

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»
(повне найменування вищого навчального закладу)

Навчально-науковий інститут інформаційних технологій та робототехніки
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра автоматичної, електроніки та телекомунікацій
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної роботи

магістр

(освітньо-кваліфікаційний рівень)

на тему Дослідження та удосконалення завадостійкого способу передачі
сигналів у мережах телебачення

Виконав: студент 6 курсу, групи дБТТ
спеціальності

172 – Електронні комунікації та радіотехніка
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Вірченко В.В.

(прізвище та ініціали)


Керівник д.т.н., професор Косенко В.В.

(прізвище та ініціали)

Рецензент

(прізвище та ініціали)

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»
Інститут Навчально-науковий інститут інформаційних технологій та робототехніки
Кафедра Автоматики, електроніки та телекомунікацій
Ступінь вищої освіти Магістр
Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри автоматики,
електроніки та телекомунікацій

О.В. Шефер
"02" "09" 2024 р.

З А В Д А Н Н Я НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ МАГІСТРА ЗДОБУВАЧУ ВИЩОЇ ОСВІТИ

Вірченко Віктор Вікторович
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема кваліфікаційної роботи магістра: Дослідження та удосконалення
завадостійкого способу передачі сигналів у мережах телебачення

керівник магістерської роботи д.т.н., професор Косенко В.В.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджена наказом вищого навчального закладу від 09.08.2024 р. № 818-ф,а.

2. Строк подання студентом роботи "15" січня 2025 року.

3. Вихідні дані до кваліфікаційної роботи магістра: _____

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно дослідити) Вступ; Розділ 1 Аналіз теоретичних основ передачі сигналів та стійкості до зваб. Розділ 2: Аналіз способів захисту від звабляючої передачі телевізійних сигналів; Розділ 3 Розробка та удосконалення способів кодування телевізійних сигналів; Розділ 4: Розробка та удосконалення звабостійких кодів до цифрового передавання

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових плакатів)
Титульний екран; Акцептаційність; Мета, Об'єкт, предмет дослідження. Зображення дослідження Аналіз суттєвих ризиків та звабляючої передачі сигналів. Удосконалення способів кодування сигналів. Удосконалення кодів звабостійких кодів. Код Рунд-Воловська. Аналіз ризиків.

6. Дата видачі завдання 02.09.2024р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської роботи	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Розділ 1 Аналіз теоретичних основ передові технології	05.11.24	П.1-10
2	Розділ 2 Сучасні технології зварювальної передові технології	12.11.24	П.11-20
3	Розділ 3 Ураховуючи теоретичні основи передові технології	26.11.24	П.21-30
4	Розділ 4 Зварювальні процеси	19.12.24	П.31-40

Магістрант _____



Вірченко В.В.
(прізвище та ініціали)

Керівник роботи _____



Косенко В.В.
(прізвище та ініціали)

ЗМІСТ

ВСТУП	3
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ ТЕОРЕТИЧНИХ ОСНОВ ПЕРЕДАЧІ СИГНАЛІВ ТА ЇХ СТІЙКОСТІ ДО ЗАВАД	5
1.1 Основи технологій передачі телевізійних сигналів	5
1.1.1 Особливості аналогового телебачення	6
1.1.1.1 Горизонтальна синхронізація в аналоговому форматі .	8
1.1.1.2 Вплив горизонтальної роздільної здатності на якість сигналу	9
1.1.1.3 Черезрядкова розгортка та її специфіка	10
1.1.1.4 Механізми передачі кольорового сигналу	12
1.1.2 Перехід до цифрового телебачення: виклики та перспективи	13
1.1.2.1 Актуальність цифрових технологій у телебаченні.....	13
1.1.2.2 Методи оптимізації обсягів переданих даних	15
1.1.2.3 Основні стандарти цифрового телебачення.....	18
1.2 Методи забезпечення завадостійкості в системах передачі даних	19
1.2.1 Аналіз систем передачі сигналів з урахуванням експлуатаційних умов	20
1.2.2 Моделювання сигналів в умовах завад.....	25
РОЗДІЛ 2 АНАЛІЗ СУЧАСНИХ ТЕХНОЛОГІЙ ЗАВАДОСТІЙКОЇ ПЕРЕДАЧІ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИГНАЛІВ	38
2.1 Методи прогнозного кодування	38
2.1.1 Використання ентропійного кодування для зменшення завад .	38
2.1.1.1 Кодування Хаффмана.....	38
2.1.1.2 Кодування довжин серій	39
2.1.2 Особливості прогнозного кодування телевізійних сигналів	40
2.1.3 Прогноз з компенсацією руху.....	41
2.1.4 Оцінка руху як метод покращення якості відео	42
2.2 Кодування аудіо та відео сигналів: технології та стандарти.....	49
РОЗДІЛ 3 РОЗРОБКА ТА УДОСКОНАЛЕННЯ СПОСОБІВ КОДУВАННЯ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИГНАЛІВ	54

3.1 Розробка підходів до покращення завадостійкості кодування	54
3.2 Кодування джерела	54
3.3 Дискретизація сигналу.....	55
3.4 Дискретизація та квантування відеосигналу.....	57
3.5 Розроблення моделі для квантування	62
3.5.1 Методи квантування для гаусового сигналу.....	64
3.5.2 Особливості квантування телевізійних сигналів.....	66
3.6 Процеси кодування та їх оптимізація	67
3.7 Аналіз стандартів відеокодування та їх роль у передачі сигналів.....	70
3.7.1 Стандарт MPEG-1	70
3.7.2 Стандарт MPEG-2	71
3.7.3 Стандарт MPEG-4	71
3.7.4 Стандарт H-264	73
РОЗДІЛ 4 РОЗРОБКА ТА АНАЛІЗ ЗАВАДОСТІЙКИХ КОДІВ ДЛЯ	
ЦИФРОВОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ	74
4.1 Застосування циклічних кодів у системах цифрової передачі	74
4.1.1 Особливості кодів Боце–Чаудхурі–Хоккенгем (BCH)	76
4.1.2 Використання кодів Ріда-Соломона (RS).....	77
4.1.3 Коди Ріда-Соломона (RS)	78
4.2 Методи алгебраїчного декодування циклічних кодів	79
4.3 Використання кодів LDPC для покращення завадостійкості.....	82
4.4 Згорткові коди: особливості реалізації	82
4.4.1 Теоретичні основи згорткових кодів	82
4.4.2 Нерекурсивні згорткові коди та їх застосування.....	83
4.4.3 Рекурсивні систематичні згорткові коди (RSC)	87
4.4.4 Візуалізація та представлення згорткових кодів	90
4.4.5 Розшифровка згорткових кодів	91
ВИСНОВКИ.....	94
ЛІТЕРАТУРА	96

ВСТУП

Сучасні мережі телебачення стикаються зі значними викликами, пов'язаними із забезпеченням високої якості передачі сигналів за умов впливу різних завад. У контексті зростаючих вимог до якості обслуговування користувачів та з огляду на швидкий розвиток цифрових технологій, особливого значення набуває дослідження та удосконалення завадостійких способів передачі сигналів. Забезпечення стабільності сигналу в мережах телебачення дозволяє мінімізувати втрати інформації, підвищити якість зображення та звуку, що особливо важливо для інтерактивних і потокових сервісів.

Існуючі методи боротьби із завадами в телекомунікаційних мережах, хоча й демонструють значні успіхи, все ще мають низку обмежень. Наприклад, традиційні технології обробки сигналів часто вимагають значних ресурсів або мають низьку ефективність в умовах багатопроменевого розповсюдження сигналів. Отже, розробка та оптимізація нових способів передачі сигналів із підвищеною завадостійкістю є актуальним завданням.

Мета роботи – дослідження та удосконалення способів передачі сигналів у мережах телебачення з підвищеною стійкістю до завад, що дозволить покращити якість обслуговування споживачів за рахунок мінімізації втрат сигналів та забезпечення їх надійності.

Об'єктом дослідження є процес передачі сигналів у мережах телебачення за умов впливу завад.

Предметом дослідження є методи забезпечення завадостійкості при передачі сигналів у телекомунікаційних мережах.

Задачі дослідження:

1. Дослідити сучасні методи боротьби із завадами в мережах телебачення та проаналізувати їх ефективність.

2. Розробити підхід до вдосконалення способів передачі сигналів із врахуванням особливостей завад.

3. Виконати моделювання передачі сигналів у мережах телебачення для оцінки ефективності запропонованого способу.

4. Провести аналіз стійкості передачі сигналів до різних типів завад у телекомунікаційних мережах.

Дану роботу присвячено розробці підходів до забезпечення завадостійкості сигналів у мережах телебачення, що має важливе практичне значення для сучасної телекомунікаційної галузі. Результати дослідження можуть бути використані для покращення якості надання телевізійних послуг, зокрема для інтерактивних сервісів, які є особливо чутливими до втрат сигналів.

Запропоновані в роботі методи можуть знайти застосування у проектуванні та оптимізації цифрових систем передавання даних, зокрема для наземного, супутникового та кабельного телебачення. Крім того, вони сприятимуть вдосконаленню технічних рішень у сфері побудови мереж наступного покоління, що потребують підвищеної стабільності та ефективності передачі інформації.

Актуальність і практична значущість роботи зумовлені не лише необхідністю вирішення конкретних технічних проблем у галузі телебачення, але й перспективою впровадження розробок у суміжних областях, таких як системи відеоконференцій, потокове мовлення та служби екстреного оповіщення.

Розділ 1 АНАЛІЗ ТЕОРЕТИЧНИХ ОСНОВ ПЕРЕДАЧІ СИГНАЛІВ ТА ЇХ СТІЙКОСТІ ДО ЗАВАД

1.1 Основи технологій передачі телевізійних сигналів

Телевізійні системи еволюціонували як симплексні системи передачі, як показано на рис. 1.1. Термін симплекс означає, що інформація тече тільки в одному напрямку по каналу. Передавач, антена якого зазвичай встановлена на високій вежі, передає сигнал на велику кількість приймачів. Кожен приймач декодує передачу і передає її на пристрій відображення. Іноді приймач і дисплей інтегровані в один пристрій, наприклад, у стандартному телевізорі, який включає в себе засоби для вибору каналу для перегляду. Іноді приймач і дисплей є окремими пристроями, наприклад, коли сигнал приймається через відеомагнітофон (VCR) і передається на зовнішній дисплей. Ця система відома як наземне телебачення .

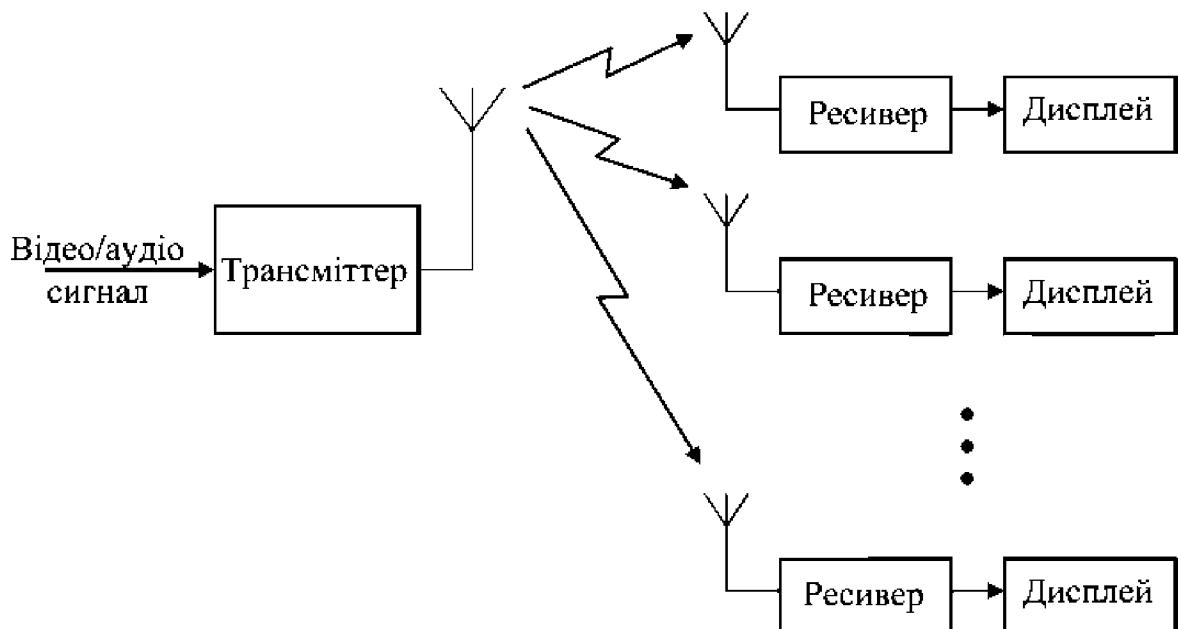


Рисунок 1.1 – Симплексна структура ефірного телебачення

Системи супутникового та кабельного телебачення працюють на аналогічних моделях. На рис. 1.2 показана структура системи кабельного телебачення.

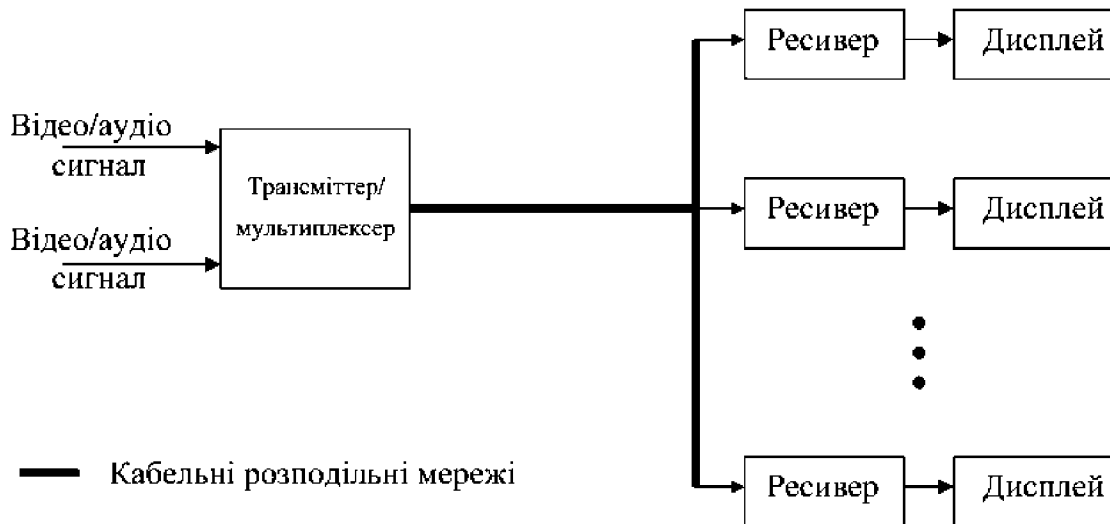


Рисунок 1.2 – Структура системи кабельного телебачення

1.1.1 Особливості аналогового телебачення

Раніше традиційні телевізійні послуги використовували аналогову технологію для надання аудіовізуальних послуг трансляції. Основна структура аналогового телевізійного передавача відео- та аудіосигналів, які можуть бути отримані в прямому ефірі, показано на рис. 1.3.

Джерела сигналу, такі як камери та мікрофони, або з запам'ятовуючих пристроїв, таких як відеомагнітофони, подаються в окремі модулятори, вихід яких мультиплексується та перетворюється з підвищенням для формування сигналу трансляції.

У різних стандартах аналогового телебачення визначені різні методи модуляції, мультиплексування і перетворення сигналів на конкретні частоти мовлення (як показано на рис. 1.3). Три основні стандарти, що використовуються для аналогового телебачення: Національний комітет телевізійних систем (NTSC), що використовується в основному в Північній, Центральній і Південній Америці, Systeme Electronique (pour) Couleur avec Memoire (SECAM), що

використовувався у Франції та країнах Східної Європи, таких як Польща, і Phase Alternating Line (PAL), що використовувався в багатьох інших країнах, включаючи Західну Європу та Австралію.

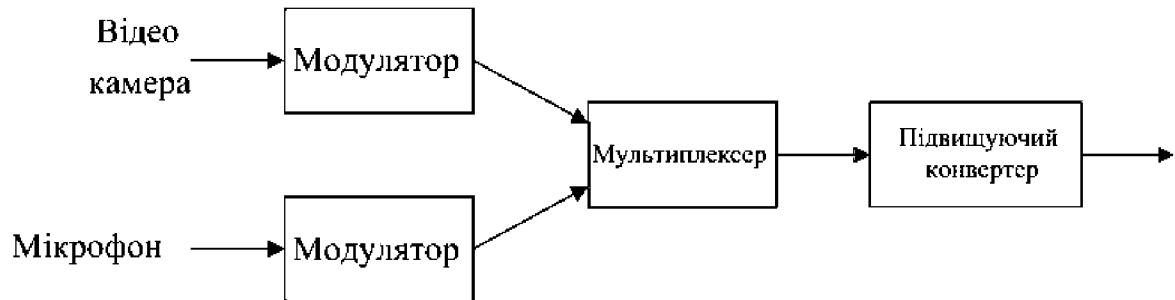


Рисунок 1.3 – Структура аналогових телевізійних систем

Аналоговий відеосигнал створюється часовою послідовністю зображень, причому 25 або 30 таких зображень відображаються щосекунди. Кожен малюнок складається з ряду ліній, кожна з яких сканується зліва направо, як показано на рис. 1.4. Вертикальна роздільна здатність зазвичай становить 576 ліній для систем з частотою 25 Гц і 480 ліній для систем з частотою 30 Гц.



Рисунок 1.4 – Просте сканування зліва направо, зверху вниз

Крім відображуваних ліній, передається і ряд інших рядків даних. Вони призначені для забезпечення часу для повернення сканування в електронно-променевої трубі з правого нижнього краю дисплея в кінці одного зображення до верхнього лівого кута дисплея на початку наступного зображення. Включення цих невідображених ліній збільшує загальну кількість рядків на зображення до 625 для систем 25 Гц і 525 для систем 30 Гц. Час, протягом якого передаються ці невідображені лінії, відомий як вертикальний інтервал гасіння (VBI).

1.1.1.1 Горизонтальна синхронізація в аналоговому форматі

В аналоговому телевізійному сигналі на початку кожного рядка картини подається імпульс синхронізації, як показано на рис. 1.5, який показує форму хвилі для окремої лінії, де яскравість зменшується ступінчасто зліва направо. Це означає, що дисплей починає свою горизонтальну розгортку в тому ж місці сигналу, що і камера, яка захопила відеосигнал. Крім того, довший імпульс синхронізації використовується для позначення того, що сканування має розпочатися знову у верхньому лівому куті дисплея. Ці імпульси синхронізації дозволяють приймачу досягти синхронізації з вхідним сигналом.

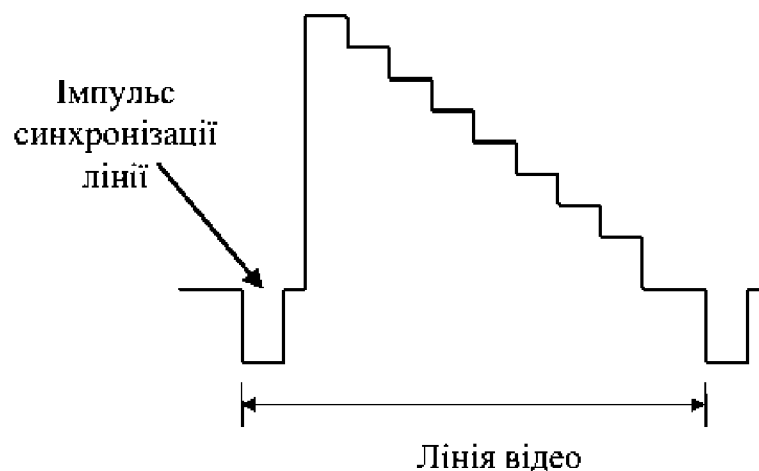


Рисунок 1.5 – Форма хвилі одного рядка зображення аналогового відео

Інтервал, відведений для передачі імпульсу синхронізації лінії і безпосередньо прилеглих областей, називається інтервалом лінії або горизонтальним інтервалом. Його довжина становить 11 мс в NTSC та 12 мс в PAL і SECAM системах.

1.1.1.2 Вплив горизонтальної роздільної здатності на якість сигналу

Горизонтальна роздільна здатність системи аналогового телебачення залежить від смуги пропускання відеосигналу. Грубо кажучи, роздільна здатність системи становить 2 пікселі на герц пропускнуої здатності відео. Ці пікселі розподіляються порівну між переданими лініями. Кількість корисних пікселів у кожному рядку зменшується на довжину інтервалу рядків. Таким чином, горизонтальна роздільна здатність r_h аналогової відеосистеми з пропускнуою здатністю B дорівнює

$$r_h = 2Bt_{ULI}, \quad (1.1)$$

де t_{ULI} - корисний інтервал рядків. Горизонтальні роздільні здатності для ряду діючих систем аналогового телебачення наведені в таблиці 1.1. У випадку з PAL і SECAM існує ряд різних реалізацій, кожна з яких позначається однією літерою. Пропускна здатність відео варіюється в залежності від реалізацій, і відображається ряд варіантів.

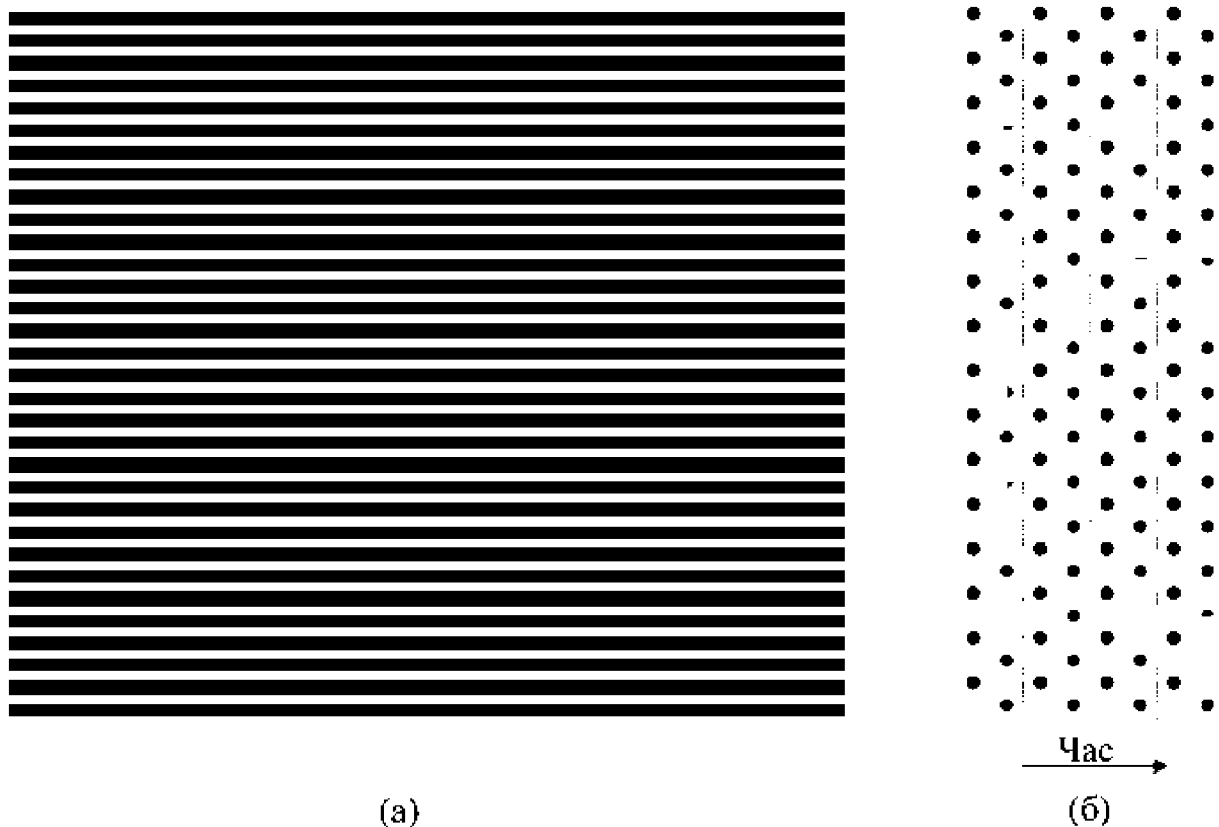
Таблиця 1.1. Горизонтальна роздільна здатність для вибраних систем аналогового телебачення

Система	Ліній за секунду (кГц)	Період лінії (мс)	Корисний лінійний інтервал (мс)	Пропускна здатність відео	Апроксимована роздільна здатність
NTSC	15.750	63.5	52.5	4.2	441
PAL (B, G, H) / SECAM (B, G)	15.625	64.0	52.5	5.0	520
PAL (I)	15.625	64.0	52.5	5.5	572
PAL (D) / SECAM (D, K, K1, L)	15.625	64.0	52.5	6.0	624

1.1.1.3 Черезрядкова розгортка та її специфіка

Коли розроблялося аналогове телебачення, важливим компромісом у дизайні був компроміс між швидкістю обслуговування зображення та пропускною здатністю сервісу. Обрана швидкість зображення має бути достатньо високою, щоб гарантувати, що людина-глядач сприймає очевидно безперервну роботу (на відміну від швидкої серії окремих зображень — так званого мерехтіння — яка була б суб'єктивно найбільш неприємною). Після того, як було визначено відповідну горизонтальну та вертикальну роздільну здатність телевізійного зображення, бажана пропускна здатність означала, що можна було досягти відносно низької частоти зображення (25 або 30 Гц). Ці показники зображення недостатні для того, щоб уникнути мерехтіння за будь-яких обставин. Однак просте збільшення швидкості зображення призвело б до збільшення необхідної пропускної здатності сервісу. Це був неприйнятний результат. Розробники аналогового телебачення подолали цю проблему за допомогою прийому, який отримав назву черезрядкова розгортка.

Черезрядкова розгортка ділить кожен малюнок на два поля, як показано на рис. 1.6. Одне поле містить непарні лінії з малюнка (тобто рядки 1, 3, 5, ...) і називається непарним полем, тоді як інше поле містить парні лінії з малюнка (тобто рядки 2, 4, 6,...) і називається парним полем. Непарні лінії скануються з системи камери, а потім через пів часу зображення (тобто 1/50 або 1/60 секунди) скануються парні лінії. Такий підхід покращує відтворення рухомих об'єктів, а також повністю усуває проблему мерехтіння, про яку йшлося раніше. Компромісом є деяка втрата у вертикальній роздільній здатності картинки.



- Непарне (верхнє) поле
- Парне (нижнє) поле

Рисунок 1.6 – Структура переплетення, що показує розташування непарних і парних полів, (а) як видно на дисплеї, б) формування зображень з двох послідовних полів

У таблиці 1.2 наведено число ліній на картинку і поле для систем аналогового телебачення 25 і 30 Гц.

Таблиця 1.2 – Кількість рядків відео на поле та зображення

Система	Частота національного зображення (Гц)	Частота поля (Гц)	Відображувані лінії на зображення	Відображувані лінії на поле	Загальні кількість ліній на зображення	Загальні лінії на поле
PAL, SECAM	25	50	576	288	625	313 (парні) / 312 (непарні)
NTSC	30	60	480	240	525	263 (парні) / 262 (непарні)

1.1.1.4 Механізми передачі кольорового сигналу

Спочатку телебачення існувало як монохромний (чорно-білий) сервіс. Коли передбачалося впроваджувати кольорове телебачення, інформація про колір повинна була вводитися таким чином, щоб істотно не впливати на якість обслуговування, що отримується споживачами, які все ще мали чорно-білий телевізійний приймач. Як відомо, кольорові приймачі відображають лише три кольори (червоний (R), зелений (G) та синій (B)). Змішування цих кольорів у людського ока забезпечує ту гаму кольорів, до якої ми звикли з кольоровим телебаченням.

Передача окремих сигналів для червоного, зеленого та синього кольорів втричі збільшує вимоги до пропускної здатності для кольорового телебачення порівняно з монохромним телебаченням. Оскільки монохромний сигнал відсутній у цьому наборі, єдиним способом забезпечити якісну монохромну картинку для існуючих приймачів було б надсилання ще одного сигналу саме для цієї мети; Це було б досить марнотратним використанням цінного спектра. Якість прийому на монохромних приймачах була б значно погіршена.

Обраний підхід полягав у передачі не колірних сигналів R, G і B, а монохромного сигналу (відомого як яскравість Y), що супроводжується двома сигналами різниці кольорів (U і V), з яких виділяються три кольори R, G і B, які можна реконструювати. Значення сигналу яскравості і двох сигналів кольоровості можна обчислити за R, G і B відповідно до

$$\begin{aligned}
 Y &= 0.299R + 0.587G + 0.114B \\
 U &= \frac{B - Y}{2.03} \\
 V &= \frac{R - Y}{1.14}
 \end{aligned}
 \tag{1.2}$$

Дещо інші варіанти цих рівнянь використовуються в різних телевізійних системах. Три кольорові сигнали R, G і B реконструюються на приймачі і

відображаються. Оскільки сигнал яскравості також передавався, він був для монохромних приймачів. Сигнали різниці кольорів також можуть передаватися зі значно меншою смугою пропускання, ніж сигнал яскравості. Це допустимо, тому що роздільна здатність людського ока має нижчу за кольоровість, ніж яскравість. Таким чином, використання сигналів різниці кольорів було ранньою спробою стиснення смуги пропускання.

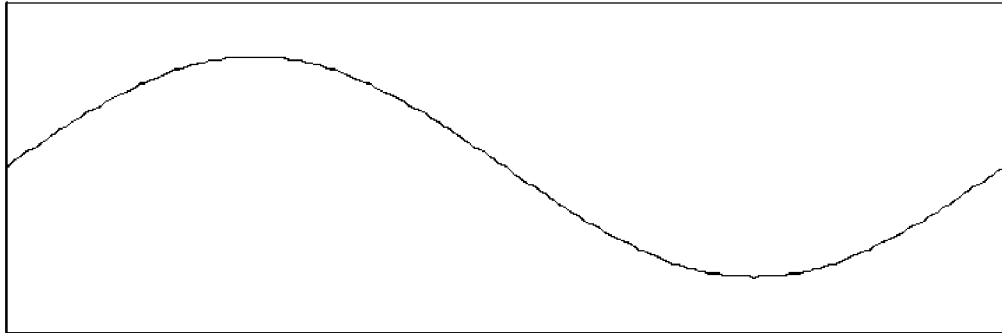
1.1.2 Перехід до цифрового телебачення: виклики та перспективи

1.1.2.1 Актуальність цифрових технологій у телебаченні

Початковим поштовхом для переходу до цифрового сигналу стала конверсія стандартів (наприклад, від 525 ліній NTSC при 30 знімках/с до 625 лінійних PAL при 25 знімках/с). Це надзвичайно складний процес в аналоговій сфері. У цифровій сфері, як і раніше, потрібна значна обробка сигналу. Необхідне відповідне високошвидкісне обладнання, яке дозволить успішно виконати завдання. Інші мотиви переходу від аналогового до цифрового телебачення включали передачу декількох цифрових телевізійних каналів в межах існуючої пропускнуої здатності, виділеної одній аналоговій телевізійній службі, можливість передачі послуг з більш високою роздільною здатністю (таких як телебачення високої чіткості) в одному каналі, а також інтеграцію ряду інтерактивних послуг в телевізійне мовлення.

З точки зору комунікації цифрова передача має безліч переваг. Зокрема, забезпечує значну завадостійкість. Розглянемо аналоговий сигнал, показаний на рис. 1.13. Вихідний аналоговий сигнал збурюється шумом. Якщо шум знаходиться в тій же області спектра, що і сигнал (так званий внутрішньосмуговий шум), то для його видалення мало що можна зробити.

Оригінальний аналоговий сигнал



Сигнал після додавання шуму

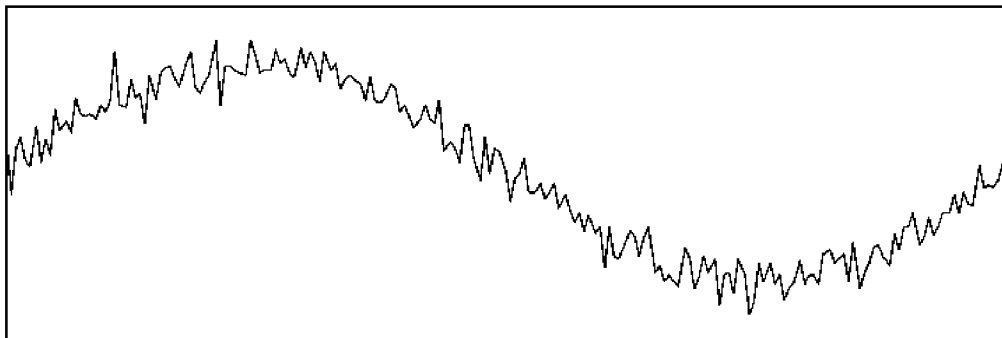


Рисунок 1.7 – Вплив шуму на аналоговий сигнал

Вплив шуму на цифровий сигнал зовсім інший, що (рис. 1.7). У цьому випадку проста операція порогового регулювання дозволяє ідеально реконструювати вихідний сигнал. Навіть коли шум досить великий, щоб перетнути поріг, для досягнення хорошої продуктивності можуть бути використані вдосконалені методи обробки сигналу, такі як узгоджена фільтрація. Здатність цифрових сигналів відхиляти шуми робить цифрові системи ідеальними для передачі на великі відстані, оскільки якість може бути збережена за допомогою багатьох ретрансляторів.

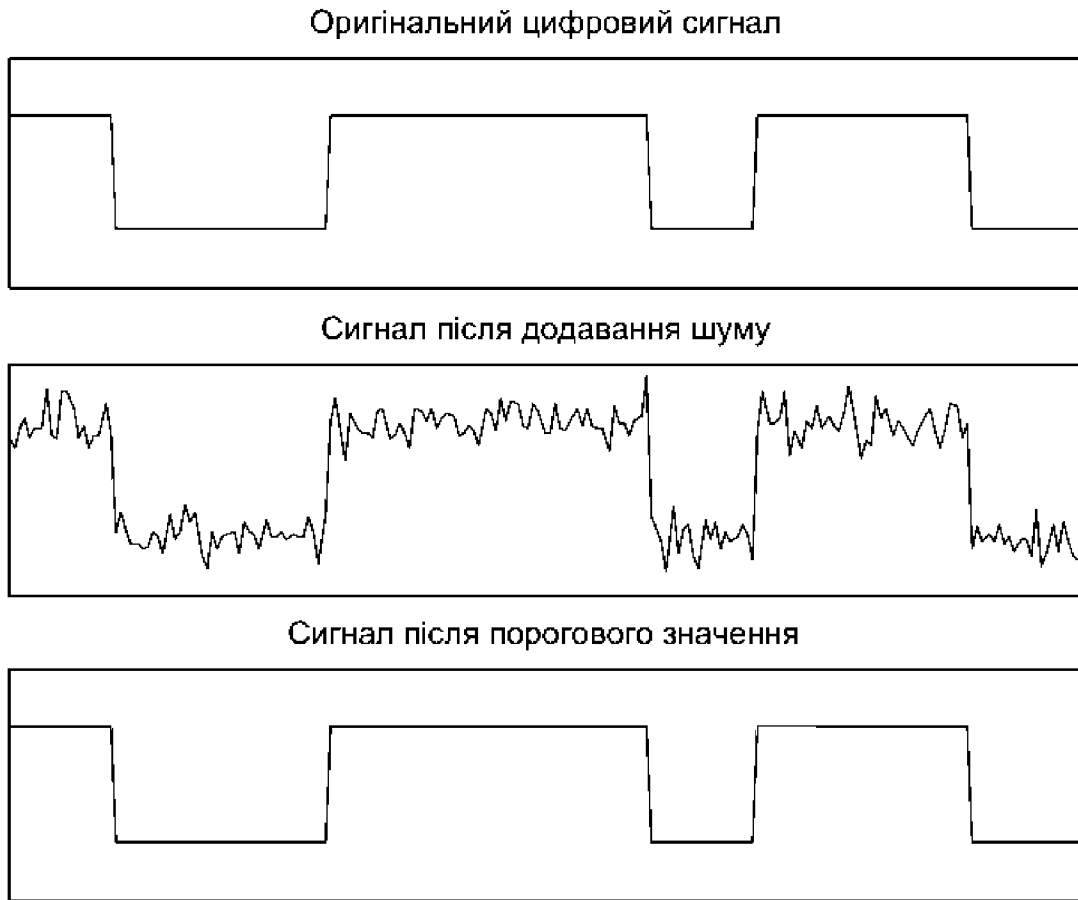


Рисунок 1.7 – Вплив шуму на цифровий сигнал

До інших переваг цифрових систем можна віднести те, що цифрові компоненти мають низьку вартість і дуже стабільні. Крім того, в даний час існує безліч цифрових мереж для передачі аудіовізуального матеріалу з різними швидкостями передачі.

1.1.2.2 Методи оптимізації обсягів переданих даних

Цифрове телебачення володіє дуже високою швидкістю передачі даних, необхідної для передачі необробленого, нестисненого цифрового відео. Також необхідні складні цифрові системи, щоб забезпечити обробку стиснення та декомпресії в режимі реального часу.

Роздільна здатність, визначена для цифрового телебачення Рекомендацією ІТУ-Р ВТ.601, наведена в таблиці 1.3. Кількість рядків на картинці така ж, як і

кількість відображуваних рядків для аналогових служб. При перетворенні аналогового телевізійного сигналу в цифровий не відображаються рядки у вертикальному інтервалі гасіння видаляються. Для передачі з частотою 25 і 30 Гц передається 14 400 рядків в секунду, що означає, що кожен секунду необхідно передавати 10 368 000 пікселів (або семплів яскравості).

Таблиця 1.3 – Роздільна здатність цифрового телебачення

Частота кадрів (Гц)	25	30
Ліній на зображення	576	480
Зразків яскравості на рядок	720	720
Полів за секунда	50	60
Переплетення	Два поля на зображення (2:1)	Два поля на зображення (2:1)

Для розподілу цифрового телебачення кожен кольоровий сигнал дискретизується з половиною швидкості сигналу яскравості, тобто при 360 зразках на рядок. Таким чином, на кожні дві складові яскравості (Y і Y) припадає по одній вибірці кожної з компонентів кольоровості (U і V). Якщо кожен з Y, U і V представлений з 8-бітною точністю, то для кожного зразка яскравості потрібно в середньому 16 біт.

Таким чином, необроблена бітова швидкість становить 10 368 000 семплів яскравості в секунду, помножену на 16 біт на семпл, що дає швидкість передачі даних 165,89 Мбіт/с. Навіть у сучасних мережах зв'язку найбільшої місткості це надзвичайно висока ємність, яка може бути виділена на одну послугу.

Відповідна вимога до смуги пропускання для різних схем цифрової модуляції наведена в таблиці 1.4, кожна з яких значно перевищує 6, 7 або 8 МГц, виділені для передачі послуги аналогового телебачення.

Таблиця 1.4 – Вимоги до пропускну здатності для нестисненого цифрового відео з використанням різних цифрових схем модуляції

Схема модуляції	Біт/секуда/Герц пропускної здатності	Необхідна пропускна здатність (МГц)
Двійковий фазовий зсув (BPSK)	1	165.89
Квадратурний фазовий зсув (QPSK)	2	82.94
Вісімковий фазовий зсув (8-ковий PSK)	3	55.30
256-кова квадратурна амплітудна модуляція (256-кова QAM)	8	20.74

Аналогічний метод можна використовувати для розрахунку швидкості, необхідної для передачі нестисненого цифрового звуку. Якщо кожен канал звуку дискретизується на частоті 44,1 кГц з роздільною здатністю 16 біт на семпл, то на канал потрібно 705,6 кбіт/с. Для п'ятиканального звуку (наприклад, для систем об'ємного звуку) потрібно 3,5 Мбіт/с. Хоча це набагато менше, ніж швидкість, необхідна для необробленого цифрового відео, це все одно являє собою значне розширення вимог до пропускної здатності для аудіослужби в порівнянні з аналоговим телебаченням.

На щастя, характеристики відео та аудіо сигналів такі, що можлива значна економія обсягу даних, які необхідно передати, щоб адекватно представити вихідні сигнали. Значення 5–10 Мбіт/с – це розумна цільова швидкість передачі даних для служби цифрового телебачення, при цьому приблизно 10% доступної швидкості передачі даних займає накладні витрати на передачу, 10% виділяється на аудіо, а решта 80% – на відео. За таких обставин для цифрового відео потрібно мати коефіцієнт стиснення приблизно 40% (це означає, що для стисненого цифрового відео має вимагати 1/40 швидкості, необхідної для нестисненого відео) і 10% для цифрового аудіо.

1.1.2.3 Основні стандарти цифрового телебачення

Використання стандартів у системах телевізійного мовлення має вирішальне значення. Необхідним є придбання споживачем ресивера будь-якого виробника і забезпечення можливості перегляду телевізійних передач з будь-якого телевізійного мовника. Стандарти завжди відігравали важливу роль у забезпеченні цієї сумісності. Для аналогового телебачення це були NTSC, PAL і SECAM.

Сучасні системи цифрового телебачення базуються на одному з двох стандартів, обидва названі на честь груп, які їх розробили. Сімейство стандартів Комітету передових телевізійних систем США (ATSC) використовується в Північній Америці, тоді як сімейство стандартів цифрового відеомовлення (DVB) використовується в більшій частині решти світу, включаючи Європу, більшу частину Азії та Австралію.

DVB використовує відеостандарт MPEG-2 для стиснення відео, аудіостандарт MPEG-2 для стиснення звуку та системний стандарт MPEG-2 для мультиплексування стисненого відео та аудіо іншими даними для передачі. Додаткові стандарти DVB розширюють функціональність специфікації систем MPEG-2 і визначають, яким чином додаткові дані (включаючи субтитри і телетекст) передаються в бітовому потоці.

ATSC також використовує стандарти MPEG-2 для стиснення та мультиплексування відео. Замість використання аудіостандарту MPEG-2, ATSC визначає власний стандарт стиснення звуку, який використовує систему стиснення Dolby AC-3. Як і DVB, ATSC встановлює додаткові стандарти для передачі даних (включаючи приховані субтитри) у бітовому потоці. Стандарти DVB та ATSC доступні безкоштовно.

Умовна структура цифрового відеопередавача показана на рис. 1.15, що складається з окремих еncoderів для кожного типу сигналу, що підлягає включенню в програму, що передається, системного еncoderа, який

мультиплексує виходи цих кодерів і модулятора, що перетворює мультиплексований бітовий потік в форму, придатну для передачі по тому ж каналу, що використовується для аналогового телебачення.

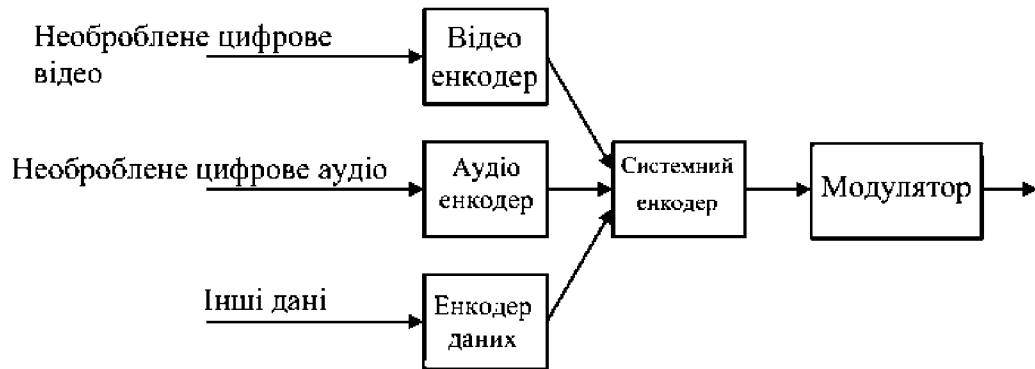


Рисунок 1.8 – Структура системи кодування та передачі цифрового телебачення

1.2 Методи забезпечення завадостійкості в системах передачі даних

Завдання підвищення завадостійкості передачі інформації в радіотехнічних системах особливо актуальні в даний час у зв'язку з постійним збільшенням кількості різноманітних радіовипромінюючих засобів, що створюють зовнішні перешкоди. Це супроводжується збереженням, а іноді та посиленням вимог та норм на якість передачі. Крім цього, зростання обсягу інформаційних потоків викликає необхідність використання широкосмугових каналів передачі, в яких характерна поява частотно-селективних замирань, що викликають міжсимвольні цифрові спотворення сигналів та ускладнення сигнально-перешкодової обстановки.

Одним із основних методів підвищення перешкодостійкості є застосування завадостійкого кодування.

Однак ефективність методів часто недостатня забезпечення вимог на якість передачі. Водночас системи передачі мають внутрішні резерви підвищення якісних характеристик у різних сигнально-перешкодових умовах.

Одночасно слід враховувати географічні та інші особливості регіону та розглядати різні варіанти побудови систем передачі.

1.2.1 Аналіз систем передачі сигналів з урахуванням експлуатаційних умов

В даний час розроблені та експлуатуються різні види систем передачі сигналу з різноманітними техніко-економічними та експлуатаційними характеристиками та різними якісними показниками. Найчастіше показники завадостійкості передачі інформації далекі від бажаних та вимагають модифікації використовуваних методів обробки сигналів, а також розробки та застосування нових методів обробки.

При проектуванні та розрахунку системи передачі сигналу для досягнення ефективного кінцевого результату одним з визначальних факторів є географічні та кліматичні умови роботи станцій зв'язку, що утворюють систему. При цьому мають бути враховані особливості рельєфу місцевості та кліматичні умови роботи. Важливою обставиною є економічний розвиток регіону, розвиненість у ньому господарства та транспортної інфраструктури, адміністративно-політичний поділ.

Основними видами систем зв'язку в даний час вважаються кабельні, радіорелейні прямої видимості, тропосферні та супутникові системи.

Серед кабельних систем зв'язку розрізняють системи, що використовують мідні кабельні лінії та системи, що використовують волоконно-оптичні кабельні лінії.

При виборі виду кабельного зв'язку має значення метод прокладки кабелю (підземна та підводна прокладка, прокладка всередині телефонної каналізації або всередині приміщення, повітряна підвіска).

Підземне прокладання вимагає проведення досить трудомістких земляних робіт. Є обмеження на конфігурацію траси кабелів, обумовлені розташуванням

будівель та інших великих об'єктів. Повітряні кабельні лінії підвішуються на опорах (металевих, залізобетонних, дерев'яних).

Повітряні кабельні лінії можуть також розміщуватися на опорах ліній електропередач. Недоліками повітряних ліній є значний вплив кліматичних умов на стійкість роботи системи зв'язку та високий рівень перешкод від високовольтних ліній, контактної мережі електричного транспорту, радіостанцій.

Міжміські кабельні лінії виконуються за допомогою кабелів з провідниками великого діаметра. Це пов'язано з необхідністю зменшення згасання сигналу в лінії під час передачі високочастотних сигналів. В даний час час все ширше застосовуються волоконно-оптичні лінії зв'язку (ВОЛЗ), які багато в чому витісняють мідні кабельні лінії. Причому це характерно не тільки для міжміського зв'язку, а й для передачі інформації між міськими районами.

Практично застосовуються три основні типи оптичного волокна – одномодові та багатомодові зі ступінчастим профілем та багатомодові градієнтні з плавною зміною профілю та більш складними профілями показника заломлення. Однак для магістральних ліній використовують оптичні кабелі виключно з одномодовими оптичними волокнами, мають мінімальну дисперсію та найменші втрати потужності сигналів.

Одна з основних переваг ВОЛЗ полягає у великій пропускній здібності, що визначається широкою смугою пропускання та обумовленою малою довжиною хвилі несучого коливання. У багатьох випадках значення має висока захищеність від зовнішніх електромагнітних впливів та скритність зв'язку, адже витік інформації з відгалуження сигналу можливий тільки при безпосередньому приєднанні до окремого волокна.

Волоконно-оптичні лінії має сенс прокладати вздовж напрямів, за якими спостерігається стійкий постійний потік великих обсягів інформації. Такі напрями пов'язують великі населені пункти зі значною кількістю працюючих та потенційно можливих абонентів та служб. Оскільки великі населені пункти

регіону пов'язані між собою транспортними магістралями, то кабельні лінії природно прокладати вздовж таких великих магістралей.

Однак багато населених пунктів з'єднані з центрами за допомогою доріг, що мають другорядне значення. Прокладати кабельні лінії вздовж таких транспортних ліній не вигідно, адже це пов'язано з великими техніко-економічними витратами. У цьому випадку можуть бути реалізовані системи зв'язку, які використовують радіоканали різних видів.

Структура подібних радіосистем визначається фізичними особливостями поширення радіохвиль трасою. На основі цього виділяються три типи радіосистем зв'язку:

- Радіорелейні системи передачі прямої видимості.
- Системи супутникового зв'язку.
- Тропосферні радіорелейні системи.

Кінцеві та проміжні станції радіорелейної системи прямої видимості мають наземне розташування на відстані прямої радіовидимості одна від одної. Розміщення антенних щогол на пагорбах збільшує допустиму довжину інтервалу між станціями та знижує загальне їх число на трасі. Перешкоди та спотворення сигналу в таких системах обумовлені процесами прямого поширення радіохвиль у приземному шарі атмосфери. Кінцеві радіорелейні станції (РРЛ) пов'язані кабельними лініями з джерелами та одержувачами інформації, а за допомогою радіоліній – з проміжними, вузловими або іншими кінцевими станціями. На кожній щоглі може бути встановлено кілька прийомопередаючих антен для роботи з різних напрямів. Для того, щоб сигнали сусідніх інтервалів не проникали в приймачі даного інтервалу для РРЛ розробляється план розподілу частот виділених смуг частотного діапазону. Довжина прольоту та висота антенних щогол визначається локальними особливостями рельєфу місцевості та погодно-кліматичними умовами.

Погодно-кліматичні умови впливають на кривизну траєкторії радіопромменя. Сильна атмосферна рефракція, що залежить від поточного

значення вертикального градієнта діелектричної проникності повітря, може збільшити величину затінення та зменшити рівень сигналу.

Супутникові лінії передачі іноді розглядаються як різновид радіорелейних ліній, де роль ретранслятора виконує не наземна проміжна станція, а супутник зв'язку (приймач, розташований на ньому). На землі розташовані кінцеві станції з параболічними антенами та пристроями наведення на антену супутника. Супутникові лінії, як правило, широкосмугові та дозволяють передавати як телефонні, так і телевізійні сигнали. Інтервали супутникових ліній зв'язку можуть бути дуже значними, однак для роботи подібних систем необхідно використовувати космічні апарати, бажано на геостаціонарній орбіті.

Робота систем дальнього тропосферного зв'язку (ДТЗ) заснована на ефекті далекого тропосферного поширення ультракоротких хвиль. Він полягає в перевипромінюванні електромагнітної енергії за рахунок відбиття або розсіювання від об'ємних і шаруватих неоднорідностей у тропосфері та відбиття та розсіювання від всієї товщі тропосфери. Оскільки перевипромінюючий обсяг розташований на досить великій висоті (порядку кількох кілометрів над земною поверхнею), то довжина одного інтервалу може становити до 1000 км.

У тропосфері завжди спостерігаються локальні неоднорідності, діелектрична проникність яких відрізняється від навколишнього середовища на величину порядку $\Delta\varepsilon \approx 10^{-6}$. Їх розміри, форма, орієнтація і швидкість переміщення у просторі дуже мінливі. Деякі неоднорідності мають шарувату форму і значно витягнуті в горизонтальний напрямок. Товщина шарів може становити від 1 до 100 м, а довжина – від 50 м до 20 км. Радіохвилі розсіюються в основному на турбулентних неоднорідностях, розміри яких приблизно задовольняють умові:

$$l \approx \lambda \theta, \quad (1.3)$$

де λ - Довжина хвилі; θ – кут (у радіанах) між напрямком «вперед» падаючої хвилі та напрямом розсіювання відбитої хвилі. Висота розташування неоднорідностей становить кілька кілометрів, а довжина інтервалу – десятки та

сотні кілометрів. Величина кута дорівнює декільком градусам, тому радіохвилі інтенсивно розсіюються неоднорідностями, розміри яких набагато більші за довжину хвилі. Однак через малий перепад діелектричної проникності основна частина енергії радіосигналу проходить крізь шари, а відбивається лише мала її частина.

У перевипромінюванні радіохвиль основну роль відіграє певний обсяг тропосфери, який має приблизно форму призми. Вважається, що довжина подібного «ефективного» обсягу перевипромінювання дорівнює близько $R/2$, де R – довжина інтервалу траси, а висота та ширина становлять кілька кілометрів. Висота нижньої точки об'єму над землею поверхнею дорівнює:

$$h_0 \approx R^2 / 8ae, \quad (1.4)$$

де ae – еквівалентний радіус Землі, що для стандартних умов приймається зазвичай $ae \approx 8500$ км. Приймальна та передавальна антени зазвичай параболічна форми. Кут між дотичними до горизонту обох антен залежить від довжини траси, профілю місцевості та висоти антен.

Особливостями станцій ДТЗ є майже повсюдне використання рознесеного прийому, коли передається відразу кілька копій сигналу для підвищення завадостійкості зв'язку. Внаслідок дуже великої різниці рівнів потужності сигналів, що передаються і приймаються розв'язка виходу передавача та входу приймача, підключених до однієї антени, досягається використанням ортогональної поляризації, також використанням смугових фільтрів та значним рознесенням частот прийому та передачі. Для здійснення безперервного контролю за станом лінії та для вимірювання основних якісних показників каналів часто організовуються спеціальні контрольні канали, що розташовані поблизу спектральної смуги, зайнятий основними каналами.

Рівень сигналів ДТЗ, що приймаються, схильний до великих змін, що мають випадковий характер. Їх причиною є переміщення неоднорідностей, зміни їх форми, взаємного розташування та інтенсивності відбиття. Однак зазвичай в нічний і ранній ранковий годинник рівень сигналу кілька децибел вище. Також

місячні медіанні рівні сигналів влітку вище, ніж узимку. Розмір сезонних відмінностей залежить від довжини траси та коефіцієнта посилення антен.

Випадкові коливання рівня сигналу прийнято поділяти на повільні та швидкі завмирання. Повільні завмирання обумовлені зміною інтенсивностей неоднорідностей та умов рефракції у межах всього обсягу перевипромінювання. Середній квазіперіод повільних завмирань може становити від десятків хвилин до кількох годин.

Тривалість швидких замирань становить від часток секунди до десятків секунд. Вони виникають у результаті інтерференції у точці прийому сукупності хвиль, перетворених неоднорідностями, що рухаються. Медіанне значення тривалості швидких замирань залежить від довжини хвилі, коефіцієнта посилення антен та довжини інтервалу. Прийняті каналами рознесення кілька копій сигналу, що передається, об'єднуються в один сигнал за допомогою схем комбінування різних типів.

1.2.2 Моделювання сигналів в умовах завад

Варіанти поєднань видів сигналів та факторів заводової обстановки дуже різноманітні і, як правило, вимагають окремого підходу в кожному випадку.

В даний час переважна тенденція розвитку систем зв'язку є використання цифрових сигналів у нових системах і перехід у міру можливості від аналогових сигналів до цифрових.

Використовуваний вид модуляції є одним із визначальних факторів заводостійкості кожної системи зв'язку. Як відомо, найпростішим цифровим сигналом є сигнал, у якому кожен символ переносить один біт інформації. З точки зору ймовірності появи помилкового біта при когерентному детектуванні за умов впливу адитивного білого гауссового шуму (АБГШ) серед відповідних видів модуляції перевагами має двійкова фазова маніпуляція (BPSK).

При використанні цього виду модуляції за системою зв'язку може передаватися один з двох варіантів символів, що є тимчасовими відрізками тривалістю T несучого коливання постійної частоти ωH . Сигнал до i -того моменту часу при цьому може бути описаний як:

$$s(t) = \sum U(t - iT) \cos(\omega Ht + \varphi_i + \varphi_0), \quad (1.5)$$

де фази двох варіантів розрізняються на 180° , кожен з них відповідає одному з двох значень логічного сигналу, що передається.

Багато видів модуляції, що застосовуються в сучасних системах (такі, як QPSK, QAM і т.д.) в одному символі переносять кілька біт інформації. У те ж час при використанні різних видів кодування кількість символів, переданих лінією зв'язку, перевищує кількість біт інформації, що приходить на вхід передавача від інформаційного джерела. У цьому випадку середня кількість інформації, що припадає на один символ, менше одного біта.

У разі використання в системі зв'язку рознесеної передачі та прийому сигнал, що передається в кожний момент часу, буде розглядатися, як багатовимірна величина. Як основний показник перешкодостійкості зв'язку в може використовуватися ймовірність бітової помилки (при необхідності розглядатиметься ймовірність символної помилки).

Оскільки передача ведеться каналами зі змінними за часом параметрами, то також як показник буде використовуватися достовірність передачі, розуміється як відсоток часу певного сеансу спостереження протягом якого ймовірність помилки була не гірша за задану величину. Як допоміжний параметр оцінки завадостійкості використовується відношення «сигнал/шум», що розуміється як відношення середніх потужностей корисного сигналу та шуму на вході приймального пристрою. Достовірність передачі в цьому випадку розуміється як відсоток часу сеансу спостереження, протягом якого відношення «сигнал/шум» було не гірше за задану величину.

Завадова обстановка складається з ряду складових та визначає особливості завад, які діють сигнал. Для аналізу видів та параметрів завад розглянемо

причини та джерела їх виникнення. Їх зручно поділити на внутрішні чинники та зовнішні фактори. Визначальним компонентом внутрішніх чинників є вплив шумів. При роботі електронних блоків апаратури виникають шуми різного виду та характеру (тепловий, флуктуаційний та ін.), проте зазвичай вважається, що основне вплив на стійкість до перешкод надає тепловий шум. Ширину його енергетичного спектра можна вважати рівною ширині амплітудно-частотного показника приймального тракту (АЧХ). Хоча форма енергетичного спектру шуму визначається формою АЧХ приймального тракту конкретної станції, проте зазвичай її вважають рівномірною. Розподіл миттєвих значень шуму підпорядковується Гаусовому закону.

Характер впливу шуму – адитивний, тобто поточні значення шумової напруги складаються з поточними значеннями сигналу. Зовнішні чинники заводової обстановки мають значно більше складну структуру. Вони є як адитивні, так і мультиплікативні складові.

До шумів природного походження належать завади, зумовлені грозовими розрядами у атмосфері; шум, зумовлений тепловим випромінюванням Землі; шум, зумовлений флуктуаційним характером поглинання радіохвиль в атмосфері Землі та шум, обумовлений випромінюванням позаземних джерел (шум космічного простору). Іноді сюди відносять власний шум опору втрат антени, що має характер теплового шуму активного опору. Шуми мають дуже широкий спектр, однак у межах смуги пропускання радіоприймачів спектральні щільності цих шумів постійні, шуми також можна вважати білими. Шум, обумовлений випромінюванням позаземних джерел, залежить від кутового положення максимуму діаграми спрямованості антени. Його можна розділити на фоновий шум, інтенсивність якого для вузькосмугових антен у межах ширини діаграми спрямованості антени практично постійна, і шум дискретних джерел випромінювання. Різні ділянки небесної сфери характеризуються різною інтенсивністю шуму. Основними джерелами дискретних шумів є Сонце і меншою мірою Місяць.

Тепловий шум атмосфери обумовлений флуктуаційним характером розсіювання радіохвиль киснем та парами води в атмосфері, та його інтенсивність значно зростає, починаючи з області частот близько 5000 МГц та вище. Шум залежить від орієнтації антени і збільшується у міру наближення максимуму діаграми спрямованості до горизонту У шумовий рівень вносить свою частку випромінювання Землі, оскільки її нагріта поверхня також є джерелом шуму, але цю складову слід враховувати лише у випадку, коли помітна частка ширини головної пелюстки антени, спрямована на земну поверхню. Джерелом атмосферних перешкод є численні грозові розряди, що відбуваються одночасно у різних районах планети.

Зовнішні перешкоди штучного походження виникають переважно від індустриальних джерел та інших працюючих радіостанцій. Основними джерелами є системи запалювання автомобілів, лінії електропередач та потужні промислові установки (електромотори, дугове зварювання тощо).

Системи запалювання випромінюють сигнали імпульсного характеру після складання великого числа імпульсних сигналів у смузі прийому сумарний сигнал набуває властивостей випадкового шумового. Подібними властивостями володіють перешкоди від ліній електропередач, в яких джерелами перешкод випромінювання виступають розряди, що хаотично виникають на поверхнях провідників та ізоляторів лінії. Основна потужність таких перешкод лежить у більш низькочастотній спектральній області, аніж перешкоди від систем запалювання.

Дія розглянутих видів індустриальних перешкод подібна до внутрішньо апаратного шуму, з яким вони складаються. Якщо вони мають помітний рівень, то – можуть бути враховані шляхом коригуванням значення АБГШ.

Миттєві значення внутрішньоапаратних шумів кожного рознесеного приймача повністю некорельовані у різних гілках рознесення, оскільки виникають у різних вузлах апаратури.

Істотно великою різноманітністю відрізняються можливі перешкоди від зовнішніх радіотехнічних джерел, таких, як радіомовні, телевізійні та інші передавачі, радіолокаційні та радіонавігаційні станції. У зв'язку з високою чутливістю приймачів помітний вплив можуть надавати і джерела перешкод загоризонтного розташування.

Помітний рівень можуть мати вузькосмугові синусоїдальні перешкоди характеру постійного рівня. Їхня основна потужність зосереджена в досить вузькій спектральній смузі. Причиною можуть бути різноманітні гармоніки та комбінаційні частоти радіовипромінюючих засобів, недостатньо пригнічені відповідними фільтруючими системами. Частоти перешкод можуть бути як постійними, так і такими, що переміщуються по частотній осі. У разі використання просторово-рознесеного прийому миттєві значення перешкодових складових про сторонніх радіопередавачів також виявляються корельовані в різних каналах рознесення. Таким чином, у основні види перешкод, що впливають на стійкість до перешкод інформації, можна виділити такі: АБГШ; імпульсні перешкоди з випадковими параметрами; вузькосмугові перешкоди (комплекс вузькосмугових перешкод). Необхідний облік корельованості складових у різних приймачах, різних при просторовому рознесенні у значному рівні зовнішньої перешкоди.

Вплив зовнішніх мультиплікативних перешкод проявляється в небажаній зміні параметрів та миттєвих значень переданого сигналу і призводить до його спотворень. Зменшити їхній негативний вплив можливо шляхом збільшення енергетичного потенціалу станцій. У той же час вплив швидких замирань можна знизити модифікацією методів і алгоритмів обробки сигналів без збільшення енергетичного потенціалу станцій.

Інтерференція радіохвиль, що приходять в точку прийому, яка є причиною виникнення швидких замирань, виникає через постійно мінливі фазові співвідношення різних складових. Це справедливо як для декількох виражених радіопромінів (дискретна багатопромєність), так і при великій кількості

слабких променів, відносні фазові відмінності яких виражені меншою мірою (безперервна багатопроменевість). Величина різних фазових зрушень радіохвиль, що прийшли різними траєкторіями, буде змінюватися на різних частотах. У в результаті коефіцієнт передачі каналу в той самий момент часу на різних частотах також відрізнятиметься. Оскільки властивості та становище перевипромінювачів змінюються за часом випадковим чином, то випадковим чином змінюватиметься і форма частотної характеристики каналу передачі. На близьких частотах ці зміни відбуваються досить синхронно, а на певній відстані по частотній осі (рівному радіусу частотної кореляції RF) зміни величини коефіцієнта передачі стають практично некорельовані.

Завмирання можуть бути віднесені до «гладких» або частотно селективних, залежно від співвідношення смуги частотного спектра, що передається сигналу та величини радіусу частотної кореляції замирань. Якщо смуга частот сигналу менше радіусу частотної кореляції, завмирання відносяться до "гладких". При цьому можна вважати, що всі спектральні складові переданого сигналу під дію замирань змінюються одночасно і однаково чином. У тимчасовій області це призводить лише до зміни рівня сигналу та його фазового зсув. Змін форми сигналу при цьому не відбувається. Основний негативний ефект зниження завадостійкості передачі через «гладкі» завмирання проявляється в тому, що в окремі інтервали часу рівень сигналу стає неприпустимо малим. У цифрових системах значно зростає ймовірність помилки, якість зв'язку різко погіршується до її зриву.

Якщо смуга спектра сигналу більша, ніж радіус частотної кореляції, то в результаті завмирань окремі фрагменти спектра сигналу завмирають по-різному. Це призводить до значних спотворень форми спектру сигналу. У разі використання цифрових сигналів подібні зміни спектра ведуть до змін форми огинаючої кожного символу, в основному, що виражається у його подовженні за часом. У разі відсутності захисних інтервалів між символами відбувається накладення на кожний символ попереднього символу (а в загальному випадку

кількох попередніх символів). Це призводить до міжсимвольних спотворень і значно погіршує якість зв'язку.

Відомі різні моделі завмирань. Наприклад, чотирипараметрична модель розподілу значень коефіцієнта передачі при «гладких» завмираннях, яка включає, як окремі випадки, більшість практично відомих варіантів розподілу. У загальному вигляді при «гладких» завмираннях випадково змінюється комплексний коефіцієнт передачі, що може бути описаний вектором на комплексній площині, дійсна та уявна складові якого мають гауссові розподіли з різними параметрами (m_X , m_Y , ζ_X , ζ_Y – математичні очікування та середньоквадратичні відхилення цих розподілів).

Загалом щільність розподілу модуля цього розподілу має досить складний вигляд:

$$\omega(U) = 2UN_X N_Y \exp\left(\frac{U^2}{2\sigma_X^2}\right) \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{j=1}^{\infty} \left[\frac{K_X^i K_Y^j U^{2(i+j)}}{i! j! (i+j)!} \right]_1 F_1 \left[\begin{matrix} (i+0,5); (i+j+1); \\ \left(\frac{1}{2\sigma_X^2} - \frac{1}{2\sigma_Y^2} U^2 \right) \end{matrix} \right], \quad (1.6)$$

де

$$N_X = \frac{1}{\sigma_X \sqrt{2}} \exp\left(-\frac{m_X^2}{2\sigma_X^2}\right), N_Y = \frac{1}{\sigma_Y \sqrt{2}} \exp\left(-\frac{m_Y^2}{2\sigma_Y^2}\right), K_X = \frac{m_X^2}{\sigma_X^4}, K_Y = \frac{m_Y^2}{4\sigma_Y^4} \quad (1.7)$$

Щільність розподілу фази F_1 у випадку підпорядковується закону:

$$\omega(\varphi) = \frac{\sigma_X \sigma_Y \exp\left(-\frac{m_X^2}{2\sigma_X^2} - \frac{m_Y^2}{2\sigma_Y^2}\right)}{2\pi(\sigma_Y^2 \cos^2 \varphi + \sigma_X^2 \sin^2 \varphi)} \left\{ 1 + k\sqrt{\pi} \exp(k^2) \left[1 + \Phi(\sqrt{2}k) \right] \right\}, \quad (1.8)$$

де $k = \frac{\cos \varphi m_X \sigma_Y^2 + \sin \varphi m_Y \sigma_X^2}{\sigma_X \sigma_Y \sqrt{\sigma_Y^2 \cos^2 \varphi + \sigma_X^2 \sin^2 \varphi}}$; Φ – функція Крампа.

Однак переважну частину часу густина розподілу модуля відповідає одному з окремих випадків, що описуються більш простими виразами, зокрема:

– релеєвський розподіл:

$$\omega(U) = \left(\frac{U}{\sigma^2} \right) \exp\left(\frac{-U^2}{2\sigma^2} \right); \quad (1.9)$$

– узагальнено-релеївський розподіл (розподіл Релея-Райсу, при $m_X \neq 0$, $m_Y = 0$, $\zeta_X = \zeta_Y = \zeta$):

$$\omega(U) = \left(\frac{U}{\sigma^2} \right) \exp \left[\frac{-(U^2 + m_X^2)}{2\sigma^2} \right] I_0 \left(\frac{m_X U}{\sigma^2} \right), \quad (1.10)$$

де I_0 – модифікована функція Бесселя нульового порядку;

– усічено-нормальний розподіл:

$$\omega(U) = \left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma\sqrt{\pi}} \right) \exp \left(\frac{-U^2}{2\sigma^2} \right). \quad (1.11)$$

Основну частку часу спостерігаються завмирання, що описуються релеївським розподілом та близькими до нього (фаза комплексного коефіцієнта передачі при цьому рівномірно розподілена в інтервалі: $0 \div 2\pi$).

Узагальнено-релеївський розподіл має місце у разі присутності виражених шаруватих неоднорідностей обсягом перевипромінювання. При усічено-нормальному розподілі спостерігаються найглибші завмирання. Глибина завмирань на трасах зв'язку визначається, як: $N_{0,1/0,9} = 20 \lg(U_{0,9}/U_{0,1})$, де $U_{0,1}$ та $U_{0,9}$ - децилі інтегральної функції розподілу, які відповідають її рівням, рівним 0,1 та 0,9.

При рознесеному прийомі на приймальній стороні виділяються декілька копій, по-різному уражених завмираннями. Параметри рознесення вибираються такими, щоб завмирання у різних гілках були незалежними. При просторовому рознесенні відстань між рознесеними антенами може становити до десятків довжин хвиль. При частотному рознесенні канали прийому передачі розносяться по частотній осі на відстань, більшу, ніж інтервал частотної кореляції. Вид розподілу при рознесеному прийомі, як правило, один і той же в кожній гілці.

При частотно-селективних завмираннях складові коефіцієнта передачі завмирають незалежно, при цьому широкосмуговий канал із певними наближеннями можна розглядати як сукупність вузькосмугових каналів з сусідніми одна до іншої смугами пропускання, коефіцієнти передачі в яких завмирають незалежно і розподілені за чотирипараметричним законом.

Вплив шуму та зовнішніх перешкод знижує завадостійкість зв'язку аж до її повного зриву. Для боротьби з цим використовуються різні методи підвищення завадостійкості. Зазвичай вживається ряд заходів, як технічного, і організаційно-економічного порядку. Для зниження вплив зовнішніх перешкод від інших радіостанцій можуть узгоджуватися розклад роботи, частотні плани роботи та просторова орієнтація антен. Для підвищення стійкості до шумів та близьких до них за властивостями зовнішнім шумовим перешкодам застосовується оптимальний радіоприймання і кодування цифрових сигналів. Щодо зовнішніх перешкод інших видів при обробці сигналів максимально враховуються відмінності виду та параметрів корисного сигналу та перешкод.

Оптимальний прийом заснований на застосуванні узгоджених фільтрів з частотною характеристикою, що відповідає формі спектру елементарної послідовності сигналу. У разі використання кореляційної обробки з видом сигналу узгоджуються напруги опорних генераторів, що подаються на відповідні корелятори. Однак у більшості випадків цього недостатньо, тому доводиться вводити надмірність у передані сигнали, що реалізується у вигляді кодування та у вигляді рознесеної передачі.

У цифрових системах передачі всі види шумів та перешкод призводять до погіршення якості зв'язку, що виражається в наявності помилок, а методи підвищення завадостійкості – у протидії цьому негативному факту.

Надмірність, що вводитьься, дає можливість виправляти частину помилок. Тут мають значення особливості появи хибних символів. Якщо факт появи помилки залежить від появи попередньої помилки, то може спостерігатися групування помилок, тобто. у певні інтервали середня кількість помилок значно зростає. У цьому випадку виправляюча здатність коду може не вистачати для боротьби з ними та надійність зв'язку різко падає.

Усі коди, що виправляють помилки, засновані на використанні введеної надмірності. Додаються додаткові символи, які певним чином пов'язані з інформаційними символами, які потрібно передати. Після кодування

послідовність, що отримується, стає структурованою, набуваючи додаткових внутрішніх зв'язків.

Правило запровадження надлишкових символів визначає вид кодування. Відповідно до цього коди, що виправляють помилки, можуть бути поділені на два класу: блокові та згорткові коди. Обидві системи знайшли застосування і часто використовуються спільно.

При блоковому кодуванні кожен блок інформаційних символів обробляється незалежно від інших. Отримані кодові слова не залежать одне від одного, тобто блокове кодування є операцією «без пам'яті». Всередині ж блоку сувора залежність є. Блокові коди застосовуються як у простих модифікаціях, і досить складних (недвійкові коди Ріда-Соломона). На основі того, що зв'язок між інформаційною частиною блоку та введеною надлишковою перевіркою частиною відома, у разі виявлення їх невідповідності можуть визначатися положення пошкоджених символів та встановлюватися їх правильні значення.

Згорткові коди для виправлення помилок використовують безперервну послідовну обробку інформації, причому у кожний момент використовується короткі фрагменти, що передається у послідовності. Згортковий кодер має пам'ять у тому сенсі, що символи на його виході залежать не тільки від розглянутого чергового фрагмента інформаційної послідовності, а й від попередніх символів.

Для декодування найчастіше застосовується алгоритм Вітербі. Це обумовлено тим, що за відносно нескладних операцій у ньому вдається реалізувати "м'яке" декодування, і в той же час показано, що він здійснює обробку прийнятої послідовності згідно з принципом максимальної правдоподібності.

Швидкість кодування, що розуміється як відношення переданих інформаційних символів до загального числа символів після кодування, у блокових кодах регулюється досить просто шляхом введення потрібного числа перевірочних символів в блок. У згорткових кодах для отримання можливості

гнучкої регуляції швидкості кодування застосовується перфорація (виколювання) частини символів із сформованої кодової послідовності. Це призводить до певного зниження завадостійкості, але до збільшення швидкості передачі. Застосовуються комбінації різних кодів та їх поєднання (каскадне кодування, турбо-кодування). Використовуються види кодування, суміщені з модуляцією (сигнально-кодові конструкції).

У рамках технічних засобів підвищення завадостійкості у разі, якщо вона недостатня, може бути застосовано підвищення потужності передавачів станцій, хоча б на окремих ділянках. Однак цей захід використовується рідко, адже не завжди є така технічна можливість. Окрім того, це може заважати іншим радіозасобам і погіршувати електромагнітну обстановку.

Для боротьби з «гладкими» завмираннями ефективні різні види рознесення. Крім розглянутих частотного та просторового видів може застосовуватися кутове рознесення у разі використання достатньо вузькосмугових антен. В антені формується два роздільні напрямки прийому-передачі, спрямовані на кілька різних областей простору. У цьому випадку утворюються два різні обсяги перевипромінювання, коливання рівня відбитих сигналів від них змінюються незалежно.

Рознесений прийом дозволяє покращити завадостійкість з двох причин. Перша полягає в тому, що зростає середнє значення у співвідношенні "сигнал/шум", а, отже, знижується ймовірність помилки. Після фазування корисні складові рознесених сигналів складаються «у фазі», а шумові складові – випадковим чином. Крім зростання середнього рівня сигналів також знижується тривалість зривів зв'язку через вплив швидких завмирань, та їх глибина. Зрив зв'язку настане, тільки якщо одночасно у всіх каналах рознесення відбулося завмирання. Оскільки коливання коефіцієнта передачі в каналах відбуваються незалежно, то ймовірність одночасних завмирань відразу в усіх каналах істотно нижче, ніж окремо в кожному їх. Ухвалена сукупність рознесених сигналів об'єднується в один сигнал за допомогою різноманітних схем комбінування.

При використанні автовибору з усіх прийнятих сигналів вибирається один за якоюсь ознакою (максимальний рівень, максимальне відношення "сигнал/шум", і т.п.). При лінійному додаванні з однаковими ваговими коефіцієнтами складаються всі прийняті рознесені сигнали, початкові фази яких попередньо вирівняні.

Найкращими характеристиками володіє оптимальне додавання, при якому вагові коефіцієнти вибираються різними відповідно до поточних значень відношення «сигнал/шум» у кожному з прийнятих рознесених сигналів. Технічна реалізація подібного виду комбінування складніша, ніж лінійного складання. Вид розподілу рівня сигналу після комбінування змінюється.

Рознесений прийом може використовуватись і для боротьби з різними видами зовнішніх перешкод нешумоподібного характеру. При частотному рознесенні одночасне ураження перешкодою всіх каналів рознесення достатньо малоймовірно. Відключення уражених каналів під час впливу перешкоди дозволить уникнути зриву зв'язку в інших каналах.

При кутовому рознесенні основна потужність рознесених сигналів приходить із різних областей простору. Якщо сигнал від джерела перешкоди має достатню інтенсивність, то саме джерело знаходиться в напрямку одного з головних пелюсток діаграми спрямованості. Інші пелюстки його не захоплюють, отже перешкода в них буде невелика та передачу інформації можна проводити саме цими каналами рознесення. При просторовому рознесенні може бути використаний принцип компенсації перешкод.

Принцип компенсації перешкод ґрунтується на організації допоміжного каналу прийому, в якому співвідношення перешкоди та сигналу відрізняється від основного каналу прийому. Найкращим варіантом тут є прийом по допоміжному каналу лише перешкодного сигналу. При цьому проводиться його амплітудно-фазове регулювання за перешкодою основного сигналу таким чином, щоб він став з ним збігатися. В результаті подальшого віднімання забирається або значно знижується завадова складова з основного сигналу. Принцип компенсації під час

використання просторового рознесення може бути застосовано навіть за відсутності спеціального допоміжного каналу прийому. У цьому випадку його роль виконує один із рознесених каналів. Якщо кратність рознесення більше двох, то виникає можливість компенсувати перешкоди від кількох зовнішніх джерел.

Для боротьби з міжсимвольними спотвореннями, що виникають через частотно-селективних замирань, може бути вжито низку заходів. Можуть бути сформовані символи з короткими «хвостами», рівень яких після закінчення тривалості символу мінімальний і не має шкідливого впливу на наступні символи. Можуть бути також застосовані фільтри, частково вирівнюють спотворену частотну характеристику каналу передачі (еквалайзери). При цьому від значення кожного прийнятого символу віднімається виважена сума затриманих попередніх символів, коефіцієнти якої обчислюються на основі спеціальних тестових сигналів, що періодично передаються каналом. При використанні згорткового кодування відповідні поправки можуть вноситися при обчисленні метрик переходів.

Розділ 2 АНАЛІЗ СУЧАСНИХ ТЕХНОЛОГІЙ ЗАВАДОСТІЙКОЇ ПЕРЕДАЧІ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИГНАЛІВ

2.1 Методи прогнозного кодування

2.1.1 Використання ентропійного кодування для зменшення завад

Ідея використання кодування змінної довжини для ефективного представлення повідомлень відома як ентропійне кодування. Якщо є необхідність у його регулярному використанні, то потрібен певний автоматичний метод для обчислення відповідних кодів змінної довжини слів, продиктованих певним набором ймовірностей символів. Найкраща і найбільш широко використовувана методика називається кодуванням Хаффмана. Сучасні стандарти стиснення відео та аудіо, що використовуються для цифрового телебачення, включають кодові слова змінної довжини, згенеровані як коди Хаффмана.

2.1.1.1 Кодування Хаффмана

Етапи, пов'язані зі створенням набору кодових слів Хаффмана, коротко описані нижче.

1. Перерахунок символів, які потрібно передати, у порядку зменшення ймовірності.
2. Об'єднання двох символів з найменшими ймовірностями та зміна порядку символів у порядку зменшення ймовірності.
3. Повторити крок 2, доки не залишиться лише два комбіновані символи.
4. Позначити кожен комбінований символ відповідно до будь-якої з них

$$\left. \begin{array}{l}] 1 \\] 0 \end{array} \right\} \text{ або } \left. \begin{array}{l}] 0 \\] 1 \end{array} \right\} \quad (2.1)$$

5. Прочитати кодові слова справа наліво.

Ще одним обмеженням кодування Хаффмана є вимога, що кожне кодове слово має цілу кількість бітів завдовжки. Якщо ймовірність появи символу дорівнює $1/3$, оптимальна кількість бітів для присвоєння дорівнює $1,6$. Код Хаффмана призначає або один, або два біти — будь-який вибір призводить до більш тривалого стисненого повідомлення, ніж теоретично необхідно. Проблема особливо серйозна, коли ймовірність випадання одного символу дуже висока. Наприклад, якщо ймовірність одного символу дорівнює $0,9$, то оптимальною довжиною кодового слова буде $0,15$ біта. Код Хаффмана присвоює однобітове кодове слово. Це є причиною того, що коди Хаффмана не можуть точно досягти ентропії потоку символів. Цю проблему можна вирішити за допомогою іншої схеми, відомої як арифметичне кодування. Хоча арифметичне кодування має ознаки в таких стандартах, як MPEG4 і JPEG-2000, воно не входить до складу стандартів MPEG-2, які складають основу послуг цифрового телевізійного мовлення.

2.1.1.2 Кодування довжин серій

При кодуванні довжини серій ряд послідовних однакових символів об'єднується разом і представлений одним кодовим словом зі змінною довжиною (наприклад, Хаффмана). Простий приклад – передача чорно-білого факсимільного відбитку. На відрізку прямої, показаному на рис. 2.1 повідомлення, яке буде передано, виглядає як 3 білих пікселя, 2 чорних пікселя, 5 білих пікселів, 1 чорний піксель, 2 білих пікселя, 6 чорних пікселів, 3 білих пікселя, 3 чорних пікселя, 3 білих пікселя.

Якщо розрахувати статистику різної довжини серії, можна спроектувати відповідні кодові слова Хаффмана. У випадку факсимільної передачі, окремі набори кодових слів Хаффмана були розроблені для рядів білих пікселів і рядів

чорних пікселів. Ця стратегія була використана тому, що статистика для різних типів серії не однакова. У типових документах довгі серії білих пікселів зустрічаються частіше, ніж довгі серії чорних пікселів.

2.1.2 Особливості прогнозного кодування телевізійних сигналів

Знання значення конкретного пікселя дає значну кількість інформації про пікселі, які його оточують, завдяки високій кореляції, яка зазвичай існує між сусідніми пікселями. Потрібен якийсь спосіб використання цієї кореляції, щоб можна було зменшити кількість інформації, яку потрібно передати. Одним із способів досягнення цього є техніка, відома як прогнозне кодування.

Метою прогнозного кодування є використання значень вже переданих пікселів для прогнозування значення поточного пікселя, що підлягає передачі. Тоді необхідно лише передати різницю між прогнозом і фактичним значенням пікселів. Якщо прогноз точний, це зазвичай невелике значення, тому для його представлення потрібно буде передати менше бітів даних.

Найпростіша форма прогнозного кодування полягає в прогнозуванні значення пікселя, який буде передаватися, за допомогою значення пікселя, розташованого відразу зліва від нього. Це проілюстровано на рис. 2.2. Такий підхід часто називають одновимірною диференціальною імпульсною кодовою модуляцією (DPCM). Потім передається різниця між прогнозом і фактичним значенням пікселів.



Рисунок 2.1 – Фрагмент чорно-білого факсиміле

На рис. 2.2 X - це піксель, який потрібно передати, а A – це значення пікселя, розташованого відразу зліва від нього.

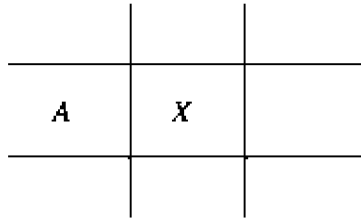


Рисунок 2.2 – Просте одновимірне передбачення

Оцінюємо значення X як A , тобто

$$\hat{X} = A.$$

Тоді значення, що передається на приймач, дорівнює різниці $X - \hat{X}$ та різниці $X - A$.

2.1.3 Прогноз з компенсацією руху

Продуктивність прогнозування була б значно покращена, якби якимось чином можливо враховувати рух, який відбувається між зображеннями. Успіх означатиме, що замість того, щоб переміщувати об'єкти, які потрібно кодувати двічі на зображенні, можливо взагалі скасувати вимогу кодувати їх. Замість цього буде передаватися інформація про те, як об'єкт переміщався між знімками.

Хоча в теорії це звучить неправильно, оцінка руху в послідовності зображень є складною. Навіть якщо ми можемо припустити, що об'єкт є жорстким (тобто не змінює форму), рух може складатися з декількох компонентів, таких як

1. Зум (тобто зміна фокусної відстані камери).
2. Панорування (тобто обертання навколо осі, нормальної до осі камери).
3. Обертання навколо осі камери.
4. Передача уздовж осі камери.
5. Передача у площині нормалі на вісь камери.

Кожен з цих типів рухів певним чином впливає на тимчасовий вигляд отриманого відеоряду. Дійсно, складні моделі руху були запропоновані в спробі точно врахувати всі ці різні типи руху. Спроба реалізувати ці моделі в апаратному забезпеченні в реальному часі була б неймовірно складною. На щастя, наближення всього руху як поступального руху в площині, нормальній до осі камери, є задовільним підходом за умови, що це робиться на достатньо малих об'єктах.

Першою частиною процесу є спроба оцінити рух об'єкта. Оцінка руху виконується шляхом пошуку в картинці прогнозу найкращого збігу з об'єктом, що представляє інтерес на поточному знімку, що підлягає кодуванню.

2.1.4 Оцінка руху як метод покращення якості відео

Поступальний рух може бути використаний для формування обґрунтованої оцінки обертального руху. Однак потрібно розробити технологію, за допомогою якої можна було б оцінити цей поступальний рух.

Один з підходів полягає в тому, щоб розбити кожен кадр відеоряду на окремі об'єкти. Потім можна шукати той самий об'єкт за попередньою картинкою передбачення та оцінювати рух об'єкта між знімками. Хоча це може забезпечити чудову продуктивність, існує ряд труднощів, пов'язаних із цим підходом. Перша з них полягає в складності представлення окремих об'єктів на зображенні. Цей процес відомий як сегментація. Друга проблема полягає в тому, що об'єкти не рухаються лише поступальним чином. Тому дуже ймовірно, що існуватимуть відмінності між об'єктом у тому вигляді, в якому він відображається на поточній картинці, і тим, як він виглядає на картинці передбачення, що робить процес зіставлення набагато складнішим.

Звичайний підхід до оцінки руху полягає в тому, щоб розділити поточну картину, яку потрібно передбачити, на кілька блоків. Зображення кодується,

потім шукається блок, який найкраще підходить до кожного з цих блоків на поточній картинці.

Прогнозування з компенсацією руху складається з двох частин: оцінки руху (яка виконується тільки на енкодері) і компенсації руху (яка повинна виконуватися як на енкодері, так і на декодері).

Процес оцінки руху полягає в поділі поточної картини, що підлягає кодуванню, на кілька блоків. Потім виконується пошук картинки прогнозу для найкращого збігу з кожним із блоків на поточній картинці. Цей процес найкраще уявити як такий, що включає три зображення: поточну картину, картину передбачення та прогноз з компенсацією руху, як показано на рис. 2.3. Як поточна, так і прогностична картина складаються з двох круглих об'єктів. Положення кожного об'єкта переміщається між зображеннями. Прогноз з компенсацією руху спочатку порожній.

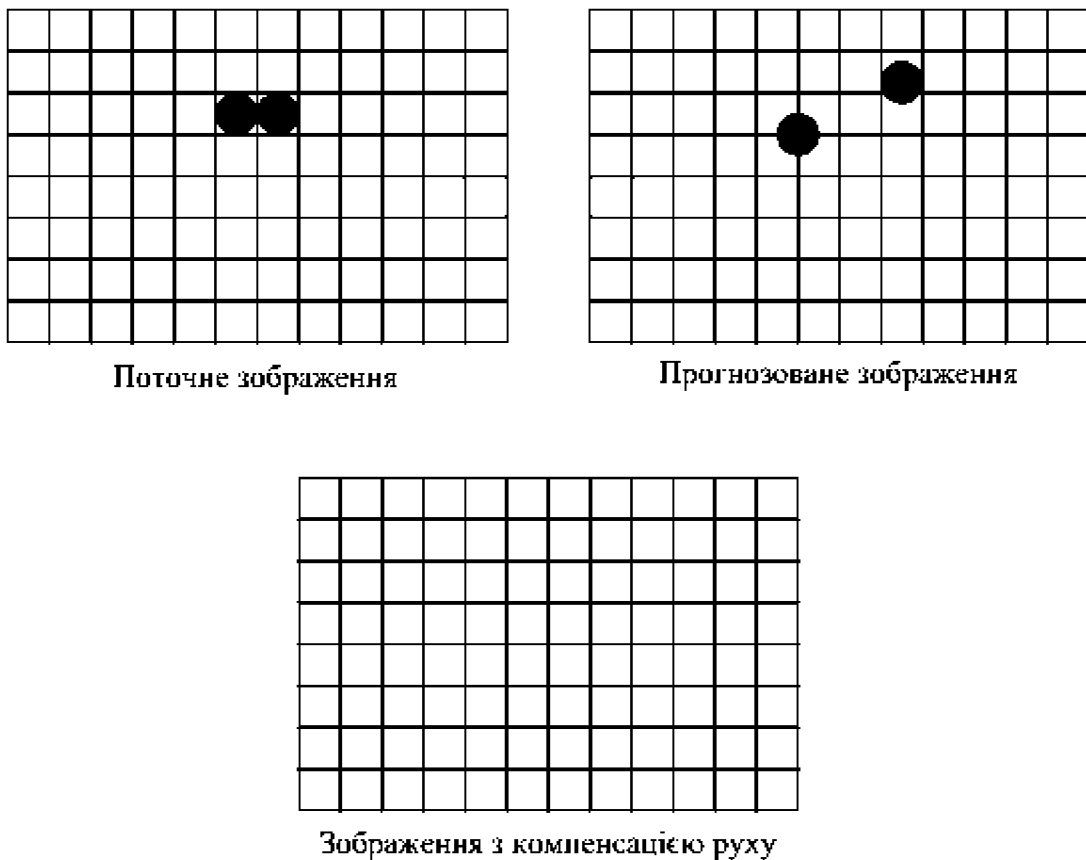


Рисунок 2.1 – Поточне зображення, прогнозоване зображення та прогнозування з компенсацією руху

Кожен блок на поточній картині розглядається по черзі. Для зручності варто починати з блоку, в якому знаходиться круглий об'єкт ліворуч. Має бути визначена область пошуку на картинці прогнозування, а потім знайдено блок пікселів, який найкраще відповідає пікселям у вибраному блоці на поточному зображенні. Це показано на рис. 2.4 з зоною пошуку, позначеною виділеним квадратом. Розмір області пошуку вибирається користувачем. Чим більша область пошуку, тим більший рух можна відстежити, а отже, тим більше шансів на вдалий збіг. Однак це відбувається за рахунок більш високих вимог до обчислень.

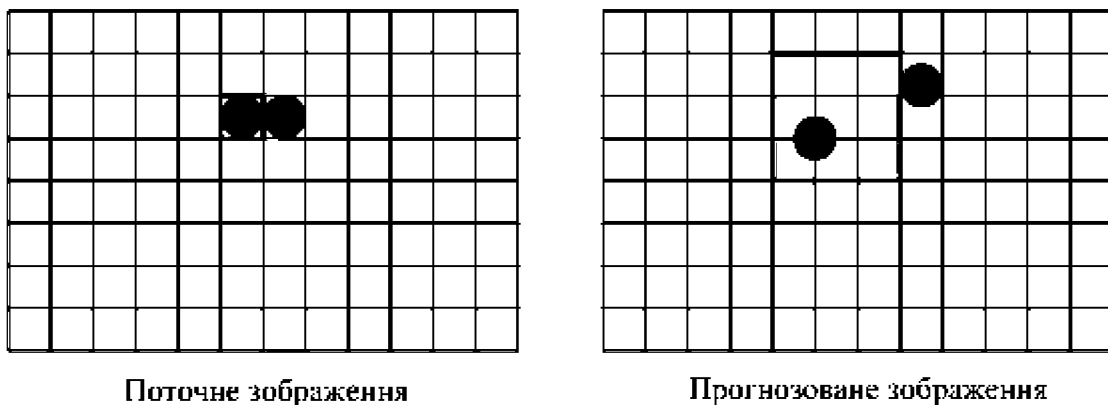


Рисунок 2.4 – Область пошуку в прогнозованому зображенні для вибраного блоку в поточному зображенні

Найкращим збігом блоку в картині прогнозу є той, що зазначений на рис. 2.5. Потім цей блок копіюється в ту ж позицію в прогнозі з компенсацією руху, що і блок, який потрібно передбачити на поточній картині. Це також показано на рис. 2.5.

Розташування блоку на картинці передбачення, яке використовується для передбачення вибраного блоку на поточному знімку, передається декодеру, оскільки декодер не має доступу до тієї ж інформації, що й кодувальник (наприклад, до оригінальних версій поточних зображень і зображень передбачення) і тому не може обчислити місце розташування. Інформація, що передається декодеру, називається вектором руху. Вектор руху в цьому випадку

показаний на малюнку прогнозованого зображення (рис. 2.5) суцільною стрілкою.

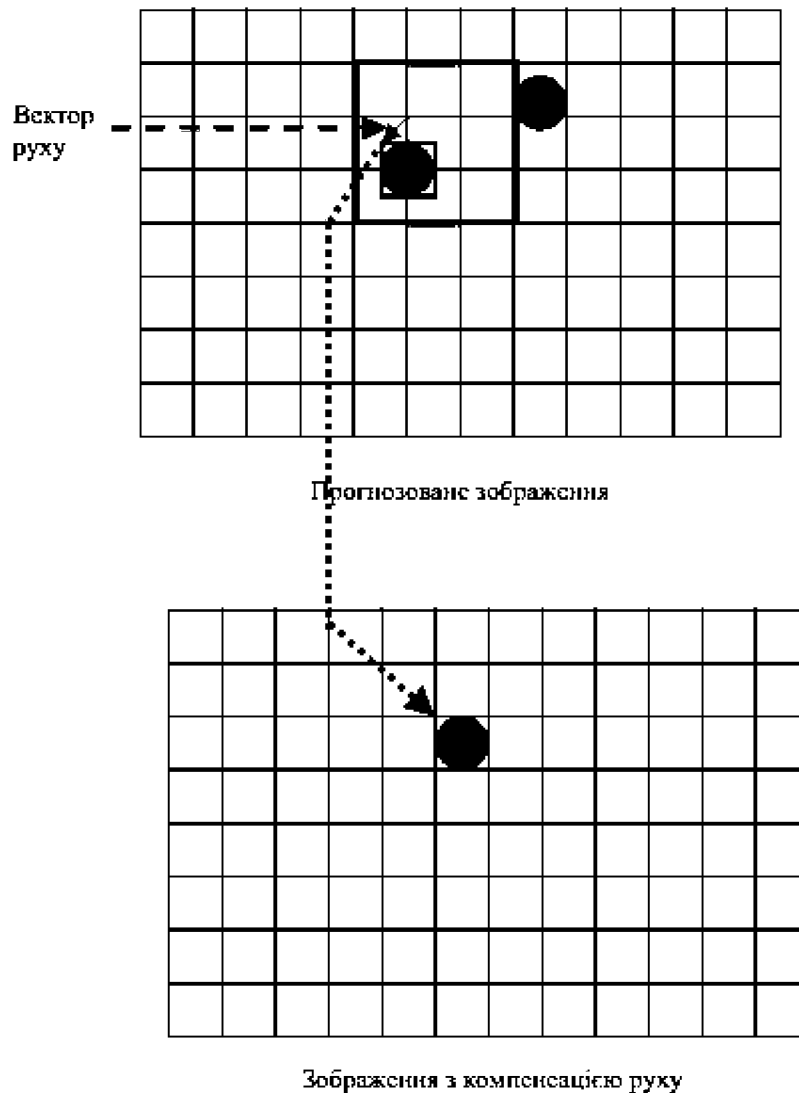


Рисунок 2.5 – Генерація блоку в передбаченні з компенсацією руху

Він позначає зміщення від розташування верхнього лівого кута блоку на поточній картинці, яка прогнозується, до розташування верхнього лівого кута обраного блоку прогнозування на картинці прогнозування. Стрілка на рис. 2.5 (а) вказує на те, що блок, який буде використовуватися, знаходиться на кілька пікселів вліво і нижче розташування блоку в тому ж положенні, що і блок, який передбачається на поточному малюнку.

Цей процес повторюється для наступного блоку на поточному малюнку, і це показано на рис. 2.6.

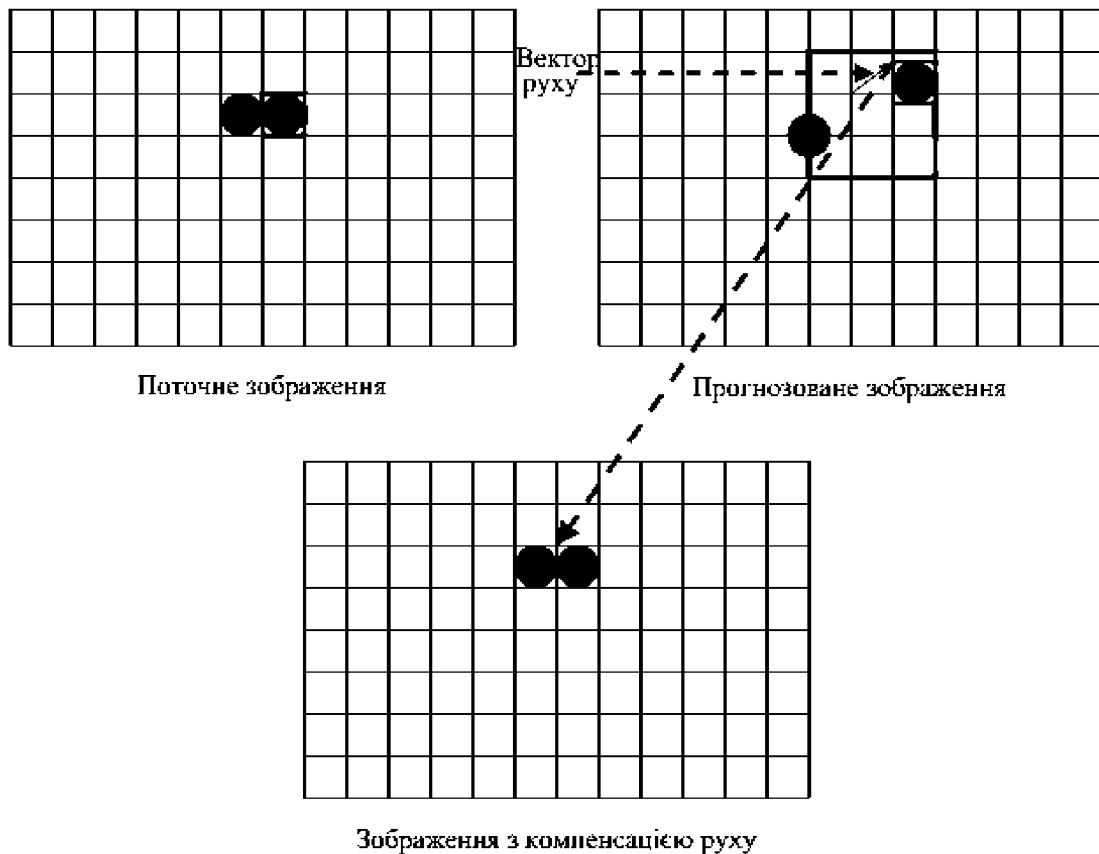
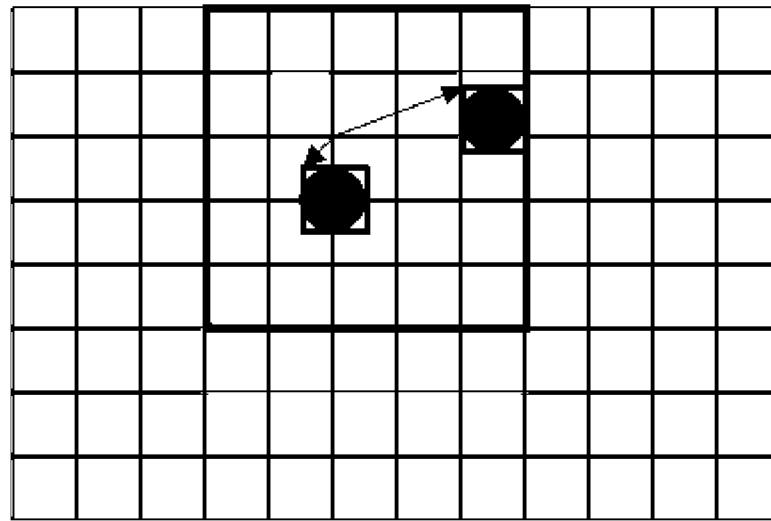


Рисунок 2.6 – Процес оцінки руху для наступного блоку в поточному зображенні

У цьому сильно ідеалізованому випадку передбачення з компенсацією руху ідентичне вихідній картині. Таким чином, різниця в прогнозі при прогнозуванні поточної картини за допомогою прогнозування з компенсацією руху буде являти собою картину, що повністю складається з нулів. Єдина інформація, яку потрібно було б передати в дешифратор – це вектори руху.

Зону пошуку, звичайно, можна було б зробити більшою. Приклад цього показаний на рис. 2.6 для випадку блоку, що містить лівосторонній об'єкт. Тепер є два можливих блоки найкращих співпадінь. Кожен з них показаний з відповідним вектором руху на рис. 2.6. Оскільки мета прогнозування з компенсацією руху полягає в тому, щоб знайти хороший збіг для блоку, який буде передбачений на поточній картині, насправді не має значення, який з них вибраний. Під час стиснення відео мета полягає в тому, щоб знайти хороший збіг, а не обов'язково оцінити правильний рух.



Прогнозоване зображення

Рисунок 2.7 – Прогнозована картинка з рис. 2.5 з більшою областю пошуку

У розглянутому прикладі було легко визначити найкращий відповідний блок. В цілому, завдання не таке просте, так як блок найкращого збігу зазвичай не ідентичний блоку на поточній картинці. Потрібна міра подібності між блоком на поточній картині та різними можливими блоками передбачення на картині передбачення. Середня різниця між блоками не приносить користі, тому що великі позитивні і негативні відмінності цілком можуть компенсуватися за весь блок.

Існують різні критерії відповідності, з яких двома найбільш поширеними є підсумована абсолютна різниця між поточним і блоком прогнозування та підсумована квадратична різниця. З них найчастіше вибирають сумарну абсолютну різницю, оскільки немає необхідності у відносно повільній операції множення, яка потрібна для квадратичної різниці, навіть якщо використання квадратичної різниці часто дає кращий результат. Після операції пошуку блок з найменшою сумарною абсолютною різницею вибирається як блок, що найкраще відповідає умовам.

Потрібно визначити, як буде виконуватися пошук. Найкращим підходом є порівняння блоку, який намагаються зіставити, з кожним блоком такого ж розміру в області пошуку.

Розглянемо два блоки розмірністю 2×2 пікселя від поточного знімка і область пошуку (± 2 пікселя по горизонталі і вертикалі) з картини прогнозу, показаної на рис. 2.7а. Колокаційні пікселі в області пошуку відображаються заштрихованими.

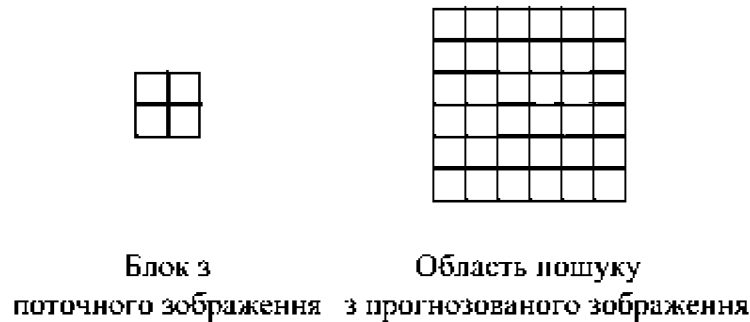


Рисунок 2.7 – Поточний блок і область пошуку

Всього існує 25 можливих пошукових позицій, всі вони показані на рис. 2.8. Порядок пошуку не має особливого значення за умови, що в даному випадку розглядаються всі 25 пошукових позицій. На рис. 2.8 показаний пошук починаючи з верхнього лівого кута області пошуку, при цьому блок переміщується на один піксель вправо для кожного наступного пошуку, поки не буде досягнуто верхнього правого кута.

Потім пошук повертається до лівої частини на один піксель від верху і знову переміщується вправо по одному пікселю за раз. Цей процес триває до тих пір, поки блок не досягне нижнього ряду та правого нижнього кута. На кожній позиції пошуку обчислюється сумарна абсолютна різниця між блоком на позиції пошуку та блоком на поточній картинці. Блок з найменшою сумарною абсолютною різницею буде обраний як блок прогнозування з компенсацією руху.

Коли розглядаються всі можливі пошукові позиції, процес називається повним пошуком. Для області пошуку в $\pm N$ пікселів як по горизонталі, так і по вертикалі, загальна кількість пошукових позицій, що підлягають розгляду,

дорівнює $(2N - 1) \times (2N - 1)$. Для великої області пошуку це може бути дуже велика кількість пошукових позицій.

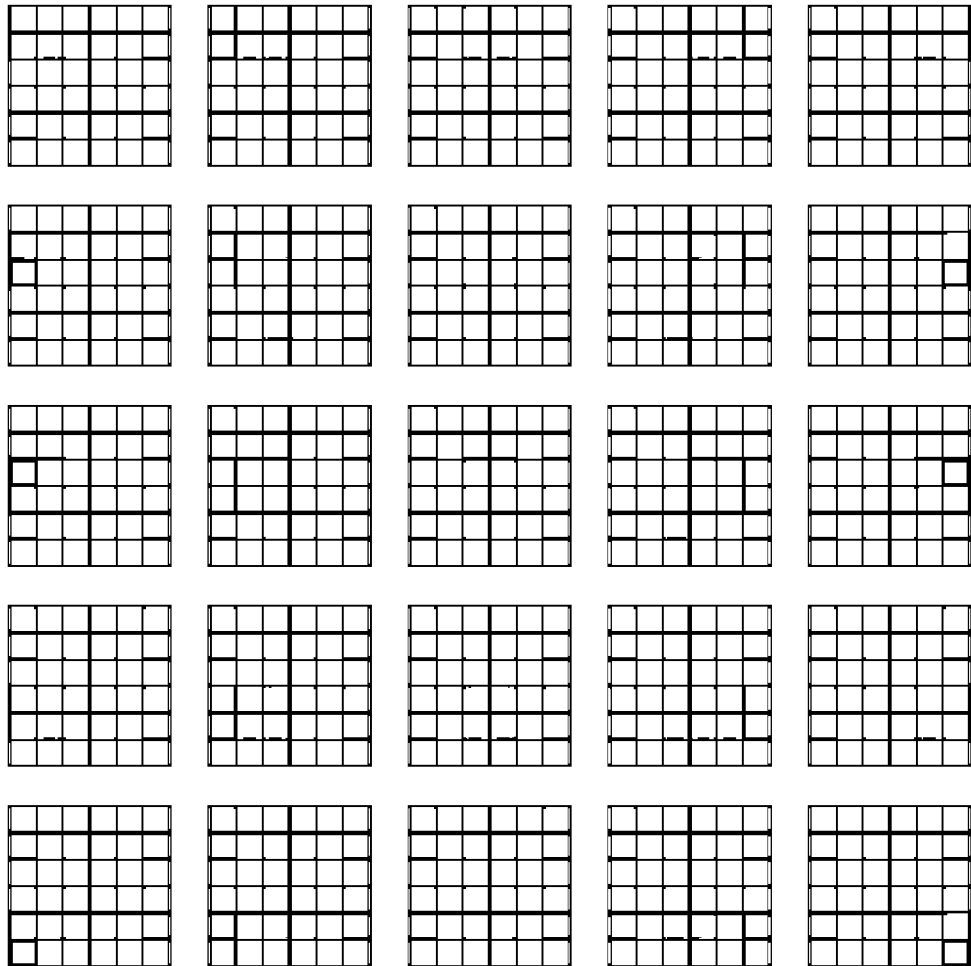


Рисунок 2.8 – Можливі позиції пошуку блоків

2.2 Кодування аудіо та відео сигналів: технології та стандарти

Сигнал цифрового телебачення зазвичай генерується камерами, коли він знятий з реальних кадрів, або виробляється за допомогою комп'ютерної анімації. І в тому, і в іншому випадку виникає необхідність в кодуванні вихідного сигналу. Аналого-цифрове перетворення необхідно в першому випадку, з метою зниження ентропії джерела інформації. Вихідний аналоговий сигнал має нескінченну кількість рівнів, що має на увазі нескінченне місце для зберігання в

камері або студійному обладнанні. Для другого випадку також потрібне кодування для стиснення вихідного сигналу для передачі.

Цифрове телебачення зазвичай генерує аудіо- та відеосигнали, а також дані для управління мовленням і для інтерактивності. Аудіо- та відеосигнали після того, як їх зафіксувала камера, обробляються обладнанням, загально відомим як кодер джерела. Кодер джерела перетворює захоплений аналоговий сигнал в цифровий сигнал або для зберігання в пристрої з великим обсягом пам'яті, наприклад, жорсткому диску (HD) або цифровому відеодиску (DVD), або для прямої трансляції в студію.

Аналіз будь-якої системи зв'язку, в тому числі і телебачення, показує, що, система може бути представлена так, як показано на рис. 2.9:

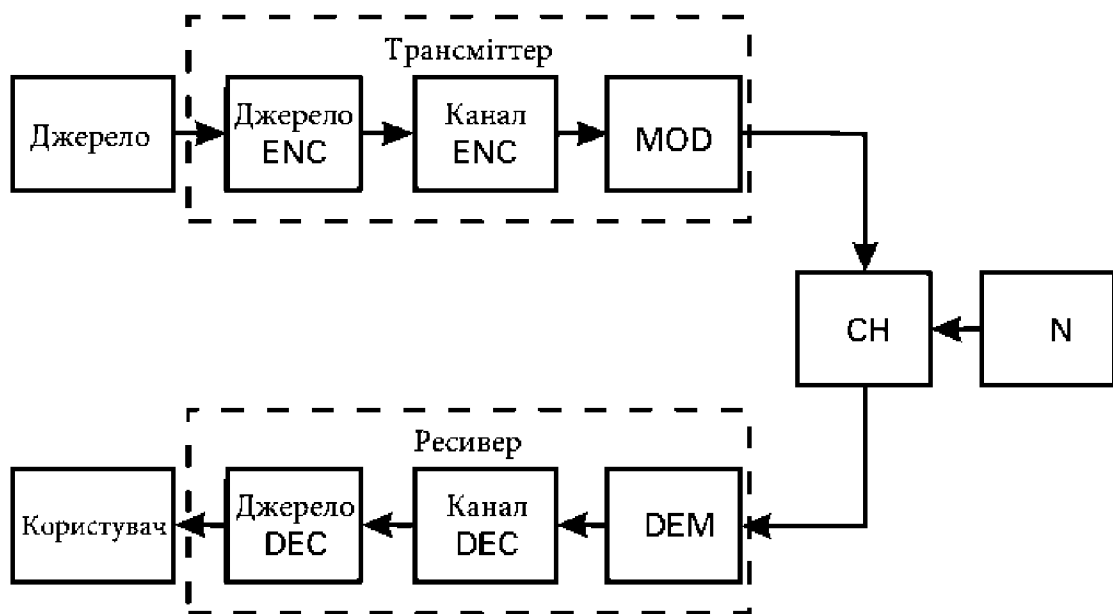


Рисунок 2.9 – Типова система зв'язку

1. Джерело: генерує інформацію, яку потрібно передати. Приклади джерела виводу – комп'ютерний термінал, мікрофон, телевізійна камера та пульт дистанційного керування датчик в системі телеметрії. Джерело зазвичай моделюється стохастичним сигналом або за допомогою генератора випадкових чисел.

2. Передавач: перетворює вихід джерела в відповідні форми сигналів для трансляції на каналі. Функцію передавача можна розділити на:

2.1 Кодувальник джерела: у багатьох випадках він складається лише з аналого-цифрового перетворювача. В більш складних застосуваннях виконує функцію видалення непотрібної інформації, наприклад, тієї, що продукується при обробці зображення.

2.2 Кодувальник каналу: додає контрольоване резервування до виводу вихідного кодера, для протидії впливу шуму. Найбільш використовувані в системах цифрового телебачення є кодер Ріда-Соломона, який кодує інформацію в блоках, і Кодер Вітербі, в якому використовується згорткове кодування.

2.3 Модулятор: перетворює вихід кодера каналу в деяку форму хвилі та частоту, придатну для мовлення через канал. За модулятором, як правило, слідує підсилювач потужності, який підвищує рівень сигналу і узгоджує імпеданс з хвилеводом, який передає сигнал на антену, коли трансляція йде в ефір. Антена є елементом, який посиляє електромагнітні хвилі на середовище мовлення. Щоб виробляти максимальну потужність, антена повинна мати такий же імпеданс, як і середовище мовлення.

3. Канал: фізичне середовище, через яке проходить інформація, перш ніж дійти до приймача. Канал може складатися з пари дротів, оптичного волокна в системі кабельного телебачення або мікрохвильового каналу, наприклад, багатоканальної служби багатоточкового розподілу (MMDS). При перенесенні по каналу інформація піддається впливу шумів у вигляді небажаних і непередбачуваних збурень. В результаті впливу шуму частина інформації може в кінцевому підсумку виявитися дещо порушеною. Для того щоб математично встановити продуктивність системи, необхідно охарактеризувати шум за допомогою стохастичного процесу. Тобто канал повинен бути математично змодельований.

4. Приймач, який має обробити зашумлений вихід каналу, щоб визначити форму переданого сигналу. Зазвичай це найскладніша частина системи зв'язку, яку можна розділити наступним чином:

4.1 Демодулятор. З сигналу, отриманого з каналу, демодулятор випромінює оцінку типу форми сигналу, надісланого передавачем, і подає відповідну цифрову версію на виході. Через шум ця версія не завжди правильна, і, таким чином, оцінки, що містять помилки, можуть бути передані в декодер каналів. Зазвичай йому передують підсилювач сигналу з високим коефіцієнтом посилення, відомий як фронтальний підсилювач. Для прийому супутниковою антеною, яка по суті є параболоїдом обертання, поверхнею, отриманою за допомогою обертання параболу навколо власної осі, в фокусі параболу використовується підсилювач з низьким рівнем шуму (LNA). Даний підсилювач має низьке значення шуму, і співвідношення між вхідною потужністю і вихідною потужністю пристрою, обумовлене тільки тепловим шумом, невелике. Оскільки в ресивері зазвичай багато послідовних підсилювачів, то при досить високому коефіцієнті посилення LNA переважає значення його шуму для всієї схеми посилення.

4.2 Декодер каналу. З методами кодування, що застосовуються до символів, наданих демодулятором, декодер каналів намагається виправити можливі помилки і таким чином виробляє свої оцінки вихідних цифр кодера джерела.

4.3 Вихідний декодер: обробляє вихідні дані декодера каналу, відновлюючи зайве, яке було видалено в кодувальнику вихідного коду, що змінює структуру повідомлення й буде доставлено кінцевому одержувачу. У випадку з телебаченням є декодер для відеосигналу і ще один для звукового сигналу. На завершальному

етапі, при процесі декодування, сигнал перетворюється в аналоговий, для відтворення кольорів і звуку.

5. Кінцевий приймач переданої інформації. Це може бути об'єкт на іншому кінці каналу передачі, наприклад, телеглядач або комп'ютер.

Розділ 3 РОЗРОБКА ТА УДОСКОНАЛЕННЯ СПОСОБІВ КОДУВАННЯ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИГНАЛІВ

3.1 Розробка підходів до покращення завадостійкості кодування

Будь-яка інформація, яка повинна зберігатися на комп'ютері або передаватися через цифрову систему зв'язку, включаючи голосові та відеосигнали, часові ряди, результати вимірювань і результати обробки сигналів, обов'язково повинна проходити процес квантування. Безпосереднім застосуванням є квантування голосу, з якого і складається процес кодування.

Проект скалярних квантизерів все ще залишається областю постійних досліджень, з акцентом на застосуванні детекції сигналу, марковських джерел, комбінованого кодування джерела та каналу, оптимальних квантизерів, прихованого квантування, багатокаскадних векторних квантизерів, векторних квантизерів з фіксованою швидкістю, квантизерів сигма-дельта та ґратчастого кодування.

Незважаючи на те, що він дуже простий у своєму описі та побудові, однорідний квантизатор був напрочуд складним для аналізу через властиву йому нелінійність.

3.2 Кодування джерела

Процес кодування джерела (або оцифрування сигналу) має кінцевою метою контрольоване зменшення ентропії сигналу, що генерується джерелом даних. Ентропія являє собою середню інформацію, що надається вихідними символами, і визначається для алфавіту X символів, таких як

$$H(X) = \sum_x p(x) \log_2 \frac{1}{p(x)}, \quad (3.1)$$

в якому $p(x)$ представляє ймовірність появи символу x . Ентропія, як вимірювання інформації, дається в одиницях шаннон (Sh), але поширеним є використання біта для позначення змісту інформації.

На рис. 3.1 показана загальна модель кодування джерел з роздільними блоками вибірки, квантування і кодування. Вхідний сигнал системи, $a(t)$, є аналоговим, а вихідний сигнал, $b(t)$, є цифровим.

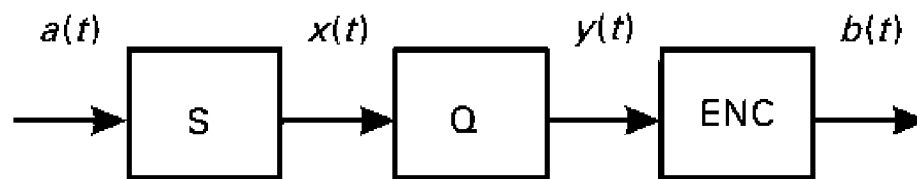


Рисунок 3.1 – Типова система зв'язку

3.3 Дискретизація сигналу

У процесі дискретизації безперервний у часі сигнал перетворюється на дискретний у часі. Для того щоб це сталося, проби сигналу беруться через рівні проміжки часу. Процес дискретизації і генерації сигналу амплітудної модуляції імпульсів (РАМ) показаний на рис. 3.2.

Для того, щоб вихідний сигнал був отриманий з дискретизованого сигналу, частота дискретизації повинна відповідати критерію Найквіста: вона повинна бути принаймні вдвічі більшою за максимальну частоту сигналу. Для сигналу з максимальною частотою f_M частота дискретизації Найквіста, або частота, становить $f_A = 2 f_M$ ($\omega_A = 2\omega_M$). Частота дискретизації сигналу визначається максимальною частотою сигналу і подається в семплах в секунду. Прийнята на міжнародному рівні частота дискретизації становить $f_A = 8$ ксемпл/с. У випадку MPEG-1 частота дискретизації становить 32, 44,1 або 48 ксемпл/с. Телевізійний стандарт з 480 черезрядкових ліній (480i) має частоту дискретизації 13,5 Мсемпл/с. На рис. 2.4 показано спектральні особливості сигналу РАМ.

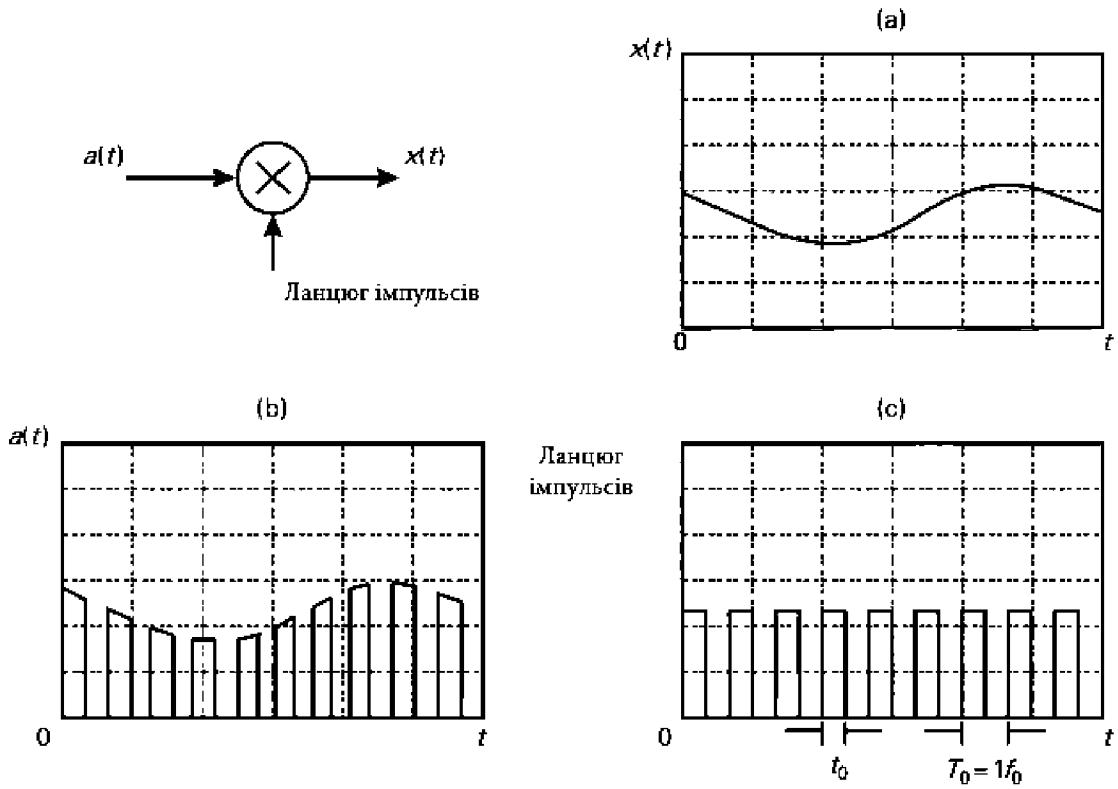


Рисунок 3.2 – Амплітудна імпульсна модуляція: (а) вихідний сигнал; (б) дискретизований сигнал; (с) ланцюг імпульсів

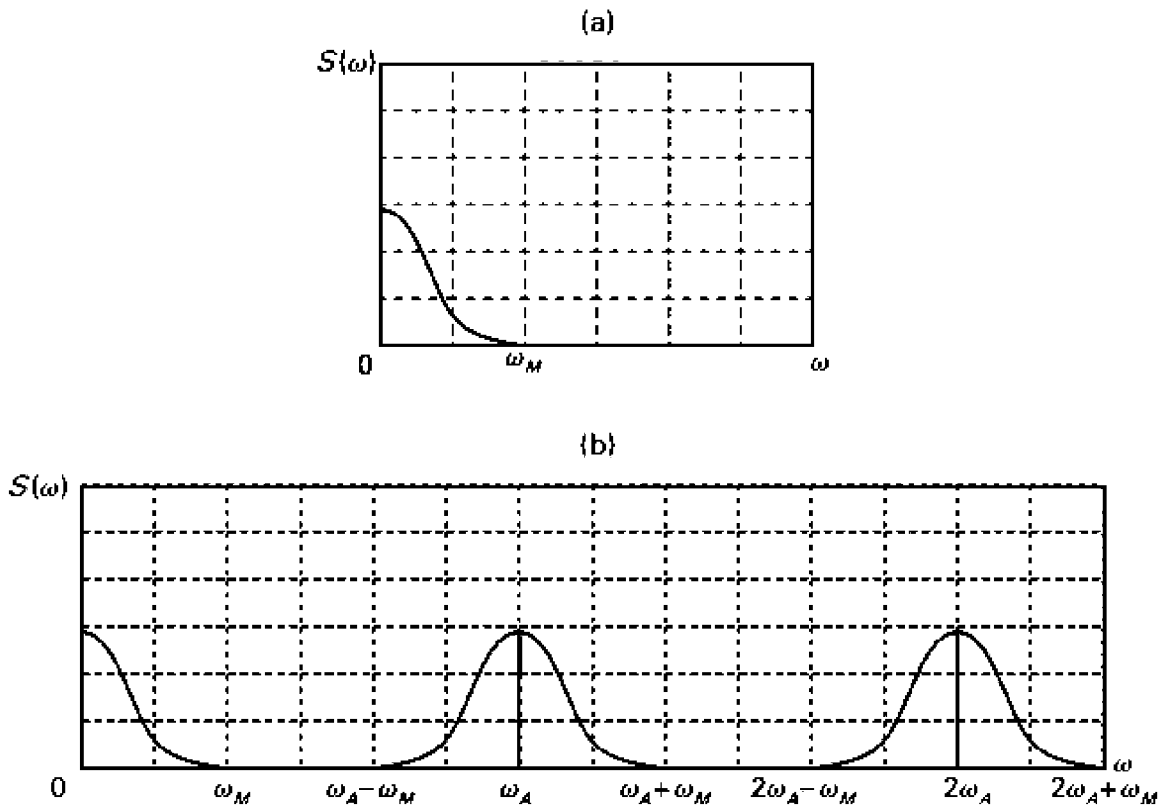


Рисунок 3.3 – (а) Спектр сигналу; (б) Спектр сигналу РАМ

Якщо частота дискретизації нижча за частоту Найквіста, сигнал не отримується повністю, оскільки існує спектральна суперпозиція, що призводить до спотворень на більш високих частотах. Це явище відоме як аліасингування.

3.4 Дискретизація та квантування відеосигналу

У процесі дискретизації відео лінзи камери проєктуються на поверхню сенсора (пристрій із зарядовим зв'язком – CCD), сегментоване зображення в елементах зображення (пікселях). Роздільна здатність зображення безпосередньо залежить від кількості пікселів. Пристрій для відбору проб аналізує аналоговий сигнал, що надходить від зчитування пікселів, і оцифровує його, генеруючи сигнал в цифровому форматі.

Після оцифровки генерується зображення, що складається із заданої кількості пікселів, відповідно до використовуваного формату. Наприклад, у NTSC DV є 720 пікселів по горизонталі та 480 пікселів по вертикалі, тобто загалом 345 600 пікселів. Для стандарту NTSC, який є черезрядковим типом, є два поля (непарні та парні лінії), що складають кожен кадр зображення. Таким чином, половина цих пікселів представляє непарні лінії, а інша половина — парні лінії.

У програмах редагування найменшою одиницею зображення, що відображається на екрані, є рамка, яка містить обидва поля. Таким чином, коли кадр видно на екрані комп'ютера, візуалізуються всі лінії, з яких складається зображення (обидва поля разом), тобто всі 345 600 пікселів. Ця форма візуалізації поєднується з режимом відображення, що використовується на екранах комп'ютерів, який є прогресивним типом сканування, замість переплетеного, що використовується на телевізорах.

Аналоговий сигнал, що зчитується з CCD-матриці, містить інформацію про яскравість та колір, або з використанням кольорових лінз, які покривають пікселі

у формі мозаїки (RGB), або з використанням трьох окремих CCD, по одному для кожного кольору. Згенерований RGB-сигнал перетворюється в сигнал YUV, який потім кодується.

При оцифровці для формату DV дискретизація складової яскравості відбирається зі швидкістю 13,5 Мсемпл/с. Компоненти U і V, які представляють різницю в кольорі по відношенню до сигналу яскравості Y, дискретизуються з меншою швидкістю, 3,37 Мсемпл/с, так як колірні інформація не так важлива в складі зображення для людського ока, як яскравість. Таким чином, частота дискретизації формату videoDV становить 4:1:1 на основі частоти дискретизації трьох компонентів.

Наприклад, у форматах Digital Betacam, DVCPRO50, DVCPRO HD та Digital-S цей показник становить 4:2:2, що забезпечує кращу якість зображення та кращу роздільну здатність кольору. Алгоритм стиснення MPEG-2 може стискати дані з використанням цієї швидкості. Цей алгоритм, який використовується для DVD-Video та стандартів MPEG-1, JPEG, MJPEG, а також формату DV у європейському стандарті PAL та формату HD HDV, використовує частоту 4:2:2, чергуючи компоненти U та V у кожному рядку, що призводить до позначення 4:2:0.

Якщо під час оцифровки вихідний RGB-сигнал не зазнає зниження роздільної здатності його кольорних складових, то говорять, що сигнал має формат 4:4:4. Однак пряме порівняння форматів з використанням лише цих чисел, якщо його неправильно інтерпретувати, може призвести до сумнівних результатів. Так, наприклад, HDCAM, формат високої чіткості, використовує частоту дискретизації 3:1:1, що означає, що компонент яскравості має частоту дискретизації втричі вищу, ніж у компонентів U та V. Цей формат, однак, дає краще зображення, ніж формат Digital Betacam, з 4:2:2. Справа в тому, що цифри, які використовуються у визначенні норми, не мають абсолютного значення, а представляють співвідношення кількості зразків яскравості та кольору.

Фактично, якщо швидкість дискретизації яскравості в DV становить 13,5 Мсемпл/с, то в HDCAM вона становить 74,5 Мсемпл/с.

3.3 Процес квантування

З певної точки зору процес квантування можна розглядати як відображення сигналу з безперервної області на зліченну кількість можливих рівнів на виході. Необхідність представлення сигналів з кінцевим числом біт призводить до квантування шумів практично у всіх системах цифрової обробки сигналів. Це призводить до помилки квантування, яка є властивою процесу перетворення в аналогове відображення. На рис. 3.4 показана схема квантування однорідного квантора, який має ступінь квантування d . Вхідний сигнал зазнає нелінійного перетворення, так само, як і його функція щільності ймовірності, яка після квантування представляє форму серії імпульсів на виході квантора. З малюнка 2.6 видно, що відношення сигналу до квантування шуму (SQNR) падає зі зворотним значенням амплітуди сигналу ($1/X$), т. Е. Менші значення амплітуди більше страждають від квантування шуму. Збільшення на 1 біт, що дорівнює подвоєнню числа рівнів квантованого сигналу, збільшує SQNR на 6 дБ.

Шум квантування

Похибка квантування, або шум, - це різниця між вхідним сигналом квантора і дискретним вихідним сигналом, $n(t) = y(t) - x(t)$, в якому $y(t) = q(x(t))$ і $q(\cdot)$ являє собою функцію квантування. Продуктивність системи кодування, або обробки сигналу, обмежена рівнем шуму квантування. Сама пропускна здатність каналу обмежена через шум. Тому найбільш використовуваною фігурою заслуг в порівняльному аналізі є SQNR. Середня квадратична похибка для однорідного квантора становить приблизно $d^2/12$, припускаючи, що існує рівномірний розподіл шуму квантування, в якому d представляє крок квантування.

Вивід(V)

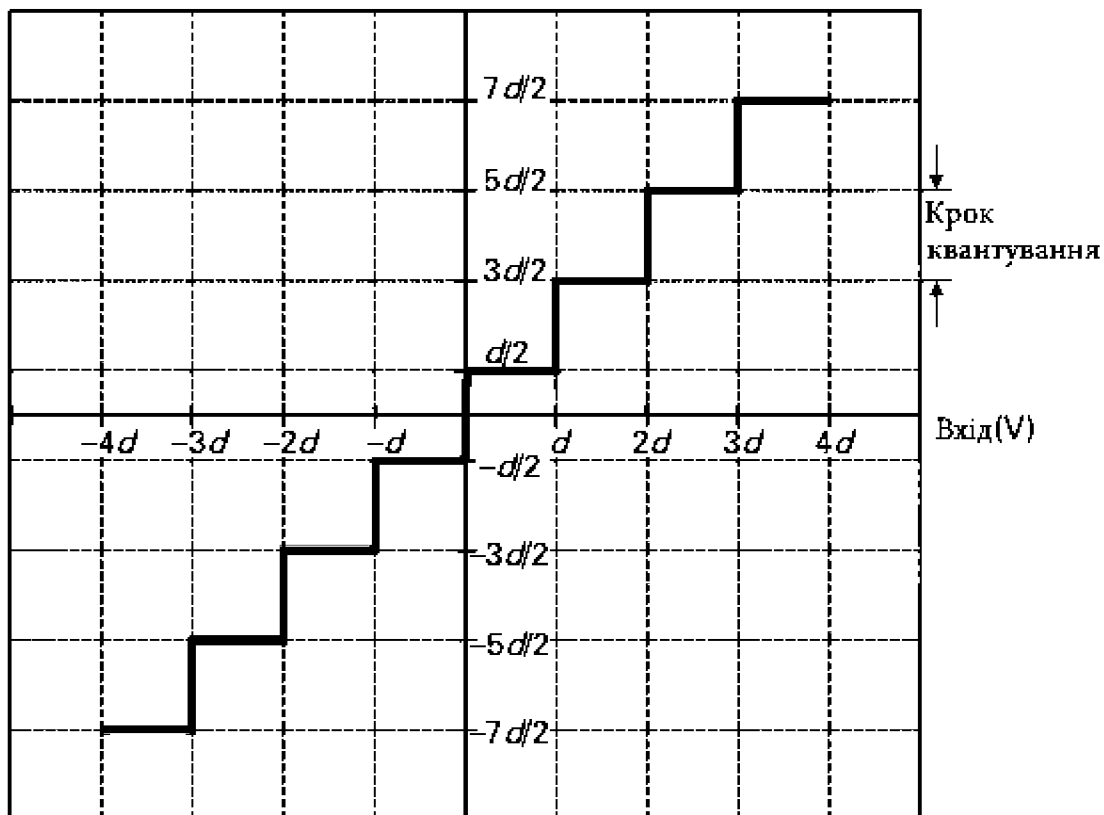


Рисунок 3.4 – Схема квантування

Неоднорідне квантування

У неоднорідному квантизері крок квантування не постійний, як це було в розглянутому раніше квантизері, а є функцією значення амплітуди сигналу. Для більш низьких рівнів сигналу крок квантування менше. Для того, щоб відсоток похибки був постійним, рівні квантування мають логарифмічний інтервал. На рис. 3.5 зображений неоднорідний квантизатор.

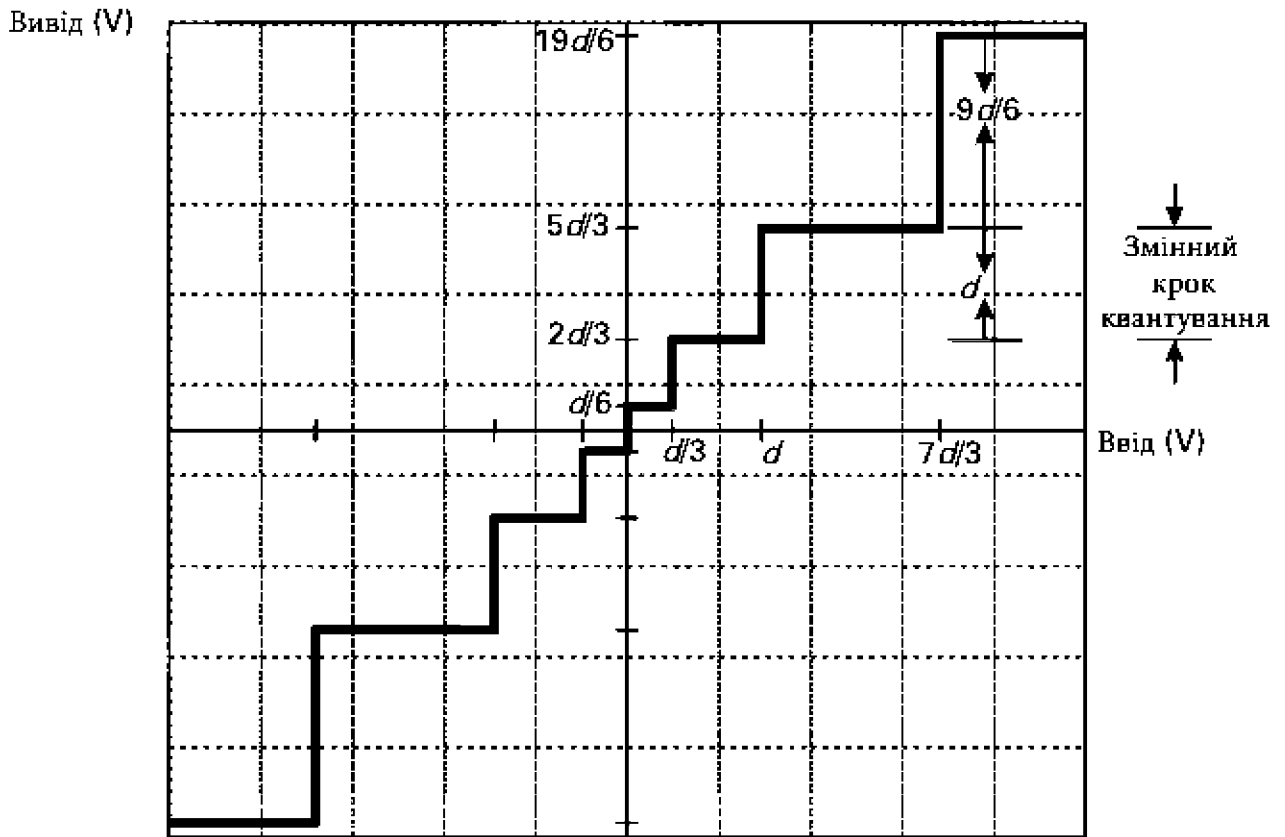


Рисунок 3.5 – Нерівномірний квантор

Можна отримати рішення, яке включає функцію густини ймовірності, визнаючи, що неоднорідний квантор складається з функції стиснення (кривої) і рівномірного квантизера (аналоگو-цифровий перетворювач). Оскільки рівномірний квантизатор має мінімальну похибку для сигналу з рівномірним розподілом, то для отримання найменшого шуму квантування досить перетворити функцію густини ймовірності сигналу, що підлягає кількісній оцінці. Тоді проблема полягає в тому, щоб з'ясувати, яка функція виконує таке перетворення, і спроектувати відповідну схему. Слово *companding* було введено для опису процесів стиснення і розширення сигналу, що кодується. Стиснення потрібне для збільшення найнижчих рівнів сигналу, в порівнянні з високими, і таким чином для того, щоб зробити еncoder більш надійним. Розширення здійснюється на ресивері як зворотна функція стиснення. На рис. 3.6 показані загальні криві стиснення і розширення.

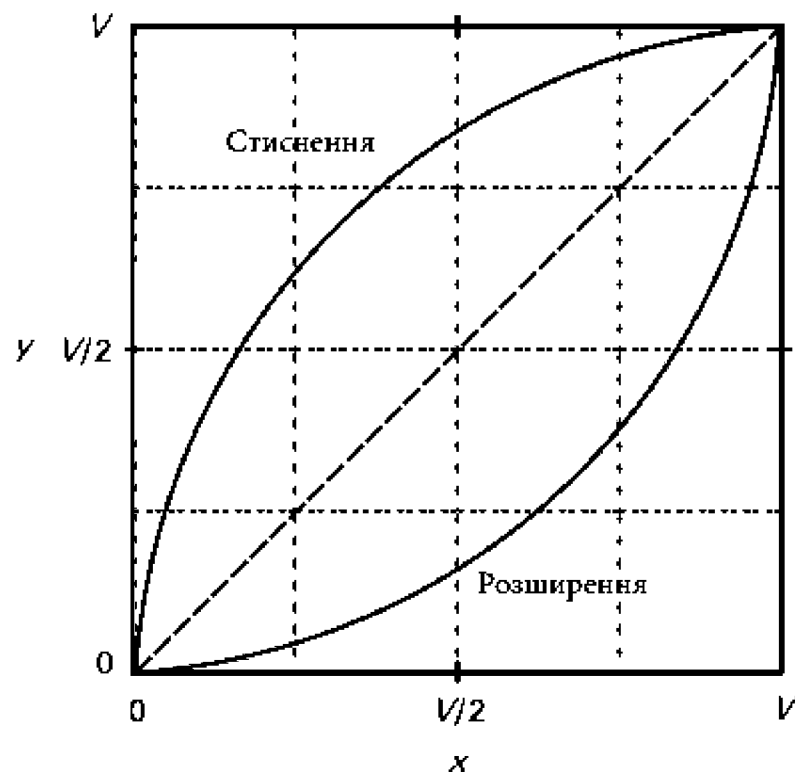


Рисунок 3.6 – Криві стиснення і розширення

Крива SQNR більш однорідна, ніж крива оберненої амплітуди сигналу для нелінійних квантизерів. Таким чином, нижні рівні сигналу зберігаються. Слід зазначити, що рівномірний квантизер ідеально підходить для сигналів з рівномірним розподілом ймовірностей. На практиці сигнали мають функції щільності ймовірності, які сильно відрізняються від однорідних. Застосовують розподіли Гаусса і Лапласа для представлення сигналів. Для цих розподілів необхідно спроектувати неоднорідні квантизери.

3.5 Розроблення моделі для квантування

Для введення моделі вважається, що шум квантування виникає при проходженні сигналу через характерну функцію $f(x)$, як показано на рис. 3.7.

$$f(x) = x - md, \quad (3.2)$$

$$\left(m - \frac{1}{2}\right)d < x \leq \left(m + \frac{1}{2}\right)d, m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.3)$$

Нелінійна функція $f(x)$ є періодичною, з періодом d , і має представлення у вигляді ряду Фур'є:

$$f(x(t)) = \frac{d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n} \sin\left[\frac{2\pi n x(t)}{d}\right], |x(t)| \leq X_M, \quad (3.4)$$

у якій d представляє крок квантування, $x(t)$ — вхідний сигнал, а X_M — границю динамічного діапазону неоднорідного квантизера

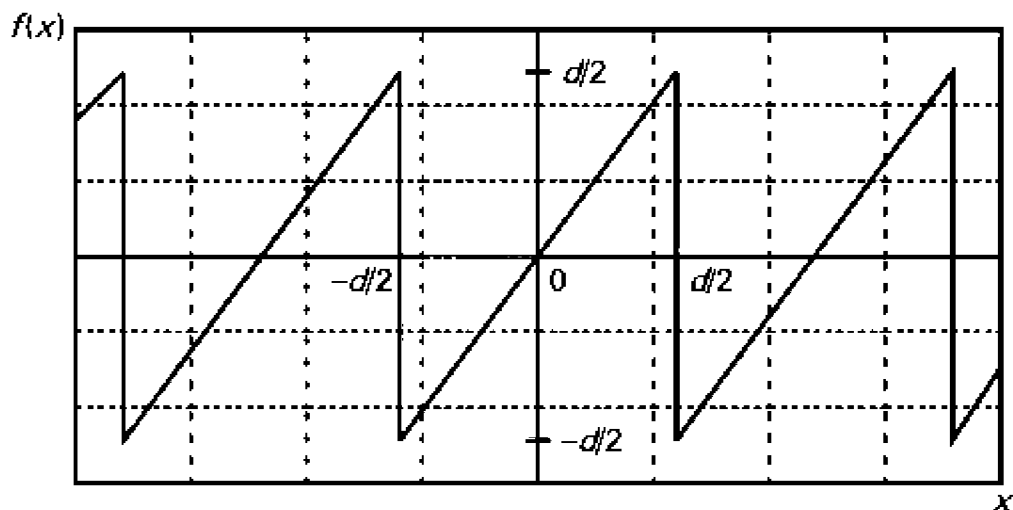


Рисунок 3.7 – Характерна функція квантування

Спектральна щільність потужності шуму квантування тісно пов'язана з функцією густини ймовірності похідної вхідного сигналу. Така залежність являє собою суму численних фазово модульованих сигналів з відхиленням фази $F = 2\pi n/d$ і амплітудою $d/\pi n$. Автокореляційну функцію цієї множини можна обчислити, припускаючи, що фазово модульовані сигнали утворюють ортогональну множину, з якої впливає нульова перехресна кореляція.

Використовується оцінка лінійного середнього квадрата, що призводить до невеликої похибки оцінки для випадку високофазного відхилення. Фазове відхилення обернено пропорційне кроку квантування, що означає, що це

адекватна модель для квантора з малим кроком квантування. Звідси впливає функція автокореляції

$$RN(\tau) = \frac{d^2}{4\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} E \left[e^{-j\frac{2\pi n}{d}\tau x'(t)} + e^{+j\frac{2\pi n}{d}\tau x'(t)} \right]. \quad (3.5)$$

Ця формула може бути перевірена, причому її оцінка на початку є достатньою для цієї мети, нагадуючи, що $P_N = R_N(0)$. Це дає формулу сумарної потужності шуму квантування

$$P_N = \frac{d^2}{2\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} = \frac{d^2}{2\pi^2} \times \frac{\pi^2}{6} = \frac{d^2}{12}. \quad (3.6)$$

Тоді спектральна щільність потужності отримується за допомогою теореми Вінера-Хінчина, тобто обчислюється перетворення Фур'є автокореляційної функції

$$S_N(\omega) = \frac{d^2}{2\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^3} P_X \left(\frac{\omega d}{2\pi n} \right). \quad (3.7)$$

Спектр шуму квантування пов'язаний з функцією густини ймовірності похідної сигналу $x'(t)$. Фактично, спектральна щільність потужності шуму представляється у вигляді суперпозиції кривих, амплітуда яких зменшується зі збільшенням індексу n кривої в кубі. Кожна крива має вигляд функції щільності ймовірності похідної вхідного сигналу, зі смугою пропускання, яка зростає зі збільшенням індексу загальної суми. Форма спектра також контролюється величиною кроку квантування d . Похибка в апроксимації спектра шуму швидко знижується в міру збільшення індексу модуляції, або фазового відхилення. Звідси впливає мінімальна похибка апроксимації для малого кроку квантування.

3.5.1 Методи квантування для гаусового сигналу

Прикладом використання залежності є припущення, що вхідний сигнал є гауссовим з нульовим середнім і дисперсією, вираженою як $\sigma_X^2 = P_X$.

$$p_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi P_X}} e^{-x^2/2P_X}, P_X = R_X(0). \quad (3.8)$$

Для такого роду сигналу функцію густини ймовірності його похідної можна обчислити з другої похідної автокореляційної функції $R_X(\tau)$.

$$p_{X'}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi P_{X'}}} e^{-x^2/2P_{X'}}, P_{X'} = -R_X''. \quad (3.9)$$

Підставляючи залежності одна в одну, можна отримати спектральну щільність потужності шуму квантування:

$$S_N(\omega) = \frac{d^2}{2\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^3} \frac{1}{\sqrt{-2\pi R_X''(0)}} e^{(n\omega d)^2/8\pi^2 n^2 R_X''(0)}. \quad (3.10)$$

На рис. 3.8 показане застосування формули для спектра квантового шуму, створюваного сигналом з вхідним розподілом Гаусса для двох значень ступеня квантування d . Видно, що на менший крок збільшується смуга пропускання шуму, маючи, з іншого боку, зменшення амплітуди спектральної щільності потужності і більш плоский спектр. Ефект похідного сигналу полягає в розширенні функції щільності ймовірності, що є результатом збільшення динамічного діапазону сигналу.

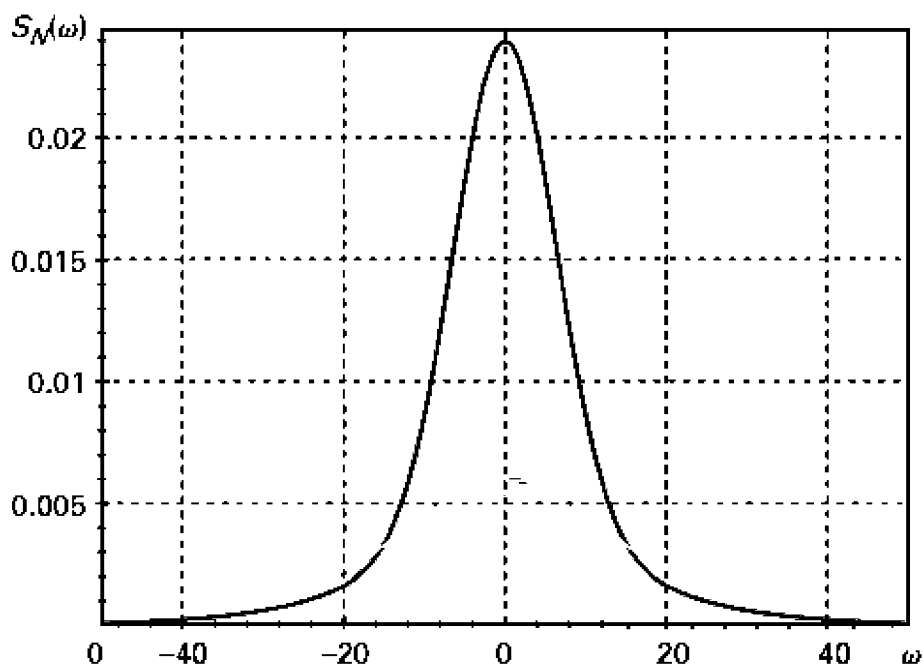


Рисунок 3.8 – Квантування спектра шуму для вхідного гаусового сигналу

3.5.2 Особливості квантування телевізійних сигналів

Аналоговий відеосигнал походить від CCD-матриці, після дискретизації, яка виробляє зображення, що складається з фіксованої кількості пікселів, відповідно до кількості ліній і горизонтальної роздільної здатності використовуваного формату, квантується, тобто рівні обрізаються, щоб сигнал міг зберігатися на цифровому носії, наприклад, жорсткому диску (HD). Кожен піксель має характеристики яскравості та кольору. Функція щільності ймовірності для зображення приблизно однорідна, що дає приблизно однорідну спектральну щільність потужності.

Оригінальний аналоговий сигнал зображення відтворює кольори за рахунок поєднання базових кольорів моделі RGB. Крім того, цей сигнал містить інтенсивність яскравості. Інформація про яскравість і колір об'єднується в процесі оцифровки, генеруючи три сигнали, по одному для кожного кольору RGB. Комбінація сигналів, що представляють червоний (R), зелений (G) і синій, дає бажаний колір.

Сигнал кольору плюс яскравості називається каналом. Таким чином, кольорове зображення кожного пікселя оцифрованого відео представлено трьома каналами: один для червоного, один для зеленого та один для синього. Існує велика різноманітність типів форматів цифрових зображень, для яких кількість використовуваних каналів варіюється в залежності від формату. Формат відтінків сірого використовує лише один канал із 254 варіаціями тонів сірого, а також чорний і білий. Формат СМΥК має чотири канали (блакитний, пурпуровий, жовтий і чорний) і 256 варіацій тону для кожного з чотирьох кольорів.

У випадку з RGB, найбільш часто використовувана система також використовує 256 можливих варіацій тону для кожного каналу, що показує потребу у восьми бітах на зразок для кожного каналу. Кінцева кількість

одержуваних кольорів, об'єднавши три канали, перевищує 16 мільйонів. Це число кольорів також є приблизно загальною кількістю кольорів, що сприймаються людським оком. Саме тому системи такого типу називають істинним кольором (True Color).

3.6 Процеси кодування та їх оптимізація

Кодери можна класифікувати як: за формою сигналів, параметричні кодери та гібридні кодери. Кодери хвиль намагаються відтворити зразок сигналу за зразком, досліджуючи його статистичні, часові або спектральні характеристики. Це кодери з низькою затримкою та невеликою складністю реалізації, але такі, що вимагають високої швидкості транслявання (вище 16 кбіт/с).

Параметричні енкодери, або вокодери, засновані на моделі виробництва голосу. Дана модель представлена набором параметрів, які мають періодичне оновлення. Для визначення цих параметрів сигнал сегментується через періодичні проміжки часу, які називаються кадрами. Параметри зазвичай оновлюються на кожному кадрі. Швидкість, необхідна для вокодерів, невисока (менше 4,8 кбіт/с), але затримка і складність високі. Гібридні кодери поєднують в собі якість енкодерів сигналів з ефективністю параметричних енкодерів. Ці кодери більш складні, ніж вокодери, і вимагають швидкості кодування в діапазоні від 4,8 до 16 кбіт/с. Після цифрового кодування сигнал $X(t)$ з ймовірними рівнями A і $-A$ представляє наступну автокореляцію:

$$R_X(\tau) = A^2 \left[1 - \frac{|\tau|}{T_b} \right] [u(\tau + T_b) - u(\tau - T_b)], \quad (3.11)$$

де T_b - період розряду. Автокореляція двійкового цифрового сигналу падає до нуля, коли $\tau = T_b$. Оскільки сигнал має нульове середнє значення, то на цьому етапі він повинен бути некорельованим. Потужність сигналу, розрахована на $\tau = 0$, як і очікувалося, становить $P_X = A_2$.

Адаптивна РСМ (APСМ)

У квантизері АРСМ, показаному на рис. 3.9, крок квантування змінюється з часом, супроводжуючи варіації амплітуди сигналу. Ця адаптація ґрунтується на попередніх зразках сигналів. Метою адаптивної методики є зменшення динамічного діапазону сигналу, з метою отримання зменшення кінцевої швидкості передачі.

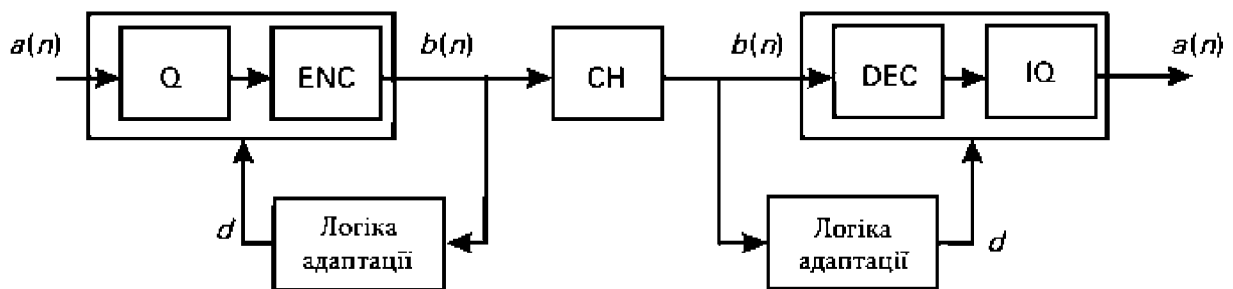


Рисунок 3.9 – Блок-схема АРСМ

Диференціальна РСМ (DPCM)

Голосовий сигнал, як і відеосигнал, має значну кореляцію між послідовними зразками, оскільки амплітуда сигналу не сильно змінюється від одного зразка до іншого. Тому маютьися на увазі сигнали, які є надлишковими і схильними до стиснення. Чим більше резервування сигналу, тим вищою буде ступінь стиснення. Метою диференціального методу є зменшення надмірності сигналу. Це виходить шляхом кількісного визначення різниці в амплітуді між сусідніми зразками. Оскільки ці зразки схожі, для представлення сигналу може використовуватися менша кількість бітів. Вхідний сигнал у кванторі є різницею між вихідним сигналом і одним з його передбачень, в результаті чого виникає сигнал, який називається помилкою передбачення. На рис. 3.10 показана структурна схема DPCM.

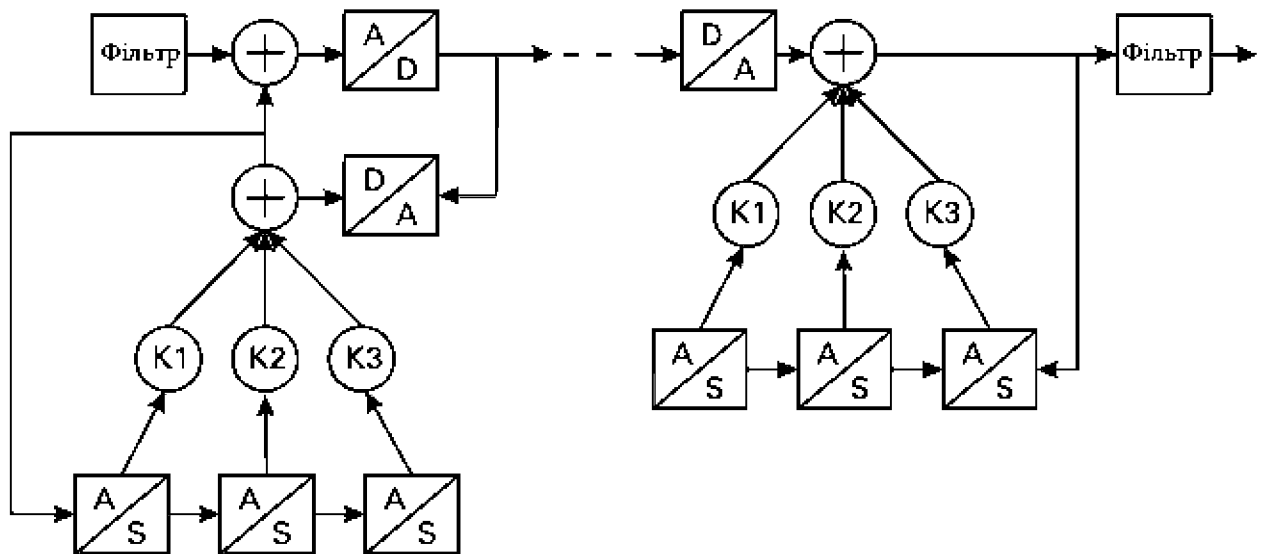


Рисунок 3.10 – Структурна схема DPCM

ADPCM зі швидкістю 32 кбіт/с був стандартизований ІТУ-Т для додатків у цифровій мережі інтегрованих послуг (ISDN) та бездротовій телефонії. Пізніше були стандартизовані інші швидкості, що варіювалися від 16 до 40 кбіт/с. Адаптивні диференціальні кодувальники РСМ (ADPCM) використовують адаптивне квантування та/або прогнозування. Адаптивне прогнозування полягає в динамічному налаштуванні предиктора, відповідно до варіацій голосового сигналу. Кодери ADPCM дають хорошу якість для швидкостей від 24 до 48 кбіт/с.

На рис. 3.11 і 3.12 показані структурні схеми кодера і декодера ADPCM відповідно.

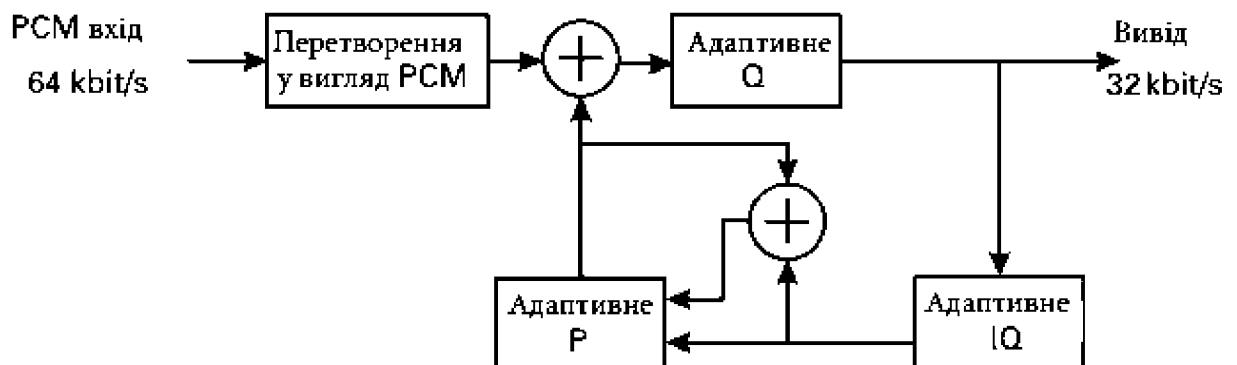


Рисунок 3.11 – ADPCM енкодер

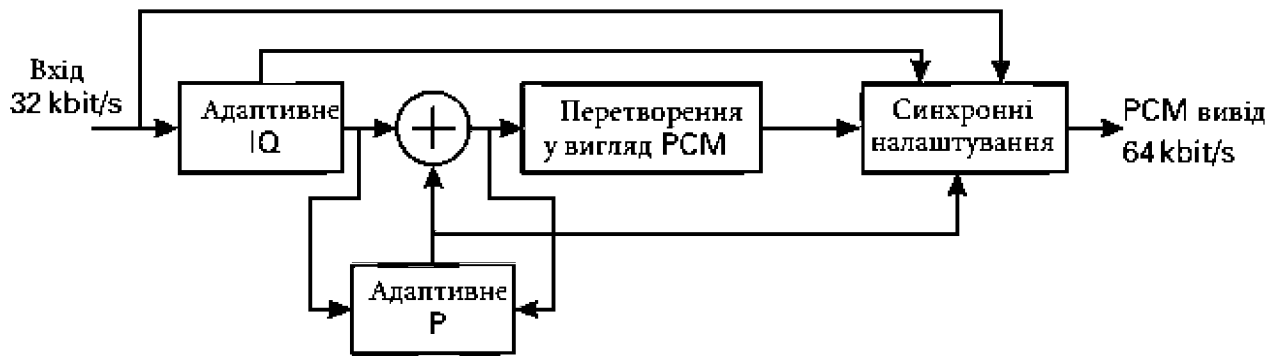


Рисунок 3.12 – ADPCM декодер

3.7 Аналіз стандартів відеокодування та їх роль у передачі сигналів

3.7.1 Стандарт MPEG-1

MPEG-1 розроблений з метою стиснення аудіо- та відеозображень, раніше оцифрованих. Цей стандарт використовують короткі відеоролики, доступні в Інтернеті, відеокомпакт-диски (VCD), відеоролики, що розповсюджуються на дисках типу CD-ROM. Швидкість стиснення є змінною, і той самий стандарт, що й у MPEG-1, може використовуватися для стиснення оригінального контенту більшою чи меншою мірою, що дозволяє досягти ступеня стиснення 200:1.

З максимальною швидкістю стиснення зображення спотворюються, тому що стиснення вносить в зображення артефакти, які можна побачити в більшій чи меншій мірі, в залежності від якості алгоритму стиснення і використовуваного ступеня стиснення. Таким чином, у більшості відео, стиснутих за допомогою MPEG-1, використовується ступінь стиснення, нижчий за 50:1. Навіть при такій швидкості горизонтальна роздільна здатність, отримана після стиснення, низька, близько 320 рядків, і аналогічна формату VHS. Використовується стиснення багатоканального типу.

3.7.2 Стандарт MPEG-2

MPEG-2 було розроблено спільно з групою експертів з відеокодування Міжнародного союзу електров'язку (ITU-T). Він також відомий у спільноті ITU-T як H.262. DVD і цифрове телевізійне мовлення використовують цей стандарт, який є більш просунутим, ніж MPEG-1, і видає зображення кращої якості. Ступінь стиснення, як і в MPEG-1, є змінним, але зазвичай використовуються значення близько 40:1.

MPEG-2 ефективніше стискає без видимої втрати якості, ніж MPEG-1. Однак це вимагає більших обчислювальних зусиль у процесі, вимагаючи потужнішого обладнання, ніж те, що потрібно для MPEG-1. Горизонтальна роздільна здатність, отримана після стиснення, перевершує роздільну здатність формату VHS. В якості стиснення використовується багаторамковий тип. Завдяки процесу збирання групи зображень (GOP), що використовується в методі багатоканального формату, стискати вміст MPEG-2 складніше, ніж декодувати його.

3.7.3 Стандарт MPEG-4

MPEG-4 – це стандарт, створений групою MPEG для стиснення аудіо- та відеозображень, раніше оцифрованих. Стандарт MPEG-4 використовується на відео, що передаються через Інтернет, а також на мобільних телефонах, які використовують зображення. Він також поширений на кількох стандартах цифрового телевізійного мовлення, особливо на HDTV у версії з розширеним кодуванням відео (AVC).

Як і стандарти MPEG-1 і MPEG-2, MPEG-4 приймає різні профілі, які встановлюють кілька значень ступенів стиснення, відповідно до програми. Тим не менш, на відміну від MPEG-2, якість якого еквівалентна стандарту якості DVD, для MPEG-4 варіативність набагато ширша, і може використовуватися

велика різноманітність значень, що дозволяє візуалізувати відеозображення, незважаючи на ємність середовища передачі, будь то широкосмуговий інтернет при комутованому доступі, наприклад. Саме з цієї причини, серед іншого, системи мовлення HDTV використовують його як стандарт кодування, як альтернативу MPEG-2.

Обчислювальні зусилля, витрачені на роботу з відео MPEG-4, все ще більші, ніж у форматі MPEG-2, який вимагає потужнішого обладнання. MPEG-4 є більш просунутим стандартом, ніж MPEG-2. Окрім удосконалень у процесах стиснення, які спостерігаються на невеликих файлах, стиснених без видимої втрати якості, він також допускає використання інших типів медіа, що взаємодіють із відео, таких як тексти та цифрові фотографії, наприклад, активовані інтелектуальними меню.

Ці меню, на відміну від меню DVD-дисків з фільмами, які використовують весь екран при активації з поверненням пристрою на початок диска, можуть відображатися так, як цього хоче виробник. Це пов'язано з тим, що інтерактивність не залежить від пристрою для відтворення відео, а є частиною самого відео. Команди кодуються разом із зображеннями, а не в окремій главі, присвяченій меню.

MPEG-4, MPEG-1 і MPEG-2 — це аббревіатури, кожна складова яких відома як частини. У кожній частині розглядається окремий аспект стандарту. Так, в MPEG-4 частина 1 описує синхронізацію аудіо та відео; частина 2, процес стиснення зображень; частина 3, процес стиснення аудіо; частина 4 - процедури перевірки відповідності даного зразка іншим частинам зразка; а в частині 5 вказується програмне забезпечення для демонстрації та ілюстрації певних частин стандарту. Частина 10 стандарту була включена при розробці більш оптимізованої версії частини 2 (стиснення відео). Ця частина отримала назву AVC. Він також став відомий як H.264, тому що таку назву дала група експертів з відеокодування з ІТУ-T, які розробили його спільно з групою MPEG.

У 2002 році ISO визначило програму QuickTime, розроблену компанією Apple, як стандарт для розповсюдження відео на MPEG-4. Роздільна здатність по горизонталі, отримана після стиснення, є змінною і може бути налаштована для різних рівнів якості, від дещо поступається формату VHS формату DVD. Використовується стиснення багатоканального типу.

3.7.4 Стандарт H-264

AVC, або H-264, або MPEG-4 Part 10 — це стандарт, створений у 2003 році групою MPEG спільно з групою експертів з кодування відео з ITU-T для оцифрування відеозображень. Мета полягала в тому, щоб розробити шаблон, який мав би якість, задану MPEG-2 або MPEG-4, але який міг би робити це з нижчим бітрейтом, не будучи надмірно складним, щоб сприяти його впровадженню на дешевших цифрових схемах. Гнучкість використання стандарту була розширена в порівнянні з оригінальними MPEG-2 і MPEG-4, що дозволило використовувати його як на системах з високою, так і з низькою роздільною здатністю.

У складних процесах стиснення було використано понад 20 нових методів, що забезпечують кращу продуктивність, ніж інші стандарти, у кількох ситуаціях. Маючи менше половини бітрейту, що використовується в MPEG-2, можна отримати таку ж якість зображення. Подібно до MPEG-2, AVC встановлює кілька рівнів профілю для використання, починаючи від мобільних додатків (наприклад, мобільних телефонів, які вимагають меншої потужності комп'ютера від схем) до відеоконференцій, до програм, які вимагають вищої обчислювальної потужності, таких як відображення зображень у високій чіткості, наприклад, у системах HDTV. Цей стандарт прийнято багатьма програмами, такими як пряма трансляція телевізійних програм з супутників в житлові будинки, цифрове телебачення, наземне мовлення, розподіл зображень в інтернеті.

Розділ 4 РОЗРОБКА ТА АНАЛІЗ ЗАВАДОСТІЙКИХ КОДІВ ДЛЯ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ

4.1 Застосування циклічних кодів у системах цифрової передачі

Циклічні коди є одними з найважливіших кодів для практичного застосування в техніці. Циклічні коди знайшли застосування в складі багатьох протоколів зв'язку, в музичних компакт-дисках, в магнітному записі. Перевага циклічних кодів є наслідком їх математичної структури, заснованої на дискретній математиці, що дозволяє значно спростити реалізацію кодерів і декодерів для таких кодів. Формальна математична обробка циклічних кодів q -рівня спирається на поліноміальні кільця, модуль $x^n - 1$, з коефіцієнтами в полі Галуа $GF(q)$, в якому n позначає довжину блоку коду.

Код визначається як циклічний код, коли його кодові слова інваріантні до циклічної перестановки, тобто циклічна перестановка, застосована до будь-якого кодового слова, дає в результаті кодове слово в цьому коді.

Так, наприклад, якщо $v = (v_0, v_1, v_2, \dots, v_{n-1})$ є кодовим словом і зсувається циклічно вправо на i позиції, тоді $v_i = (v_{n-i}, v_{n-i+1}, \dots, v_0, v_1, \dots, v_{n-i+1})$ є також кодовим словом, в якому індекси зводяться за модулем n . Тоді n -кортеж, наприклад v , може бути представлений многочленом степеня не більше $n - 1$ наступним чином

$$v(x) = v_0 + v_1x + v_2x^2 + \dots + v_{n-1}x^{n-1} \quad (4.1)$$

Позначення (n, k, d) використовується для позначення коду довжини блоку n , що має k інформаційних цифр і мінімальну відстань d . Кодові слова циклічного коду кратні чітко визначеному многочлену генератора $g(x)$, зі степенем $n - k$. І навпаки, будь-який многочлен, що ділиться на $g(x)$, з коефіцієнтами, що належать до кодового алфавіту і степенем не більше $n - 1$, є кодовим словом. Многочлен-генератор є множником $x^n - 1$.

Енкодер з (n - k)-ступінчастим зсувом-регістром

Процедура кодування заснована на властивості циклічних кодів, за якими всі кодові слова в циклічному коді кратні поліному генератора коду $g(x)$. Ступінь k інформації представлена многочленом $I(x)$ степеня не більше $n - k - 1$, який називають інформаційним многочленом. При множенні $I(x)$ на x^{n-k} виходить многочлен $I(x)x^{n-k}$, який має ступінь не більше $n - 1$ і не містить ніяких доданків степеня нижче $n - k$. З ділення $I(x)x^{n-k}$ на $g(x)$ випливає, що

$$I(x)x^{n-k} = Q(x)g(x) + R(x), \quad (4.2)$$

де $Q(x)$ і $R(x)$ — частковий многочлен і многочлен залишку відповідно. Оскільки $R(x)$ має ступінь нижчу, ніж у $g(x)$, то звідси випливає, що $R(x)$ має ступінь не більше $n - k - 1$. Якщо $R(x)$ відняти від $I(x)x^{n-k}$, то результат кратний $g(x)$, тобто це кодове слово. Звідси також випливає, що многочлен $R(x)$ являє собою цифри перевірки парності і не має ненульових членів, що перекриваються, з многочленом $I(x)x^{n-k}$. Ці операції множення і ділення многочленів показано на рис. 4.1.

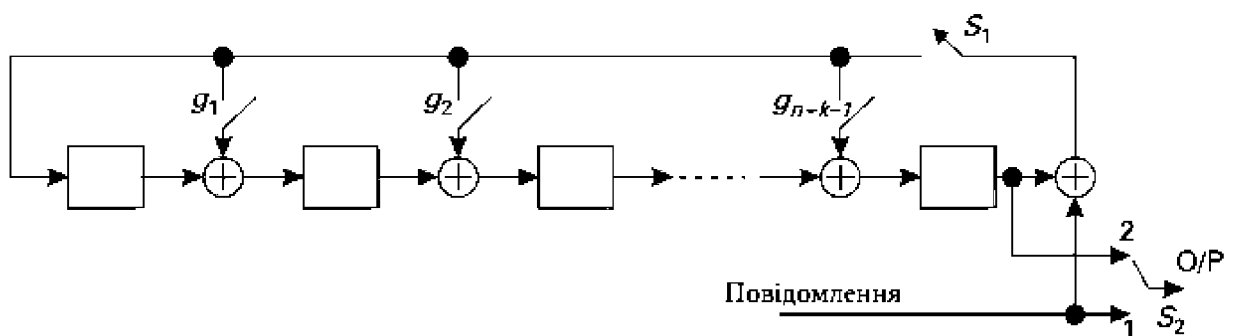


Рисунок 4.1 – Двійковий кодер для (n, k, d) циклічного коду, що використовує регістр зсуву з $n - k$ етапів

Схема, показана на малюнку 4.1, використовує двійковий регістр зі зсувом з $n - k$ ступенями і попередньо множить інформаційний многочлен на x^{n-k} . Перемикачі $g_1, g_2, \dots, g_{n-k-1}$ є замкнутими, якщо відповідні коефіцієнти в $g(x)$

дорівнюють 1. В іншому випадку їх залишають відкритими. Спочатку вміст регістра зсуву являє собою нулі. При замкнутому перемикачі S1 і перемикачі S2 (вихідний вимикач) в положенні 1 інформаційні значення одночасно подаються в ланцюг і на вихід. Після передачі k інформаційних цифр цифри для перевірки парності (коефіцієнти залишкового многочлена) знаходяться в регістрі зсуву. Потім перемикач S1 розмикається і перемикач S2 переводиться в положення 2. Під час наступних $n - k$ часових проміжків (тактових імпульсів) передаються цифри, що перевіряють парність. Ця процедура повторюється для наступних інформаційних блоків з k цифр.

Існує ще одна процедура кодування циклічних кодів, яка базується на поліноміалі перевірки парності $h(x) = (x^n - 1) / g(x)$, в якому використовується двійковий регістр зсуву з k ступенями.

4.1.1 Особливості кодів Бозе–Чаудхурі–Хоккенгем (BCH)

Коди BCH були відкриті незалежно один від одного Хоккенгемом і Бозе і Чаудхурі. Коди BCH є циклічними кодами і являють собою один з найважливіших класів блокових кодів. Для будь-яких натуральних чисел, m і t , існує q -арний код BCH з наступними параметрами:

$$n = q^m - 1, n - k \leq mt, d \geq 2t + 1. \quad (4.3)$$

На практиці більшість кодів BCH є двійковими, тобто $q = 2$. Коди BCH задаються через корені многочлена-генератора наступним чином.

T -помилка, що виправляє q -арний примітивний код BCH, довжиною блоку $n = q^m - 1$, має розміри $\alpha_{m_0}, \alpha_{m_0+1}, \dots, \alpha_{m_0+2t-1}$ як корені його породжуючого многочлена, для будь-якого додатного цілого числа m_0 , в якому α є примітивним елементом $GF(q^m)$.

Звідси випливає, що породжуючий многочлен $g(x)$ коду BCH може бути записаний як найменше спільне кратне (LCM) мінімальних многочленів $\phi_i(x)$, тобто

$$g(x) = LCM\{\phi_{m_0}(x), \phi_{m_0+1}(x), \dots, \phi_{m_0+2t-1}(x)\}, \quad (4.4)$$

у якому $\phi_i(x)$ позначає мінімальний многочлен α^{m_0+i} , $0 \leq i \leq 2t-1$. Непримитивні коди BCH – це ті коди BCH, для яких α не є примітивним елементом $GF(qm)$ і, отже, довжина блоку задається порядком α в $GF(qm)$. Коди BCH з $m_0 = 1$ називаються вузькими кодами BCH. Альтернативна характеристика кодів BCH була введена Блахутом, в якому використовується представлення частотної області. Для DVBS-2 були запропоновані двійкові BCH-коди, європейський стандарт передачі супутникового телебачення, стандарт у вигляді зовнішнього коду в схемі кодування послідовної конкатенації з кодом LDPC в якості внутрішнього коду.

4.1.2 Використання кодів Ріда-Соломона (RS)

Недвійкові коди BCH, для яких $m = m_0 = 1$, визначені за q -вимірним алфавітом за параметрами

$$n = q - 1, n - k = 2t, d = 2t + 1, \quad (4.5)$$

називаються RS-кодами. Многочлен-генератор для RS-коду має вигляд:

$$g(x) = (x - \alpha)(x - \alpha^2)(x - \alpha^3) \dots (x - \alpha^{2t}), \quad (4.6)$$

в якому α є елементом порядку n в $GF(q)$. На практиці використовуються RS-коди з $q = 2r$ з q -вимірними символами, представленими у вигляді r -байтових двійкових кортежів. Оскільки $d = n - k + 1$, RS-коди також є кодами, що розділяються на максимальну відстань. Деякі ефективні двійкові коди, здатні виправляти як випадкові, так і вибухові помилки, є результатом двійкового відображення RS-коду через $GF(2r)$. Такі коди можуть виправляти будь-яку комбінацію не більше t помилкових двійкових r -кортежів у блоці, що містить

двійкові цифри m . У схемі кодування послідовної конкатенації зазвичай в якості зовнішнього коду використовується RS-код.

4.1.3 Коди Ріда-Соломона (RS)

Коди LDPC — це лінійні блокові коди. Коди LDPC мають алгоритм декодування, складність якого лінійно зростає зі збільшенням довжини блоку коду. Дослідження кодів на графіках і ітеративне декодування привели до повторного відкриття кодів LDPC і супроводжувалися подальшими теоретичними досягненнями. Довгі коди LDPC з ітеративним декодуванням досягають продуктивності, з точки зору частоти помилок, дуже близької до ємності Шеннона. Коди LDPC мають в якості своїх прямих конкурентів турбокоди, однак коди LDPC мають наступні переваги по відношенню до турбокодів:

- для кодів LDPC не потрібен довгий інтервал для досягнення низького рівня помилок;
- для порівнянної складності декодера, коди LDPC досягають нижчого рівня помилок блоку та їх підлога помилки виникає при більш низьких показниках бітових помилок.

Класичні коди LDPC визначаються матрицею перевірки парності H . Нехай ρ і γ позначають натуральні числа, в яких ρ малий в порівнянні з довжиною блоку коду і γ малий в порівнянні з кількістю рядків в H .

Двійковий код LDPC визначається як набір кодових слів, які задовольняють матриці перевірки парності H , в якій H має ρ 1 с на рядок і γ 1 с на стовпець. Число 1 спільного між будь-якими двома стовпцями в H , що позначається λ , не більше 1, тобто $\lambda \leq 1$.

Після їх повторного відкриття, ряд хороших кодів LDPC був побудований за допомогою комп'ютерного пошуку, що означало, що такі коди не мали структури і, отже, мали складне кодування.

4.2 Методи алгебраїчного декодування циклічних кодів

Процедури декодування лінійних блокових кодів застосовні і до циклічних кодів. Однак алгебраїчна структура циклічних кодів дозволяє внести деякі істотні спрощення в реалізацію декодера. Розрахунок полягає лише в обчисленні залишку від ділення отриманого n -кортежу в поліноміальній формі на многочлен-генератор. Многочлен синдрому позначається $s(x)$. Якщо $s(x) = 0$, то отримане n -кортеж приймається як допустиме кодове слово, інакше, тобто якщо $s(x) \neq 0$, декодер оголошує виникнення помилок. Звідси випливає, що схема для реалізації виявлення помилок за допомогою циклічних кодів дійсно дуже проста. Розташування помилки в отриманому n -кортежі, в цілому є більш складним завданням для вирішення на практиці. Найважливішими методами алгебраїчного декодування є методи, засновані на алгоритмі Берлекампа-Мессі (BM) і на алгоритмі Евкліда.

З точки зору складності реалізації, кодування і декодування в цілому є дуже асиметричними операціями, причому декодування набагато складніше, ніж кодування. З практичних міркувань дуже часто вибирають неоптимальну схему кодування, враховуючи, що продуктивність задовільна, а реалізація декодера піддається виконанню. Строго алгебраїчні алгоритми декодування, які могли бути ефективні для обробки помилок жорсткого прийняття рішень, виявилися дуже важкими для виконання декодування м'яких рішень.

Алгоритм Берлекампа-Мессі (BM)

Алгоритм BM був відкритий Елвіном Берлекампом в 1968 році в контексті декодування кодів BCH. У 1969 році Джеймс Мессі показав, що ітераційний алгоритм, запропонований Берлекампом, фактично забезпечує загальне рішення проблеми синтезу найкоротшого регістра лінійного зсуву зі зворотним зв'язком, здатного генерувати задану скінченну послідовність цифр.

Алгоритм ВМ відіграє ключову роль в декодуванні алгебраїчних кодів, включаючи RS-коди і коди BCH. У випадку з двійковими кодами BCH немає необхідності обчислювати значення похибок, оскільки для виконання корекції помилок у $GF(2)$ достатньо визначити положення помилок. Однак у випадку недвійкових кодів BCH і RS-кодів для корекції помилок необхідно визначити як місце помилки, так і значення помилок. Розглянемо алгебраїчний код (n, k, d) з многочленом-генератором, що має корені $\alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{2t}$. Нехай $c(x)$ позначає многочлен кодового слова, нехай $e(x)$ позначає многочлен помилки і нехай $r(x)$, в якому

$$r(x) = c(x) + e(x). \quad (4.7)$$

Процедура алгебраїчного декодування складається з наступних етапів:

1. Обчислити перші $2t$ коефіцієнтів синдрому многочлена $s(x) = s_0 + s_1x + \dots$ в якому

$$\begin{aligned} s_0 &= r(\alpha), \\ s_1 &= r(\alpha^2), \\ &\vdots \\ s_{2t-1} &= r(\alpha^{2t}). \end{aligned} \quad (4.8)$$

2. Подати алгоритму ВМ послідовність $s_0, s_1, \dots, s_{2t-1}$ і обчислити похибковий многочлен $\sigma(x)$, о f ступінь $\tau, \tau \leq t$, в якому

$$\sigma(x) = 1 + \sigma_1x + \sigma_2x^2 + \dots + \sigma_\tau x^\tau. \quad (4.9)$$

3. Знайти корені числа $\sigma(x)$, позначені $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_\tau$, обернені значення до яких вказують місця похибок.

4. Визначити величину похибки у випадку недвійкових кодів.

Беркламп ввів процедуру обчислення величин помилок для недвійкових циклічних кодів і визначив многочлен

$$\begin{aligned} Z(x) &= 1 + (s_0 + \sigma_1)x + (s_1 + \sigma_1s_0 + \sigma_2)x^2 + \dots \\ &\quad + (s_{\tau-1} + \sigma_1s_{\tau-2} + \sigma_2s_{\tau-3} + \dots + \sigma_\tau)x^\tau. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Величини похибки в положеннях $\beta_i, 1 \leq i \leq \tau$, обчислюються як

$$e_i = \frac{Z(\beta_i^{-1})}{\prod_{j=1, j \neq i}^r (1 + \beta_j \beta_i^{-1})}. \quad (4.11)$$

Блок-схема на рис. 4.2 ілюструє етапи виконання алгоритму ВМ. Ця процедура призводить до оцінки похибки малюнка мінімальної ваги, що дозволяє вирішити систему рівнянь. Це і буде справжня похибка, яка виникла на каналі, якщо число помилок τ в цьому шаблоні дорівнює $\tau \leq t$.

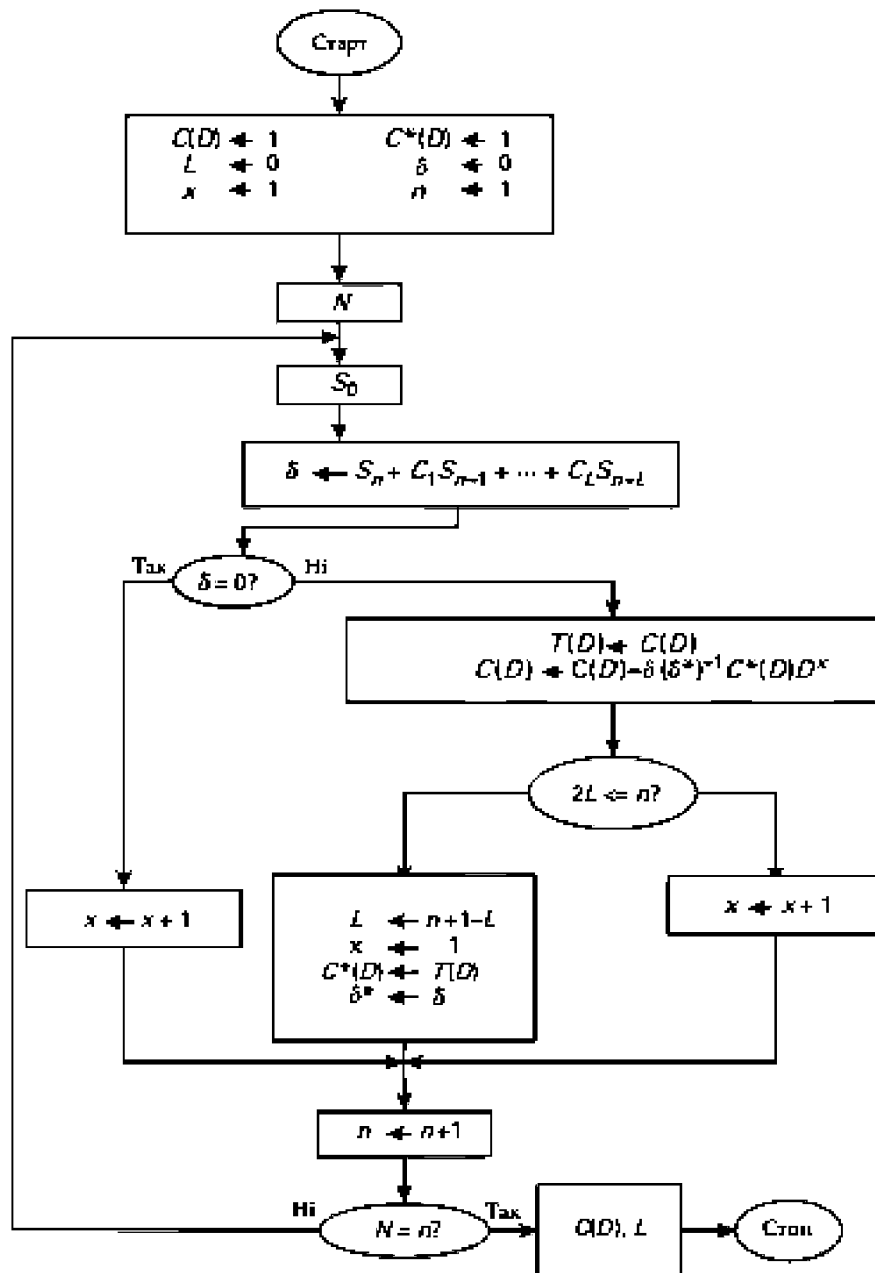


Рисунок 4.2 – Блок-схема алгоритму ВМ

4.3 Використання кодів LDPC для покращення завадостійкості

Декодер м'якого рішення характеризується тим, що він зберігає отриману інформацію про надійність символів, що надається демодулятором. Ця інформація про надійність використовується декодером для вдосконалення своїх рішень при прийнятті рішення про те, яке кодове слово було передано. Дуже часто використання декодування м'якого рішення призводить до посилення не менше 2,0 дБ по відношенню до жорсткого декодування. Жорсткий декодер спрощує його експлуатацію та подальші вимоги до впровадження, відкидаючи отриману інформацію про надійність символів.

Ефективне декодування кодів LDPC спирається на алгоритм «сумадобуток» (SPA). SPA – це посимвольний алгоритм ітеративного декодування soft-in soft-out. Для підвищення надійності декодованих символів використовуються ітерації для підвищення надійності декодованих символів, на основі матриці перевірки парності коду H . Для ітерацій визначається умова зупинки. Коли досягнуто умови зупинки, доступні значення надійності символу використовуються для прийняття складних рішень і для виведення декодованого двійкового кортежу. Нехай $v = (v_1, v_2, \dots, v_I, \dots, v_n)$ визначимо як кодове слово і нехай як u позначимо отриманий n -кортеж, координати якого є м'якими значеннями. SPA реалізується шляхом обчислення граничних ймовірностей $P(v_i|y)$, для $1 \leq i \leq n$.

4.4 Згорткові коди: особливості реалізації

4.4.1 Теоретичні основи згорткових кодів

Двійковий згортковий кодувальник (VSE) — це лінійний пристрій з пам'яттю, який приймає на вхід блоки k двійкових цифр або бітів повідомлення та виводить блоки з n двійкових розрядів, які залежать від поточних вхідних бітів

і від кількості m попередніх блоків бітів повідомлень. Зазвичай n і k , $n > k$ є малими додатними цілими числами. Зазвичай, чим більше значення пам'яті m , тим менша ймовірність помилки, яка виникає після декодування. Величина k/n називається кодовою асимптотичною швидкістю. Двійковий згортковий код (ВСС) - це набір всіх кодових слів, які можуть бути отримані на виході відповідного ВСЕ (рис. 4.3).

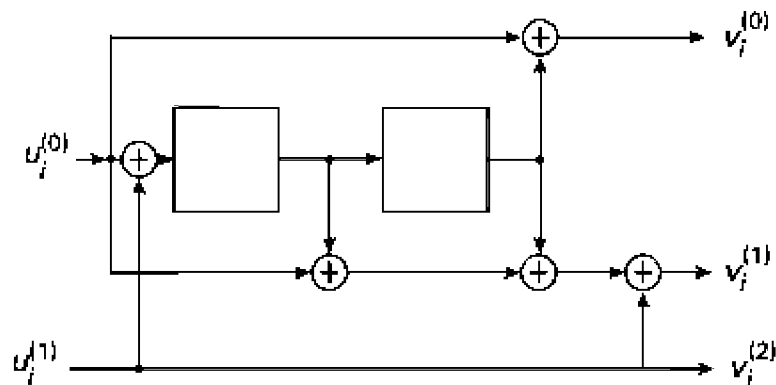


Рисунок 4.3 – ВСЕ рангу 2/3

ВСЕ може мати кінцеву імпульсну характеристику (FIR), яку також називають нерекурсивною ВСЕ, або нескінченну імпульсну характеристику (IIR). Кодувальники FIR також називаються нерекурсивними енодерами, а кодувальники IIR також називаються рекурсивними енодерами. ВСС називається систематичною, якщо кожен блок з k бітів вхідного повідомлення присутній серед n вихідних бітів відповідного кодового слова.

4.4.2 Нерекурсивні згорткові коди та їх застосування

Згортковий енодер називається FIR-кодувальником тоді і тільки тоді, коли його вихід може бути виражений у вигляді лінійної комбінації поточних входів і кінцевого числа минулих входів. Лінійна комбінація виражається через вхідні символи і коефіцієнти послідовностей генератора енодера. Енодер FIR, показано на рис. 4.4.

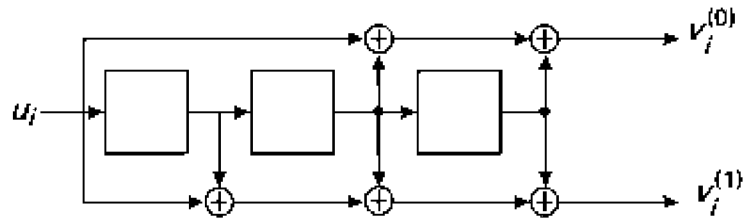


Рисунок 4.4 – Нерекурсивний (FIR) несистематичний кодер рангу 1/2

Відповідний згортковий код має параметри (2, 1, 3) і асимптотичну частоту 1/2. Вхід кодера складається з блоків повідомлень, що містять один символ, а вихід кодера складається з блоків з двох символів. Послідовність повідомлень $u = (u_0, u_1, u_2, \dots)$ подається на вхід кодера побітово. Оскільки енкодер є лінійною системою, то з цього випливає, що дві його вихідні послідовності, а саме

$$v^{(0)} = (v_0^{(0)}, v_1^{(0)}, v_2^{(0)}, \dots) \quad (4.12)$$

і

$$v^{(1)} = (v_0^{(1)}, v_1^{(1)}, v_2^{(1)}, \dots) \quad (4.13)$$

можуть бути записані у вигляді згортки вхідної послідовності u з відповідним енкодеру імпульсною характеристикою. Для $(n, 1, m)$ згорткових кодів імпульсна характеристика для даного виходу енкодера – це вихід, отриманий шляхом подачі на вхід енкодера послідовності $u = (100 \dots)$. Оскільки кодувальник має пам'ять m , то з цього випливає, що відповідні імпульсні характеристики мають вигляд

$$g^{(0)} = (g_0^{(0)}, g_1^{(0)}, g_2^{(0)}, \dots, g_m^{(0)}) \quad (4.14)$$

і

$$g^{(1)} = (g_0^{(1)}, g_1^{(1)}, g_2^{(1)}, \dots, g_m^{(1)}) \quad (4.15)$$

Для конкретного випадку енкодера на рис. 4.4 випливає, що

$$\begin{aligned} g^{(0)} &= (1011), \\ g^{(1)} &= (1111). \end{aligned} \quad (4.16)$$

Імпульсні реакції також називають послідовностями генератора коду. У термінах згортків кодувальні рівняння можна записати у вигляді

$$\begin{aligned} v^{(0)} &= u * g^{(0)}, \\ v^{(1)} &= u * g^{(1)}, \end{aligned} \quad (4.17)$$

в якому $*$ позначає дискретну згортку і всі операції зводяться за модулем 2. Операція згортки $v(i) = u * g(i)$ передбачає, що для всіх $l \geq 0$

$$v_l^{(j)} = \sum_{i=0}^m u_{l-i} g_i^{(j)} = u_l g_0^{(j)} + u_{l-1} g_1^{(j)} + \dots + u_{l-m} g_m^{(j)}, \quad (4.18)$$

в якому $u_{l-i} = 0$ для всіх $l < i$. Таким чином, для енкодера, зображеного на рис. 4.4, впливає, що

$$\begin{aligned} v_l^{(0)} &= u_l + u_{l-2} + u_{l-3}, \\ v_l^{(1)} &= u_l + u_{l-1} + u_{l-2} + u_{l-3}, \end{aligned} \quad (4.19)$$

які отримуються прямим способом шляхом перевірки ланцюга енкодера. Після кодування вихідні послідовності $v^{(0)}$ і $v^{(1)}$ мультиплекуються, утворюючи єдину послідовність, яка становить кодове слово для передачі по каналу. Кодове слово виражається як

$$v = (v_0^{(0)} v_0^{(1)}, v_1^{(0)} v_1^{(1)}, v_2^{(0)} v_2^{(1)}, \dots). \quad (4.20)$$

У лінійній системі операції в часовій області за участю згорток можуть бути еквівалентно замінені поліноміальними операціями. Оскільки згортковий кодувальник виконує лінійні операції над вхідними бітами, кожна з вихідних послідовностей кодера представлена лінійною операцією, в якій згортки замінюються поліноміальними множеннями. Наприклад, для згорткового коду $(2, 1, m)$ рівняння кодування виражаються через оператор затримки D наступним чином:

$$\begin{aligned} v^{(0)}(D) &= u(D)g^{(0)}(D), \\ v^{(1)}(D) &= u(D)g^{(1)}(D), \end{aligned} \quad (4.21)$$

в якому інформаційна послідовність позначається як

$$u(D) = u_0 + u_1 D + u_2 D^2 + \dots \quad (4.22)$$

$$\begin{aligned} v^{(0)}(D) &= v_0^{(0)} + v_1^{(0)}D + v_2^{(0)}D^2 + \dots, \\ v^{(1)}(D) &= v_0^{(1)} + v_1^{(1)}D + v_2^{(1)}D^2 + \dots, \end{aligned} \quad (4.23)$$

позначаючи вихідні послідовності кодувальника або закодовані послідовності, а поліноми-генератори позначають як

$$\begin{aligned} g^{(0)}(D) &= g_0^{(0)} + g_1^{(0)}D + g_2^{(0)}D^2 + \dots + g_m^{(0)}D^m, \\ g^{(1)}(D) &= g_0^{(1)} + g_1^{(1)}D + g_2^{(1)}D^2 + \dots + g_m^{(1)}D^m. \end{aligned} \quad (4.24)$$

Факти того, що згортковий кодер виконує лінійні операції на своїх входах і що $u(i)(D)$, $0 \leq i \leq k - 1$, позначає i -ю вхідну послідовність, а $v(j)(D)$, $0 \leq j \leq n - 1$, позначає j -а вихідна послідовність, дозволяють інтерпретувати відповідний поліном-генератор як передавальну функцію, що пов'язує i -й вхід і j -й вихід. Розглядаючи згортковий кодувальник з k входами і n виходами, буде $k \cdot n$ передавальних функцій. Ці $k \cdot n$ передавальних функцій можуть бути представлені одночасно матрицею передавальної функції, також відомою як поліноміальна матриця-генератор, що позначається як $G(D)$, тобто

$$G(D) = \begin{bmatrix} g_0^{(0)}(D) & g_0^{(1)}(D) & \dots & g_0^{(n-1)}(D) \\ g_1^{(0)}(D) & g_1^{(1)}(D) & \dots & g_1^{(n-1)}(D) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{k-1}^{(0)}(D) & g_{k-1}^{(1)}(D) & \dots & g_{k-1}^{(n-1)}(D) \end{bmatrix}, \quad (4.25)$$

в якому $g(ij)(D)$ позначає породжуючий многочлен, що пов'язує кодер i -го входу з його j -й виходом. Рівняння кодування для згорткового коду (n, k, m) можна виразити через матрицю передавальної функції у вигляді

$$V(D) = U(D)G(D), \quad (4.26)$$

в якому $U(D) = [u(0)(D), u(1)(D), \dots, u(k-1)(D)]$ позначає k -кортеж у вхідній послідовності і в якому $V(D) = [v(0)(D), v(1)(D), \dots, v(n-1)(D)]$ позначає відповідну послідовність виводу.

4.4.3 Рекурсивні систематичні згорткові коди (RSC)

RSC-коди, які також називають згортковими кодами з ПР, можуть бути результатом згорткових кодів FIR. На рис 4.5 показаний енкодер для двійкового RSC коду швидкості 1, 2.

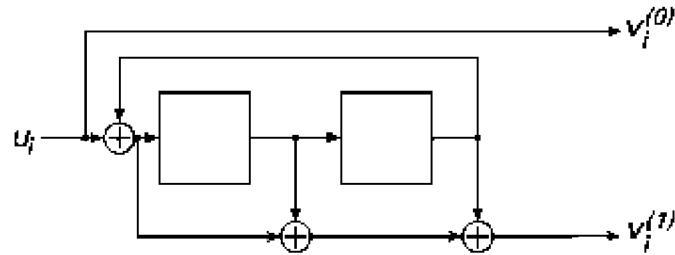


Рисунок 4.5 – Енкодер для двійкового RSC коду рангу 1/2

На рис. 4.6 показаний кодер для двійкового рекурсивного несистематичного згорткового коду швидкості 1/2.

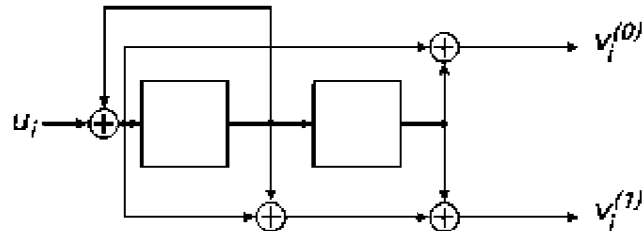


Рисунок 4.6 – Кодер для двійкового рекурсивного несистематичного згорткового коду рангу 1/2

У систематичному (n, k, m) згортковому коді кожен n -цифровий вихідний підблок містить k цифр, які ідентичні k цифрам у вхідній інформаційній послідовності, яка створила цей підблок. Матриця поліноміального генератора систематичного згорткового коду має вигляд

$$G(D) = [I \quad P(D)], \quad (4.27)$$

в якому тотожність позначена $k \times k$ матрицею, а $P(D)$ позначає $k \times (n - k)$ матрицю. Для визначення систематичної форми, пов'язаної з даною матрицею

$$\begin{aligned}
v(D) &= \sum_{j=-\infty}^{\infty} v_j D^j = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^m f_i w_{j-i} D^j = \\
&= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left(\sum_{i=0}^m f_i D^i \right) w_k D^k = f(D)w(D) ,
\end{aligned} \tag{4.30}$$

в якому k використовувався для заміни $j - i$, з

$$f(D) = f_0 + f_1 D + \dots + f_m D^m , \tag{4.31}$$

і

$$w(D) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} w_k D^k . \tag{4.32}$$

З рис. 4.7 випливає, що

$$w_j = u_j + \sum_{i=1}^m q_i w_{j-i} . \tag{4.33}$$

Припустимо, що $q_0 = 1$, з цього випливає, що

$$u_j = u_j + \sum_{i=1}^m q_i w_{j-1} . \tag{4.34}$$

І за аналогією випливає, що

$$u(D) = q(D)w(D) , \tag{4.35}$$

де

$$u(D) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} u_j D^j , \tag{4.36}$$

і

$$q(D) = 1 + q_1 D + \dots + q_m D^m . \tag{4.37}$$

З об'єднання попередніх рівнянь випливає, що

$$v(D) = u(D) \frac{f(D)}{q(D)} = u(D) \frac{f_0 + f_1 D + \dots + f_m D^m}{1 + q_1 D + \dots + q_m D^m} . \tag{4.38}$$

Нехай

$$g(D) = \frac{f(D)}{q(D)} . \tag{4.39}$$

Звідси випливає, що

$$v(D) = u(D)g(D). \quad (4.40)$$

Функція $g(D)$ називається раціональною передавальною функцією. У загальному випадку матриця $G(D)$, в якій записи є раціональними функціями, називається матрицею раціональних передавальних функцій.

4.4.4 Візуалізація та представлення згорткових кодів

Діаграма «стан-перехід»

Діаграма переходів станів або просто діаграма станів для згорткового коду являє собою граф, що складається з вузлів і розгалужень. Вузли представляють стани кодера, а розгалуження, позначені лініями зі стрілками, представляють переходи між станами. Кожна гілка на діаграмі станів має мітку виду X/Y , в якій $X = X_1X_2 \dots X_k$ позначає вхідний k -кортеж, а $Y = Y_1Y_2 \dots Y_n$ позначає відповідний вихід енкодера n -кортеж. При заданому поточному стану енкодера, послідовність вхідної інформації визначає шлях, пройдений через діаграму станів, і відповідну послідовність виходів. Кожен новий блок k -кортежу складається з інформаційних цифр, що подається на вхід кодера, викликає перехід станів на діаграмі станів. Звідси випливає, що з кожного стану виходять 2^k гілок, що відповідають кожному окремому блоку k -кортежу інформаційних знаків.

Згортковий кодер може бути представлений кінцевим автоматом. Поточний вміст регістра зсуву кодера та з'єднання зворотного зв'язку визначають відображення, що пов'язує наступний блок інформаційних цифр k -кортежу та відповідний блок n -кортежу вихідних цифр. Поточний стан кодера та вихід поточного кодера однозначно визначаються попереднім станом кодера та поточним входом кодера. Кодер здійснює перехід стану, коли на нього подається блок цифрових цифр k -кортежу.

Схема решітки

Гратчаста діаграма виводиться з діаграми станів шляхом вираження всіх можливих переходів станів і відповідних послідовностей входів/виходів як функції часу. У загальному випадку для згорткового коду (n, k, m) і послідовності вхідної інформації довжиною kL , виходить 2^k гілок, і 2^k гілок, що входять у кожний стан. Крім того, через решітку є чіткі доріжки розміром $2kL$, що відповідають $2kL$ кодовим словам.

4.4.5 Розшифровка згорткових кодів

В даний час в більшості практичних застосувань згорткових кодів для декодування використовується алгоритм Вітербі (ВА). Ця перевага виходить з того, що частота бітових помилок на виході декодера Viterbi вважається адекватною в таких додатках. Однак нижча частота бітових помилок може вимагати послідовного декодера. Як згадувалося раніше, ВА виконує декодування максимальної правдоподібності і використовує гратчасту структуру згорткових кодів. Задавши послідовність згортково закодованих символів, забруднених шумом, на декодері ВА оцінює найбільш ймовірний шлях послідовності через відповідну кодову решітку.

Покроковою схемою застосування алгоритма Вітербі є:

1. Ініціалізація станів. Алгоритм починається з ініціалізації всіх можливих станів системи. Для цього задається початковий стан і вектор ймовірностей, що відображають ймовірність переходу від початкового стану до інших станів у процесі прийому даних.

2. Вибір переходів між станами. Кожен прийнятий символ обробляється шляхом пошуку відповідних переходів між станами. У процесі обчислення ймовірностей переходу використовуються розрахунки за допомогою матриць відстаней (або відхилень) між переданим і прийнятим символом.

3. Пошук найімовірнішого шляху. Для кожного кроку обчислюються ймовірності всіх можливих шляхів через стани і зберігається найімовірніший шлях. Це дає можливість побудувати граф, де кожен вузол є можливим станом, а ребра відповідають переходам між ними.

4. Зворотний прохід для визначення вихідної послідовності: Після обчислення всіх ймовірностей для всіх станів здійснюється зворотний прохід від кінцевого стану до початкового, щоб визначити найімовірнішу послідовність кодових символів.

Алгоритм Вітербі ґрунтується на обчисленні так званої метрики Хеммінга для порівняння переданих та отриманих кодових символів.

Нехай y_t – це отриманий кодовий символ в момент часу y_t , а \hat{y}_t – це ймовірне значення символу, отримане на основі передбачення. Тоді метрика Хеммінга для кожного кроку може бути обчислена за формулою:

$$d(y_t, \hat{y}_t) = \sum_{i=1}^k |y_{t,i} - \hat{y}_{t,i}|, \quad (4.41)$$

де $y_{t,i}$ – це значення отриманого символу на i -му бітовому розряді, а $\hat{y}_{t,i}$ – відповідний біт з ймовірного символу.

Алгоритм обчислює ймовірності переходу від одного стану до іншого через таку формулу для вхідної метрики:

$$\lambda_{t+1}(s_{t+1}) = \min(\lambda_t(s_t) + d(y_{t+1}, y_{t+1})) \quad (4.42)$$

де:

$\lambda_{t+1}(s_{t+1})$ – це метрика (ймовірність) для стану s_t на кроці t ,

$d(y_{t+1}, y_{t+1})$ – метрика Хеммінга для порівняння отриманого і ймовірного символу.

Для кожного стану на кожному кроці алгоритм Вітербі вибирає найменшу метрику серед усіх можливих шляхів. Це забезпечує обрання найімовірнішого шляху, оскільки чим менша метрика, тим вище ймовірність, що цей шлях є правильним. За допомогою цього підходу на виході можна отримати найбільш ймовірну послідовність переданих даних.

Перевагами застосування алгоритма Вітербі є:

- Ефективність в умовах шуму. Алгоритм дозволяє коригувати помилки, що виникають через шум у каналі зв'язку, і дає можливість отримати високу надійність передачі даних.

- Мінімізація помилок. Використання метрики Хеммінга дозволяє вибирати найменш ймовірні помилки при декодуванні.

До недоліків слід віднести наступні:

- Обчислювальні витрати. Алгоритм Вітербі вимагає значних обчислювальних ресурсів, оскільки для кожного кроку необхідно обчислювати всі можливі переходи і їх ймовірності.

- У випадку використання складних кодів і великих розмірів блоків даних може виникнути значна затримка через необхідність обробляти велику кількість станів.

Алгоритм Вітербі є потужним інструментом для декодування згорткових кодів, дозволяючи забезпечити високу якість зв'язку в умовах шуму. За допомогою цього методу можна ефективно відновлювати передану інформацію, мінімізуючи помилки, але варто враховувати обчислювальні витрати, що можуть бути значними для складних кодових систем.

ВИСНОВКИ

На основі проведених досліджень та аналізу сучасних методів передачі сигналів у мережах телебачення сформовано висновки, що мають практичне та теоретичне значення. У роботі доведено актуальність дослідження завадостійкості у сучасних телекомунікаційних мережах, адже висока якість передачі сигналів є ключовим фактором для задоволення зростаючих потреб користувачів. Зокрема, вплив різноманітних завад, таких як багатопроменеве розповсюдження сигналів, електромагнітні перешкоди та інші види спотворень, залишається критичним викликом для телебачення наступного покоління.

Значущість роботи підкреслюється швидким розвитком цифрових технологій, які вимагають нових підходів до забезпечення стабільності передачі інформації. Високий рівень завадостійкості є необхідною умовою для підтримки якості обслуговування користувачів у різних сегментах телекомунікаційного ринку, включаючи інтерактивні сервіси, потокове мовлення та системи екстреного сповіщення. У цьому контексті дослідження та розробка нових методів обробки та кодування сигналів є важливими для покращення загальної ефективності мереж телебачення.

Робота продемонструвала, що існуючі методи боротьби із завадами, попри їхню ефективність у певних умовах, мають низку обмежень. Наприклад, традиційні технології обробки сигналів часто вимагають великих обчислювальних ресурсів, що обмежує їх застосування в реальному часі. Крім того, моделі сигналів, які враховують лише лінійні типи спотворень, не є достатньо точними для умов багатопроменевого середовища. Тому розробка нових підходів, орієнтованих на зменшення впливу різних типів завад, дозволяє досягти значних покращень у стабільності та надійності передачі сигналів.

Проведене моделювання показало, що вдосконалення методів кодування та декодування сигналів дозволяє мінімізувати втрати інформації та знижувати вплив шумів. Зокрема, використання таких сучасних технологій, як циклічні

коди, коди Ріда-Соломона та згорткові коди, продемонструвало свою ефективність у складних умовах передачі. Впровадження згаданих підходів забезпечує стабільну роботу телекомунікаційних систем навіть у середовищі з високим рівнем завад.

Практичне значення результатів роботи полягає у можливості впровадження розроблених методів для покращення роботи наземних, супутникових та кабельних телевізійних мереж. Це дозволяє не лише підвищити якість зображення та звуку, але й забезпечити більш надійний доступ до інтерактивних сервісів, які є чутливими до втрат сигналів. Особливу увагу приділено перспективам використання розробок у проектуванні мереж наступного покоління, які потребують високого рівня ефективності передачі даних.

Таким чином, результати роботи є вагомим внеском у розвиток телекомунікаційних технологій та можуть бути корисними для вирішення актуальних проблем сучасного телебачення. Запропоновані методи мають потенціал до масштабування та адаптації для інших галузей, таких як відеоконференції, потокове мовлення та служби екстреного сповіщення. Це підтверджує перспективність розробок як для конкретної галузі, так і для телекомунікаційної індустрії в цілому.

ЛІТЕРАТУРА

1. ATSC (1995), Посібник щодо використання цифрового телевізійного стандарту ATSC, Advanced Television System Committee, Вашингтон, округ Колумбія, документ A/54.
2. Іпполіто, Л. (2008), Інженерія систем супутникових комунікацій, Wiley, Нью-Йорк.
3. А. Вітербі (1971), "Конволюційні коди та їх продуктивність у комунікаційних системах," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, том 19, № 5, с. 751–772.
4. А. Дж. Вітербі та Дж. К. Омура (2009), Принципи цифрових комунікацій та кодування. Courier Dover Publications.
5. Довла, Ф., Ф. Некоогар, та А. Спірідон (2004), "Пом'якшення завад у приймачах ультраширокопосмугового передавання з посиленням," виступ на *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Монтерей, Каліфорнія.
6. Е. Малькамі та Х. Лейб (1999), "Оцінка продуктивності конволюційних кодів у каналах із блоковим згасанням," *IEEE Trans. Inform. Theory*, том 45, № 5, с. 1643–1646.
7. Й. Вей, М. Цзян, Б. Ся, В. Чен та Й. Ян (2013), "Гібридний алгоритм декодування з підтримкою CRC для турбо кодів," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, том 2, № 5, с. 471–474.
8. Кауч, Л. (2007), Цифрові та аналогові системи комунікацій, 7-е вид., Prentice-Hall, Верхній Седл Рівер, Нью-Джерсі.
9. М. Ель-Камі, Дж. Лі та І. Кан (2015), "Аналіз виявлення для декодування з підтримкою CRC," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, том 19, № 3, с. 483–486.
10. Мітола, Дж. (2000), Архітектура програмно визначеного радіо: об'єктно-орієнтований підхід до проектування бездротових систем, Wiley, Нью-Йорк.

11. Некоогар, Ф. (2006), Ультраширокосмугові комунікації, Prentice-Hall, Верхній Седл Рівер, Нью-Джерсі.
12. П. Купман та Т. Чакраварті (2004), "Вибір поліному для циклічного коду перевірки на надійність (CRC) для вбудованих мереж," у Proc. 2004 IEEE Int. Conf. Dependable Syst. and Networks (DSN), с. 145–154.
13. П. Купман (2002), "32-бітні циклічні коди перевірки на надійність для інтернет-застосувань," у Proc. 2002 IEEE Int. Conf. Dependable Syst. and Networks (DSN), с. 459–468.
14. Прокіс, Дж. Г., та М. Салехі (2005), Основи систем комунікації, Prentice-Hall, Верхній Седл Рівер, Нью-Джерсі.
15. Р. Ван, В. Чжао та Г. Джіаннакіс (2008), "Виправлення помилок за допомогою CRC в системі з конволюційним кодуванням," IEEE Trans. Commun., том 56, № 11, с. 1807–1815.
16. Р.-Д. Лін та В.-С. Чен (2005), "Швидкий алгоритм обчислення ймовірності невиявлених помилок для CRC кодів," у Proc. 2005 IEEE 19th Int. Conf. Advanced Inform. Networking and Applicat. (AINA), том 2, с. 480–483.
17. С. Лінг (2004), Теорія кодування: перший курс. Cambridge University Press.
18. С.-Й. Лу та Б. Данешрад (2012), "Прогнозування PER для систем MIMO OFDM з конволюційним кодуванням — аналітичний підхід," у Proc. 2012 IEEE Military Commun. Conf. (MILCOM), с. 1–6.
19. С.-Л. Шіє, П.-Н. Чен та Й. С. Хан (2007), "Модифікація CRC для виявлення довжини повідомлення," IEEE Trans. Commun., том 55, № 9, с. 1747–1756.
20. Хейкін, С. (2001), Комунікаційні системи, 4-е вид., Wiley, Нью-Йорк.



**НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ПОЛТАВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА ІМЕНІ ЮРІЯ КОНДРАТЮКА**

Кафедра автоматики, електроніки та телекомунікацій

Кваліфікаційна робота магістра

**Дослідження та удосконалення завадостійкого
способу передачі сигналів у мережах
телебачення**

Виконав: студент VI курсу, групи бдТТ

Вірченко В.В.

Керівник д.т.н., проф. Косенко В.В.

Полтава 2025



Сучасні мережі телебачення стикаються зі значними викликами, пов'язаними із забезпеченням високої якості передачі сигналів за умов впливу різних завад.

У контексті зростаючих вимог до якості обслуговування користувачів та з огляду на швидкий розвиток цифрових технологій, особливого значення набуває дослідження та удосконалення завадостійких способів передачі сигналів.

Забезпечення стабільності сигналу в мережах телебачення дозволяє мінімізувати втрати інформації, підвищити якість зображення та звуку, що особливо важливо для інтерактивних і потокових сервісів.



Мета роботи – дослідження та удосконалення способів передачі сигналів у мережах телебачення з підвищеною стійкістю до завад, що дозволить покращити якість обслуговування споживачів за рахунок мінімізації втрат сигналів та забезпечення їх надійності

Об'єктом дослідження є процес передачі сигналів у мережах телебачення за умов впливу завад.

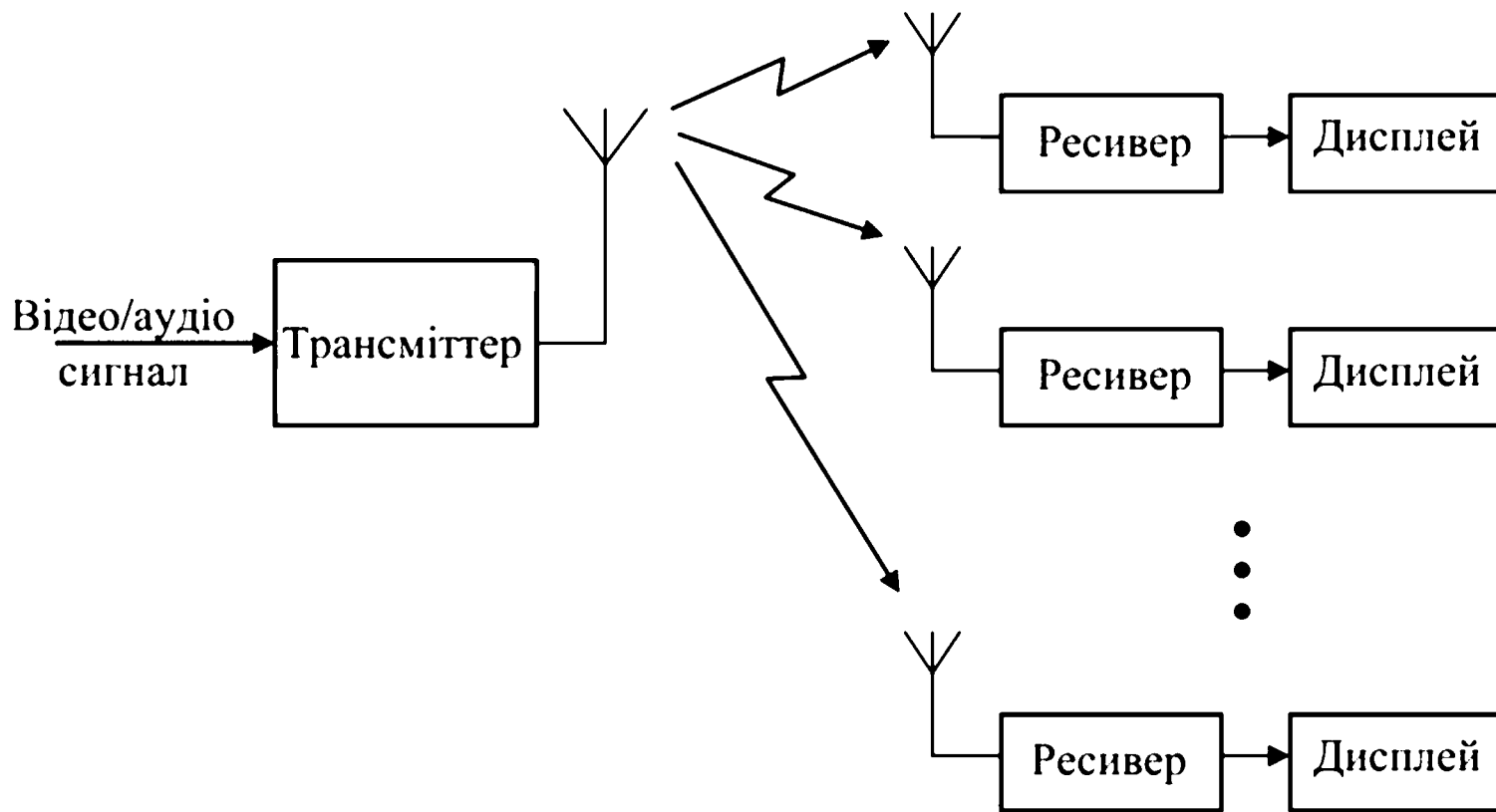
Предметом дослідження є методи забезпечення завадостійкості при передачі сигналів у телекомунікаційних мережах

Задачі дослідження:

1. Дослідити сучасні методи боротьби із завадами в мережах телебачення та проаналізувати їх ефективність
2. Розробити підхід до вдосконалення способів передачі сигналів із врахуванням особливостей завад.
3. Виконати моделювання передачі сигналів у мережах телебачення для оцінки ефективності запропонованого способу
4. Провести аналіз стійкості передачі сигналів до різних типів завад у телекомунікаційних мережах



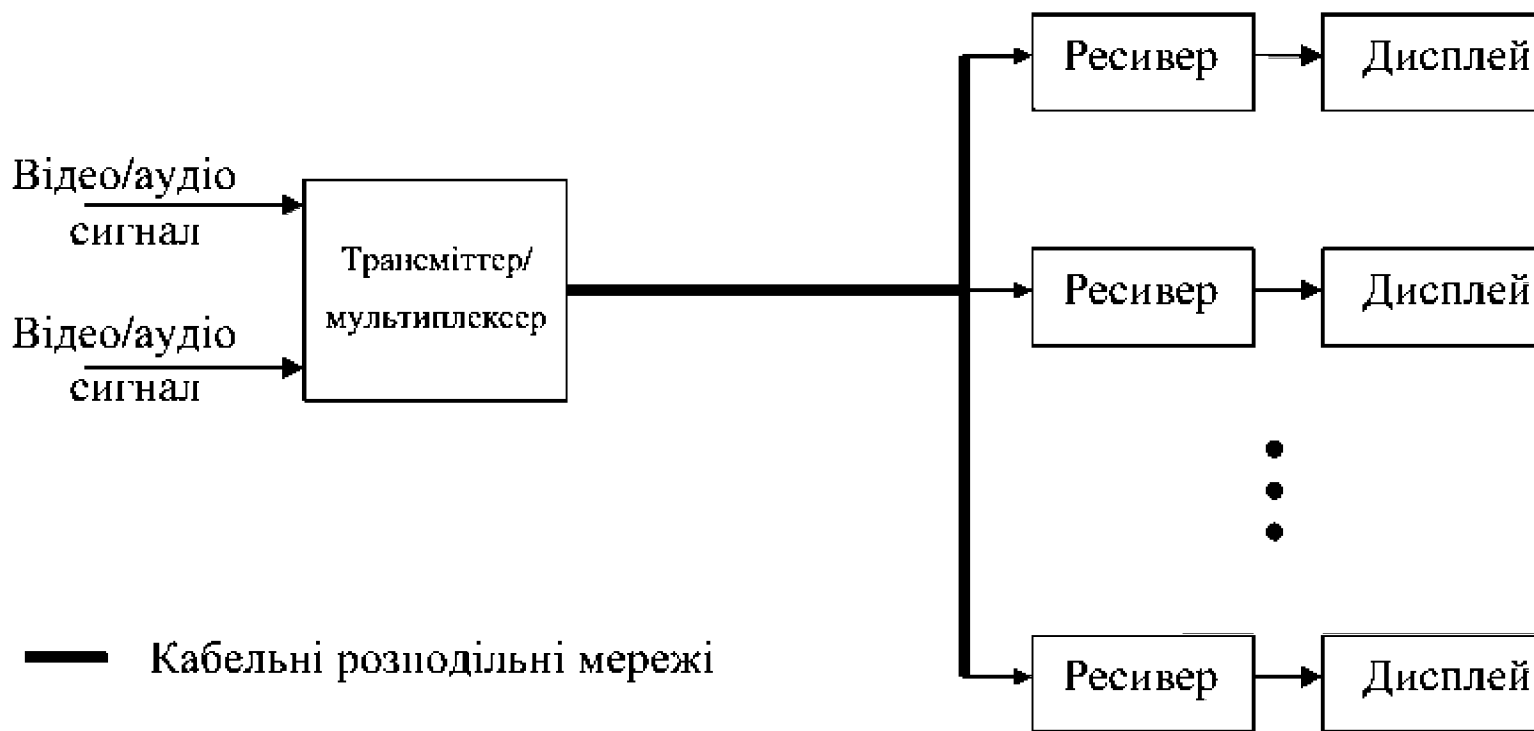
Технологія передачі телевізійних сигналів



Симплексна структура ефірного телебачення



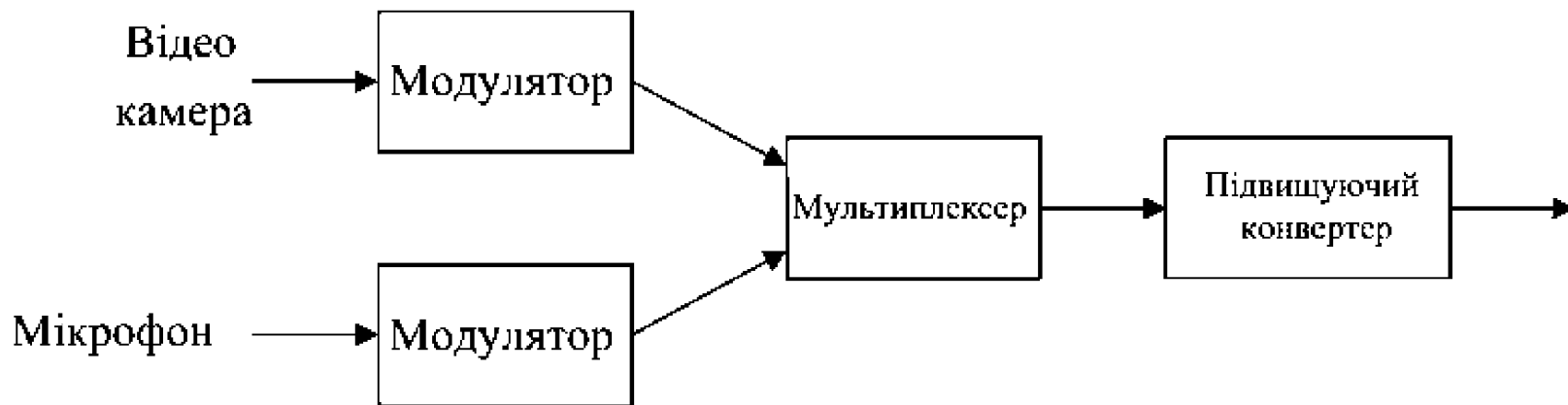
Технологія передачі телевізійних сигналів



Структура системи кабельного телебачення



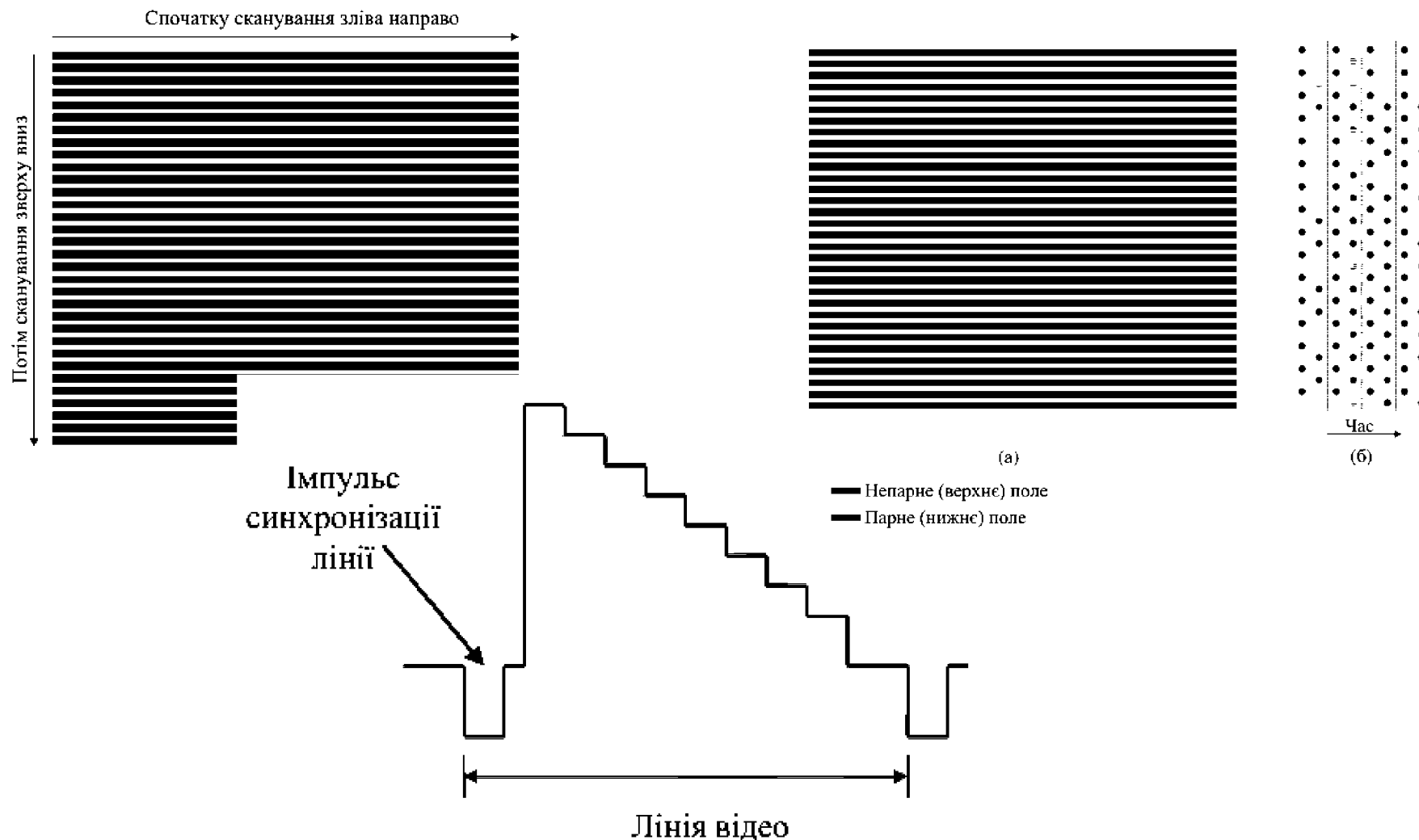
Технологія передачі телевізійних сигналів



Структура аналогових телевізійних систем



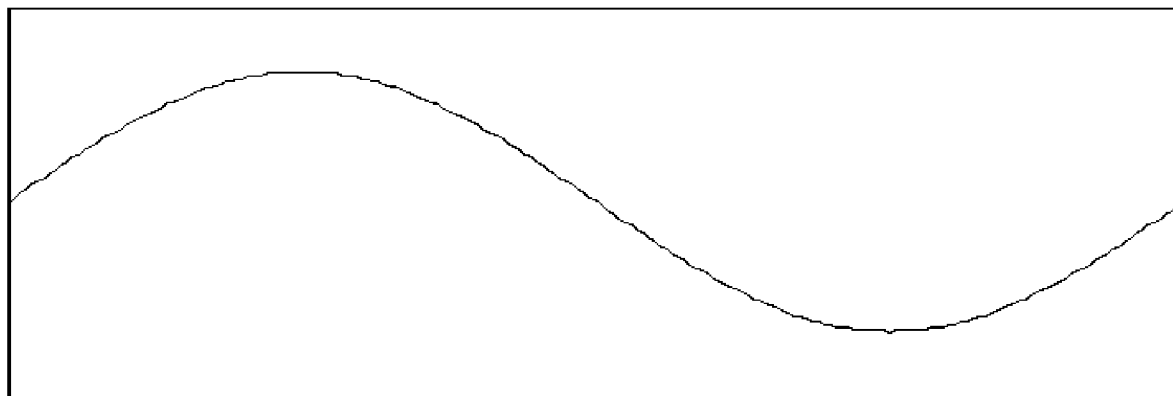
Аналогова передача телевізійних сигналів



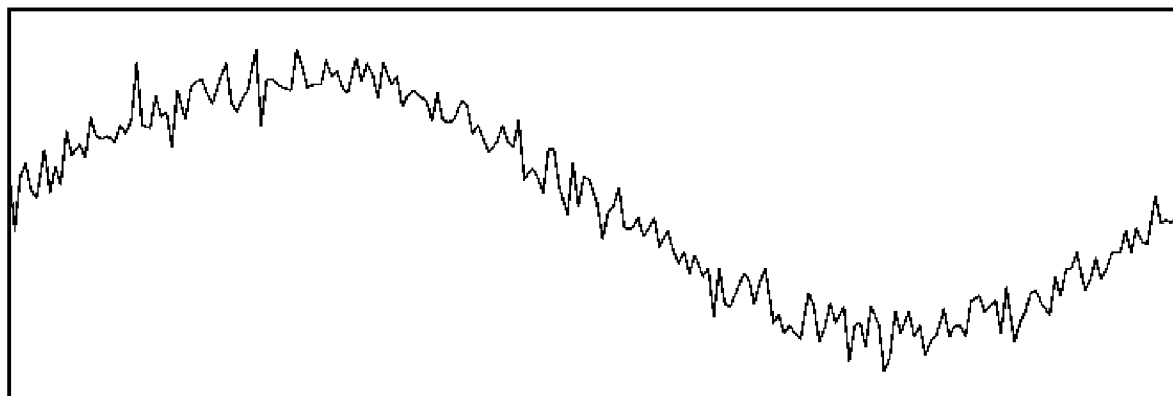


Аналогове телебачення

Оригінальний аналоговий сигнал



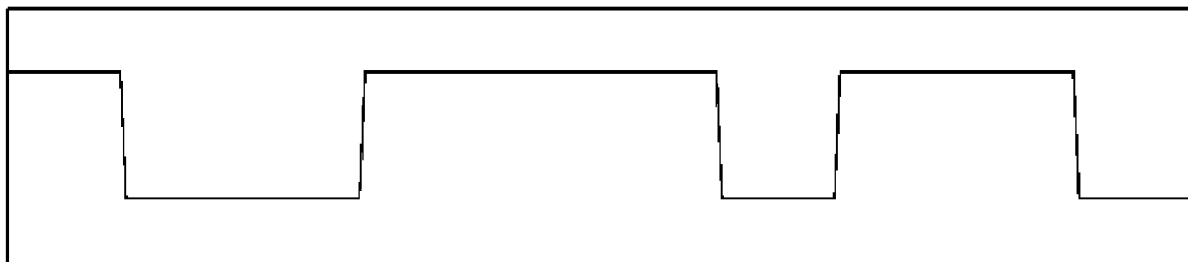
Сигнал після додавання шуму



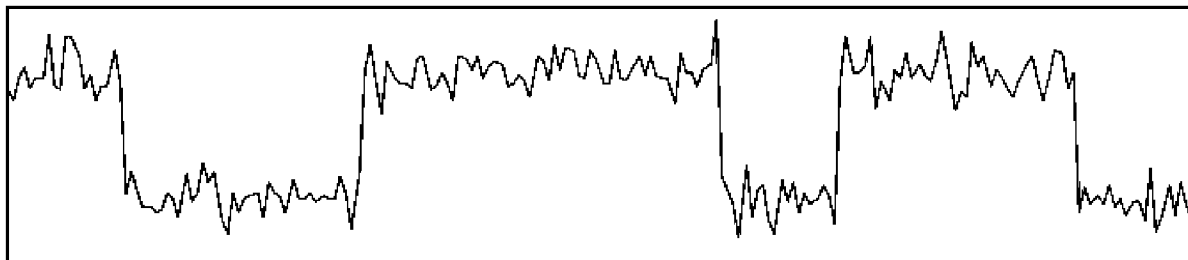


Цифрові технології у телебаченні

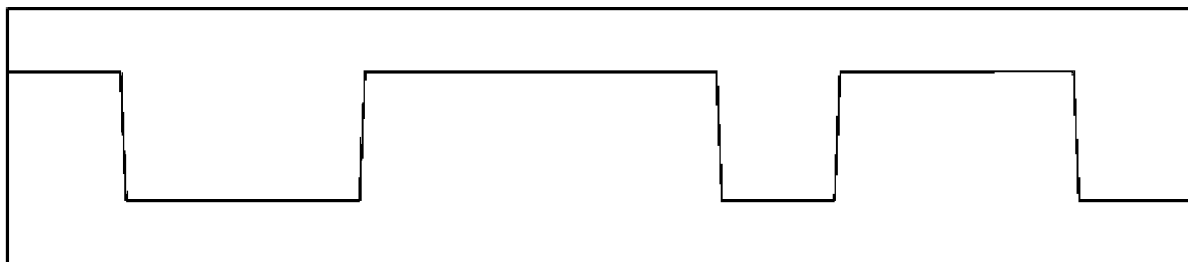
Оригінальний цифровий сигнал



Сигнал після додавання шуму

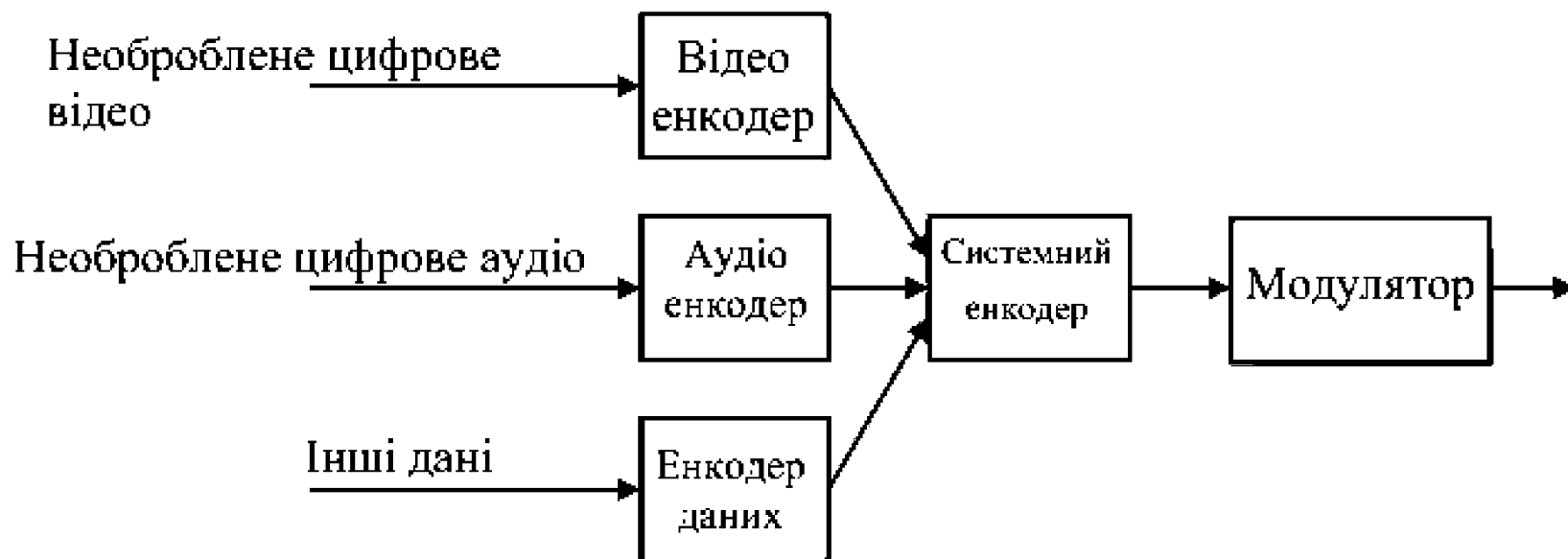


Сигнал після порогового значення





Технологія цифрової передачі телевізійних сигналів



Структура системи кодування та передачі цифрового телебачення



Забезпечення завадостійкості передачі даних Передача сигналів з урахуванням експлуатаційних умов

1. Географічні умови
 2. Кліматичні умови
 3. Особливості рельєфу
 4. Економічний розвиток регіону
1. Кабельні системи
 2. Радіорелейні прямої видимості
 3. Тропосферні системи
 4. Супутникові системи
- Мідні кабельні лінії
 - Волоконно-оптичні кабельні лінії
 - ДТЗ: ультракороткі хвилі, перевипромінювання, неоднорідності, рознесений прийом
 - Підземне прокладанняї
 - Повітряні кабельні лініїї



Забезпечення завадостійкості передачі даних Моделювання сигналів в умовах завад

1. Найпростіший цифровий сигнал: один символ – один біт
2. Вид модуляції – визначальний фактор завадостійкості
3. Переважний вид модуляції – двійкова фазова маніпуляція:

$$s(t) = \sum U(t - iT) \cos(\omega Ht + \varphi_i + \varphi_0)$$

4. В сучасних системах: один символ – кілька біт інформації.
5. Кількість символів, що передається лінією зв'язку, - більша кількості біт інформації на вході передавача.
6. Сигнал – багатовимірною величиною



Забезпечення завадостійкості передачі даних Джерела виникнення перешкод

1. Внутрішні чинники (шум) природного походження (грозові розряди у атмосфері; теплове випромінювання Землі; флуктуаційний характер поглинання радіохвиль в атмосфері Землі, випромінювання позаземних джерел)
2. Зовнішні перешкоди штучного походження (від індустриальних джерел та працюючих радіостанцій): системи запалювання автомобілів, лінії електропередач та потужні промислові установки (електромотори, дугове зварювання)



Забезпечення завадостійкості передачі даних методами кодування

Використання ентропійного кодування

Метод Хаффмана

- 1. Створення частотного дерева.** Для кожного символу у вхідних даних створюється вузол дерева, вага якого відповідає частоті появи цього символу.
- 2. Комбінування вузлів.** Найменш важкі вузли об'єднуються, утворюючи новий вузол. Цей процес повторюється до тих пір, поки не залишиться один вузол - корінь дерева Хаффмана.
- 3. Присвоєння кодів.** Символам присвоюються коди, основуючись на шляху від кореня до кожного листа дерева. Шлях вліво зазвичай позначається як "0", а вправо - як "1"



Забезпечення завадостійкості передачі даних методами кодування Прогнозоване кодування телевізійних сигналів

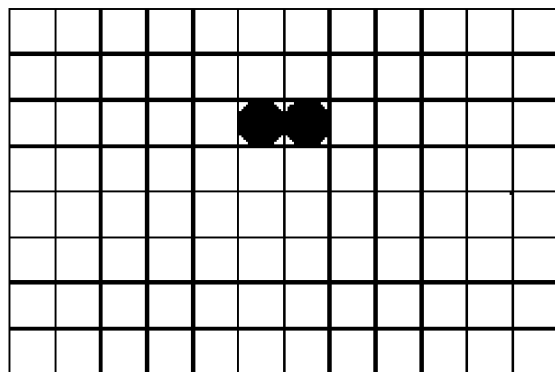


A	X	

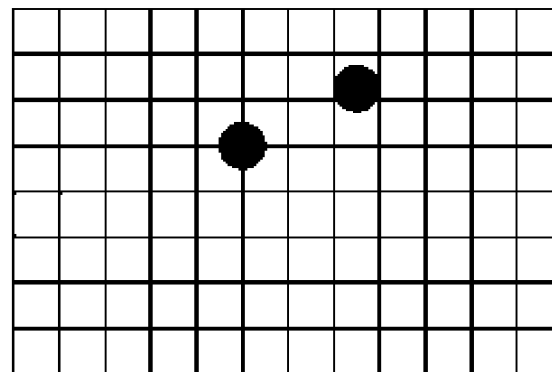
Послідовність пікселів для передачі та просте
одновимірне передбачення



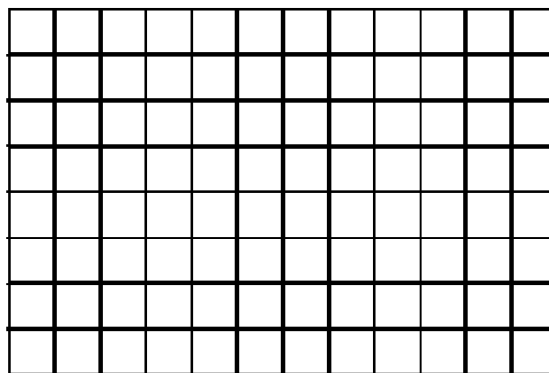
Забезпечення завадостійкості передачі даних методами кодування
Прогноз з компенсацією руху



Поточне зображення



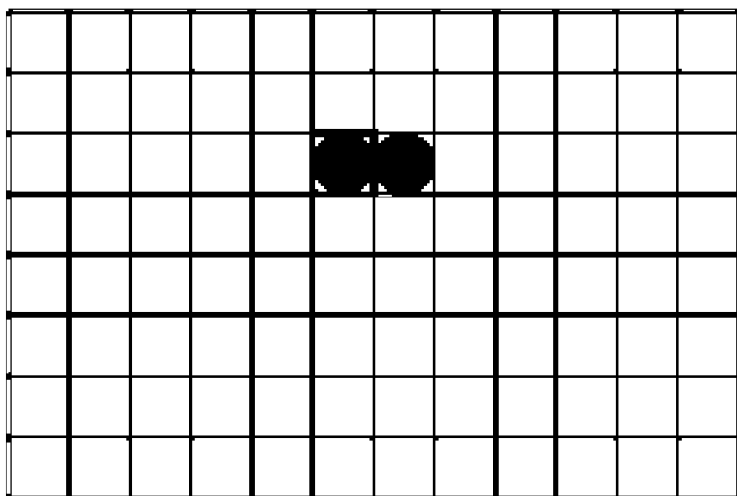
Прогнозоване зображення



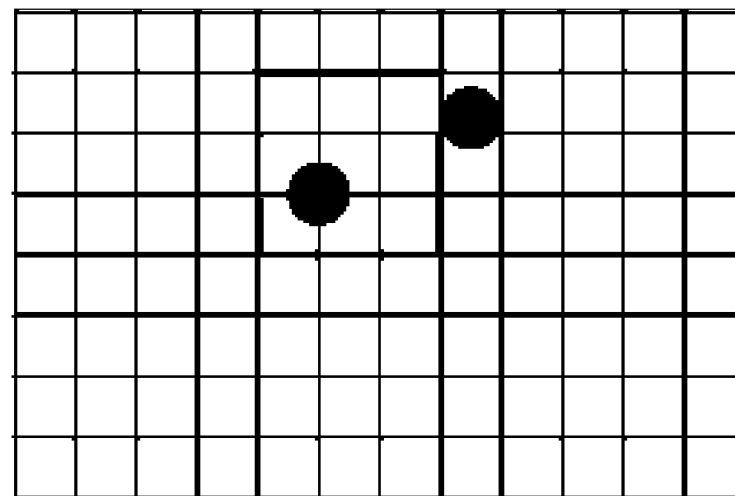
Зображення з компенсацією руху



**Забезпечення завадостійкості передачі даних методами кодування
Прогноз з компенсацією руху**



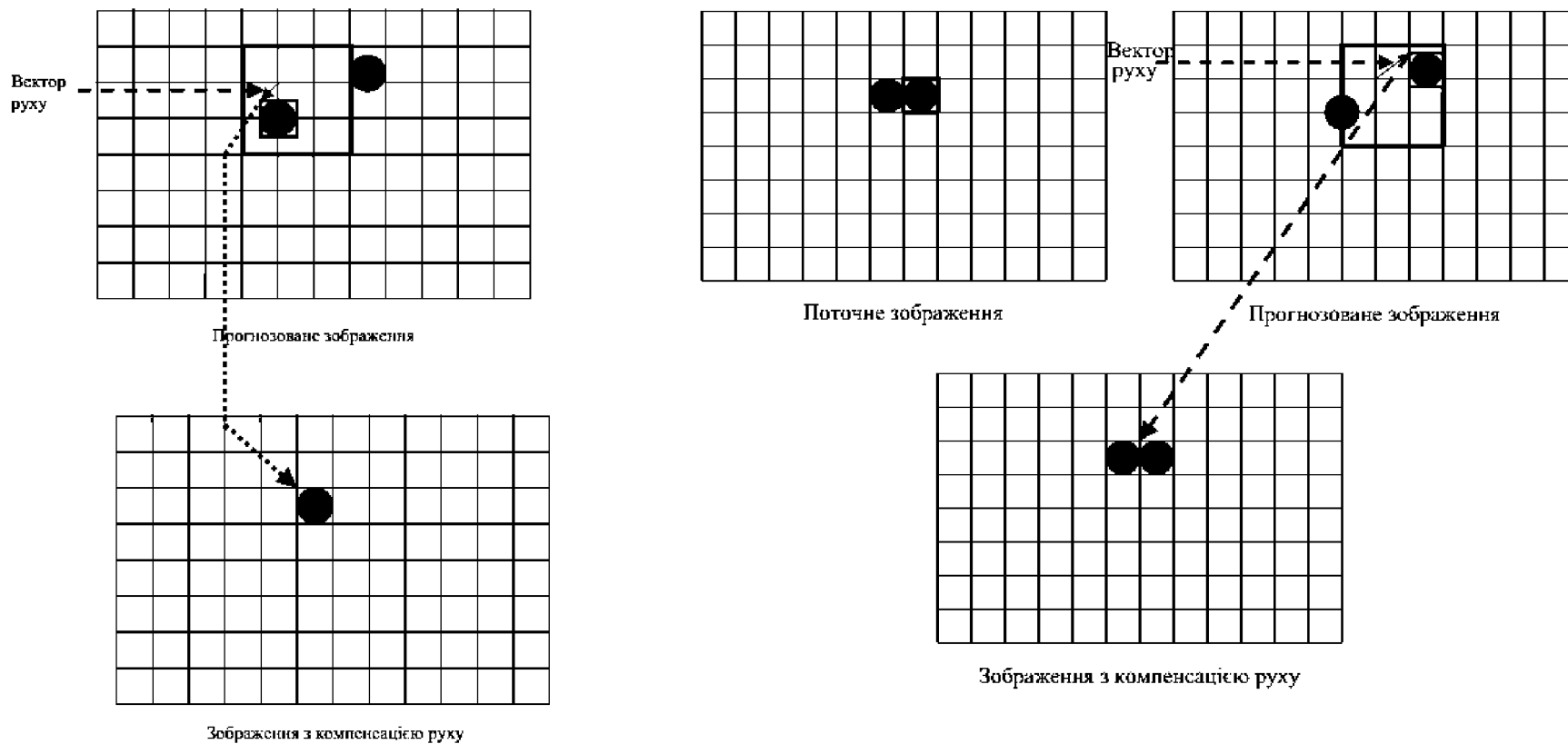
Поточне зображення



Прогнозоване зображення

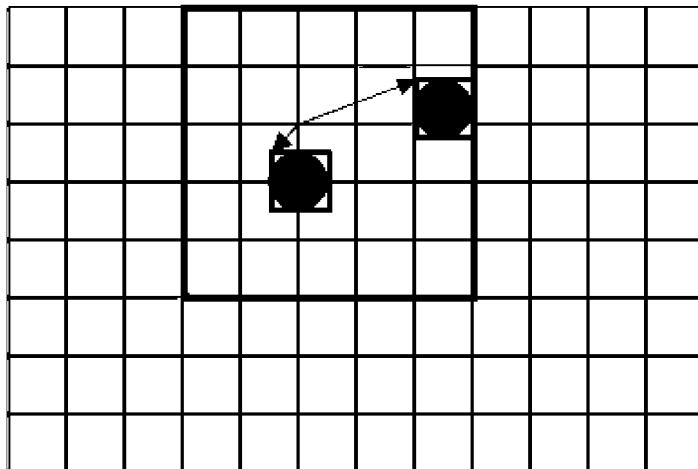


Забезпечення завадостійкості передачі даних методами кодування Прогноз з компенсацією руху





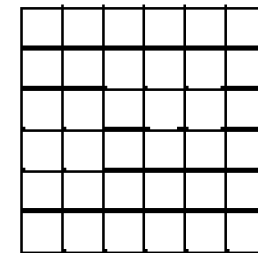
Забезпечення завадостійкості передачі даних методами кодування Прогноз з компенсацією руху



Прогнозоване зображення



Блок з
поточного зображення

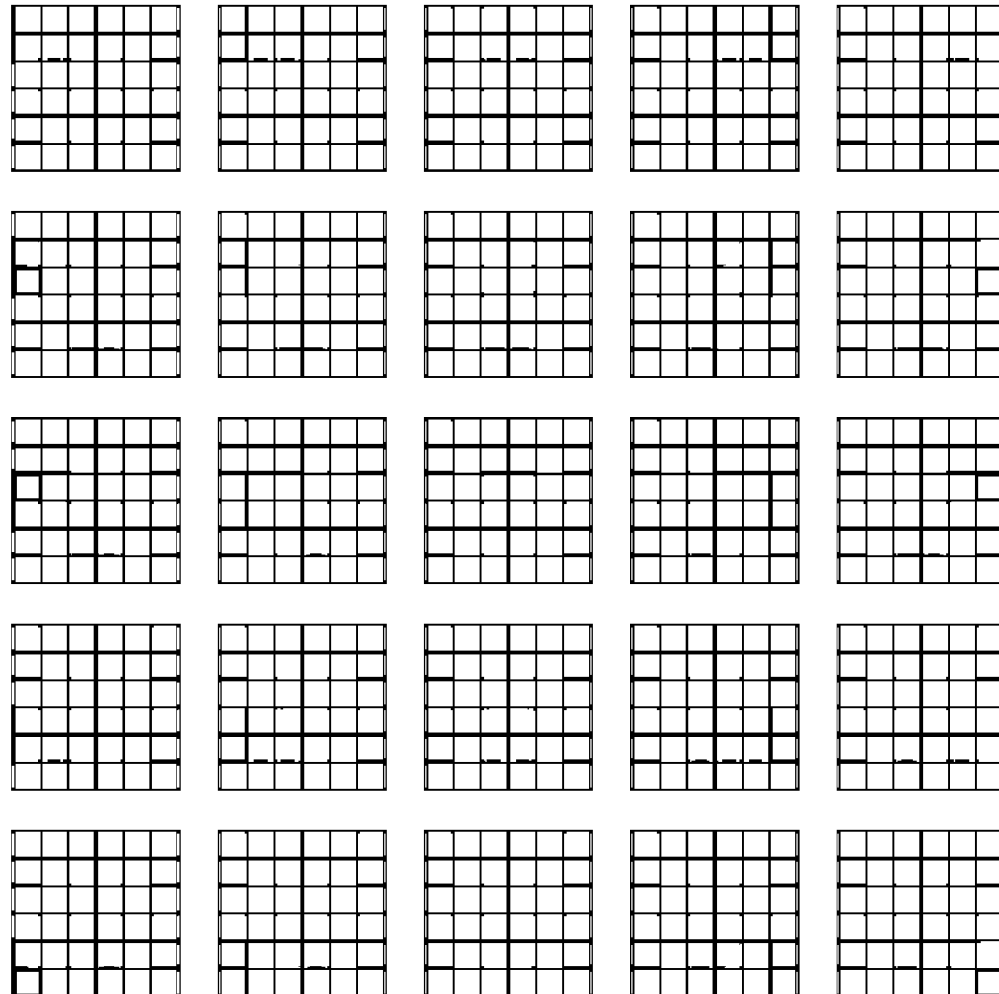


Область пошуку
з прогнозованого зображення



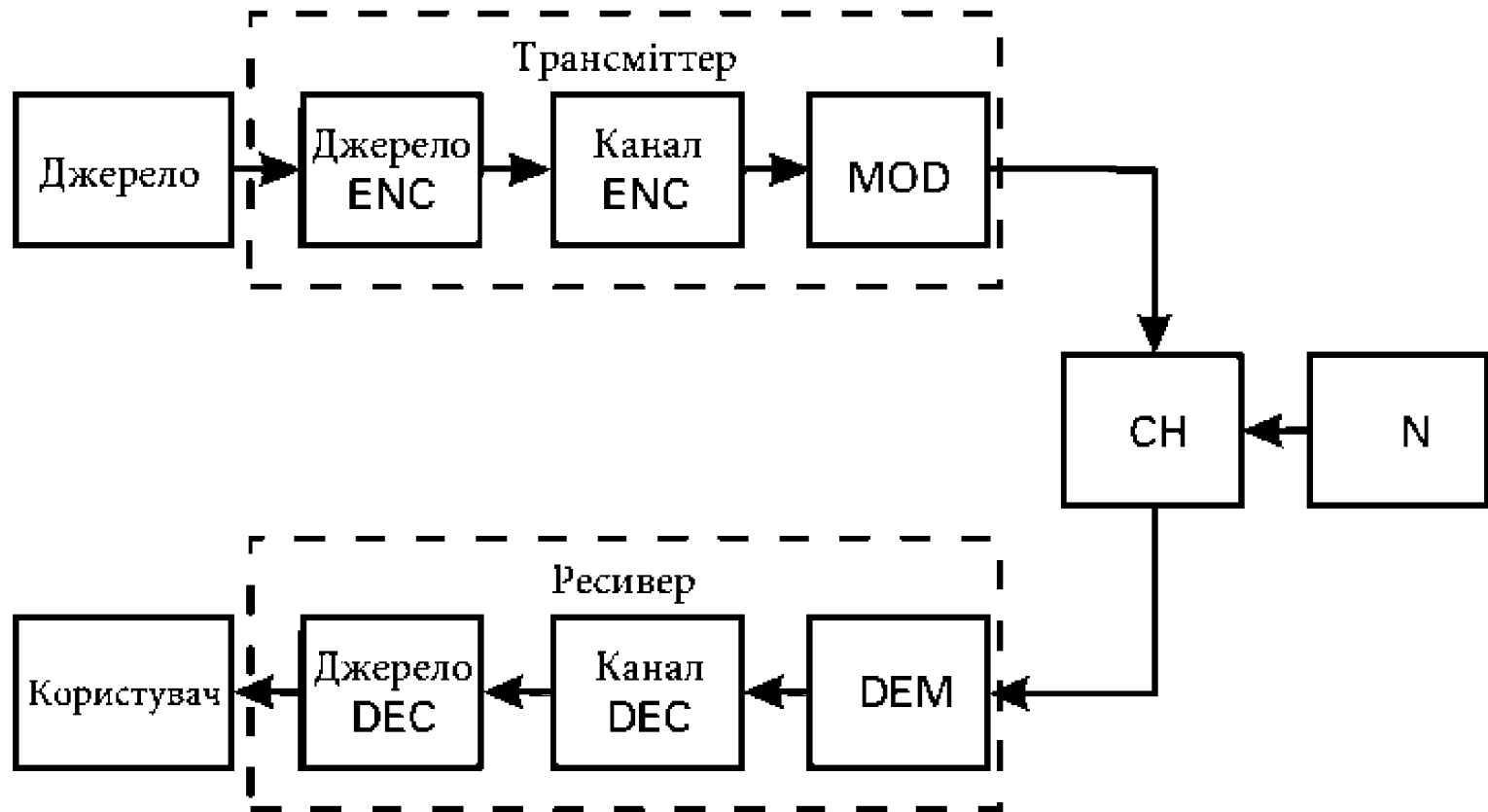
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ПОЛТАВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА ІМЕНІ ЮРІЯ КОНДРАТЮКА

Забезпечення завадостійкості передачі даних методами кодування





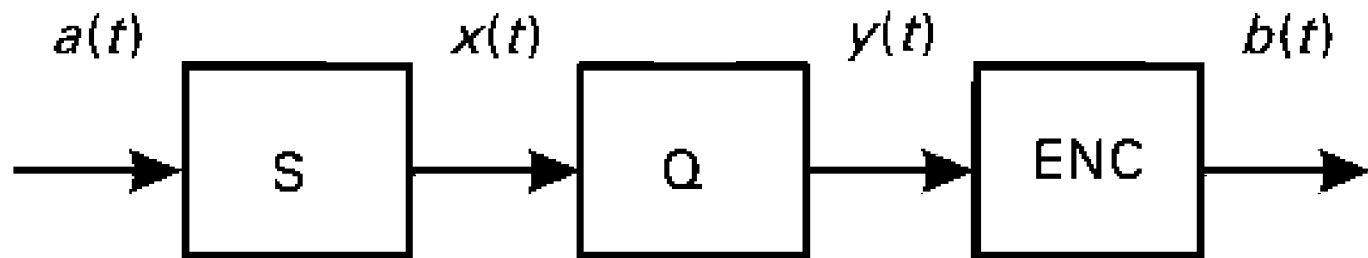
Забезпечення завадостійкості передачі даних методами кодування



Типова система зв'язку



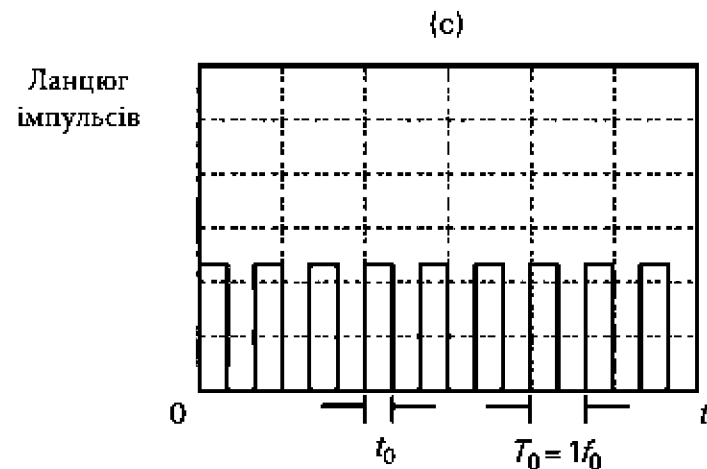
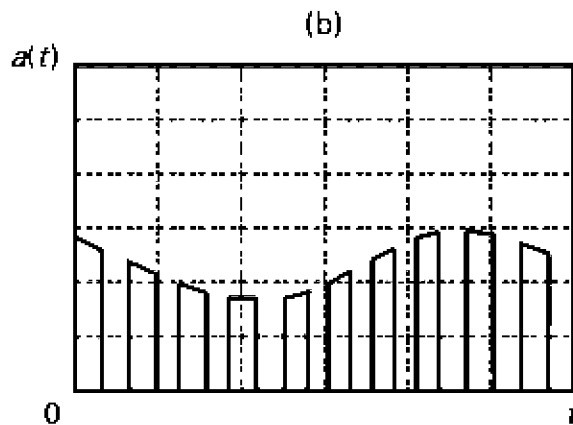
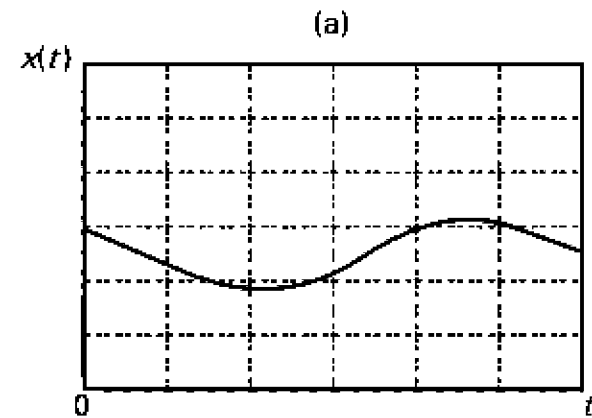
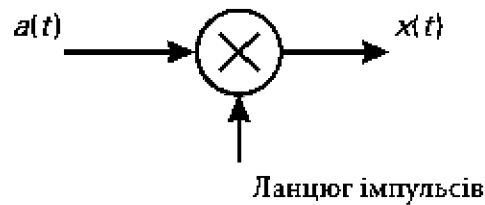
Покращення завадостійкості кодування
Кодування джерела



Модель кодування джерел з роздільними блоками вибірки, квантування і кодування: вхідний сигнал системи, $a(t)$ – аналоговий; вихідний сигнал, $b(t)$, – цифровий



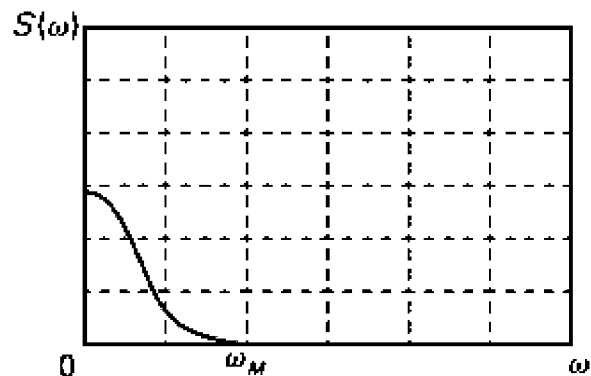
Покращення завадостійкості кодування Дискретизація сигналу



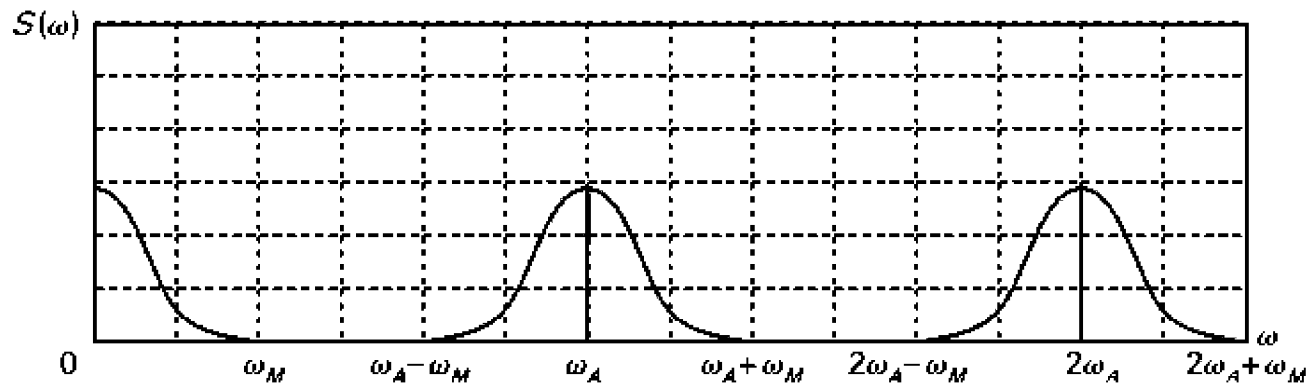


Покращення завадостійкості кодування Дискретизація сигналу

(a)



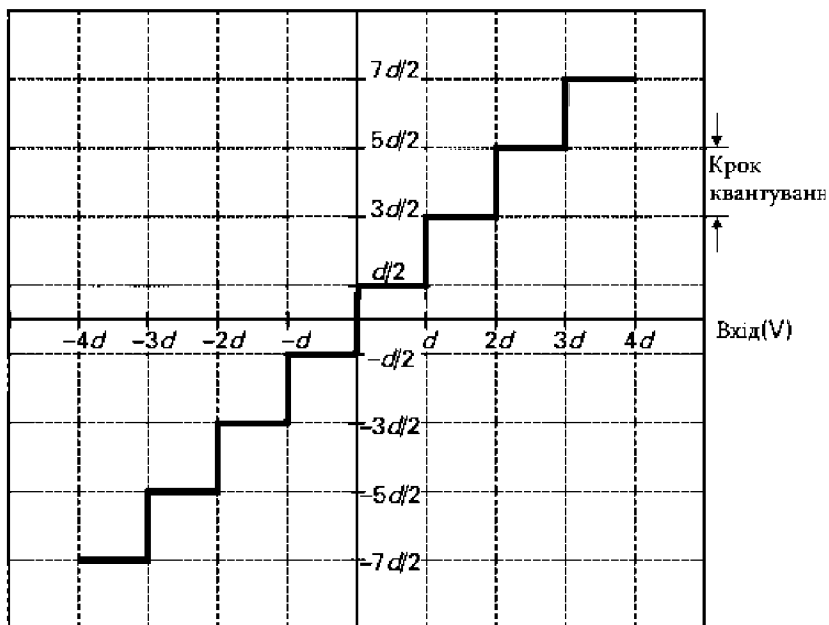
(b)



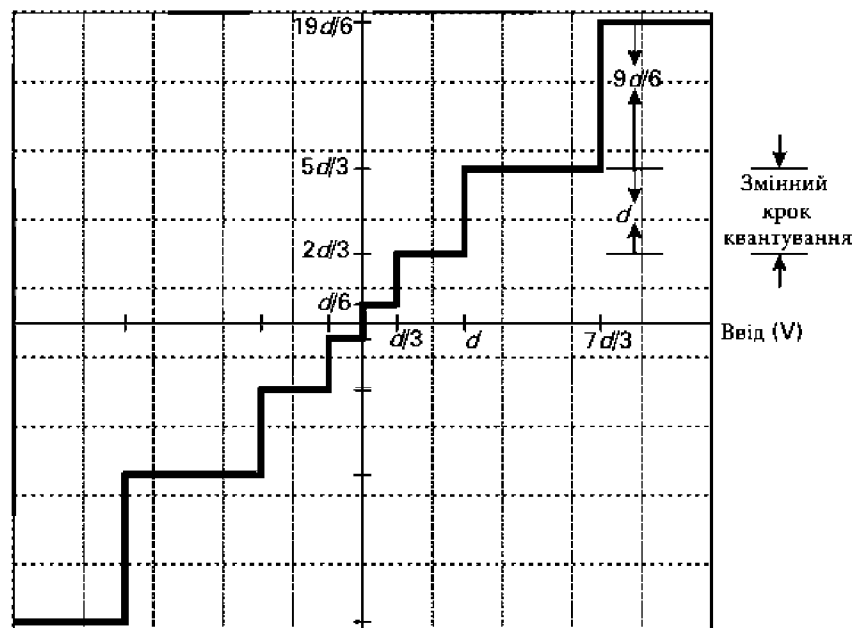


Покращення завадостійкості кодування Квантування

Вивід (V)

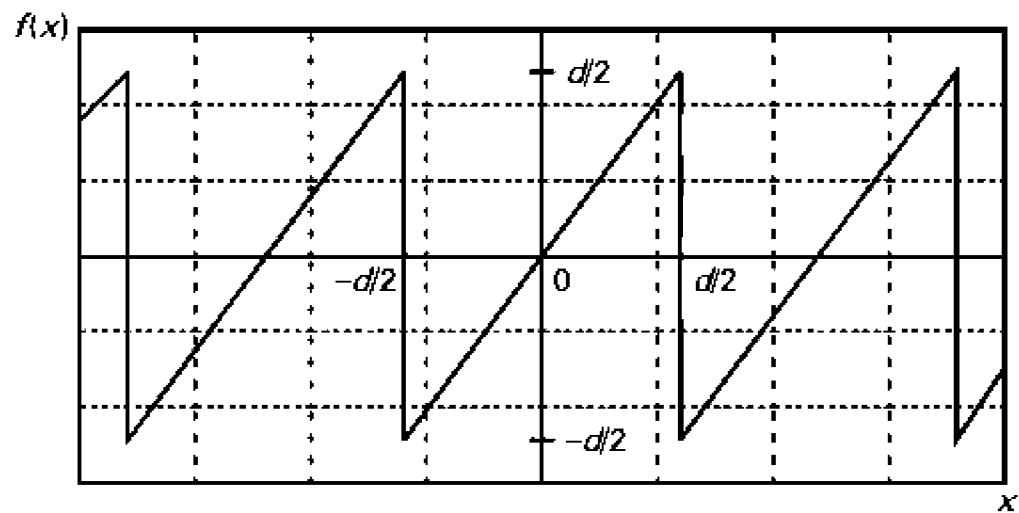
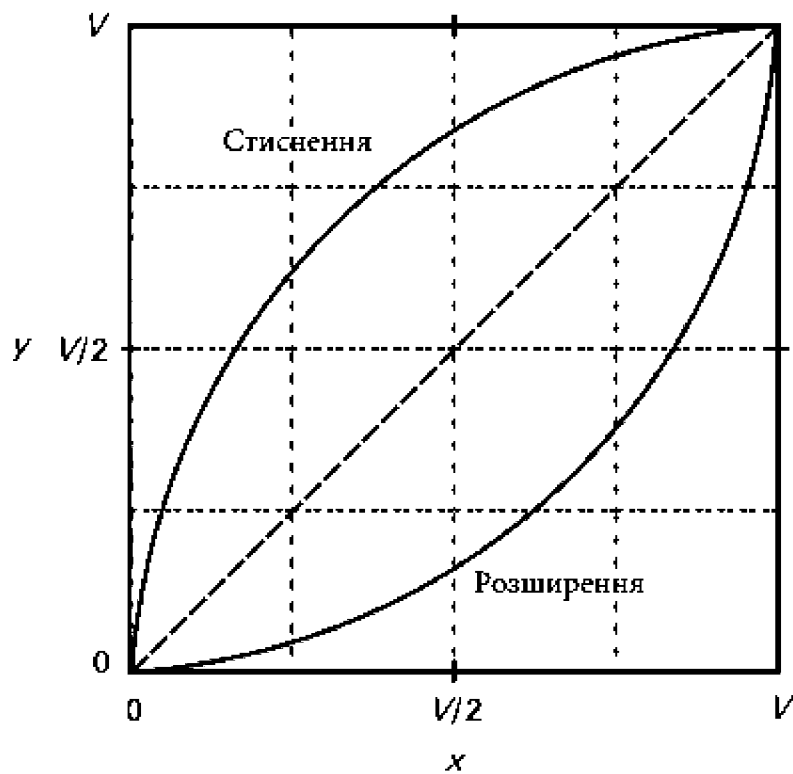


Вивід (V)



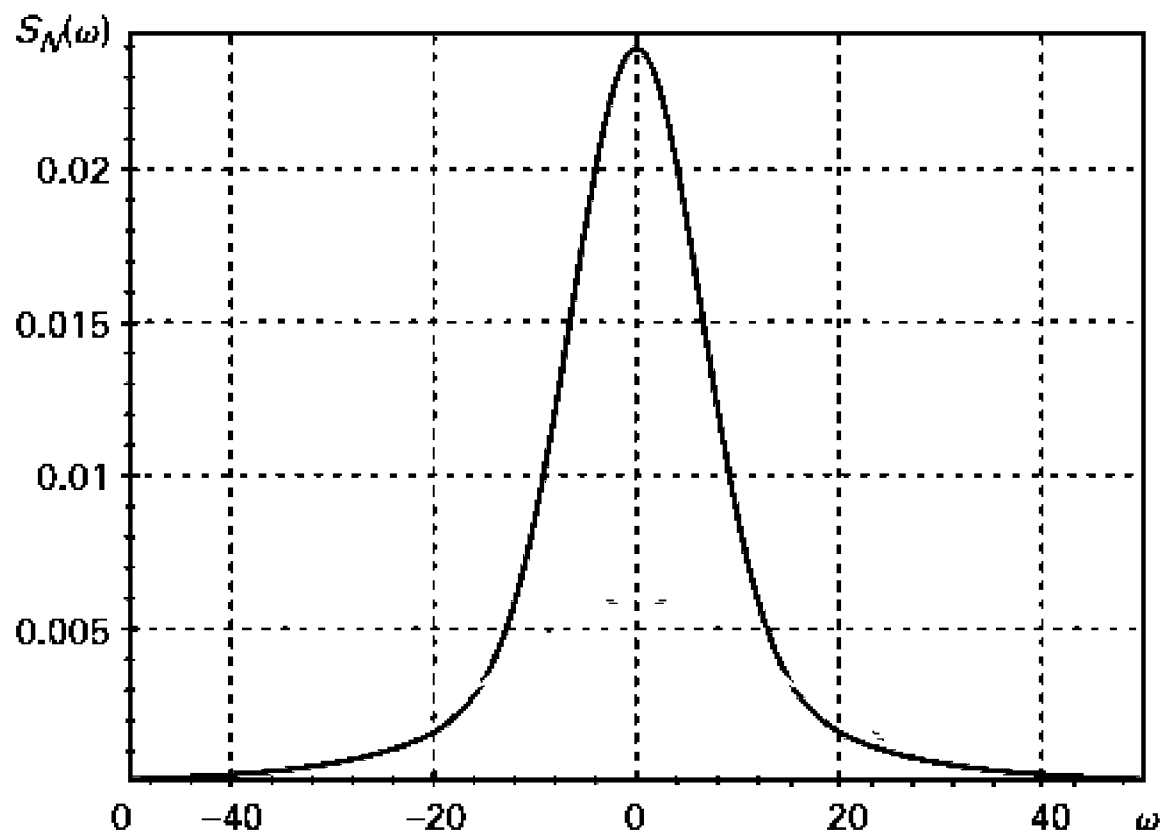


Покращення завадостійкості кодування Квантування



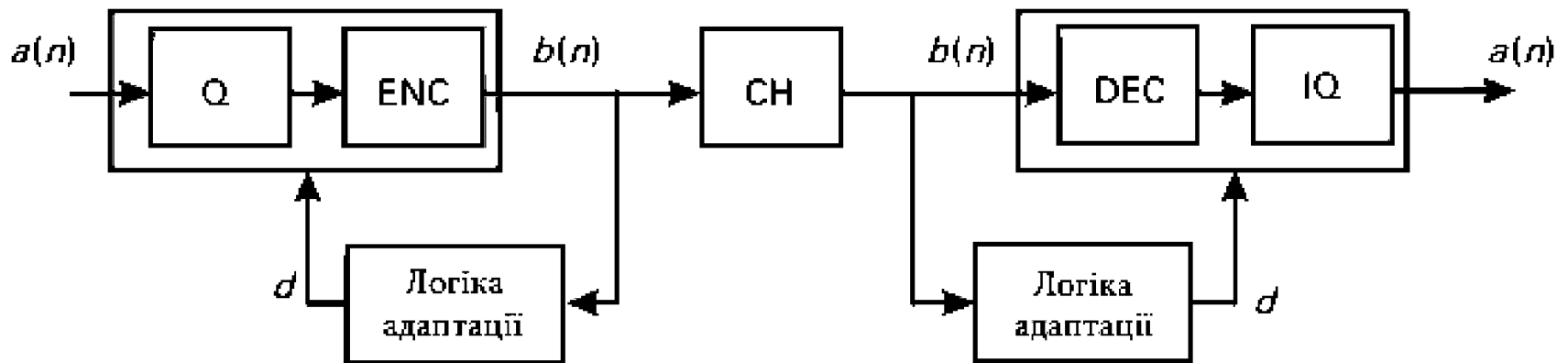


Покращення завадостійкості кодування
Квантування для кривої Гауса



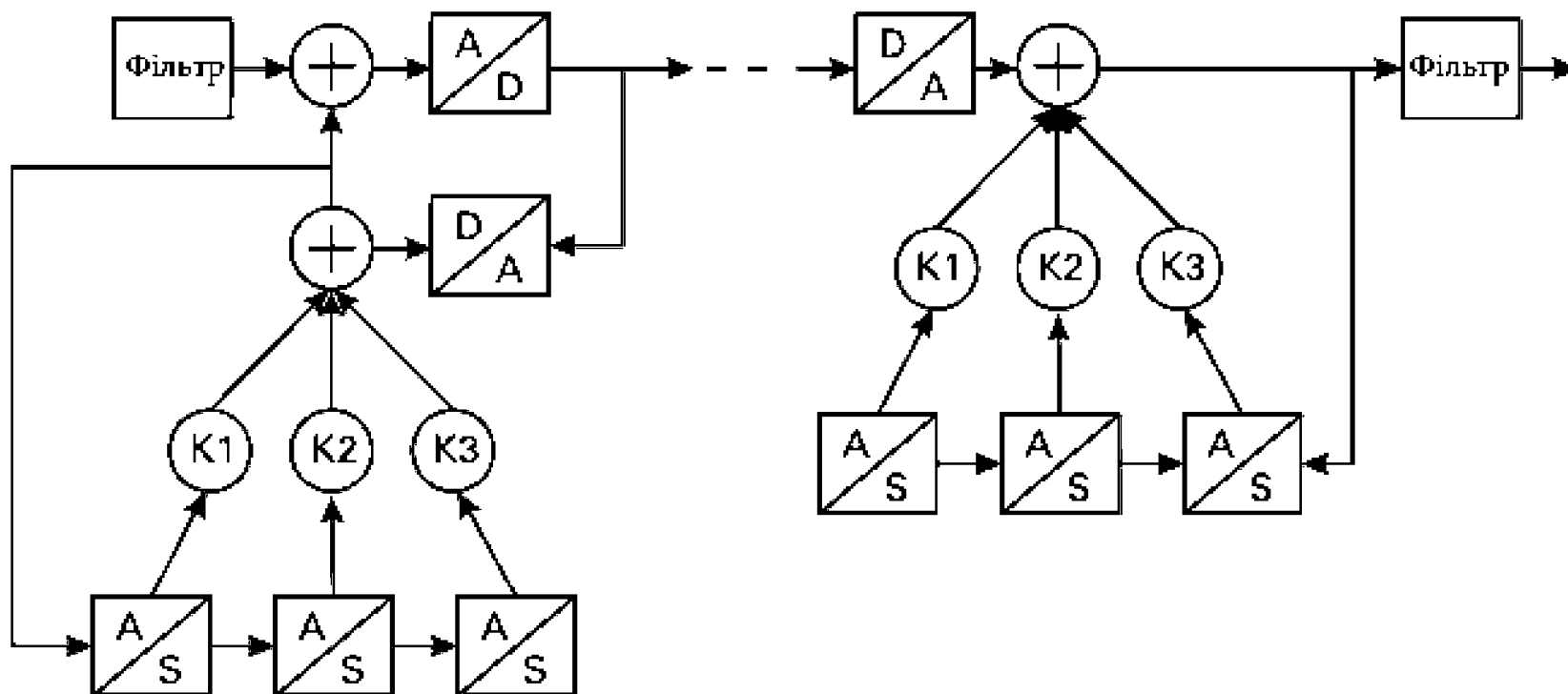


Покращення завадостійкості кодування Адаптивна РСМ



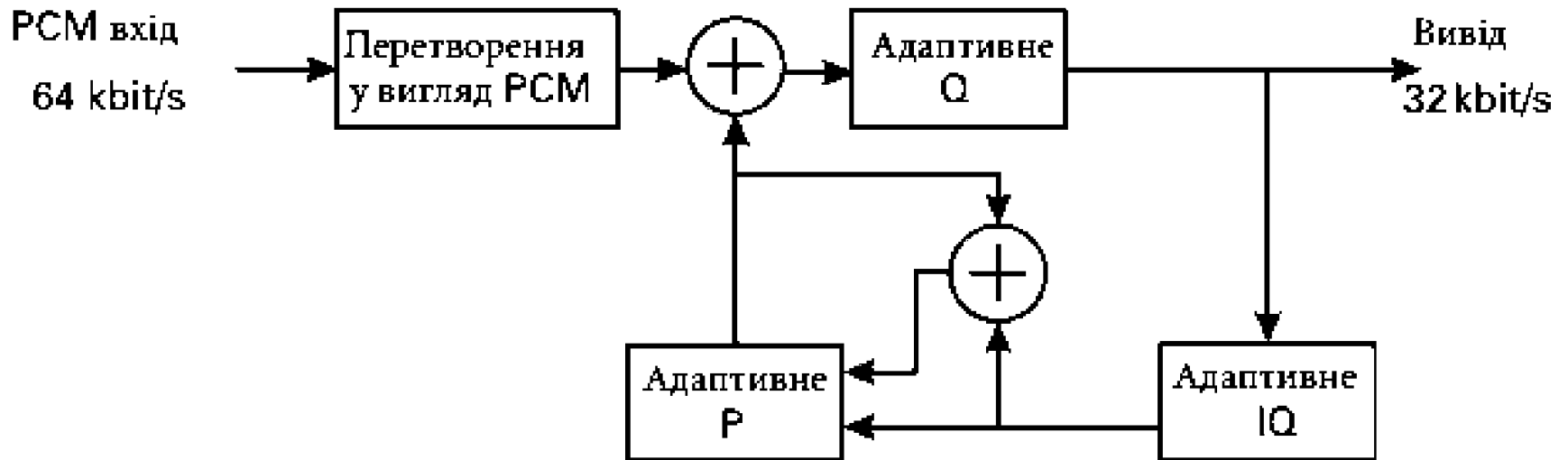


Покращення завадостійкості кодування Диференціальна РСМ



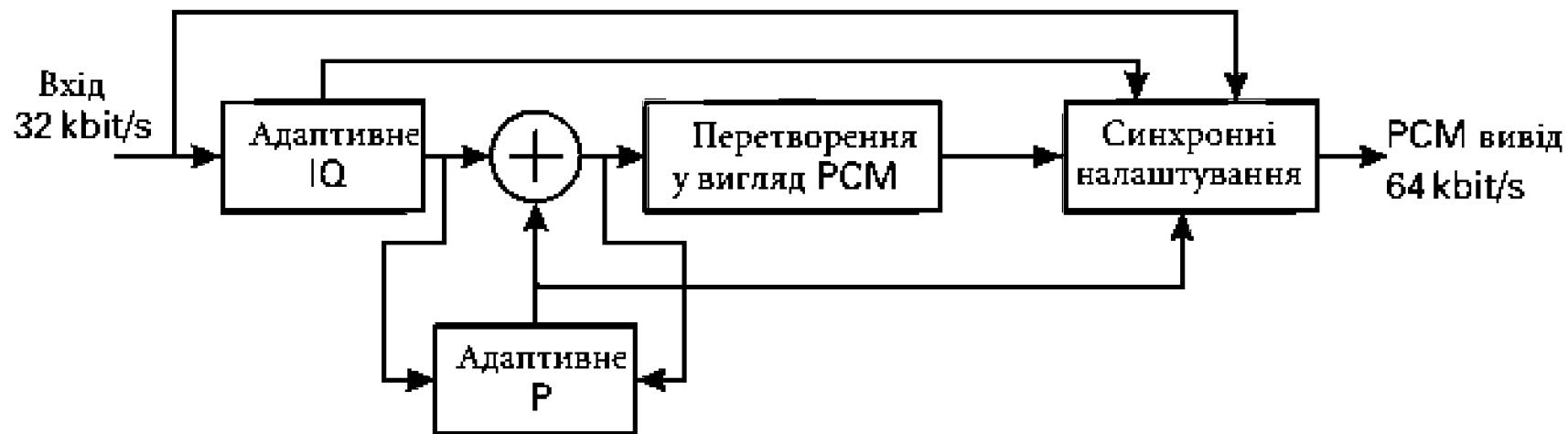


Покращення завадостійкості кодування
ADPCM еncoder





Покращення завадостійкості кодування ADPCM декодер





Застосування циклічних кодів у системах цифрової передачі

- Математична дискретна структура (поліноміальні кільця)
- Циклічна перестановка (інваріантність)

$$v = (v_0, v_1, v_2, \dots, v_{n-1})$$

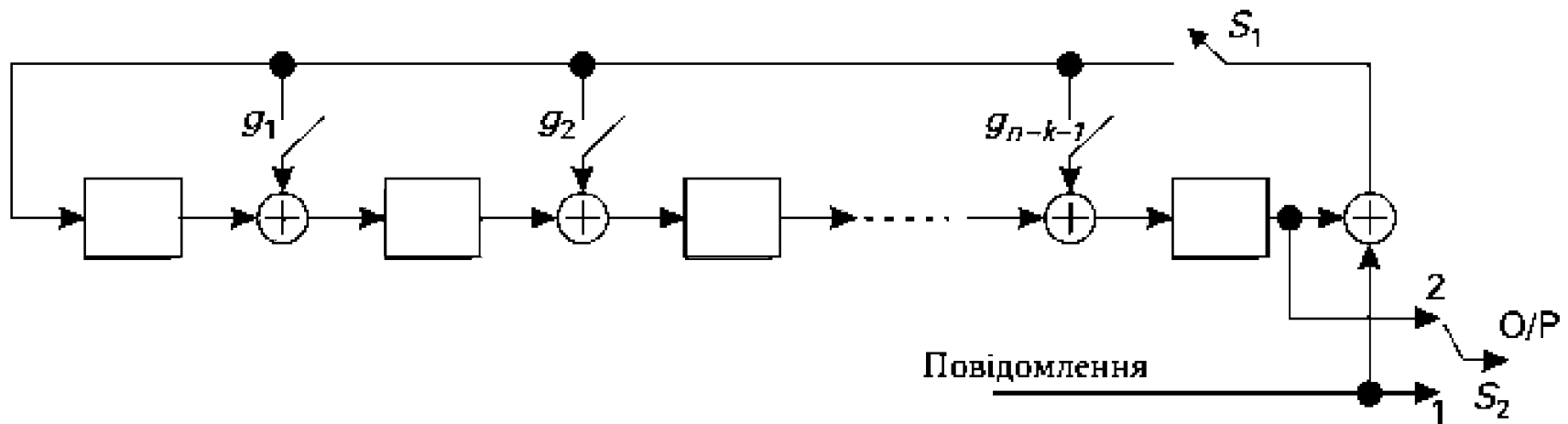
$$v_i = (v_{n-i}, v_{n-i+1}, \dots, v_0, v_1, \dots, v_{n-i+1})$$

$$v(x) = v_0 + v_1x + v_2x^2 + \dots + v_{n-1}x^{n-1}$$



Застосування циклічних кодів у системах цифрової передачі
Енкодер з $(n - k)$ -ступінчастим зсувом-регістром

$$I(x)x^{n-k} = Q(x)g(x) + R(x)$$



Двійковий кодер для (n, k, d) циклічного коду, що використовує
регістр зсуву з $n - k$ етапів



Застосування циклічних кодів у системах цифрової передачі

1. Коди Бозе–Чаудхурі–Хоккенгема (BCH): q -арний архів з параметрами

$$n = q^m - 1, n - k \leq mt, d \geq 2t + 1$$

$$g(x) = LCM \{ \phi_{m_0}(x), \phi_{m_{o+1}}(x), \dots, \phi_{m_{o+2t-1}}(x) \}$$

2. Коди Ріда-Соломона (RS)

$$n = q - 1, n - k = 2t, d = 2t + 1$$

$$g(x) = (x - \alpha)(x - \alpha^2)(x - \alpha^3) \dots (x - \alpha^{2t})$$



**Застосування циклічних кодів у системах цифрової передачі
Алгебраїчне декодування циклічних кодів**

Алгоритм Берлекампа-Мессі (BM)

$$r(x) = c(x) + e(x) \quad \sigma(x) = 1 + \sigma_1 x + \sigma_2 x^2 + \dots + \sigma_\tau x^\tau$$

$$s_0 = r(\alpha),$$

$$s_1 = r(\alpha^2),$$

$$\vdots$$

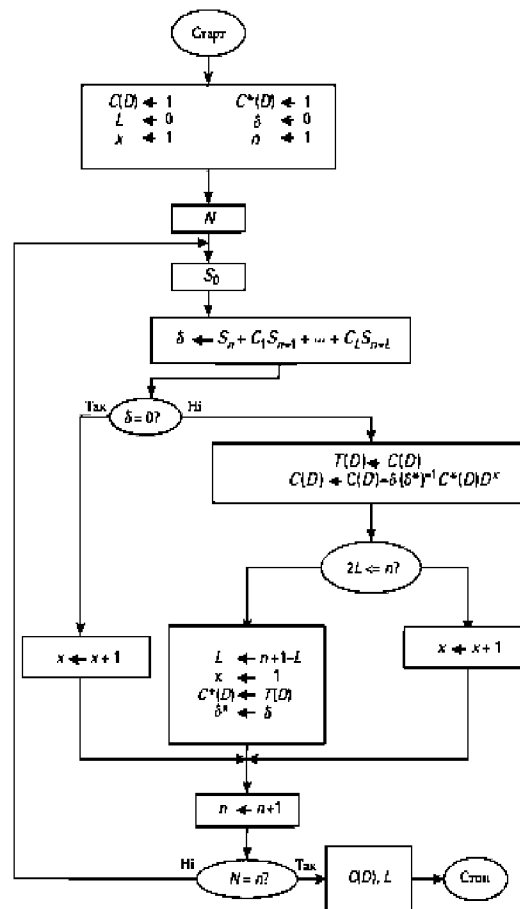
$$s_{2t-1} = r(\alpha^{2t})$$

$$Z(x) = 1 + (s_0 + \sigma_1)x + (s_1 + \sigma_1 s_0 + \sigma_2)x^2 + \dots \\ + (s_{\tau-1} + \sigma_1 s_{\tau-2} + \sigma_2 s_{\tau-3} + \dots + \sigma_\tau)x^\tau$$

$$e_i = \frac{Z(\beta_i^{-1})}{\prod_{i=1, j \neq i}^\tau (1 + \beta_j \beta_i^{-1})}$$



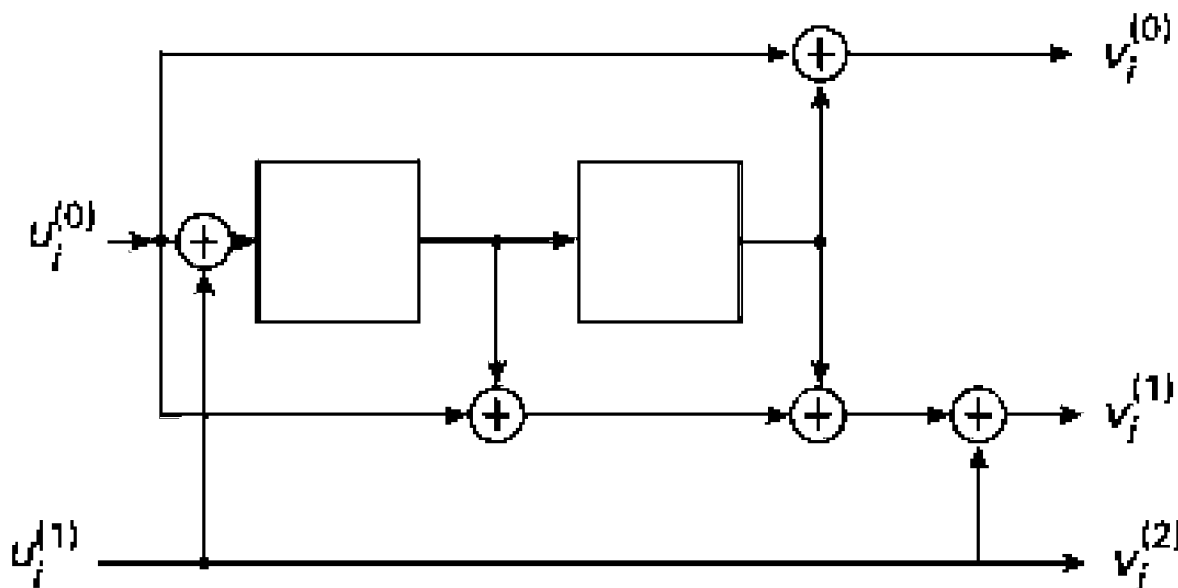
Застосування циклічних кодів у системах цифрової передачі Блок-схема виконання Алгоритм Берлекампа-Мессі (BM)





Застосування циклічних кодів у системах цифрової передачі Нерекурсивні згорткові коди

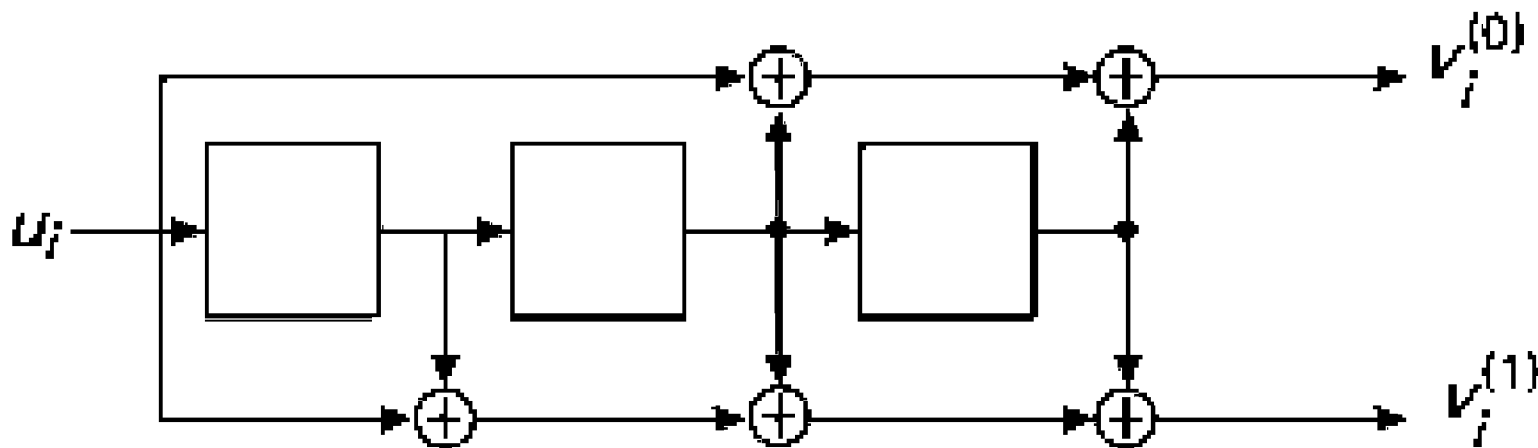
Двійковий згортковий кодувальник (VSE) – лінійний пристрій з пам'яттю



VSE рангу 2/3



Застосування циклічних кодів у системах цифрової передачі
Нерекурсивні згорткові коди



Нерекурсивний (FIR) несистематичний кодер рангу 1/2



Застосування циклічних кодів у системах цифрової передачі Нерекурсивні згорткові коди

$$v^{(0)} = (v_0^{(0)}, v_1^{(0)}, v_2^{(0)}, \dots)$$

$$v^{(1)} = (v_0^{(1)}, v_1^{(1)}, v_2^{(1)}, \dots)$$

$$g^{(0)} = (g_0^{(0)}, g_1^{(0)}, g_2^{(0)}, \dots, g_m^{(0)})$$

$$g^{(1)} = (g_0^{(1)}, g_1^{(1)}, g_2^{(1)}, \dots, g_m^{(1)})$$

$$v^{(0)} = u * g^{(0)},$$

$$v^{(1)} = u * g^{(1)},$$

$$v_l^{(0)} = u_l + u_{l-2} + u_{l-3},$$

$$v_l^{(1)} = u_l + u_{l-1} + u_{l-2} + u_{l-3},$$

$$v = (v_0^{(0)}v_0^{(1)}, v_1^{(0)}v_1^{(1)}, v_2^{(0)}v_2^{(1)}, \dots)$$

$$G(D) = \begin{bmatrix} g_0^{(0)}(D) & g_0^{(1)}(D) & \dots & g_0^{(n-1)}(D) \\ g_1^{(0)}(D) & g_1^{(1)}(D) & \dots & g_1^{(n-1)}(D) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{k-1}^{(0)}(D) & g_{k-1}^{(1)}(D) & \dots & g_{k-1}^{(n-1)}(D) \end{bmatrix}$$

$$v^{(0)}(D) = u(D)g^{(0)}(D),$$

$$v^{(1)}(D) = u(D)g^{(1)}(D),$$

$$V(D) = U(D)G(D)$$

$$v^{(0)}(D) = v_0^{(0)} + v_1^{(0)}D + v_2^{(0)}D^2 + \dots,$$

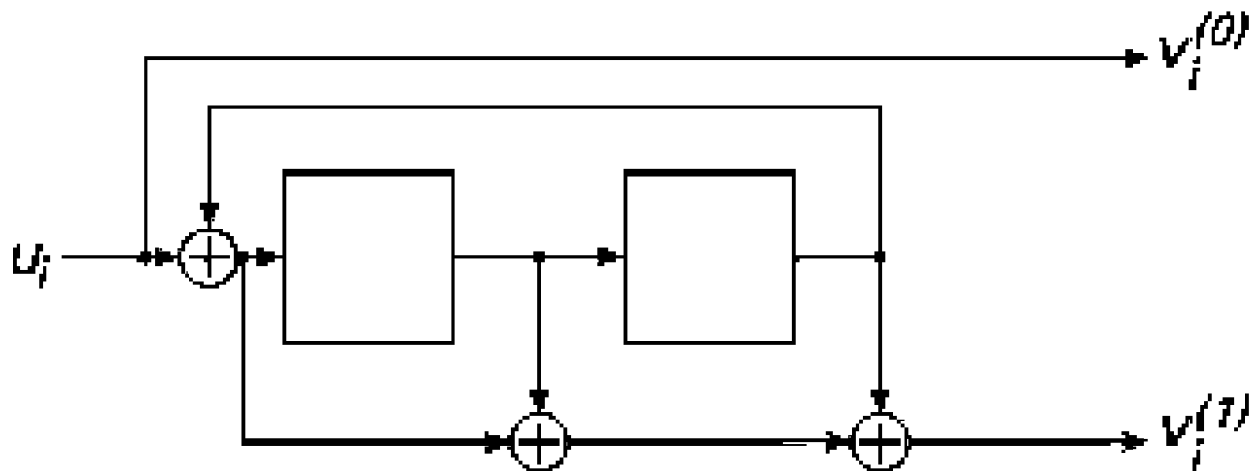
$$v^{(1)}(D) = v_0^{(1)} + v_1^{(1)}D + v_2^{(1)}D^2 + \dots,$$

$$g^{(0)}(D) = g_0^{(0)} + g_1^{(0)}D + g_2^{(0)}D^2 + \dots + g_m^{(0)}D^m,$$

$$g^{(1)}(D) = g_0^{(1)} + g_1^{(1)}D + g_2^{(1)}D^2 + \dots + g_m^{(1)}D^m.$$



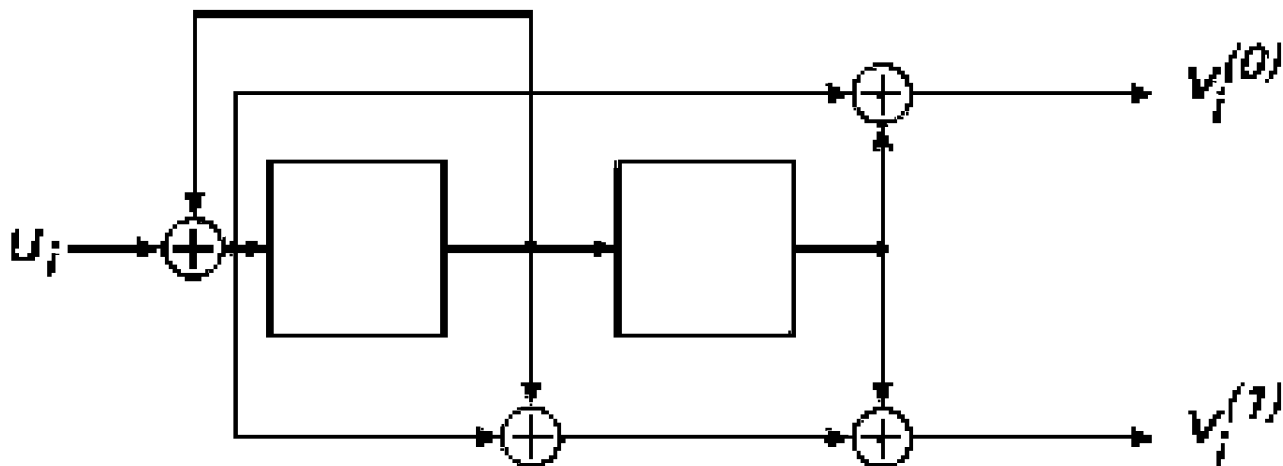
Застосування циклічних кодів у системах цифрової передачі
Рекурсивні систематичні згорткові коди (RSC)



Енкодер для двійкового RSC коду рангу 1/2



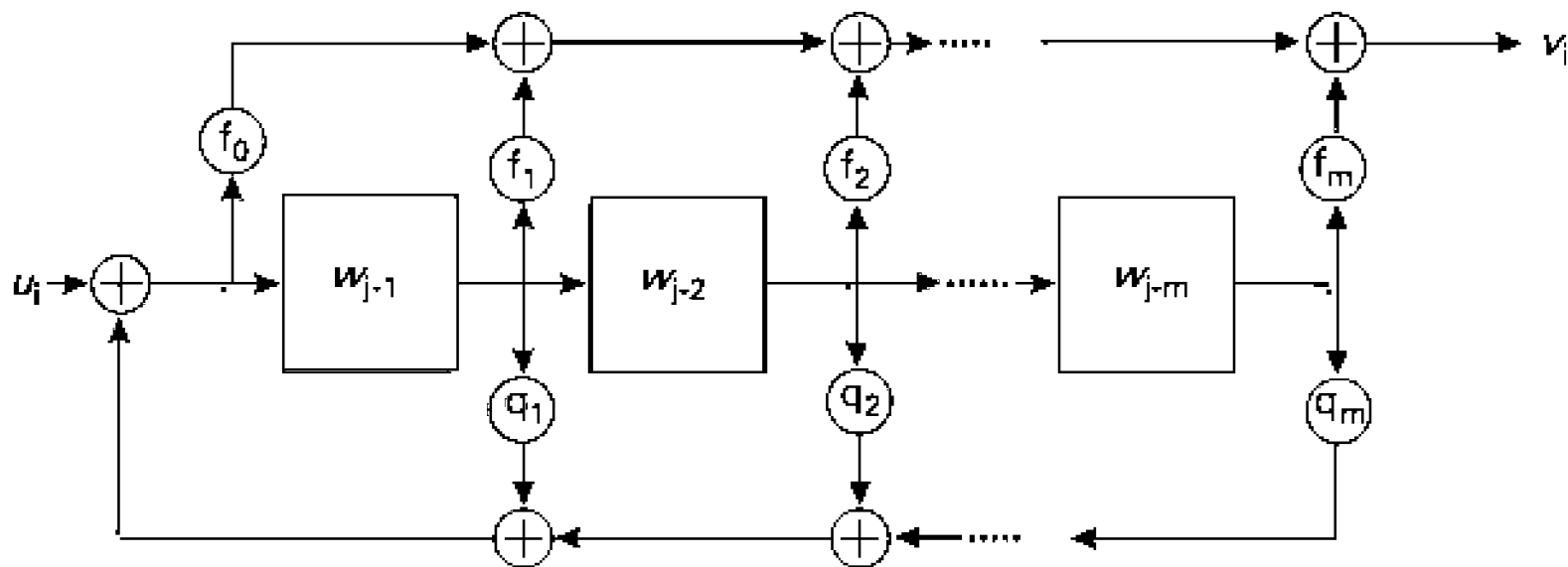
Застосування циклічних кодів у системах цифрової передачі
Рекурсивні систематичні згорткові коди (RSC)



Кодер для двійкового рекурсивного несистематичного згорткового коду рангу 1/2



Застосування циклічних кодів у системах цифрової передачі Рекурсивні систематичні згорткові коди (RSC)



Реалізація раціональної передавальної функції



Застосування циклічних кодів у системах цифрової передачі
Рекурсивні систематичні згорткові коди (RSC)

$$v_j = \sum_{i=0}^m f_i w_{j-i} \quad v(D) = u(D) \frac{f(D)}{q(D)} = u(D) \frac{f_0 + f_1 D + \dots + f_m D^m}{1 + q_1 D + \dots + q_m D^m}$$

$$v(D) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} v_j D^j = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^m f_i w_{j-i} D^j = \quad v(D) = u(D) g(D)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left(\sum_{i=0}^m f_i D^i \right) w_k D^k = f(D) w(D)$$

$$f(D) = f_0 + f_1 D + \dots + f_m D^m$$

$$w(D) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} w_k D^k$$



Розшифровка згорткових кодів

1. В більшості практичних застосувань згорткових кодів для декодування використовується алгоритм Вітербі (VA).
2. Частота бітових помилок на виході декодера Viterbi вважається адекватною. Однак нижча частота бітових помилок може вимагати послідовного декодера.
3. VA виконує декодування максимальної правдоподібності і використовує гратчасту структуру згорткових кодів.
4. Задавши послідовність згортково закодованих символів, забруднених шумом, на декодері VA оцінює найбільш ймовірний шлях послідовності через відповідну кодову решітку.

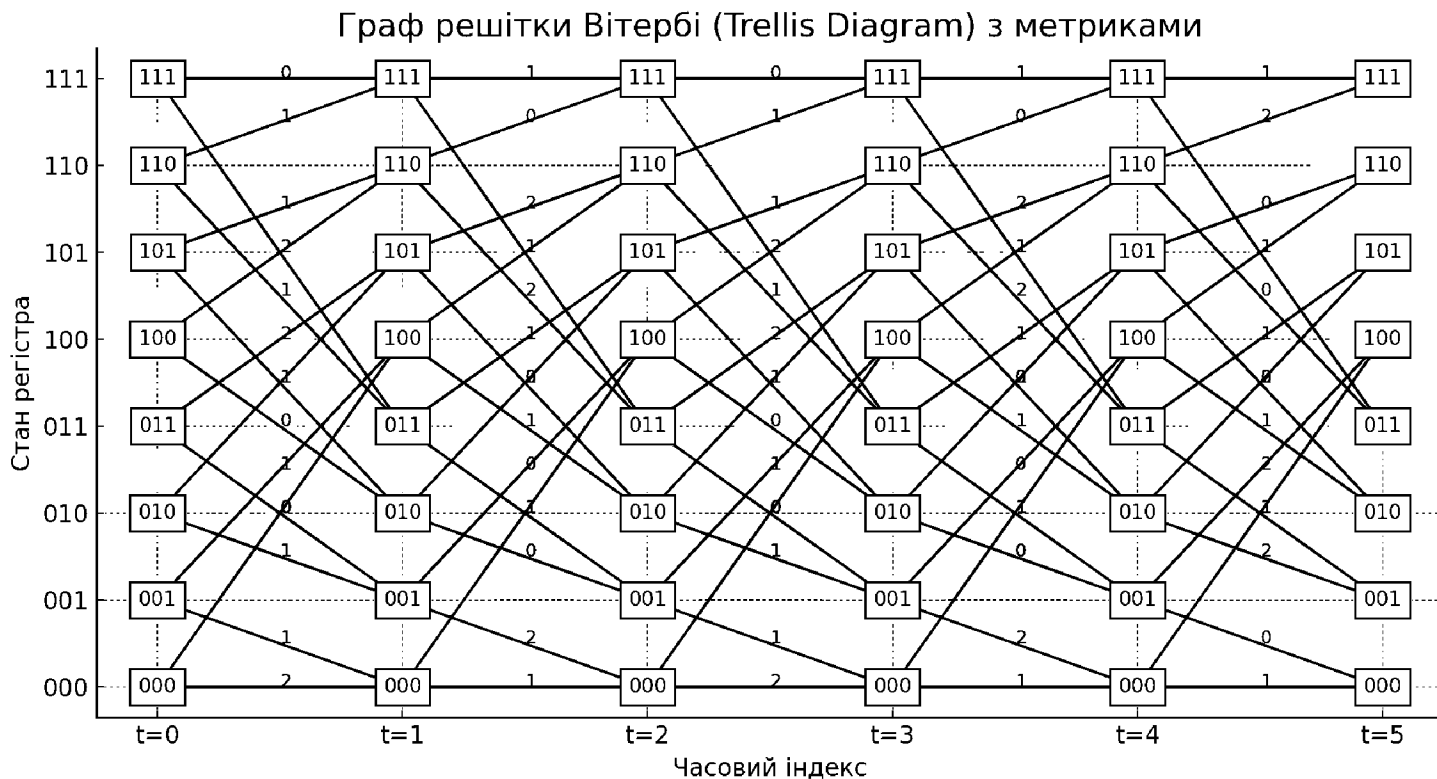


Декодування згорткових кодів алгоритмом Вітербі

1. В більшості практичних застосувань згорткових кодів для декодування використовується алгоритм Вітербі (VA).
2. Частота бітових помилок на виході декодера Viterbi вважається адекватною. Однак нижча частота бітових помилок може вимагати послідовного декодера.
3. VA виконує декодування максимальної правдоподібності і використовує гратчасту структуру згорткових кодів.
4. Задавши послідовність згортково закодованих символів, забруднених шумом, на декодері VA оцінює найбільш ймовірний шлях послідовності через відповідну кодову решітку.



Декодування згорткових кодів алгоритмом Вітербі



Граф решітки Вітербі (Trellis Diagram)



Декодування згорткових кодів алгоритмом Вітербі

1. Ініціалізація та обчислення метрики Хеммінга.

Метрика Хеммінга визначає відмінність між отриманим та ймовірним кодовим символом:

$$d(y_t, \hat{y}_t) = \sum_{i=1}^k |y_{t,i} - y_{\hat{t},i}|$$

2. Обчислення метрики для кожного переходу:

$$\lambda_{t+1}(s_{t+1}) = \min(\lambda_t(s_t) + d(y_{t+1}, y_{\hat{t}+1}))$$

3. Вибір шляху з мінімальною метрикою на кожному кроці забезпечує вибір найбільш ймовірного шляху для декодування



Висновки

1. На основі досліджень та аналізу сучасних методів передачі сигналів у мережах телебачення доведено важливість забезпечення завадостійкості для задоволення потреб користувачів.
2. Підкреслено потребу в нових методах обробки та кодування сигналів для покращення ефективності телекомунікаційних мереж.
3. Моделювання показало ефективність циклічних кодів, кодів Ріда-Соломона та згорткових кодів у мінімізації втрат інформації.
4. Практичне значення полягає у можливості застосування розробок для наземних, супутникових і кабельних мереж, підвищення якості обслуговування інтерактивних сервісів і створення мереж наступного покоління.
5. Запропоновані методи мають потенціал масштабування для інших галузей, таких як відеоконференції та екстрені служби. Результати роботи сприяють розвитку телекомунікаційних технологій, забезпечуючи стабільність та надійність сигналів у сучасному телебаченні.