сигнал яскравості і різнокольорні сигнали в цифровій формі, які перетворюються в аналогову форму в цифро-аналоговому перетворювачі (ЦАП) і подаються на монітор, на екрані якого відтворюється зображення. На виході декодера звуку виходять

сигнали звукового супроводу, також перетворюються в аналогову форму. Ці сигнали надходять на підсилювачі звукової частоти і далі на динаміки [5-11].

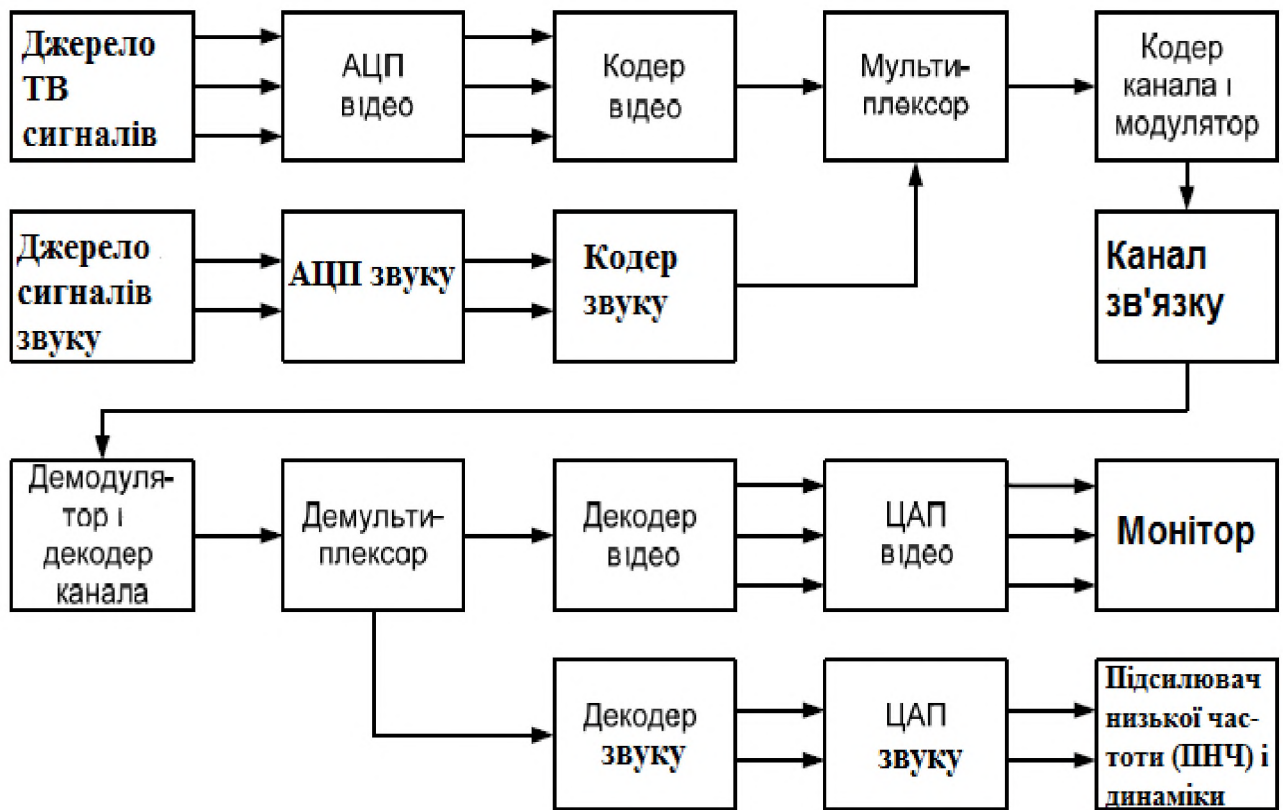


Рисунок 1.1 – Структурна схема цифрової телевізійної системи

1.1.2 Концепція стандарту DVB-T

Ключові слова європейського стандарту EN 300 744 (DVB, framing structure, channel coding and modulation for terrestrial television): цифрове, відео, мовлення, наземне, MPEG, телебачення, звук, дані. Відповідно до документа [12] передані дані представляють собою інформацію про зображення і звуковий супровід, а також будь-які додаткові відомості. Умова передачі інформації – дані повинні бути закодовані у вигляді пакетів транспортного потоку MPEG-2. У цьому сенсі стандарт описує контейнер, пристосований для доставки пакетованих даних в умовах наземного телебачення.

Обробка сигналів в приймачі стандартом не регламентується.

1.1.3 Формування цифрового телевізійного сигналу

Цифровий телевізійний сигнал виходить з аналогового телевізійного сигналу шляхом перетворення його в цифрову форму. Це перетворення включає три операції [5, 10, 13, 17]:

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

Всі три операції виконуються в одному вузлі – АЦП, який реалізується у вигляді однієї великої інтегральної схеми (ВІС).

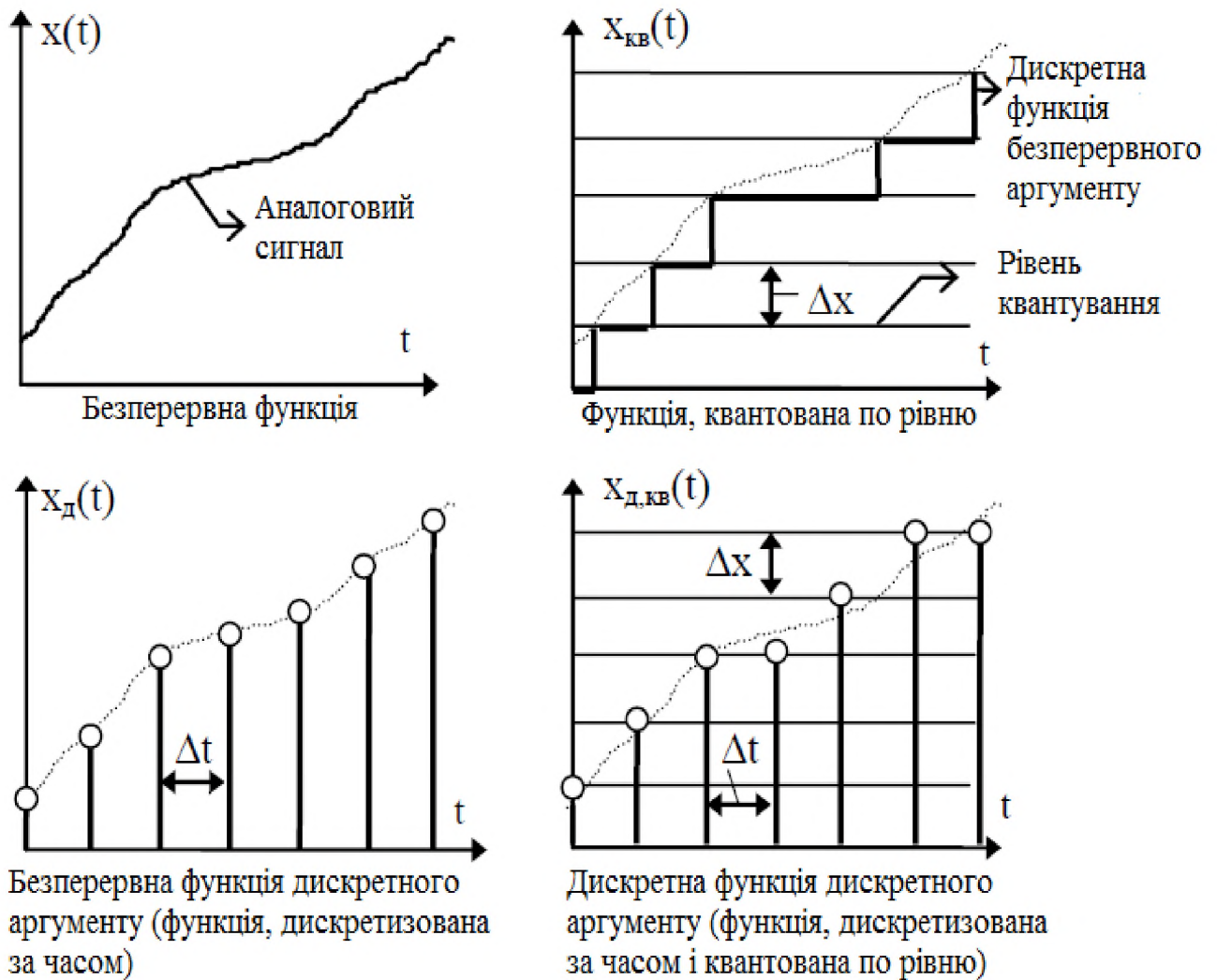
1.1.4 Параметри кодування в цифровому телебаченні

Кожен сигнал характеризується деякими параметрами. Наприклад, функція $x(t)$ має два параметри – рівень або значення « x » і час « t ». Для безперервного або аналогового сигналу обидва параметри є безперервними величинами, тобто такими, що мають безліч значень.

1.1.4.1. Дискретизація.

Дискретизованим називають сигнал, у якого хоча б один параметр є дискретною величиною, тобто має кінцеву безліч значень.

Розрізняють (рис. 1.2) чотири форми сигналу $x(t)$.

Рисунок 1.2 – Чотири форми сигналу $x(t)$

У технічних додатках сигнал розглядається як деяка матеріальна або комплексна функція часу $x(t)$. Наприклад, $x(t)=e^{j\omega t}$ – комплексна синусоїда. У загальному випадку може вивчатися безліч сигналів $M = \{x_i(t)\}_{i=1}^m$.

Перейдемо до дискретизації телевізійних зображень, що представляють собою двовимірні сигнали. Телевізійне зображення по вертикальній координаті вже є дискретним внаслідок розкладання на рядки. Тому для отримання двовимірної дискретизації досить виконати дискретизацію телевізійного сигналу в часі. При дискретизації зображення відліки утворюють певну структуру в його площині.

На рис. 1.3,*а* показана найбільш широко застосовувана ортогональна (прямокутна) структура відліків, а на рис. 1.3,*б* – шахова структура. На рис. 1.3,*в,г* представлені варіанти відліків сигнал яскравості і різнокольорних сигналів при дискретизації кольорових телевізійних зображень.

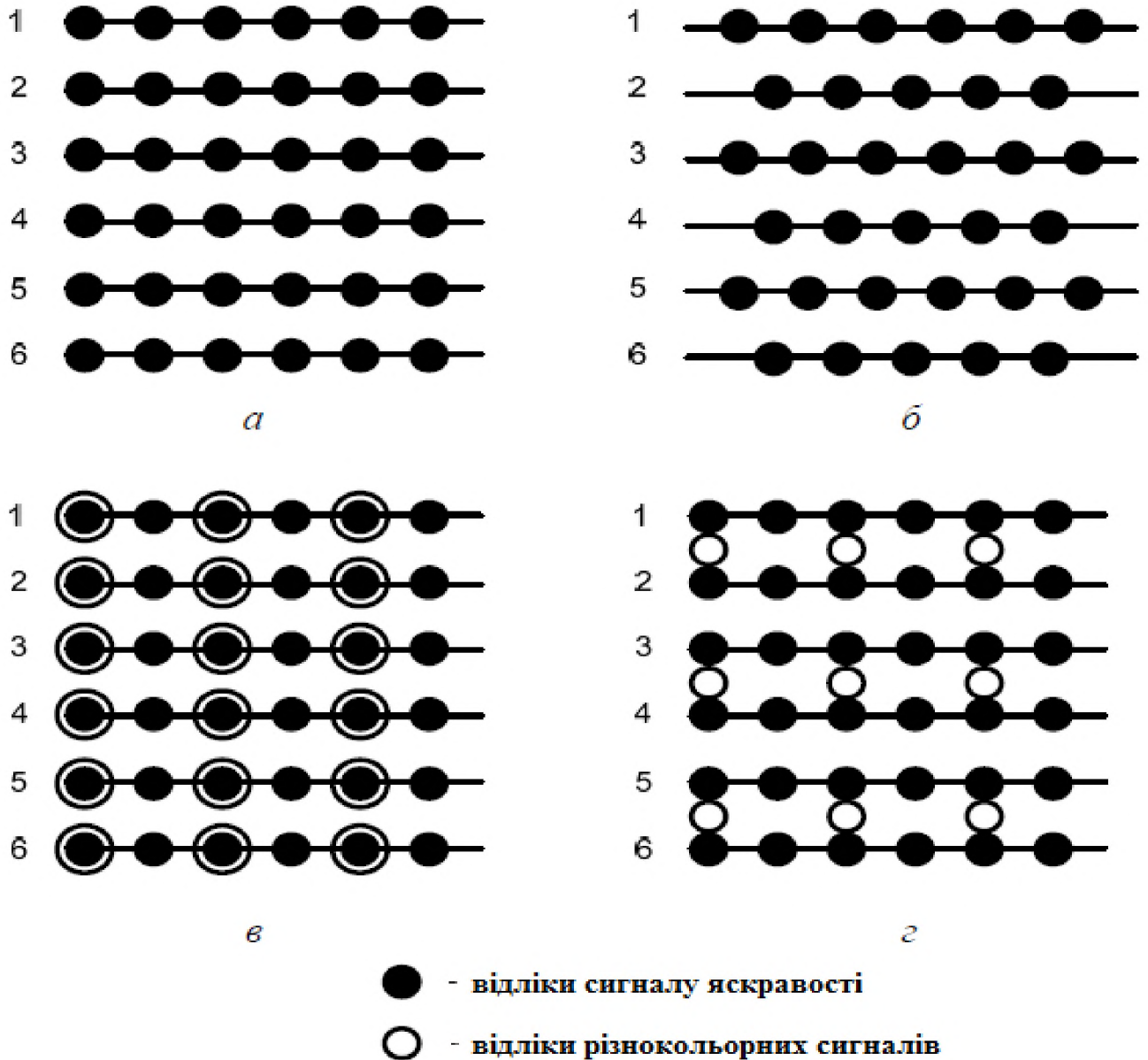


Рисунок 1.3 – Структури відліків при дискретизації кольорових телевізійних зображень: *а* – ортогональна (прямокутна) структура, *б* – шахова структура, *в,г* – відліки сигнал яскравості і різнокольорних сигналів

Розглянемо вимоги Рекомендації ITU-R BT 601, що визначають єдиний міжнародний стандарт цифрового кодування телевізійного сигналу для студійної апаратури. В даному стандарті передбачено роздільне цифрове кодування яскравості і двох різнокольорних сигналів [5].

Встановлено одне значення частоти дискретизації сигналу яскравості, рівне 13,5 МГц, для обох стандартів розгортки 25 Гц, 625 рядків і 30 Гц, 525 рядків. Кожен різнокольорний сигнал дискретизується з удвічі меншою частотою 6,75 МГц. Відповідно до прийнятих позначень даний стандарт цифрового кодування телевізійних сигналів позначається 4:2:2. В результаті цього частота дискретизації різнокольорних сигналів в два рази менше, ніж частота дискретизації сигналу яскравості, визначена на підставі теореми Котельникова, причому в кожному рядку присутні обидва різнокольорних сигнали. Взаємне розташування відліків сигналу яскравості і різнокольорних сигналів показано на рис. 1.3,в [5, 17].

Повне число відліків яскравості в рядку дорівнює 864, а число відліків кожного різнокольорного сигналу – 432. За час активної ділянки рядки формується 720 відліків сигналу яскравості і 360 відліків кожного різнокольорного сигналу. Ці кількості відліків є проміжними між значеннями, необхідними для отримання квадратних пікселів в зазначених стандартах розгортки. Таким чином, при розробці Рекомендації ITU-R BT 601 було досягнуто компромісу. Число активних рядків в кадрі для стандарту 625 рядків дорівнює 576. Повне число переданих в кожному кадрі елементів зображення дорівнює 414720.

Передбачено й інші формати перетворення телевізійних сигналів в цифрову форму. Наприклад, при використанні формату 4:2:0 кожен різнокольорний сигнал має частоту дискретизації в два рази нижче частоти дискретизації сигналу яскравості і передається в кожному другому рядку. Розташування відліків сигналу яскравості і різнокольорних сигналів в площині зображення показано на рис. 1.3,г. Відлік різнокольорних сигналів показані між

рядками відліків сигналів яскравості і для кожного з цих сигналів утворюють матрицю 360×288 елементів.

При форматі 4:4:4 обидва різнокольорових сигнали передаються в кожному рядку і дискретизуються з тією ж частотою, що й сигнал яскравості.

Як і в разі одновимірного сигналу, можна розглянути дискретизацію зі спектральної точки зору. Для цього спочатку введемо поняття просторових частот і просторового спектра для безперервного зображення.

Для отримання комплексного просторового спектра зображення застосовується двовимірне перетворення Фур'є

$$S(f_x, f_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} b(x, y) e^{-2\pi j(xf_x + yf_y)} dx dy \quad (1.1)$$

Зворотне двовимірне перетворення Фур'є дозволяє по спектру відновити вихідне зображення

$$b(x, y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S(f_x, f_y) e^{2\pi j(xf_x + yf_y)} df_x df_y \quad (1.2)$$

На рис. 1.4 представлені початкове зображення і його спектр, отриманий двовимірним перетворенням Фур'є.

1.1.4.2. Квантування.

Наступний найважливіший параметр аналого-цифрового перетворення – число рівнів квантування $N_{\text{кв}}$, яке визначається числом двійкових розрядів АЦП n відповідно до співвідношення

$$N_{\text{кв}} = 2^n. \quad (1.3)$$

Вибір значення $N_{\text{кв}}$ здійснюється таким чином, щоб вплив квантування на зображення не було помітно для одержувача інформації. Рівномірне квантування телевізійного сигналу не є найкращим. Це обумовлено в першу чергу властивостями зорового апарату людини.

Однак технічна реалізація нерівномірного квантування істотно складніше, ніж рівномірного. Замість використання змінного кроку квантування зазвичай

виконують попереднє нелінійне перетворення відеосигналу – гамма-корекцію. При цьому одночасно вирішуються дві задачі:

- коригується нелінійність передавальної характеристики кінескопа і забезпечується оптимальна форма передавальної характеристики всього тракту телевізійної системи;
- зменшується вплив похибок квантування при малих рівнях яскравості зображення.

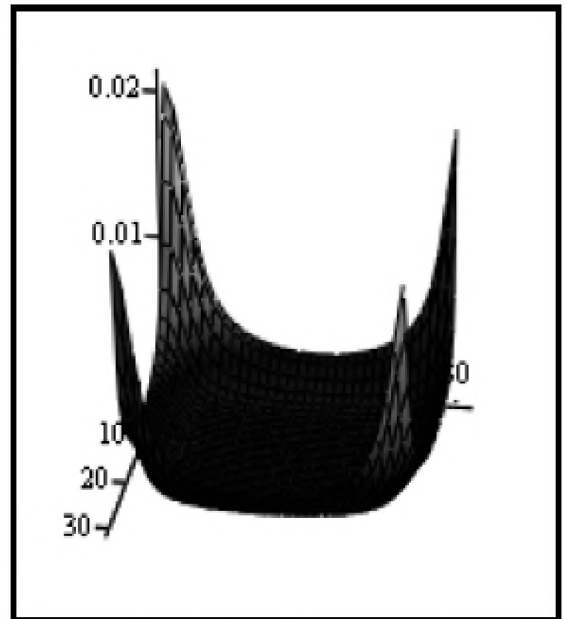
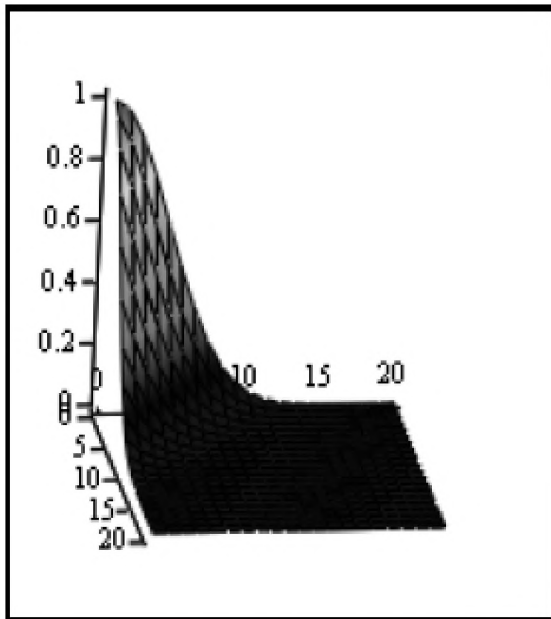


Рисунок 1.4 – Початкове зображення і його спектр, отриманий двовимірним перетворенням Фур'є

Передатна характеристика гамма-коректора описується співвідношенням

$$\left(\frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вихм}}} \right) = \left(\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вхм}}} \right)^\gamma, \quad (1.4)$$

де $U_{\text{вх}}$ і $U_{\text{вих}}$ – напруги сигналів відповідно на вході і виході гамма-коректора; $U_{\text{вхм}}$ і $U_{\text{вихм}}$ – максимальні значення діапазонів напружень сигналів на вході і виході гамма-коректора відповідно; $\gamma=0,42\dots0,48$ – показник гамма-корекції.

Графік передавальної характеристики для випадку $\gamma=0,45$ наведено на рис. 1.5.

У системах кольорового телебачення (КТ), як правило, застосовується рівномірний квантування сигналів, що пройшли гамма-корекцію, з числом

двійкових розрядів АЦП $n=8$, що дає число рівнів квантування $N_{\text{кв}}=256$. При цих умовах шум квантування практично непомітний. З таким числом рівнів квантування працювали цифрові ТВ-пристрої першого покоління.

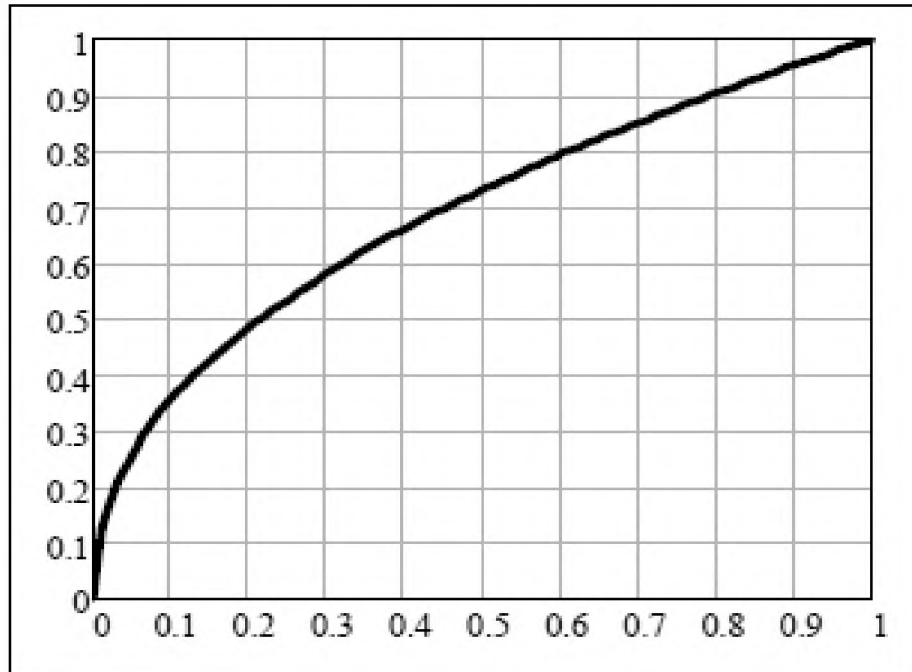


Рисунок 1.5 – Графік передавальної характеристики для випадку $\gamma=0,45$

Сучасна апаратура проектується на роботу з кодами довжиною $k=10$ і числом рівнів квантування $N_{\text{кв}}=1024$. На рис. 1.6 показано розподіл рівнів квантування сигналу яскравості, діапазон зміни якого лежить в межах $0\dots 1$.

Праворуч від графіка показані дві шкали квантування, відповідні довжинах слів $k=8$ і $k=10$. Для прикладу взято випробувальний сигнал восьми колірних смуг. Звернемо увагу, що синхроімпульс виходить за межі шкали квантування. Це пов'язано з тим, що в ЦТБ немає необхідності виділяти синхроімпульси за допомогою амплітудного детектора, їх передають на рівнях 0 і 255 (при $k=8$). Рівень чорного встановлений на рівні квантування 16, а білого – на рівні 235. Невеликий запас рівнів внизу і вгору шкали необхідний в разі, якщо діапазон аналогового сигналу перевищить номінальне значення.

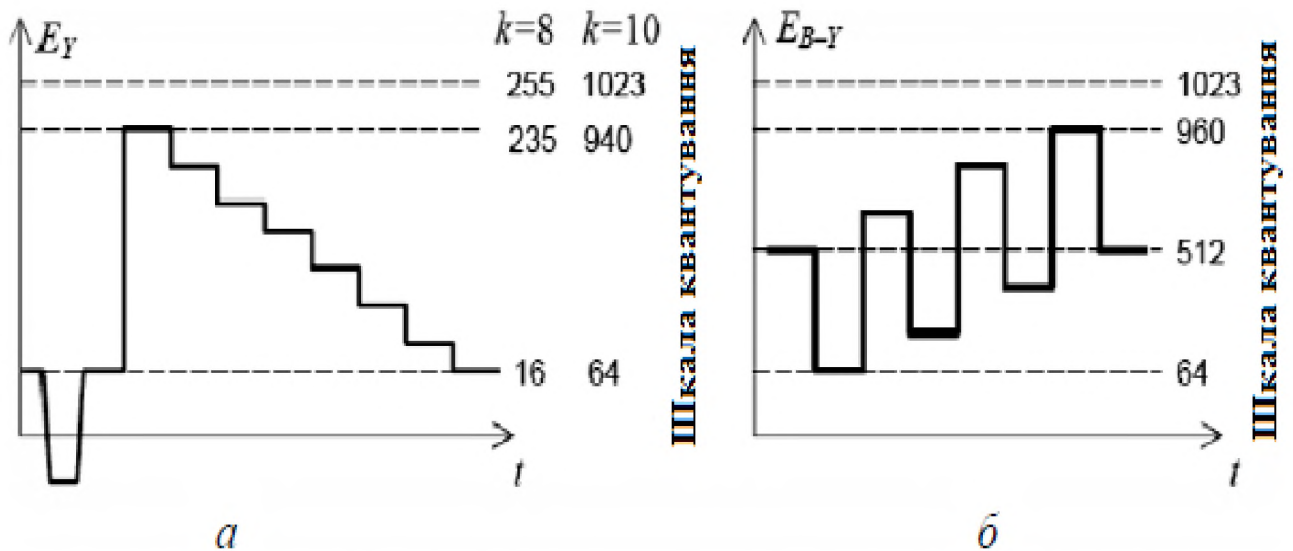


Рисунок 1.6 – Розподіл рівнів квантування сигналу яскравості

Сигнали E_{R-Y} і E_{B-Y} змінюються в діапазоні від $-0,7$ до $0,7$ і від $-0,89$ до $0,89$ відповідно. Ці діапазони перед кодуванням необхідно привести до одиниці (від $-0,5$ до $0,5$). Тому різнокольорні сигнали E_{R-Y} і E_{B-Y} помножують на коефіцієнти компресії $k_R=0,5/0,7=0,71$ і $k_B=0,5/0,89=0,56$.

На рис. 1.6,б показано розподіл рівнів квантування для різнокольорних сигналів [5, 9].

1.1.5. Передача цифрових телевізійних сигналів по каналам зв'язку

Цифровий телевізійний сигнал в послідовній формі може безпосередньо передаватися по каналам зв'язку, призначеним спеціально для передачі дискретних сигналів. В останні роки все ширше застосовуються широкосмугові цифрові лінії зв'язку. Для цифрового телевізійного мовлення можуть використовуватися і канали зв'язку з модуляцією несучого коливання. Можливість точної передачі цифрового сигналу в першу чергу визначається співвідношенням сигнал / завада ($C/3$) [5, 10-20].

Одна з найважливіших задач в області цифрового телебачення – скорочення швидкості передачі двійкових символів і відповідно необхідної

смуги частот каналу зв'язку. Це завдання може бути вирішене шляхом зменшення надмірності інформації, переданої в телевізійному сигналі.

Зменшення надмірності забезпечує також зменшення необхідного обсягу носія даних (НД) при запису телевізійних програм або окремих зображень. Зменшення обсягу переданої інформації називають стисненням, зворотну операцію – розширенням.

Надмірність телевізійного сигналу розділяється на структурну, статистичну та психофізіологічну.

Структурна надмірність пов'язана з наявністю в звичайному телевізійному сигналі імпульсів, що гасять, під час яких інформація про зображення не передається. Структурна надмірність телевізійного сигналу може бути зменшена шляхом передачі під час імпульсів, що гасять, будь-якої корисної інформації, наприклад звукового супроводу, але великого виграшу це не дає.

Статистична надмірність викликається наявністю кореляційних зв'язків між значеннями сигналу в сусідніх елементах одного рядка, в сусідніх рядках і кадрах. Скорочення статистичної надмірності досягається шляхом усунення зазначених кореляційних зв'язків. Одним з найбільш відомих способів зменшення статистичної надмірності є кодування з пророкуванням, або диференціальна імпульсно-кодова модуляція (ДІКМ), заснована на передачі збільшень значень сигналу.

Психофізіологічна надмірність телевізійного сигналу визначається тією інформацією в ньому, яка не сприймається людиною і, отже, могла б і не бути передана.

Психофізіологічна надмірність скорочується за рахунок видалення з переданого сигналу інформації, відсутність якої не впливає суттєво на сприйняття зображення людиною.

Прикладом скорочення психофізіологічної надмірності може служити спосіб кодування Кретцмера, відповідно до якого при передачі великих деталей зображення кількість градацій яскравості збільшується, а при передачі дрібних

деталей зменшується. В інших методах використовується погіршення геометричного і поступового вирішення зору при спостереженні об'єктів, що рухаються. Загальна основа всіх цих методів – обмеженість пропускної здатності зору як системи передачі та обробки інформації.

Застосування різних способів стиснення інформації дозволяє не тільки передавати цифровий телевізійний сигнал звичайної чіткості по стандартних каналах телевізійного мовлення, а й домогтися можливості передачі по цих каналах одночасно декількох програм телебачення звичайної чіткості, сигналів системи телебачення високої чіткості, а також передачі цифрових телевізійних сигналів по каналах зв'язку з більш вузькою смугою частот, ніж стандартні мовні канали.

Співвідношення потоків інформації і необхідних значень ширини смуги пропускання каналів зв'язку ілюструється на рис. 1.7.

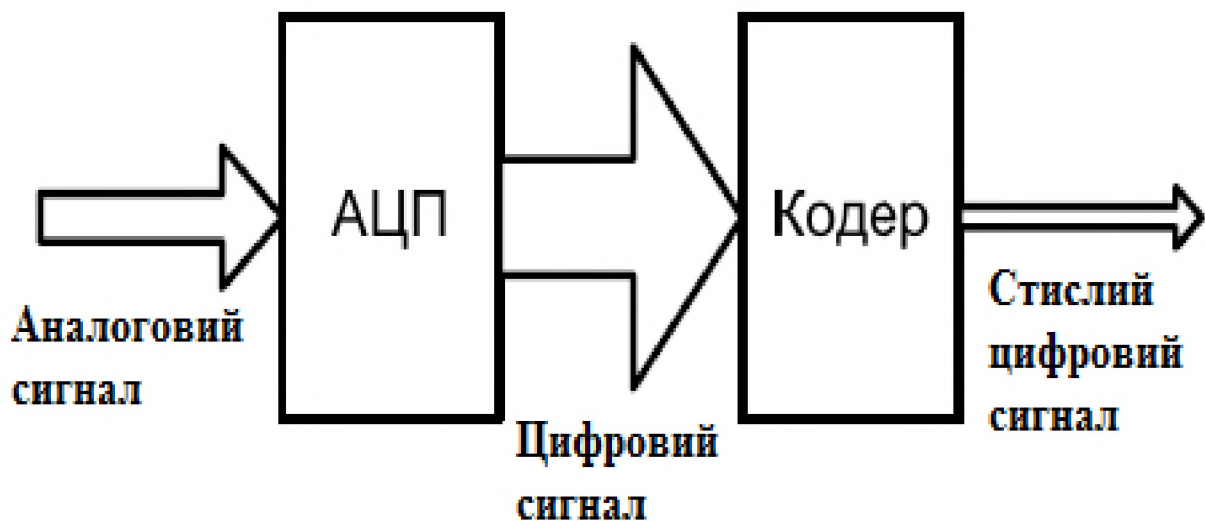


Рисунок 1.7 – Схема співвідношення потоків інформації і необхідних значень ширини смуги пропускання каналів зв'язку

Методи стиснення зображень можна розділити на два класи:

- без втрат інформації;
- з частковою втратою інформації.

1.2 Методи багатопозиційної модуляції в цифровому телебаченні

1.2.1 Основні методи модуляції в цифровому телебаченні

Важливим елементом системи цифрового телебачення є метод використовуваної модуляції сигналу. Один з основних питань – розподіл енергії в спектрі електричного сигналу і узгодження цього розподілу з характеристиками каналу зв'язку. Якщо повідомлення передаються двійковими символами, то швидкість передачі даних не може перевищувати значення $2 \text{ біт/с на } 1 \text{ Гц}$ смуги пропускання каналу зв'язку ΔF_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 подоланий за рахунок підвищення відношення 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 послідовність несе більше 1 біта інформації.

До способів багатопозиційної модуляції, що використовуються в системах цифрового телебачення, відносяться [3]:

- квадратурна амплітудна модуляція (QAM – Quadrature Amplitude Modulation);
- квадратурна фазова маніпуляція, або чотирьохпозиційна фазова маніпуляція (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying);
- мультиплексування з ортогональним частотним розподілом каналів (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing);
- восьмирівнева амплітудна модуляція з частково пригніченою несучою і бічною смугою частот (8-VSB – Vestigial Side Band).

1.2.2 Мультиплексування з ортогональним частотним розподілом каналів

Суть методу OFDM (його ще називають частотним ущільненням з ортогональними несучими) полягає в наступному. У стандартному телевізійному каналі зі смугою частот ΔF_K формують N несучих частот, віддалених одна від одної на частотні інтервали Δf . Подібно квадратурній модуляції, спосіб OFDM використовує ортогональні несучі, але частоти цих несучих не є однаковими і кратні основній частоті f_0 . Несучі є ортогональними, оскільки їх середній (за часом) добуток дорівнює нулю.

Це дає можливість їх розподілу на прийомі навіть при частковому перекритті їх бічних смуг. При цьому частоти несучих дорівнюють [5, 17]

$$U_0(t) = U_0 \cos[2\pi(f_0 + n/T_s)t], \quad (1.5)$$

де f_0 – початок інтервалу; n – номер несучої, що знаходиться в діапазоні від 0 до $(N-1)$; T_s – тривалість інтервалу передачі одного символу.

Таким чином, загальний потік даних, що має швидкість передачі двійкових символів Q_0 , поділяють на N паралельних підпотоків зі швидкістю передачі символів $Q_1 = Q_0/N$. Кожен підпотік передається на своїй несучій, внаслідок чого в одному каналі виходить N вузькосмугових підканалів. Відповідно до стандарту DVB-T кількість несучих може бути рівною 6817 ($\Delta f = 1116$ Гц) або 1705 ($\Delta f = 4464$ Гц).

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

Принцип формування OFDM сигналу полягає в наступному. Модульована k -несуча OFDM сигналу без перенесення на високу частоту в комплексному вигляді має вигляд

$$S_k(nT) = C_k(nT) \cdot e^{j2\pi nT_k/\tau}, \quad (1.6)$$

де $C_k(nT) = A \cdot e^{i\phi}$ – модулюючий k -несучу символ; T – тривалість дискретного інтервалу; τ – тривалість символу; n – ціле число діапазону від 0 до N .

Тоді загальний OFDM символ можна записати

$$S_N = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \cdot e^{i2nTk/\tau} \quad (1.7)$$

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 (ЗПФ). Для переходу до ЗПФ потрібно висловити 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 $N=8192$ (не всі з них використовуються).

Таким чином, за допомогою ЗПФ з вхідного масиву модуляційних символів чисельно формується вхідний 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 завад;
- 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.

1.2.3 Модуляція COFDM з ортогональним частотним мультиплексуванням і завадостійким канальним кодуванням

Багатопротеневе поширення радіосигналу в точку прийому призводить до ослаблення деяких несучих внаслідок інтерференції прямого і затриманого сигналів. Вирішенню цієї проблеми допомагає кодування з метою виявлення та виправлення похибок в каналі передачі сигналів.

Кодування перетворює OFDM в COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Якщо по каналу зв'язку з різко вираженою нерівномірністю частотної характеристики передається одна модульована несуча, то ослаблення окремих частотних складових можна компенсувати за допомогою частотного коректора, але якщо якась складова пригнічена повністю, то коригуючий фільтр не може допомогти в принципі і сигнал зазнає незворотні викривлення. Однак якщо дані передаються за допомогою частотного ущільнення, то навіть повне зникнення сигналів окремих несучих не є настільки важливим, оскільки дані, що переносяться цими несучими, можуть бути відновлені за рахунок канального кодування.

Контейнер даних COFDM пристосований до умов передачі даних в наземному телебаченні завдяки можливості роздільної обробки сигналів великої кількості несучих. Завдяки застосуванню COFDM можлива організація мереж ТВ-мовлення з перекриттям частот передавальних станцій, що працюють на одній частоті.

Швидкість передачі даних в каналі зв'язку з модуляцією типу COFDM залежить від виду модуляції несучих, встановлених значень кодової швидкості і захисного інтервалу між символами. Якщо кодова швидкість знаходиться в межах від 1/2 до 7/8, то швидкість цифрової передачі становить, Мбіт / с: при диференціальній відносній фазовій модуляції – 4,98...10,56; при 16-QAM – 9,95...21,11; при 64-QAM – 14,93...31,67.

Мета використання системи COFDM полягає в усуненні погіршення якості сигналу при наземному поширенні радіохвиль. При цьому канал передачі інформації організовується на основі таких принципів.

1. Розщеплення каналу. Наземний канал передачі розщеплюється в часі і по частоті. В результаті радіочастотний канал організовується у вигляді набору вузьких частотних смуг і коротких в часі суміжних «часових сегментів».

2. Введення піднесучих. Набір піднесучих в певному часовому сегменті називається символом OFDM. Для усунення взаємних завад між поднесучими відстань між ними вибирається рівним зворотній величині тривалості символу.

3. Введення захисного інтервалу. Оскільки луна-сигнали являють собою затримані копії основного сигналу, то для усунення взаємних завад між двома сусідніми символами OFDM вводиться захисний інтервал.

4. Синхронізація каналів. В системі DVB-T використовуються «пілотні» піднесучі, рівномірно розподілені в каналі передачі у вигляді маркерів синхронізації.

У COFDM модуляторі послідовний цифровий потік перетвориться у велике число паралельних потоків (субпотоків), кожен з яких модулює свою несучу за допомогою QPSK або 16-QAM і 64-QAM. Група несучих частот, яка в даний момент часу переносить біти паралельних цифрових потоків, називається «Символом COFDM».

Завдяки тому, що використовується велика кількість паралельних потоків (зазвичай 1705 субпотоків в режимі 2k або 6817 субпотоків в режимі 8k), тривалість символу в паралельних потоках значно більше, ніж в послідовному потоці даних (відповідно 280 або 1120 мкс – в залежності від числа використовуваних субпотоків).

Це дозволяє в декодері затримати оцінку значень прийнятих символів на час, протягом якого зміни параметрів радіоканалу через дію ехо-сигналів припиняться і канал стане стабільним.

1.3 Багатопроменевий прийом

При багатопроменевому прийомі, поряд з основним радіосигналом, приймається сигнал, відбитий від якої-небудь завади і прийшовший до приймальні антени з затримкою. Боротися з повторами можна, наприклад шляхом використання вузько прийомних антен.

В результаті інтерференції радіосигналів, які прийшли в точку прийому з різними затримками, деякі частотні компоненти радіосигналу послаблюються, а деякі – посилюються (рис. 1.8) [5, 15]. Частотну характеристику з допомогою перебудовуються фільтрів можна спробувати зробити постійною в частотному діапазоні, що займається спектром радіосигналу, якщо попередньо оцінити нерівномірність.

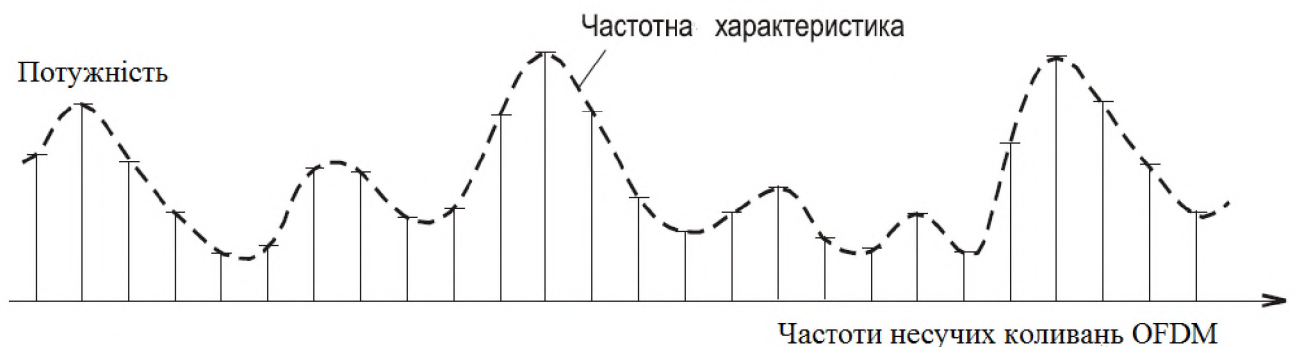


Рисунок 1.8 – Частотна характеристика радіосигналу

Такий шлях не завжди можливий, якщо повторний радіосигнал приходить в точку прийому з такою ж інтенсивністю. В результаті окремі компоненти сумарного сигналу виявляться повністю знищеними. Луна-сигнал, затриманий на чверть тривалості символу, призводить до пригнічення кожної четвертої несучої сигналу OFDM (рис. 1.9) [5, 11]. Такі пригнічені компоненти не можуть бути скориговані за рахунок смуговий фільтрації.

В системі COFDM пригнічені компоненти можуть бути повністю відновлені завдяки використанню частотного ущільнення у поєднанні з кодуванням, що виявляє і виправляє похибки.

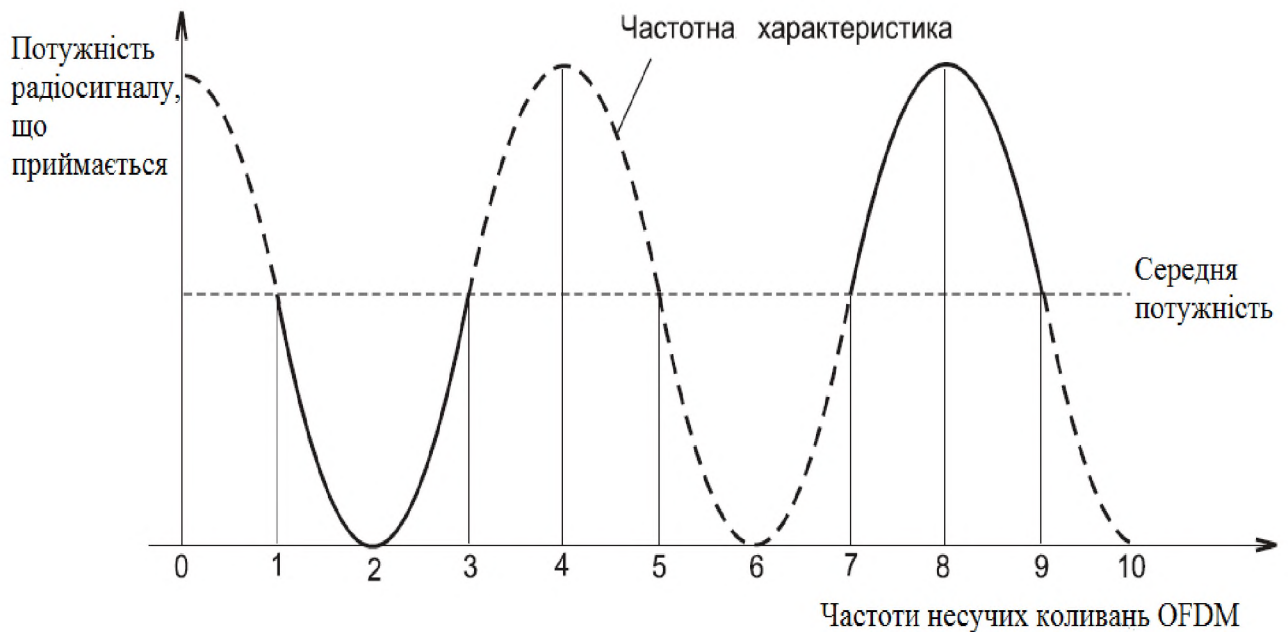


Рисунок 1.9 – Частотна характеристика радіосигналу, що приймається

В системі цифрового телебачення DVB-T внутрішнє кодування і перемежування запобігають появі пакетів помилкових бітів, одночасно знижуючи частоту проходження похибок до прийнятної величини.

1.4 Формування захисного інтервалу

Для боротьби з міжсимвольними спотвореннями перед кожним символом використовується захисний інтервал. У захисному інтервалі передається фрагмент корисного сигналу, що і гарантує збереження ортогональності несучих прийнятого сигналу. Захисний інтервал являє собою копію, або циклічне повторення, частини корисного інтервалу, яка вставляється перед корисним (рис. 1.10) [5, 15].

Ортогональність несучих забезпечується тільки в тому випадку, якщо луна-сигнал при багатопроменевому поширенні затриманий не більше ніж на тривалість захисного інтервалу. Тому величина захисного інтервалу залежить від відстані між радіопередавачами в одночастотних мережах ТВ-мовлення.

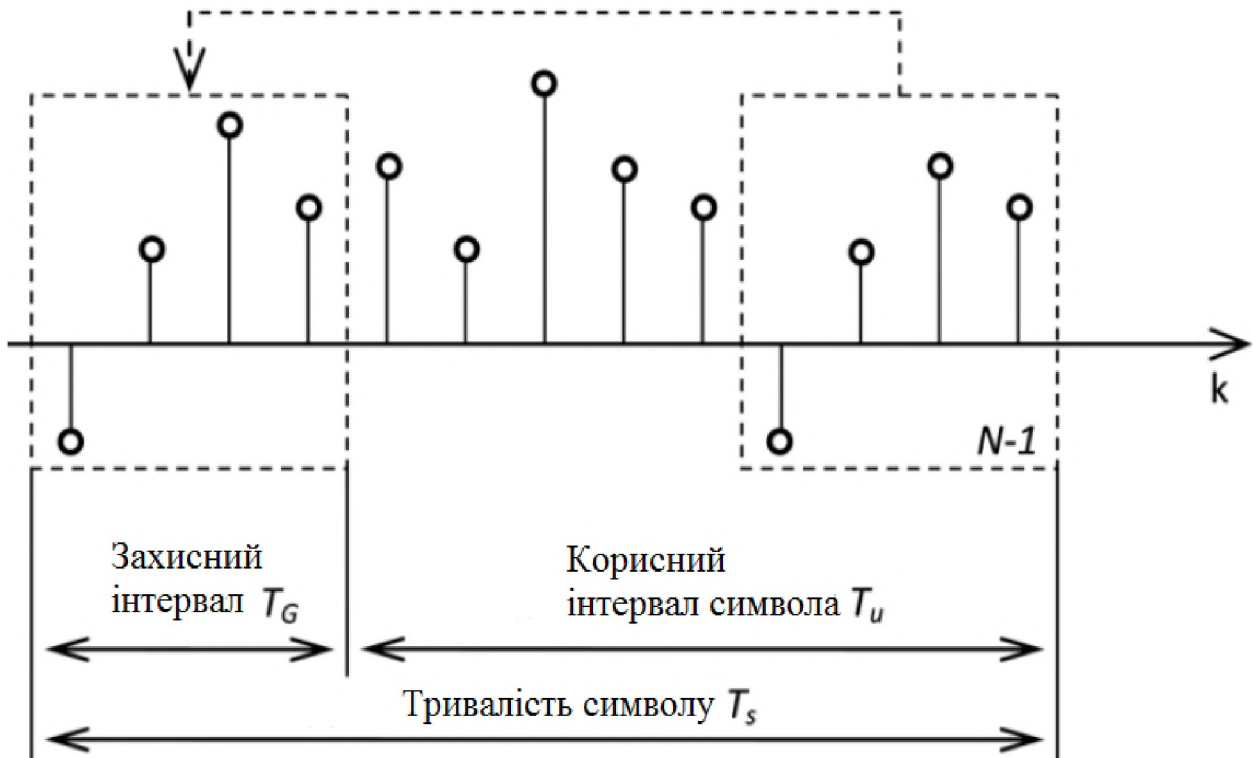


Рисунок 1.10 – Формування захисного інтервалу

Чим більше час затримки, тим більше повинна бути тривалість захисного інтервалу. Якщо захисний інтервал в 250 мкс становить четверту частину корисного інтервалу, то тривалість самого корисного інтервалу повинна бути встановлена на рівні близько 1 мс. Величина кроку частот несучих пов'язана з шириною основної пелюстки спектру одного модульованого несучого коливання і визначається величиною, зворотною тривалості корисного інтервалу, тому відстань між сусідніми несучими дорівнюватиме приблизно 1 кГц. При ширині смуги частот каналу 8 МГц і кроці 1 кГц число несучих має дорівнювати 8000.

1.5 Існуючі пристрої оцінки і корекції параметрів каналу

Існуючі в даний час пристрої оцінки і корекції параметрів каналу в своєму складі містять крім основного додаткові блоки швидких прямого і зворотного перетворень Фур'є, використання яких для обробки COFDM-

сигналів з кількістю піднесучих більше 4-8 тисяч призводить до значного збільшення площі на кристалі при інтегральній реалізації, збільшення споживаної потужності, збільшення затримки на обробку інформації і знижує точність обчислення коригувальних коефіцієнтів, що є істотним недоліком даних пристроїв.

Відомий пристрій «OFDM receiver with adaptive equalizer» [21] того ж призначення, що й запропонований, але який не має з ним спільних ознак. Структура існуючого пристрою показана на рис. 1.11.

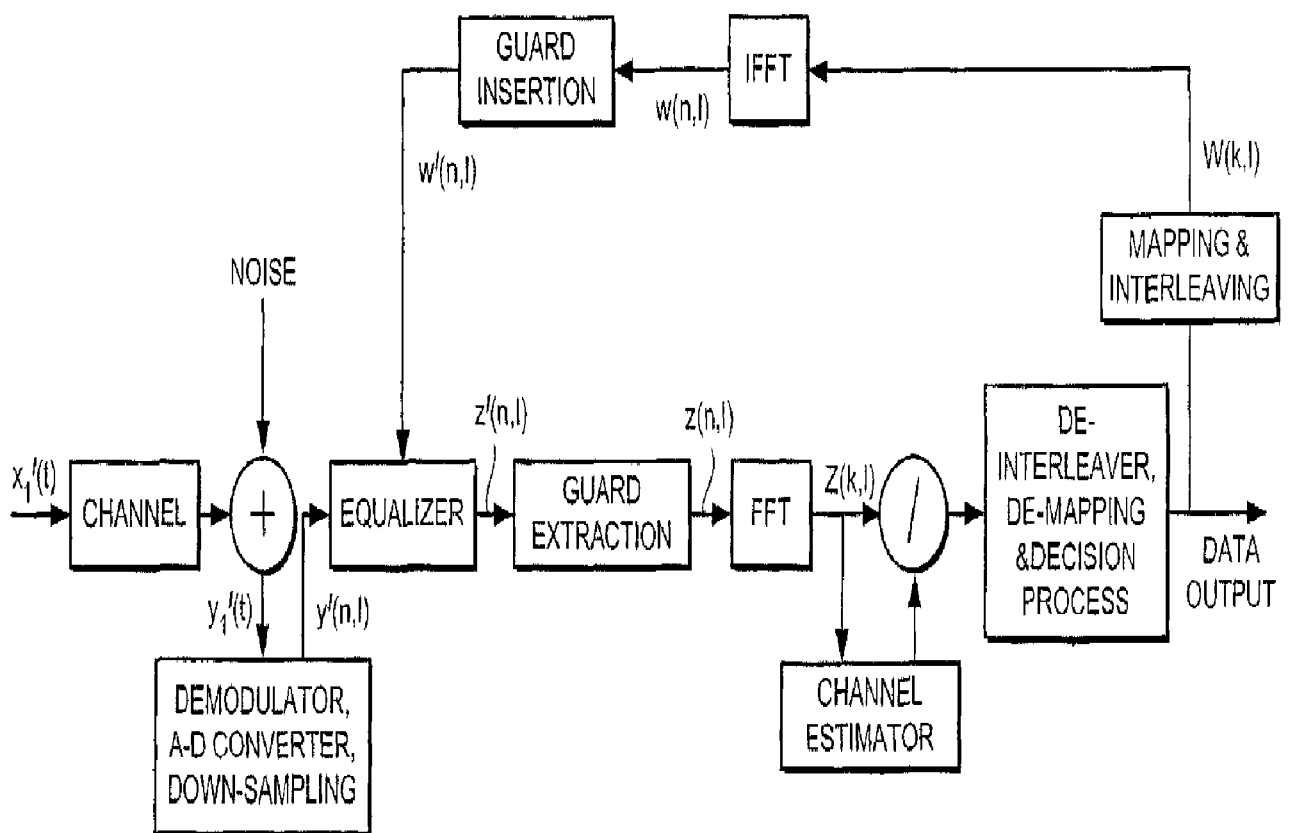


Рисунок 1.11 – Схема відомого пристрою приймача OFDM з адаптивним еквалайзером

Пристрій приймач OFDM з адаптивним еквалайзером складається з послідовно з'єднаних блоку демодуляції, аналогово-цифрового перетворення і проріджування (demodulator, A-D converter, down-sampling), еквалайзера (equalizer), блоку видалення захисного інтервалу (guard extraction), блоку

швидкого перетворення Фур'є (FFT), комплексного дільника, блоку зворотного перемежування, демаппінга і прийняття рішення (de-interleaving, de-mapping & decision process); послідовно з'єднаних блоку маппінга і перемежування (mapping & interleaving), блоку швидкого зворотного перетворення Фур'є (IFFT) і блоку вставки захисного інтервалу (guard insertion); блоку оцінки параметрів каналу (channel estimator). Причому вихід блоку швидкого перетворення Фур'є з'єднаний з входом пристрою оцінки параметрів каналу, вихід пристрою оцінки параметрів каналу з'єднаний з другим входом комплексного дільника, вхід блоку маппінга і перемежування з'єднаний з виходом блоку демаппінга, зверненого перемежування і прийняття рішення, а вихід блоку вставки захисного інтервалу з'єднаний з входом еквалайзера.

Недоліки даного пристрою приймача OFDM з адаптивним еквалайзером [21] полягають в недостатньо високій точності і низькій швидкодії внаслідок повільної збіжності коефіцієнтів еквалайзера і в необхідності його попереднього налаштування за допомогою навчальної послідовності, які обумовлені використанням алгоритму мінімальної середньоквадратичної похибки. Іншим недоліком є істотне збільшення площі на кристалі при інтегральній реалізації за рахунок використання додаткового блоку швидкого зворотного перетворення Фур'є. Також можна відзначити наявність в пристрої комплексного дільника, який дає велику похибку при малій амплітуді вхідного сигналу при використанні цілочисельної арифметики.

Відомо пристрій «Frequency-domain equalizer for terrestrial digital TV reception» [22] того ж призначення, що й запропонований пристрій. Структура існуючого пристрою показана на рис. 1.12.

Пристрій еквалайзер частотної області для прийому наземного цифрового телебачення складається з послідовно з'єднаних першого блоку швидкого перетворення Фур'є (FFT), комплексного множника, блоку швидкого зворотного перетворення Фур'є (IFFT), послідовно з'єднаних блоку обчислення похибки (error) і другого блоку швидкого перетворення Фур'є (FFT); блоку адаптивної оцінки інверсної частотної характеристики каналу (adaptive inverse

channel estimation) і блоку затримки (symbol delay). Причому вихід першого блоку швидкого перетворення Фур'є з'єднаний з входом блоку затримки, вихід блоку затримки з'єднаний з першим входом блоку адаптивної оцінки інверсної частотної характеристики каналу, вихід блоку адаптивної оцінки частотної характеристики каналу з'єднаний з входом помножувача. Входами блоку обчислення похибки є виходи блоків FEC і швидкого зворотного перетворення Фур'є, вихід другого блоку швидкого перетворення Фур'є з'єднаний з входом блоку адаптивної оцінки інверсної частотної характеристики каналу, який складається з послідовно з'єднаних блоку комплексного сполучення, першого комплексного множника, першого суматора; з послідовно з'єднаних комплексного дільника, другого комплексного множника, μ -фільтра і другого суматора, блоку пам'яті, λ -фільтра. Причому вхід блоку комплексного сполучення з'єднаний з входом першого комплексного множника, вихід блоку комплексного сполучення з'єднаний з входом комплексного дільника, другий вхід першого комплексного суматора з'єднаний з виходом λ -фільтра, вихід першого комплексного суматора з'єднаний з входами дільника і блоку пам'яті, другий вхід комплексного множника з'єднаний з виходом другого блока швидкого перетворення Фур'є, другий вхід і вихід другого суматора з'єднані з виходом і входом блоку пам'яті відповідно.

Недоліками пристрою еквалайзера частотної області для прийому наземного цифрового телебачення [22] є накопичення випадкових похибок при рекурентних операціях, обумовлене використанням рекурсивного алгоритму найменших квадратів, а також істотне збільшення площі, займаної пристроєм на кристалі при інтегральній реалізації, за рахунок використання додаткових блоків швидких прямого і зворотного перетворень Фур'є. Також необхідно відзначити, що в блоці оцінки інверсної частотної характеристики каналу (adaptive inverse channel estimation) присутній комплексний дільник, який дає велику похибку при малій амплітуді вхідного сигналу при цілочисельній реалізації. За функціональною ознакою даний пристрій еквалайзер було прийнято за прототип.

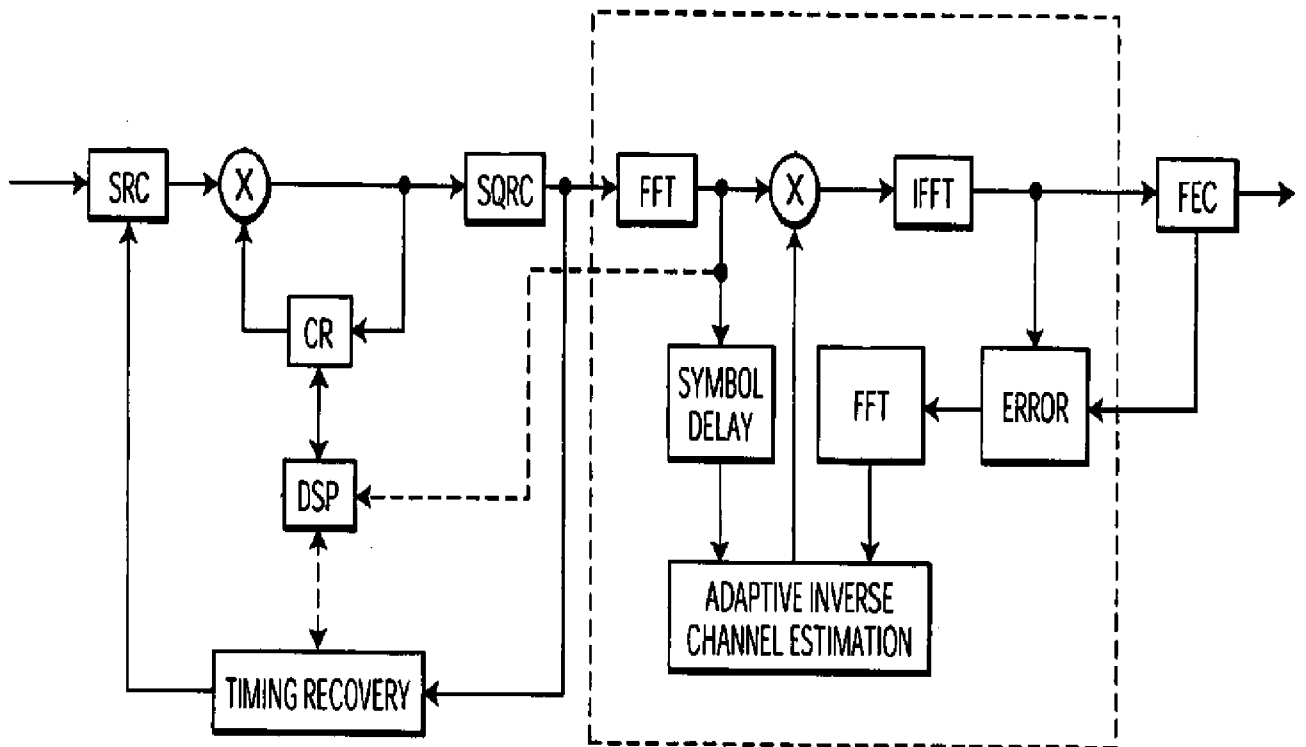


Рисунок 1.12 – Схема відомого пристрою еквалайзера частотної області для прийому наземного цифрового телебачення

1.6 Висновок. Постановка задачі

В розділі проаналізовано основні положення формування і обробки сигналів в цифровому телебаченні. Встановлено, що основною проблемою ефірного цифрового мовлення є завади при багатопроменевому прийомі, що характерно для міст з різноповерховою забудовою, через багаторазові відображення радіосигналу від будівель і інших споруд. Вирішенням цієї проблеми є застосування в ефірних цифрових каналах модуляції COFDM, яка спеціально розроблена для боротьби з завадами при багатопроменевому прийомі.

В розділі проаналізовано існуючі пристрої оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів. Встановлено, що недоліки відомого пристрою приймача OFDM з адаптивним еквайзером [21], полягають в недостатньо високій точності і низькій швидкодії внаслідок повільної збіжності коефіцієнтів еквайзера і в необхідності його попереднього налаштування за допомогою навчальної послідовності, які обумовлені використанням алгоритму мінімальної середньоквадратичної похибки. Іншим недоліком є істотне збільшення площі на кристалі при інтегральній реалізації за рахунок використання додаткового блоку швидкого зворотного перетворення Фур'є. Також можна відзначити наявність в пристрої комплексного дільника, який дає велику похибку при малій амплітуді вхідного сигналу при використанні цілочисельної арифметики.

Встановлено, що недоліками відомого пристрою еквайзера частотної області для прийому наземного цифрового телебачення (прототипу) [22] є накопичення випадкових похибок при рекурентних операціях, обумовлене використанням рекурсивного алгоритму найменших квадратів, а також істотне збільшення площі, займаної пристроєм на кристалі при інтегральній реалізації, за рахунок використання додаткових блоків швидких прямого і зворотного перетворень Фур'є. Також необхідно відзначити, що в блоці оцінки інверсної частотної характеристики каналу (adaptive inverse channel estimation) присутній комплексний дільник, який дає велику похибку при малій амплітуді вхідного сигналу при цілочисельній реалізації.

Таким чином, для усунення недоліків існуючих пристроїв необхідно:

- запропонувати пристрій оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів з підвищеною швидкістю і точністю відновлення частотної характеристики каналу в умовах межсимвольної інтерференції;
- оцінити ефективність розробленого пристрою.

2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

2.1 Структурна схема та принцип роботи пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів

Запропонований пристрій оцінки і корекції параметрів COFDM-каналу, що використовує пілотні піднесучі, призначений для компенсації спотворень спектру сигналу за рахунок оцінки частотної характеристики (ЧХ) каналу передачі в частотній області.

Досягнутий технічний результат полягає в збільшенні швидкодії і точності відновлення частотної характеристики каналу в умовах межсимвольної інтерференції, а також у зменшенні площі, займаної пристроєм на кристалі при інтегральній реалізації, у порівнянні з відомими пристроями за рахунок застосування алгоритму, який дозволяє підвищити швидкість збіжності коригувальних коефіцієнтів, і виключення операцій ділення та зворотного перетворення Фур'є при їх обчисленні.

Порівняльний аналіз з прототипом показує, що запропонований пристрій оцінки і корекції параметрів COFDM-каналу відрізняється наявністю нових елементів: блоку ідентифікації символу, блоку вибору пілотних піднесучих, блоку сковзаючого усереднення, блоку інтерполяції, причому перший вхід блоку вибору пілотних піднесучих об'єднаний з входом блоку ідентифікації символу, вихід блоку ідентифікації символу з'єднаний зі другим входом блоку вибору пілотних піднесучих, а блок оцінки інверсної частотної характеристики каналу складається з послідовно з'єднаних блоку грубого обчислення коригувальних коефіцієнтів, першого комплексного множника, блоку точного обчислення коригувальних коефіцієнтів і другого комплексного множника. Причому входи уявної і дійсної частин блоку грубого обчислення коригувальних коефіцієнтів з'єднані з другим входом уявної і другим входом дійсної частин першого комплексного множника відповідно, а виходи уявної і дійсної частин блоку грубого обчислення коригувальних коефіцієнтів з'єднані з

другим входом уявної і другим входом дійсної частин другого комплексного множника відповідно.

Функціональна схема запропонованого пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів наведена на рис. 2.1. Запропонований пристрій оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів складається з блоку ідентифікації символу 1, послідовно з'єднаних блоку вибору пілотних піднесучих 2, блоку оцінки інверсної частотної характеристики каналу 3, блоку скловзаючого усереднення 4, блоку інтерполяції 5 і комплексного множника 6, причому вихід блоку ідентифікації символу 1 з'єднаний з другим входом блоку вибору пілотних піднесучих 2, а вхід блоку ідентифікації символу суміщений з першим входом блоку вибору пілотних піднесучих 2 і другим входом комплексного множника 6.

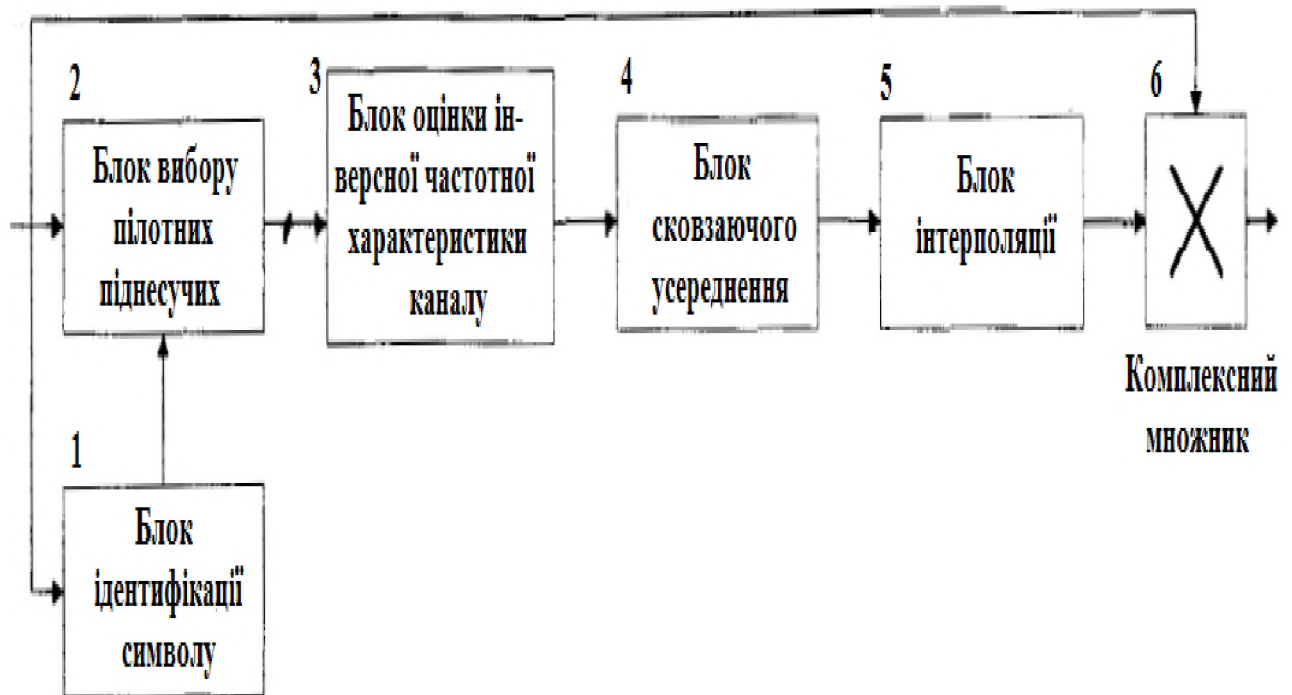


Рисунок 2.1 – Функціональна схема запропонованого пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів

Пристрій оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів побудований за принципом оцінки інверсної частотної характеристики каналу за параметрами пілотних піднесучих і інтерполяції отриманих результатів на сигнальні осередки спектра COFDM-символу і працює наступним чином.

На вхід пристрою надходять комплексні дискретні відліки уявної і дійсної частин піднесучих COFDM-символу, які формуються при використанні операції швидкого перетворення Фур'є, що виконується в демодуляторі DVB-T приймача. Один раз в чотири символи в блоці ідентифікації символу 1 відбувається обчислення номера символу, що прийшов (від 0 до 3 відповідно до частотно-часового плану COFDM-кадру). Обчислення значення надходить в блок вибору пілотних піднесучих 2 для виділення вхідних даних, відповідних розподіленим пілот-сигналів. У блоці оцінки інверсної частотної характеристики каналу 3 відбувається обчислення останніх для розподілених пілот-сигналів, які потім фільтруються в блоці скловзаючого усереднення 4 окремо для кожної піднесучої. Коригуючі коефіцієнти для інших піднесучих відновлюються в блоці інтерполяції 5. Корекція параметрів каналу здійснюється комплексним множником 6 шляхом множення вхідних даних на коригувальні коефіцієнти, отримані за рахунок обробки попередніх чотирьох символів.

Функціональна схема блоку ідентифікації символу зображена на рис. 2.2. Пристрій ідентифікації символу складається з демультимплексора 7, чотирьох ідентичних каналів обробки даних 13, 14, 15, 16 і селектора номера каналу 17 (рис. 2.2), причому вихід А демультимплексора 7 з'єднаний з входом каналу 13, вихід В – з входом каналу 14, вихід С – з входом каналу 15, вихід D – з входом каналу 16; вихід каналу 13 з'єднаний з входом А, вихід каналу 14 – з входом В, вихід каналу 15 – з входом С, а вихід каналу 16 – з входом D селектора номера каналу 17.

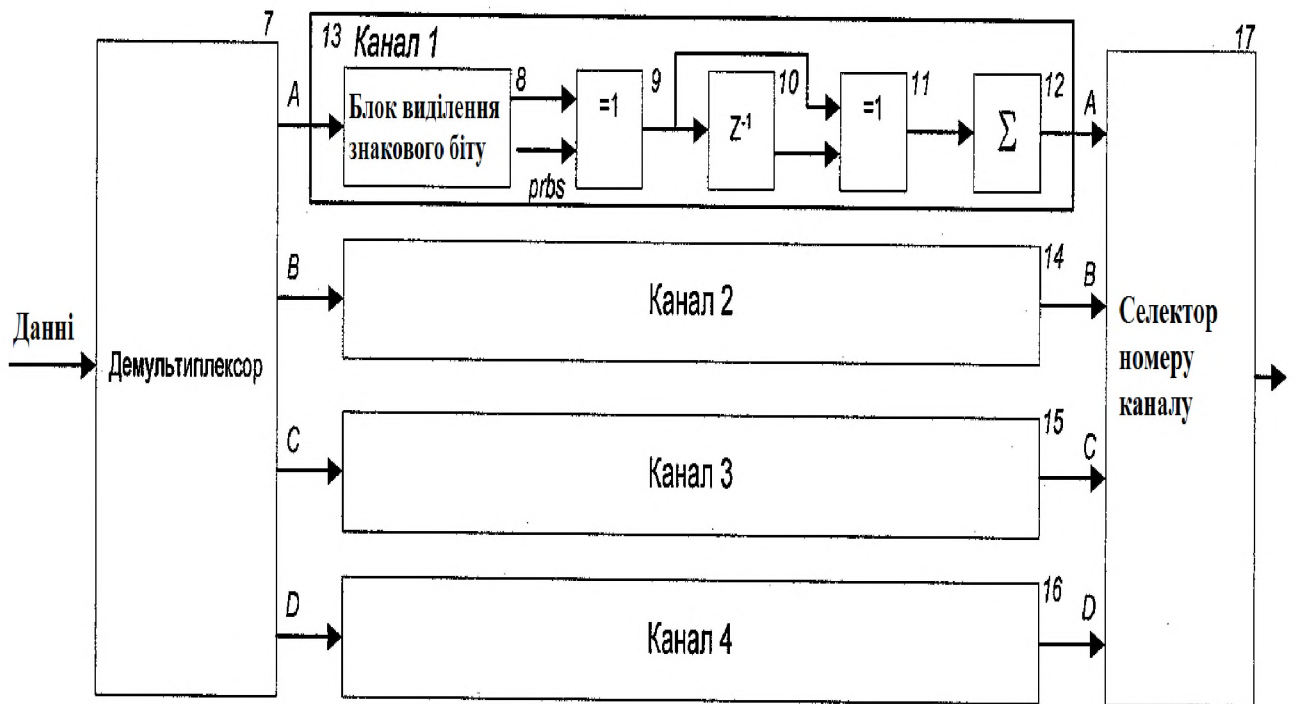


Рисунок 2.2 – Функціональна схема блоку ідентифікації символу

Канал 13 складається з послідовно з'єднаних блоку виділення знакового біту 8, першої схеми «виключне АБО» 9, блоку затримки 10, другої схеми «виключне АБО» 11 і накопичуваного суматора зі скиданням 12.

Пристрій ідентифікації символу працює наступним чином. На вхід даних демультимплексора 7 надходять дискретні відліки уявної і дійсної частин піднесучих COFDM-символа стандарту DVB-T. Демультимплексор 7 в залежності від номера піднесучої в символі розподіляє вхідний потік даних між входами каналів 13, 14, 15, 16. При цьому демультимплексор 7 обробляє тільки кожен четвертий надійшовший відлік, рахуючи від початку символу. Номер каналу обробки даних, на який передається поточний відлік, обчислюється відповідно до формули:

$$N=1+\text{int}[(n \bmod 12)/3], \quad (2.1)$$

де n – номер піднесучої в COFDM-символі, int – операція взяття цілої частини.

Таким чином, на вхід першого каналу обробки даних 13 надходять піднесучі з номерами 0, 12, 24, ..., другого каналу обробки даних 14 –

3, 15, 27, ... , третього каналу обробки даних 15 – 6, 18, 30, ... , четвертого каналу обробки даних 16 – 9, 21, 33,

Перший канал 13 працює наступним чином. У блоці виділення знакового біта 8 виробляється виділення знака уявної і дійсної частин надійшовшого відліку (1 – у разі від'ємного значення, 0 – в іншому випадку). Отримана інформація порівнюється (незалежно один від одного) за першою схемою «виключаючого АБО» 9 з відліком псевдовипадкової послідовності PRBS, яка виробляється у відповідності зі стандартом ETSI EN 700 344 «Digital Video Broadcasting (DVB). Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television», відповідним оброблюваній піднесучій. Поточний і затриманий на один відлік в блоці 10 результати порівняння надходять до другого блоку «виключаючого АБО» 11, де порівнюються між собою (окремо для уявної та дійсної частин) і подаються на вхід накопичуваного суматора зі скиданням 12. Селектор номера каналу 17 видає на вихід номер каналу з мінімальною накопиченої у відповідному суматорі сумою (0...3). Скидання накопичуваного суматора 12 відбувається після обробки чотирьох символів.

Функціональна схема блоку оцінки інверсної частотної характеристики каналу зображена на рис. 2.3.

Блок оцінки інверсної частотної характеристики каналу 3 складається з послідовно з'єднаних блоку грубого обчислення коригувальних коефіцієнтів 18, першого комплексного множника 19, блоку точного обчислення коригувальних коефіцієнтів 20 і другого комплексного множника 21. Причому входи уявної і дійсної частин блоку грубого обчислення коригувальних коефіцієнтів 18 з'єднані з другим входом уявної і другим входом дійсної частин першого комплексного множника 19 відповідно, а виходи уявної і дійсної частин блоку грубого обчислення коригувальних коефіцієнтів 18 з'єднані з другим входом уявної і другим входом дійсної частин другого комплексного множника 21 відповідно (рис. 2.3).

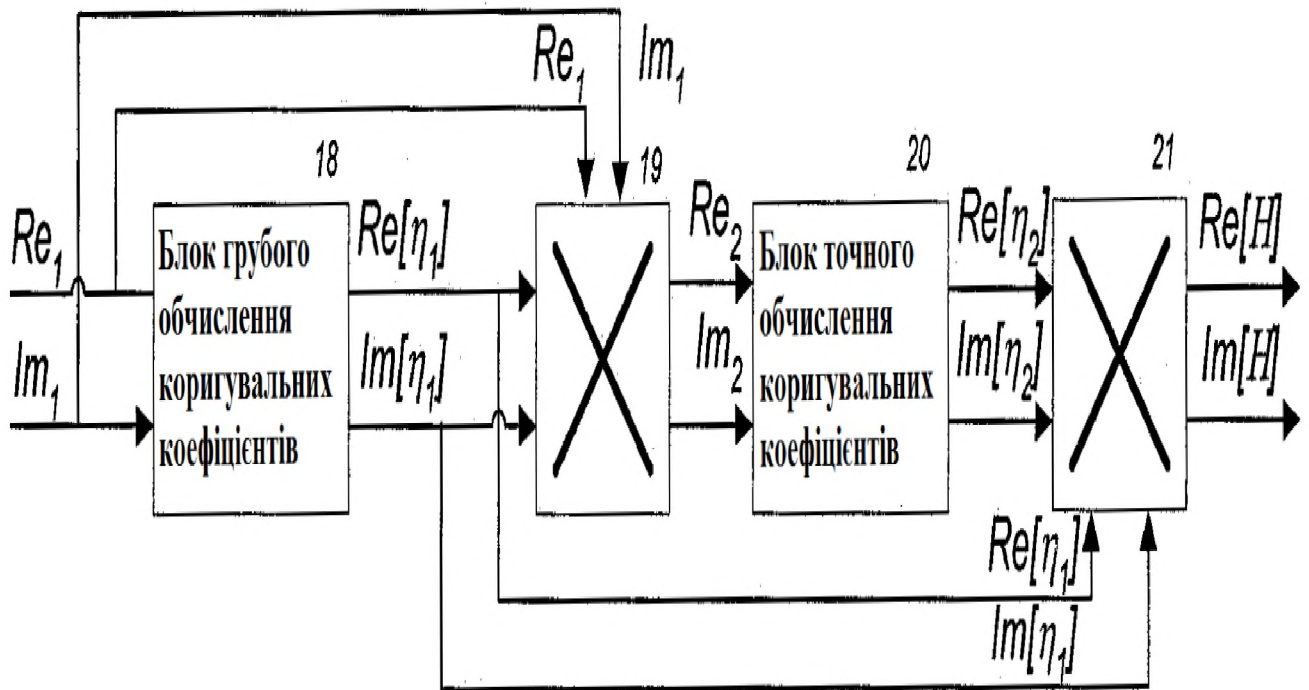


Рисунок 2.3 – Функціональна схема блоку оцінки інверсної частотної характеристики каналу

Функціональна схема блоків грубого і точного обчислення коригувальних коефіцієнтів зображена на рис. 2.4.

Блоки грубого 18 і точного 20 обчислення коригувальних коефіцієнтів ідентичні за своєю структурою і складаються з мультиплексора 23, суматора 24, блоку обчислення косинуса і синуса (тригонометричного блоку) 26, послідовно з'єднаних блоку обчислення амплітуди і фази вхідного сигналу 22, блоку обчислення відношення A_0/A 25 і комплексного множника 27, причому вихід ϕ_0 мультиплексора 23 з'єднаний з інвертуючим входом суматора 24, другий вихід ϕ блоку обчислення амплітуди і фази вхідного сигналу 22 з'єднаний з неінвертуючим входом суматора 24, вихід суматора 24 з'єднаний з входом тригонометричного блоку 26, а перший $\cos(\phi - \phi_0)$ і другий $\sin(\phi - \phi_0)$ виходи тригонометричного блоку 26 з'єднані з другим $\cos(\phi - \phi_0)$ і третім $\sin(\phi - \phi_0)$ входами комплексного множника 27 відповідно (рис. 2.4).

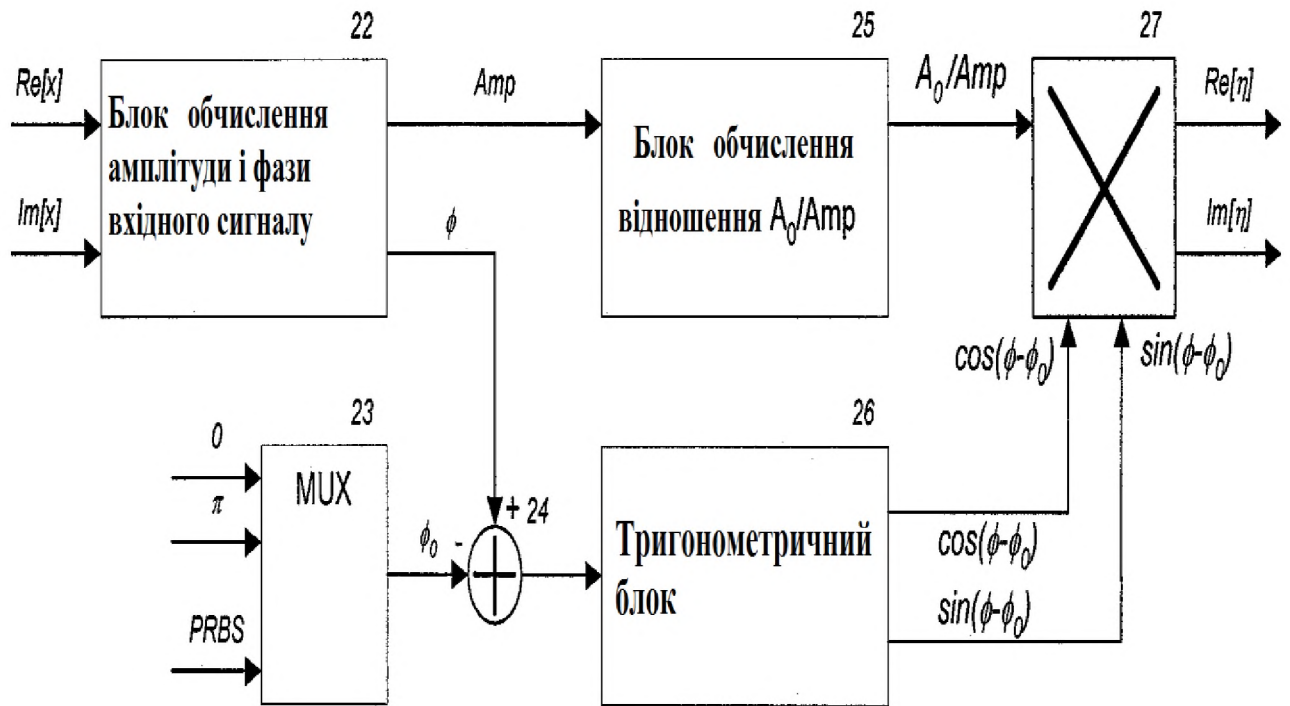


Рисунок 2.4 – Функціональна схема блоків грубого і точного обчислення коригувальних коефіцієнтів

Алгоритм роботи блоку оцінки інверсної частотної характеристики каналу 3 полягає в наступному. Коригувальні коефіцієнти η для розподілених пілот-сигналів обчислюються відповідно до формули:

$$\eta = \frac{A_0}{A} e^{-j(\varphi - \varphi_0)} = \frac{A_0}{A} [\cos(\varphi - \varphi_0) - j\sin(\varphi - \varphi_0)], \quad (2.2)$$

де $A_0 = \frac{4}{3}$, а φ_0 обчислюється за формулою:

$$\varphi_0 = \pi \cdot \text{PRBS}_k. \quad (2.3)$$

PRBS_k – відлік псевдовипадкової послідовності, відповідний k -й піднесучій оброблюваного сигналу.

З формули (2.2) видно, що для знаходження коригувальних коефіцієнтів необхідно обчислити амплітуду A і фазу φ вхідного сигналу, а також значення

функцій $\cos(\varphi - \varphi_0)$, $\sin(\varphi - \varphi_0)$ і відношення $\frac{A_0}{A}$. Для цих цілей використовуються алгоритми сімейства CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computer – цифровий

комп'ютер для обертання координат), які дозволяють при незначних апаратних витратах повністю виключити використання постійного пам'яті для табулювання нелінійних функцій і тим самим істотно скоротити площу, яку займає на кристалі при інтегральній реалізації. При цьому розрядність обчислюваних величин незначно впливає на апаратні витрати алгоритму. Для підвищення точності розрахунків при малих значеннях амплітуди вхідного сигналу використовується ітеративна процедура обчислення коригувальних коефіцієнтів.

Введемо наступні позначення: α_1 – коефіцієнт похибки амплітуди отриманого вектора, θ_1 – похибка фази отриманого вектора, η – коригувальний коефіцієнт, обчислений відповідно до формули (2.2). Процес обчислення коефіцієнтів корекції можна представити наступним чином.

Ітерація 0:

$$x_0 = Ae^{j\phi}, \eta_0 = 1 + 0j. \quad (2.4)$$

Ітерація 1:

$$x_1 = Ae^{j\phi}, \eta_1 = \alpha_1 \frac{A_0}{A} e^{-j(\phi-\phi_0)} e^{j\theta_1}, y_1 = \eta_1 x_1 = \alpha_1 \frac{A_0}{A} e^{-j(\phi-\phi_0)} e^{j\theta_1} Ae^{j\phi} = \alpha_1 A_0 e^{-j(\phi_0-\theta_1)} = A_1 e^{j\psi_1}, \dots \quad (2.5)$$

Ітерація n:

$$x_n = y_{n-1} = A_{n-1} e^{j\psi_{n-1}}, \eta_n = \alpha_n \frac{A_0}{A_{n-1}} e^{-j(\psi_{n-1}-\phi_0)} e^{j\theta_n}; \quad (2.6)$$

$$y_n = \eta_n x_n = \alpha_n \frac{A_0}{A_{n-1}} e^{-j(\psi_{n-1}-\phi_0)} e^{j\theta_n} A_{n-1} e^{j\psi_{n-1}} = \alpha_n A_0 e^{j(\phi_0-\theta_n)}; \quad (2.7)$$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \alpha_n = 1, \lim_{n \rightarrow \infty} \theta_n = 0 \Rightarrow \lim_{n \rightarrow \infty} y_n = A_0 e^{j\phi_0}. \quad (2.8)$$

Позначимо через H_n такий коригувальний коефіцієнт, що $H_n x_0 = y_n$, тоді

$$H_n = \prod_{i=0}^n \eta_i = \eta_n \prod_{i=0}^{n-1} \eta_i = \eta_n H_{n-1}. \quad (2.9)$$

Дослідження показали, що для досягнення необхідної точності обчислення коригувальних коефіцієнтів досить двох ітерацій розглянутого алгоритму. Остаточна формула для розрахунку шуканих параметрів має вигляд:

$$H = \eta_1 \eta_2. \quad (2.10)$$

Оцінка інверсної частотної характеристики каналу проводиться відповідно до формули (2.10), де η_1 обчислюється за формулою (2.2) в блоці грубого обчислення коригувальних коефіцієнтів 18 для вхідних даних $X_1 = Re_1 + jIm_1$, що надходять з виходу блоку вибору пілотних піднесучих 2, а η_2 – в блоці точного обчислення коригувальних коефіцієнтів 20 для вхідних даних $X_2 = Re_2 + jIm_2 = \eta_1 X_1$. Множення η_1 на $X_1 = Re_1 + jIm_1$ проводиться першим комплексним помножувачем 19, а множення коефіцієнтів η_1 і η_2 – другим комплексним помножувачем 21.

Блоки грубого 18 і точного 20 обчислення коригувальних коефіцієнтів працюють ідентично.

Обчислення амплітуди A і фази ϕ вхідного сигналу проводиться в однойменному блоці 22 за алгоритмом сімейства CORDIC в режимі «вектор»;

обчислення відношення $\frac{A_0}{A}$ проводиться в однойменному блоці 25 за алгоритмом розподілу сімейства CORDIC, а обчислення значень функцій $\cos(\phi - \phi_0)$, $\sin(\phi - \phi_0)$ – в тригонометричному блоці 26 за алгоритмом сімейства CORDIC в режимі «поворот».

Мультиплексор 23 містить два бінарних входу даних і один адресний вхід і працює відповідно до формули (2.3), причому на перший вхід даних мультиплексора 23 подається постійне значення 0, на другий π , а на адресний – відлік псевдовипадкової послідовності PRBS_k, відповідний k-й піднесучій оброблюваного сигналу, що додатково підтверджується рис. 2.4.

Блок скользячого усереднення 4 складається з першої 28 і другої 30 ліній затримки, дільника на N ($N=16$) 31 і суматора 29. Причому на перший неінвертуючий вхід суматора 29 подаються вхідні дані, другий неінвертуючий вхід з'єднаний з виходом другої лінії затримки 30, а інвертується вхід – з виходом першої лінії затримки 28. Вихід суматора 29 з'єднаний з входами подільника 31 і другої лінії затримки 30.

Перша лінія затримки 28 має глибину 16 (COFDM-символів), а друга лінія затримки 30 – один (COFDM-символ).

Дільник 31 виконаний у вигляді стандартної схеми арифметичного зсуву вправо на $\log_2 N$ біт.

Блок скловзаючого усереднення 4 працює відповідно до формули (2.11) і може бути реалізований у вигляді схеми, представленої на рис. 2.5.

$$y_k = \frac{1}{N}(y'_{k-1} + x_k - x_{k-N}). \quad (2.11)$$

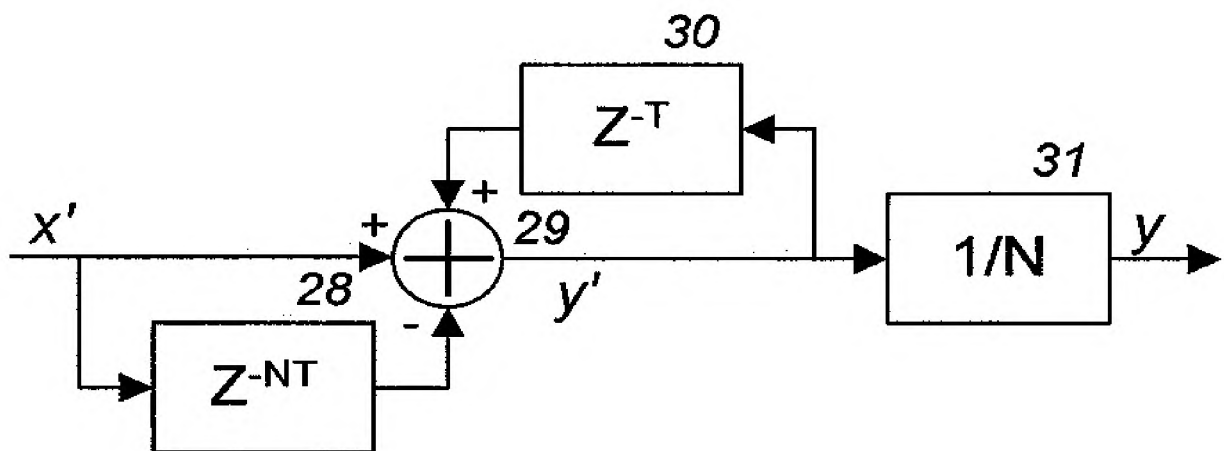


Рисунок 2.5 – Функціональна схема блоку скловзаючого усереднення

Функціональна схема блоку інтерполяції 5 показана на рис. 2.6. Блок інтерполяції 5 складається з блоку пам'яті 32, першого комплексного суматора 33, послідовно з'єднаних першого множника на константу 34 і другого комплексного суматора 36, послідовно з'єднаних другого множника на константу 35 і третього комплексного суматора 37, причому вихід А блоку пам'яті 32 з'єднаний з неінвертуючим, а вихід В блоку пам'яті 32 – з інвертуючим входом першого комплексного суматора 33 і з входами другого 36 і третього 37 комплексних суматорів; вихід першого комплексного суматора 33 з'єднаний з входами множників на константу 34 і 35, а виходи другого 36 і третього 37 комплексних суматорів – з входами А і В блоку пам'яті 32 відповідно.

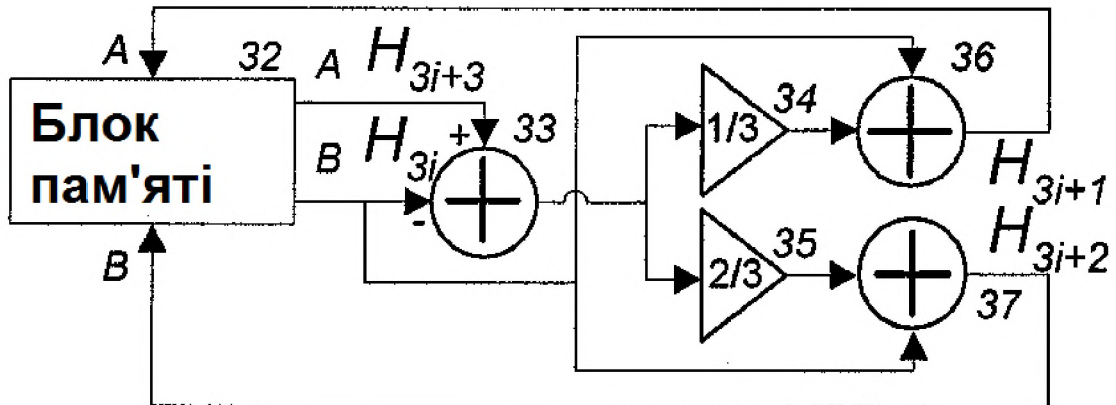


Рисунок 2.6 – Функціональна схема блоку інтерполяції

Блок інтерполяції 5 призначений для обчислення коригувальних коефіцієнтів для піднесучих, що містять дані, відповідно до схеми на рис. 2.7 (зафарбованими колами позначені піднесучі розподілених пілот-сигналів, не зафарбованими – сигналів, що містять дані).

Коригувальні коефіцієнти для піднесучих, що містять дані, обчислюються за формулами:

$$H_{3i+1} = H_{3i} + \frac{1}{3}(H_{3i+3} - H_{3i}), \quad (2.12)$$

$$H_{3i+2} = H_{3i} + \frac{2}{3}(H_{3i+3} - H_{3i}). \quad (2.13)$$

Блок інтерполяції 5 працює наступним чином (рис. 2.6). З блоку пам'яті 32 зчитуються два сусідніх даних, відповідних розподіленим пілот-сигналам H_{3i} і H_{3i+3} (зафарбовані кола на рис. 2.7). Потім в блоках 33-37 проводиться обчислення коригувальних коефіцієнтів для піднесучих, що містять дані, відповідно до формул (2.12) і (2.13). Попередньо обчислені значення коефіцієнтів інтерполяції (не зафарбовані кола на рис. 2.7) записуються в вільні комірки блоку пам'яті 32 між осередками, відповідними обраним розподіленим пілот-сигналам.

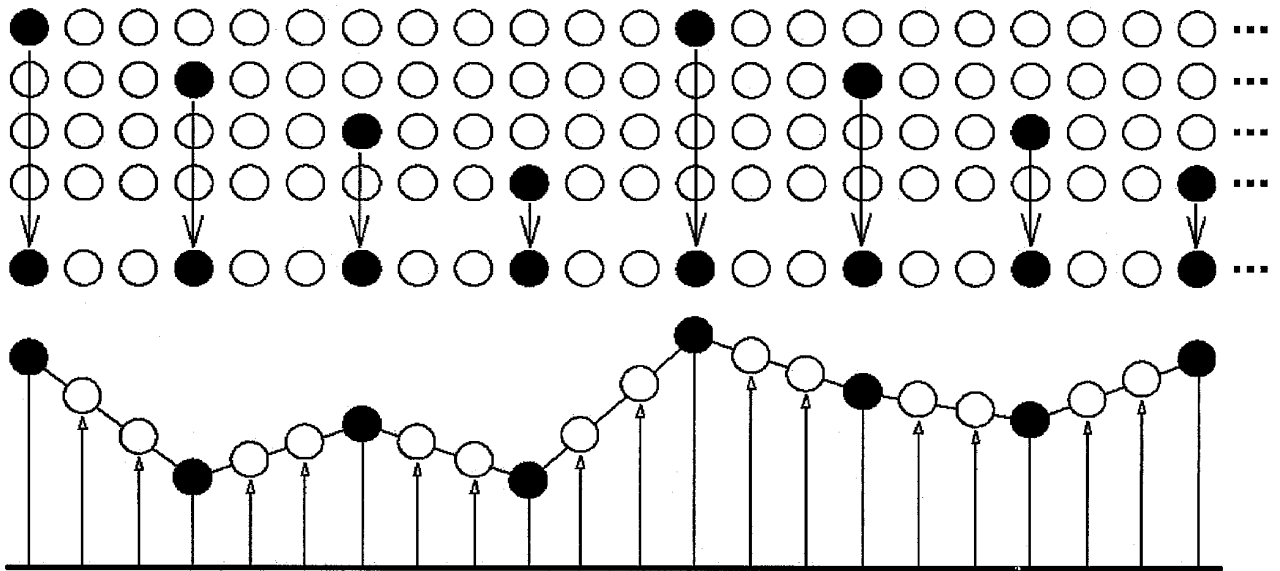


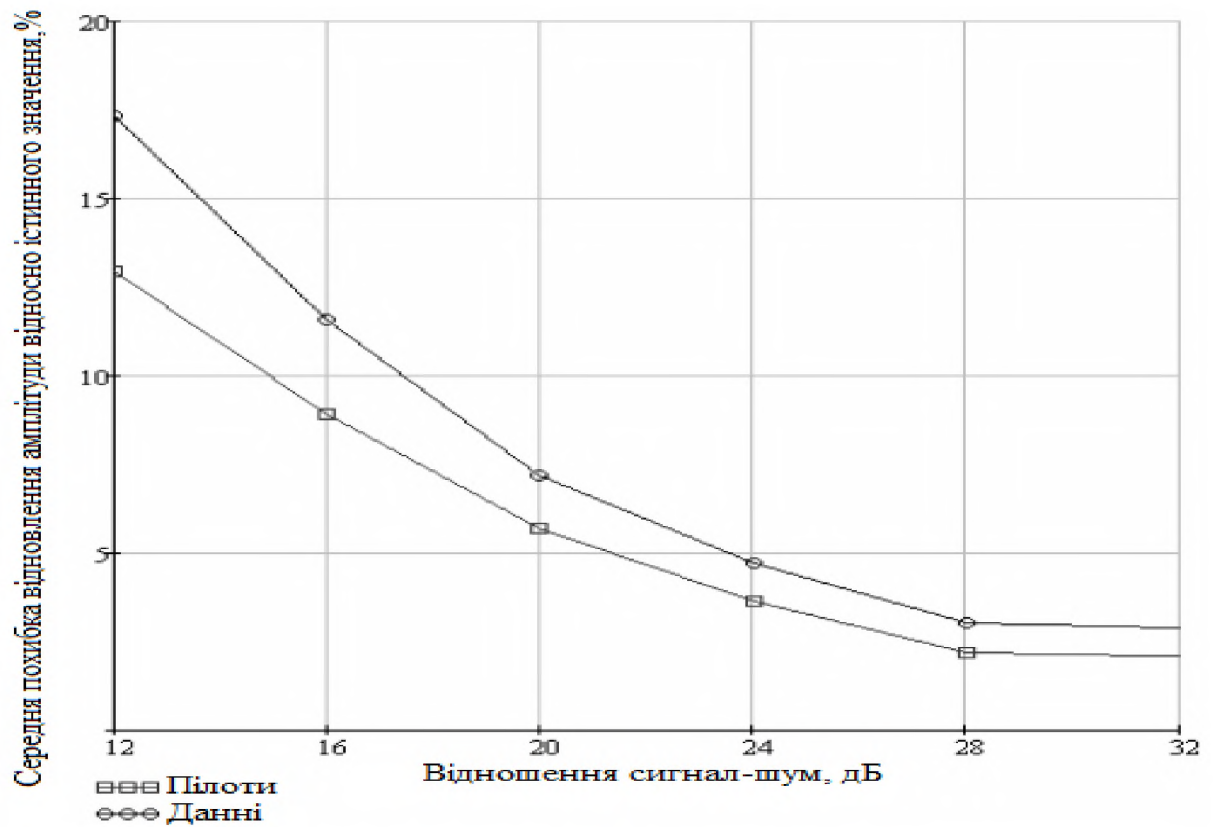
Рисунок 2.7 – Схема, яка пояснює принцип формування даних для лінійної інтерполяції коригувальних коефіцієнтів

2.2 Оцінка ефективності запропонованого пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів

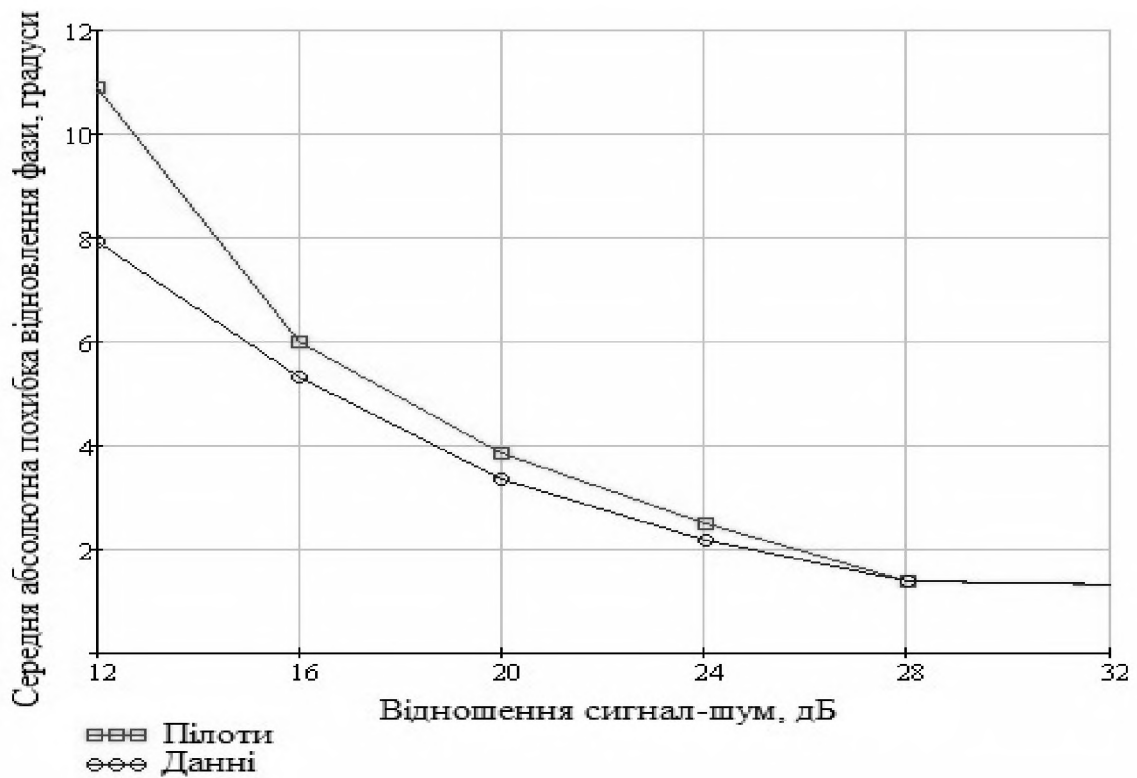
Оцінка ефективності запропонованого пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів проводилась в середовищі Matlab / Simulink.

Дослідження робочих характеристик розробленого пристрою проводилось відповідно до вимог стандарту ETSI EN 700 344 «Digital Video Broadcasting (DVB). Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television», при відсутності шуму в каналі і з відношенням сигнал-шум 12...28 дБ, в режимах передачі 2К/8К, з використанням режимів модуляції QPSK, QAM-16 і QAM-64.

На рис. 2.8 представлені залежності середньої похибки відновлення амплітуди (рис. 2.8,*а*) і фази (рис. 2.8,*б*) від відношення сигнал-шум в каналі з межсимвольною інтерференцією для режиму 2К і модуляції QPSK (для порівняння: в каналі без шуму – похибка амплітуди – 0.45%, фази – 0.3°).



а



б

Рисунок 2.8 – Середня похибка відновлення амплітуди відносно істинного значення (а) і фази (б) в залежності від відношення сигнал-шум в каналі з МСІ

На рис. 2.9 представлений результат роботи запропонованого пристрою у вигляді амплітудних спектрів вхідного і вихідного сигналів для режиму 2К і модуляції QPSK в умовах межсимвольної інтерференції і незашумленого каналу.

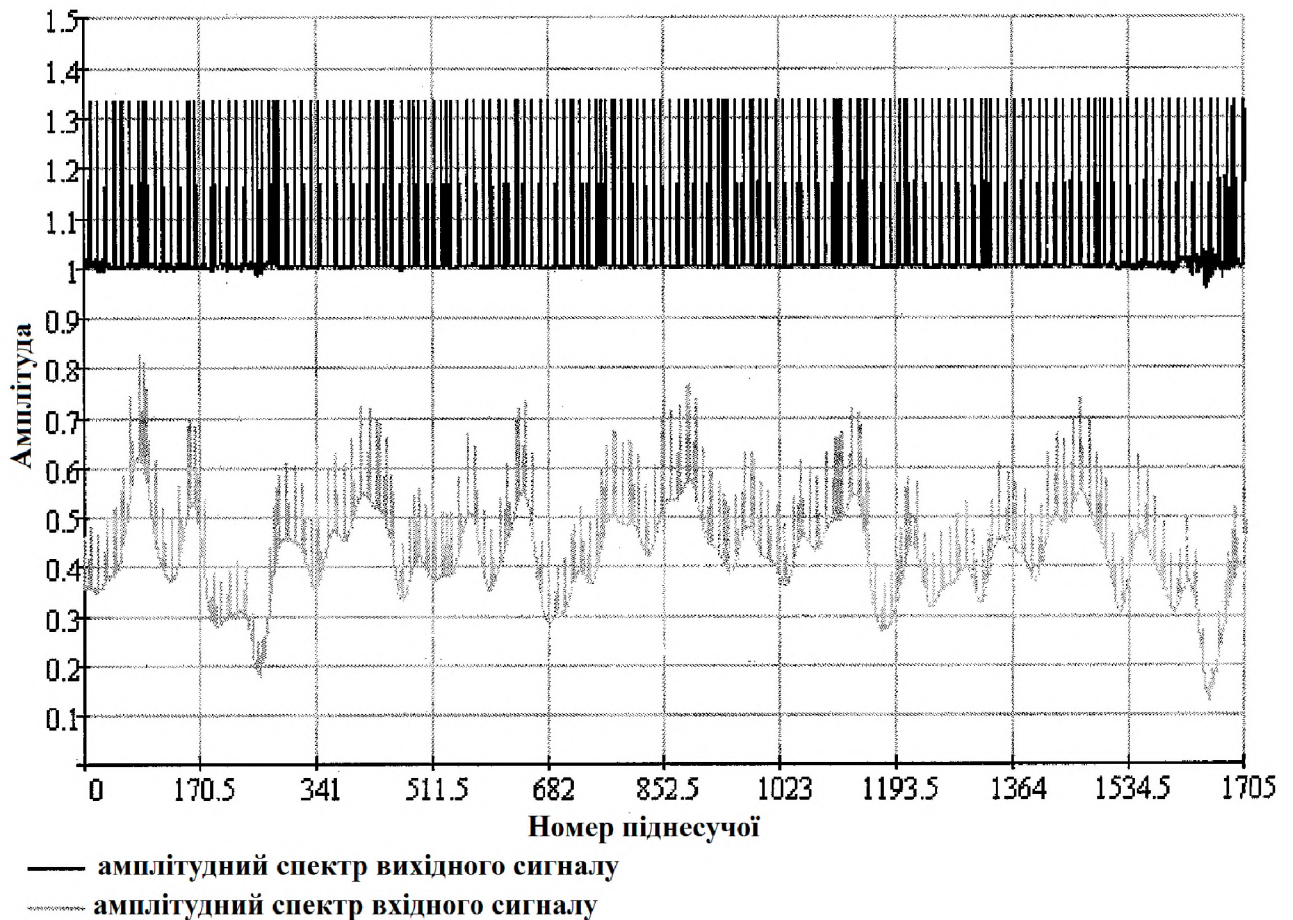
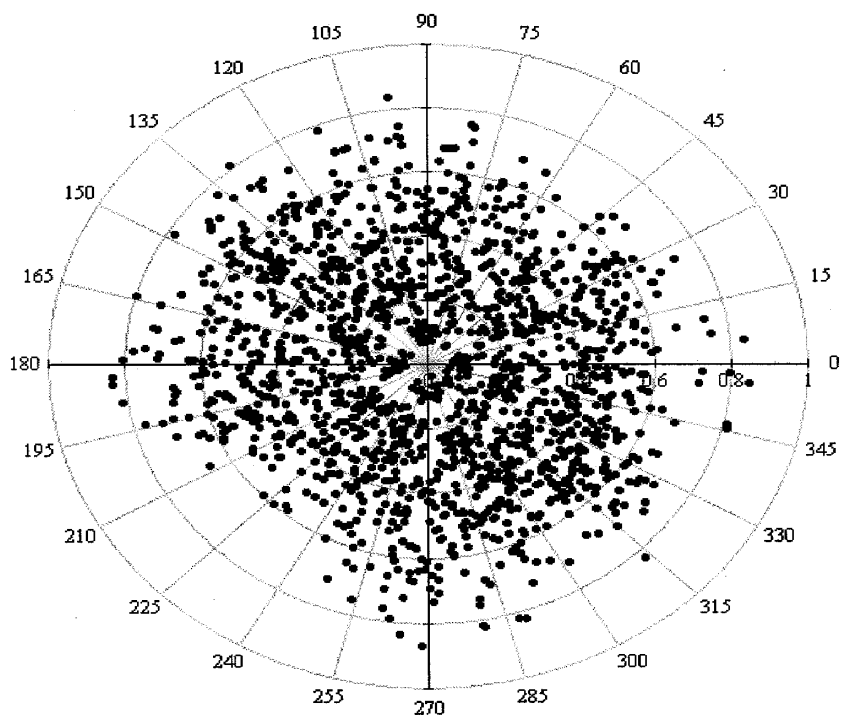
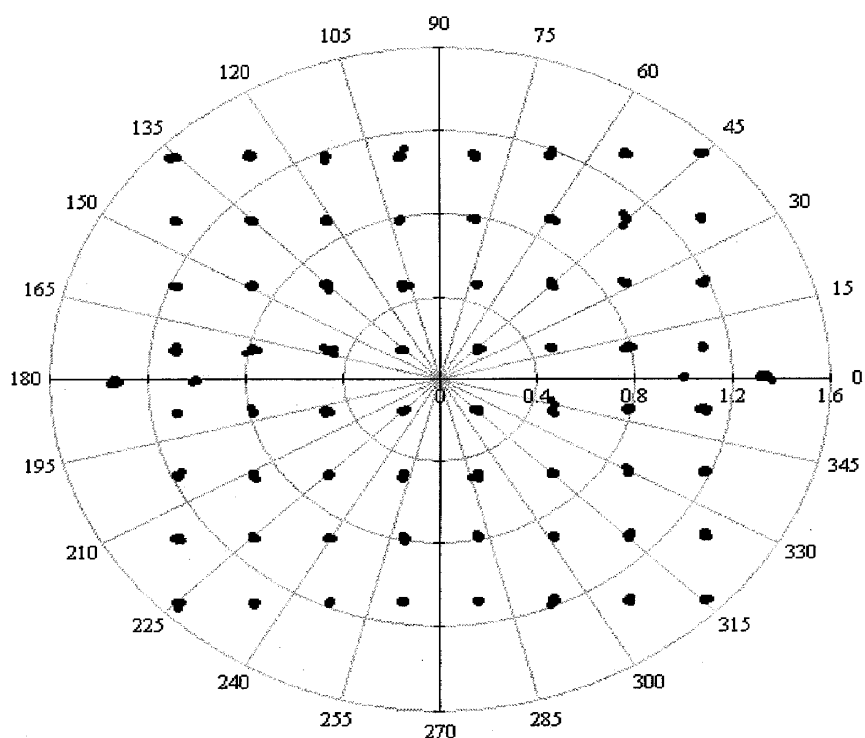


Рисунок 2.9 – Результат роботи запропонованого пристрою у вигляді амплітудних спектрів вхідного і вихідного сигналів (тип модуляції – QPSK, режим передачі – 2К, незашумлений канал)

На рис. 2.10 представлено зображення на комплексній площині піднесучих вхідного сигналу (рис. 2.10,а) і результат роботи запропонованого пристрою (еквалайзера) (рис. 2.10,б) для режиму 2К і модуляції QAM-64 в умовах межсимвольної інтерференції і незашумленого каналу.



(a)



(б)

Рисунок 2.10 – Зображення амплітуд піднесучих на комплексній площині (режим передачі – 2К, тип модуляції – QAM-64, незашумлений канал)

По вісях на рис. 2.10 відкладаються значення дійсної і уявної частин піднесучих в відносних одиницях. Точки на горизонтальній вісі відповідають пілотним піднесучим.

З наведених графіків на рис. 2.9 і 2.10 можна зробити висновок, що запропонований пристрій виконує повне скидання сигналу, що передається в OFDM-каналі з MCI. Найбільша похибка у відновленні спектра спостерігається при різких кидках амплітуди піднесучих вхідного сигналу і його значне послаблення, що обумовлено похибкою інтерполяції.

З наведених графіків на рис. 2.8 встановлено, що запропонований пристрій зберігає працездатність аж до відношення сигнал-шум 12 дБ в каналі і максимального спотворення піднесучих до 50 дБ. Пристрій не містить зворотних зв'язків, отже, володіє високою швидкодією.

Отже, отримані результати (рис. 2.8-2.10) демонструють високу точність роботи і швидкодію запропонованого пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів в умовах межсимвольної інтерференції і багатого на завади каналу.

Отже, запропонований пристрій оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів, що містить блок оцінки інверсної частотної характеристики каналу і комплексний множник, що відрізняється тим, що він додатково містить блок вибору пілотних піднесучих, блок ідентифікації символу, блок скловзаючого усереднення і блок інтерполяції. Причому блок вибору пілотних піднесучих і комплексний множник мають кожен перший і другий входи, до першого з яких в блоці вибору пілотних піднесучих приєднаний блок ідентифікації символу, до виходу блоку вибору пілотних піднесучих послідовно підключені блок оцінки інверсної частотної характеристики каналу, блок скловзаючого усереднення і блок інтерполяції, до виходу якого приєднаний перший вхід комплексного множника, а вхід блоку ідентифікації символу і другі входи блоку вибору пілотних піднесучих і комплексного множника об'єднані для подачі вхідного сигналу в пристрій. Вихід же комплексного множника служить для виведення з пристрою

вихідного сигналу, причому блок оцінки інверсної частотної характеристики каналу містить послідовно з'єднані блок грубого обчислення коригувальних

коефіцієнтів за формулою
$$\eta = \frac{A_0}{A} e^{-j(\phi - \phi_0)} = \frac{A_0}{A} [\cos(\phi - \phi_0) - j\sin(\phi - \phi_0)],$$
 де A і ϕ – відповідно амплітуда і фаза вхідного сигналу, $A_0=4/3$, $\phi_0=\pi \cdot \text{PRBS}_k$, PRBS_k – відлік псевдовипадкової послідовності, відповідний k -й піднесучій оброблюваного сигналу. Перший комплексний множник, блок точного обчислення коригувальних коефіцієнтів по тій же вказаній формулі і другий комплексний множник. Причому входи уявної і дійсної частин сигналу блоку грубого обчислення коригувальних коефіцієнтів з'єднані з однойменними входами першого комплексного множника відповідно і є входом блоку оцінки інверсної частотної характеристики каналу, а виходи уявної і дійсної частин сигналу блоку грубого обчислення коригувальних коефіцієнтів з'єднані з однойменними входами другого комплексного множника відповідно, при цьому вихід другого комплексного множника є виходом блоку оцінки інверсної частотної характеристики каналу.

Порівняння з іншими технічними рішеннями показує, що у запропонованого пристрою оцінки і корекції параметрів COFDM-каналу істотно підвищені точність і швидкодія в умовах межсимвольної інтерференції, а також значно знижені обчислювальні витрати.

2.3 Висновки

Запропонований пристрій відноситься до пристроїв прийому цифрової інформації, зокрема до еквайзерів для багатоканальних систем зв'язку з модульованим несучими частотами, і може бути використаний в пристроях, що працюють в стандарті DVB-T і інших широкосмугових системах, які використовують COFDM-модуляцію. Пристрій оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів забезпечує досягнення технічного результату, що полягає в збільшенні швидкодії і точності відновлення частотної

характеристики каналу в умовах межсимвольної інтерференції за рахунок застосування алгоритму, що дозволяє підвищити швидкість збіжності коригувальних коефіцієнтів, і виключення операцій ділення, і зворотного перетворення Фур'є при їх обчисленні [23].

Порівняльний аналіз з прототипом показує, що запропонований пристрій оцінки і корекції параметрів COFDM-каналу відрізняється наявністю нових елементів: блоку ідентифікації символу, блоку вибору пілотних піднесучих, блоку скочуючого усереднення, блоку інтерполяції. Причому перший вхід блоку вибору пілотних піднесучих об'єднаний з входом блоку ідентифікації символу, вихід блоку ідентифікації символу з'єднаний зі другим входом блоку вибору пілотних піднесучих, а блок оцінки інверсної частотної характеристики каналу складається з послідовно з'єднаних блоку грубого обчислення коригувальних коефіцієнтів, першого комплексного множника, блоку точного обчислення коригувальних коефіцієнтів і другого комплексного множника. Причому входи уявної і дійсної частин блоку грубого обчислення коригувальних коефіцієнтів з'єднані з другим входом уявної і другим входом дійсної частин першого комплексного множника відповідно, а виходи уявної і дійсної частин блоку грубого обчислення коригувальних коефіцієнтів з'єднані з другим входом уявної і другим входом дійсної частин другого комплексного множника відповідно.

Встановлено, що запропонований пристрій виконує повне скидання сигналу, що передається в OFDM-каналі з MCI. Найбільша похибка у відновленні спектра спостерігається при різких кидках амплітуди піднесучих вхідного сигналу і його значне послаблення, що обумовлено похибкою інтерполяції.

Встановлено, що запропонований пристрій зберігає працездатність аж до відношення сигнал-шум 12 дБ в каналі і максимального спотворення піднесучих до 50 дБ. Пристрій не містить зворотних зв'язків, отже, володіє високою швидкодією.

Отримані результати дослідження робочих характеристик запропонованого пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів (рис. 2.8-2.10) демонструють його високу точність роботи і швидкодію в умовах межсимвольної інтерференції і багатого на завади каналу.

3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

3.1 Визначення трудомісткості проектування пристрою оцінки і корекції параметрів каналу

Трудомісткість – це кількість робочого часу, що витрачається на виробництво одиниці продукції. Трудомісткість обернено пропорційна показнику продуктивності праці (кількості продукції, що виробляється за одиницю робочого часу). Поняття трудомісткості тісно пов'язане з поняттям капіталоємності (кількості капіталу, що витрачається на виробництво одиниці продукції).

Трудомісткість при проектування пристрою оцінки і корекції параметрів каналу визначається тривалістю кожної робочої операції (таблиця 3.1), починаючи зі збору та аналізу необхідної інформації і закінчуючи оформленням документації (за умови роботи одного чоловіка):

$$=t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5 + t_6 + t_7 + t_8 + t_9, \text{ годин} \quad (3.1)$$

Оцінка витрат праці на збір і аналіз інформації залежить від конкретних умов і визначається на основі експертних оцінок. Зважаючи на той факт, що дослідження, пов'язані з обробкою складних сигналів в телекомунікаційних системах, охоплюють великий пласт інформації, приймаємо:

Таблиця 3.1 – Тривалість кожної робочої операції

№	Назва робочої операції	Тривалість здійснення операцій
1.	Збір і аналіз інформації	$t_1=37$ годин
2.	Постановка задачі	$t_2=2$ години
3.	Складання технічного завдання	$t_3=3$ годин
4.	Аналіз методів багатопозиційної модуляції в цифровому телебаченні	$t_4=12$ годин
5.	Визначення основних параметрів сигналу	$t_5=15$ годин

6.	Аналіз методів побудови цифрових демодуляторів	$t_6=17$ годин
7.	Формування структурної схеми та принципів роботи пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів	$t_8=6$ години
8.	Оцінка ефективності запропонованого пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів	$t_9=11$ годин
9.	Підготовку документації по завданню	$t_{12}=21$ годин

Отже, трудомісткість проектування пристрою оцінки і корекції параметрів каналу складає 124 години:

$$t = 37 + 2 + 3 + 12 + 15 + 17 + 6 + 11 + 21 = 124 \text{ години.}$$

3.2 Визначення середньої заробітної плати спеціаліста в галузі телекомунікацій

До обов'язків інженера з телекомунікацій входить забезпечення доступу користувачам в мережу Інтернет, прокладання оптико-волоконних мереж, надання послуги IP-телефонії. Також він відповідає за налагодження, експлуатацію, моніторинг мережі, її розвиток, забезпечує якісну і надійну роботу систем, встановлює на підприємствах системи відеоспостереження, охоронно-пожежної сигналізації, звукового оповіщення тощо.

Рівень середньої зарплати за останні 12 місяців працівників галузі телекомунікацій в Україні з квітня 2018 року по травень 2019 року приведений на рис. 3.1. (без урахування тимчасово окупованої території Автономної Республіки Крим, м. Севастополя та частини зони проведення антитерористичної операції. Дані наведено за юридичними особами та відокремленими підрозділами юридичних осіб із кількістю найманих працівників 10 і більше осіб).

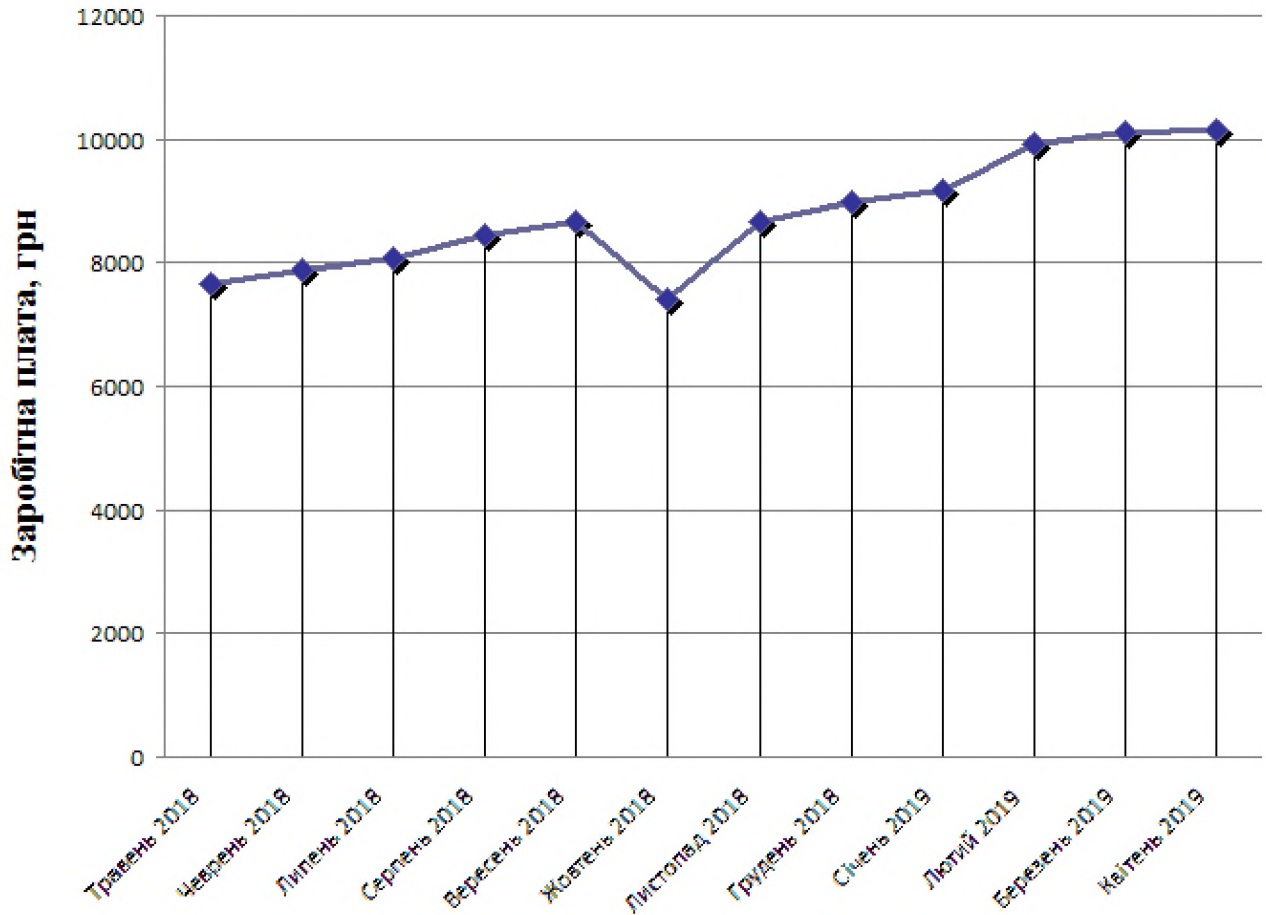


Рисунок 3.1 – Зміна рівня середньої заробітної плати професії в галузі телекомунікацій в Україні з квітня 2018 року по травень 2019 року.

Для визначення середньомісячної величини за квартал (рік) або будь-який інший період отриману величину заробітної плати за квартал (рік) необхідно розділити на кількість місяців у періоді. Рівень середньої заробітної плати обчислюється на основі фондів оплати праці і відповідних затрат робочого часу.

1. Знайдемо суму заробітної плати в Україні за кожен місяць протягом одного року (таблиця 3.2) , з квітня 2018 року по травень 2019 року:

$$\begin{aligned} ЗП_{\text{рік}} &= 7657 + 7886 + 8073 + 8456 + 8675 + 8411 + 8656 + 8973 + 9164 \\ &\quad + 9932 + 10108 + 10157 = 106148 \text{ грн/рік} \end{aligned}$$

Таблиця 3.2 – Заробітна плата з розрахунком за кожен місяць

Місяць	Заробітна плата
Травень 2018	7657 грн.
Червень 2018	7886 грн.
Липень 2018	8073 грн.
Серпень 2018	8456 грн.
Вересень 2018	8675 грн.
Жовтень 2018	8411 грн.
Листопад 2018	8656 грн.
Грудень 2018	8973 грн.
Січень 2019	9164 грн.
Лютий 2019	9932 грн.
Березень 2019	10108 грн.
Квітень 2019	10157 грн.

2. Розрахуємо середню заробітну плату за один місяць:

$$ЗП_{\text{сер}} = 106148 / 12 = 8845,67 \text{ грн./місяць}$$

3. Розрахуємо середню заробітну плату за одну годину роботи, з урахуванням 8-ми годинного робочого графіку на добу і 5-ти денного робочого тижня:

Кількість робочих годин в місяць (підрахунок за місяць квітень, 30 днів в місяці):

$$t = 8 \text{ годин} \cdot 21 \text{ день} = 168 \text{ год./місяць.}$$

Середня заробітна плата за одну годину роботи становить:

$$ЗП_{\text{сер/год}} = \frac{8845,67 \text{ грн./місяць}}{168 \text{ год./місяць}} = 52,65 \text{ грн./годину.}$$

3.3 Розрахунок витрат на заробітну плату при проектуванні пристрою оцінки і корекції параметрів каналу

Заробітна плата (оплата праці працівника) – винагорода за працю залежно від кваліфікації працівника, складності, кількості, якості та умов виконуваної роботи, а також компенсаційні і стимулюючі виплати. Заробітна плата - грошова компенсація, яку працівник отримує в обмін на свою працю.

Заробітна плата виконавця враховує основну і додаткову заробітну плату, а також відрахування на соціальні потреби (пенсійне страхування, страхування на випадок безробіття, соціальне страхування тощо) і визначається за формулою:

$$Z_{зп} = t \cdot Z_{іг}, \text{ грн.}, \quad (3.4)$$

де t – загальна тривалість при дослідженні і розробці моделі цифрового демодулятора з диференційною квадратурною фазовою модуляцією, годин;

$Z_{іг}$ – середньогодинна заробітна плата інженера в галузі телекомунікацій, грн/годину.

$$Z_{зп} = 124 \cdot 52,65 = 6528,6 \text{ грн.}$$

3.4 Розрахунок витрат на необхідне програмне та апаратне забезпечення

У процесі реалізації програмних проектів операційна система використовується на всіх етапах проектування програм, починаючи від формулювання алгоритмів та структурних схем і закінчуючи відладкою та виконанням програм.

Зазвичай під набором комплектуючих для ПК приймають наступний склад пристроїв: корпус з блоком живлення; системна плата; центральний процесор (ЦП); оперативне запам'ятовуючі пристрій (ОЗП); відеоадаптер; монітор; накопичувач на жорстких дисках; клавіатура ; миша; привід DVD-ROM; звуковий адаптер.

До складу початкового програмного забезпечення (ПО) даного комп'ютера входить операційна система (ОС), а також стандартний пакет прикладних програм і драйверів.

Таблиця 3.3 – Вартість необхідного програмного та апаратного забезпечення

Найменування	Вартість, грн
Ноутбук Asus R540SA-XX036	8573,00
Миша A4Tech G7-360N	370,00
Операційна система Microsoft Windows 10, 32-bit	2699,00
Разом:	11642, 00

3.5 Висновок

В економічному розділі розрахований час, який необхідний для розробки алгоритму, він становить 124 годин. Заробітна плата працівника за час виконання дослідження – 6528,6 грн. При чому вартість програмного та апаратного забезпечення складає 11642 грн.

ВИСНОВКИ

1. В результаті аналізу основних положень формування і обробки сигналів в цифровому телебаченні встановлено, що основною проблемою ефірного цифрового мовлення є завади при багатопроменевому прийомі, що характерно для міст з різноповерховою забудовою, через багаторазові відображення радіосигналу від будівель і інших споруд. Вирішенням цієї проблеми є застосування в ефірних цифрових каналах модуляції COFDM, яка спеціально розроблена для боротьби з завадами при багатопроменевому прийомі.

2. В результаті аналізу існуючі пристрої оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів встановлено їх недоліки. Недоліки відомого пристрою приймача OFDM з адаптивним еквалайзером [21], полягають в недостатньо високій точності і низькій швидкодії внаслідок повільної збіжності коефіцієнтів еквалайзера і в необхідності його попереднього налаштування за допомогою навчальної послідовності, які обумовлені використанням алгоритму мінімальної середньоквадратичної похибки. Іншим недоліком є істотне збільшення площі на кристалі при інтегральній реалізації за рахунок використання додаткового блоку швидкого зворотного перетворення Фур'є. Також можна відзначити наявність в пристрої комплексного дільника, який дає велику похибку при малій амплітуді вхідного сигналу при використанні цілочисельної арифметики.

Недоліками відомого пристрою еквалайзера частотної області для прийому наземного цифрового телебачення (прототипу) [22] є накопичення випадкових похибок при рекурентних операціях, обумовлене використанням рекурсивного алгоритму найменших квадратів, а також істотне збільшення площі, займаної пристроєм на кристалі при інтегральній реалізації, за рахунок використання додаткових блоків швидких прямого і зворотного перетворень Фур'є. Також необхідно відзначити, що в блоці оцінки інверсної частотної характеристики каналу (adaptive inverse channel estimation) присутній

комплексний дільник, який дає велику похибку при малій амплітуді вхідного сигналу при цілочисельній реалізації.

3. Запропоновано пристрій оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів, який забезпечує збільшення швидкодії і точності відновлення частотної характеристики каналу в умовах межсимвольної інтерференції за рахунок застосування алгоритму, що дозволяє підвищити швидкість збіжності коригувальних коефіцієнтів, і виключення операцій ділення, і зворотного перетворення Фур'є при їх обчисленні.

4. Отримані результати дослідження робочих характеристик запропонованого пристрою оцінки і корекції параметрів каналу для прийому COFDM-сигналів (рис. 2.8-2.10) демонструють його високу точність роботи і швидкодію в умовах межсимвольної інтерференції і багатого на завади каналу.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Зубарев Ю.Б. Цифровое телевизионное вещание. Основы, методы, системы. / Ю.Б.Зубарев, М.И. Кривошеев, И.Н. Красносельский. – М.: Научно-исследовательский институт радио (НИИР), 2001. – 568 с..
2. «Digital Video Broadcasting (DVB).Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television.», ETSI EN 300 744 v.1.5.1 (2004-11) European standart (Telecommunication series).
3. Захаров А.В. Алгоритмы CORDIC. Современное состояние и перспективы. / А.В. Захаров, В.М. Хачумов. – Труды международной конференции «Программные системы: теория и приложения», Переславль-Залесский. – М.: Физматлит, 2004, т.1. – С. 353-372.
4. DVB Steering Board Ratifies DVB-T2 Specification For Second Generation Digital Terrestrial Transmission. EN 302 755, 20 June 2008.
5. Одинец А.И. Основы цифрового телевидения стандарта DVB-T. Учебное пособие / А.И. Одинец, А.Н. Бурдин. – Омск: Издательство ОмГТУ, 2012. – 76 с.
6. Кривошеев М.И., Виленчик Л.С., Красносельский И.Н., Цифровое телевидение / Под ред. М.И. Кривошеева. – М.: Связь, 1980.
7. Птачек М. Цифровое телевидение. Теория и техника – М.: Радио и связь, 1990.
8. Безруков В.Н. Система передачи сигналов цифрового телевидения и данных на мобильные устройства по стандарту DVB-T2. Учебное пособие / МТУСИ. – М.,2007. – 40 с.
9. Федоров В. К. Стандарты цифрового телевидения первого поколения. – М.: ДМК Пресс, 2015. – 312 с.
10. Голд Б. Цифровая обработка сигналов : пер. с англ. / Б. Голд, Ч. Рэйдер; под ред. А.М. Трахмана. – М. : Сов. Радио, 1973. – 368 с.
11. Гласман К. Стандарт цифрового наземного телевидения DVB-T / К. Гласман // 625. – 1999. – № 9. – С. 72–85.

12. ETS 300 744. Европейский стандарт. Цифровое видеовещание (DVB). Кадровая структура, канальное кодирование и модуляция для цифрового наземного телевидения ETSI / Европейский институт стандартов связи. – Режим доступа : <http://dvb.org/>.

13. Коньшин С.А. Технологии цифрового телевидения. В 2 ч. Ч. 1. Аналоговое и цифровое телевидение / С.А. Коньшин, В.С. Коньшин, А.И. Одинец ; под ред. С.А. Коньшина. – Омск : Кн. изд-во, 2011. – 509 с.

14. Коньшин С.А. Технологии цифрового телевидения. В 2 ч. Ч. 2. Цифровое телевидение / С.А. Коньшин, А.В. Подгайский; под ред. С.А. Коньшина. – Омск : Кн. изд-во, 2011. – 447 с.

15. Мамчев Г.В. Цифровое телевизионное вещание: учеб. пособие / Г.В. Мамчев. – Новосибирск: Изд-во СибГУТИ, 2001. – 198 с.

16. Мамчев Г.В. Основы радиосвязи и телевидения : учеб. пособие / Г.В. Мамчев. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 414 с.

17. Смирнов А.В. Основы цифрового телевидения : учеб. пособие / А.В. Смирнов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2001. – 224 с.

18. Телевидение : учеб. для вузов / В.Е. Джакония [и др.]. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 616 с.

19. DVB-T2 Physical Layer Specification: 'Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)'. DVB Blue Book A122 or ETSI EN 302755 v1.2.1; В – Режим доступа : <http://www.dvb.org/technology/standards/a122r1.tm3980r7.DVB-T2.pdf>.

20. DVB-T2 in relation to the DVB-x2 Family of Standards Nick Wells (BBC R&D, Chairman of DVB TM-T2 working group) – Режим доступа : http://www.atsc.org/cms/pdf/pt2/Wells_ATSC_paper_on_T2.pdf.

21. Патент US 6963617. OFDM receiver with adaptive equalizer / S. Armour, D.R. Bull, A.R. Nix – заявл. 24.01.2000, опубл. 08.11.2005.

22. Патент US 6912258. Frequency-domain equalizer for terrestrial digital TV reception / D. Birru – заявл. 23.04.2001, опубл. 28.06.2005.

23. Методичні рекомендації до виконання дипломних робіт (проектів) бакалаврів та магістрів спеціальностей 125 Кібербезпека, 172 Телекомунікації та радіотехніка / Упоряд.: О.Ю. Гусєв, О.В. Герасіна, О.М. Алексєєв, О.В. Кручінін. – Дніпро: НГУ, 2018. – 50 с.

ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітки
<i>Документація</i>				
1	A4	Реферат	3	
2	A4	Список умовних скорочень	1	
3	A4	Зміст	2	
4	A4	Вступ	2	
5	A4	Стан питання. Постановка задачі	25	
6	A4	Спеціальна частина	19	
7	A4	Економічний розділ	6	
8	A4	Висновки	2	
9	A4	Перелік посилань	3	
10	A4	Додаток А	1	
11	A4	Додаток Б	1	
12	A4	Додаток В	1	
13	A4	Додаток Г	1	

ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії

1 Презентація Заболотний.ppt

2 Диплом Заболотний.doc

