

Міністерство освіти і науки України  
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії

(повна назва факультету)

кафедра радіотехнічних систем

(повна назва кафедри)

# КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістр

(назва освітнього ступеня)

на тему: Кодування аналогових сигналів на основі різних типів  
дельта-модуляції

Виконав(ла): студент(ка) 6 курсу, групи РРм-61  
спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

Вівчар Д.С.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник Дедів І.Ю.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Нормоконтроль Хвостівська Л.В.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Завідувач кафедри Дунець В.Л.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Рецензент Дозорський В.Г.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Тернопіль  
2020

Міністерство освіти і науки України  
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії

(повна назва факультету)

Кафедра кафедра радіотехнічних систем

(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Дунець В.Л.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

« »

20\_\_ р.

## ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

на здобуття освітнього ступеня магістр

(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

студенту Вівчар Дмитро Степанович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Кодування аналогових сигналів на основі різних типів дельта-модуляції

Керівник роботи Дедів Ірина Юріївна, к.т.н., доцент

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

Затверджені наказом ректора від «24» листопада 2020 року № 4/7-7870

2. Термін подання студентом завершеної роботи 17 грудня, 2020 р.

3. Вихідні дані до роботи Технічне завдання, методи дельта модуляції

4. Зміст роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

Аналіз технічного завдання. Особливості обміну інформації в комунікаційних мережах.

Модуляція сигналів. Метод амплітудно-імпульсної модуляції. Цифрова та дельта-модуляція.

Дельта-модуляція. Лінійна дельта-модуляція із змінною крутизною. Сіigma-дельта модуляція.

Експериментальне моделювання лінійної дельта модуляції. Моделювання адаптивної дельта імпульсно кодової модуляції.

Охорона праці. Безпека в надзвичайних ситуаціях.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, слайдів)

Актуальність теми. Мета, задачі, предмет та об'єкт дослідження.

Метод амплітудно-імпульсної модуляції. Цифрова та дельта-модуляція. Лінійна дельта-

модуляція із змінною крутизною. Сіigma-дельта модуляція. Моделювання лінійної дельта

модуляції в Matlab. Експериментальне моделювання лінійної дельта модуляції

Висновки.



## АНОТАЦІЯ

Вівчар Д.С. Кодування аналогових сигналів на основі різних типів дельта-модуляції. – Рукопис. Кваліфікаційна робота магістра, Тернопільський національний технічний університети імені Івана Пулюя, Тернопіль, 2020.

Кваліфікаційну роботу магістра присвячено розробленню методу кодування аналогових сигналів на основі різних типів дельта модуляції. Проаналізовано різні типи модуляції та обґрунтовано переваги методів цифрової модуляції, зокрема імпульсно-кодової та дельта модуляції. Проаналізовано особливості роботи та розроблення систем дельта-модуляції. Проведено моделювання лінійної дельта модуляції в Matlab. В середовищі Simulink змодельовано систему кодування/декодування на основі лінійної та адаптивної дельта модуляції.

Ключові слова: модуляція, дельта модуляція, похибка відновлення.

## ANNOTATION

Vivchar D.S. Coding of analog signals based on different types of delta modulation. - Manuscript.

Master's qualification work in specialty 172 – telecommunications and radio engineering, TNTU, Ternopil, 2020.

The master's thesis is devoted to the development of a method for encoding analog signals based on different types of delta modulation. Different types of modulation are analyzed and the advantages of digital modulation methods, in particular pulse code and delta modulation, are substantiated. Peculiarities of work and development of delta-modulation systems are analyzed. Simulation of linear delta modulation in Matlab is carried out. The Simulink environment simulates an encoding / decoding system based on linear and adaptive delta modulation.

**Keywords:** modulation, delta modulation, recovery error.

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА.....	11
1.1 Особливості обміну інформації в комунікаційних мережах.....	11
1.2 Модуляція сигналів.....	12
1.3 Метод амплітудно-імпульсної модуляції.....	14
1.4 Інші види імпульсної модуляції.....	23
1.5 Цифрова та дельта-модуляція.....	24
1.6 Висновки до розділу 1.....	26
РОЗДІЛ 2. ОСНОВНА ЧАСТИНА.....	27
2.1 Дельта-модуляція.....	27
2.2 Лінійна дельта-модуляція із змінною крутизною.....	28
2.3 Сігма-дельта модуляція.....	32
2.4 Висновки до розділу 2.....	36
РОЗДІЛ 3. Планування проведення дослідження.....	38
3.1 Планування проведення дослідження.....	38
3.2 Висновки до розділу 3.....	60
РОЗДІЛ 4. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	61
4.1 Експериментальне моделювання лінійної дельта модуляції.....	61
4.2 Моделювання адаптивної дельта імпульсно кодової модуляції.....	63
4.3 Висновки до розділу 4.....	67
РОЗДІЛ 5. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	68
5.1 Охорона праці.....	68
5.2 Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	70
5.3 Висновки до розділу 5.....	73

ВИСНОВКИ.....	7
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	74
ДОДАТКИ	76

## ВСТУП

**Актуальність роботи.** Метою усіх систем зв'язку є передавання сигналів з одного пункту в інший по каналу зв'язку, яким може бути відкритий простір, а передавання виконується шляхом випромінювання електромагнітних хвиль, в часово-частотних змінах яких міститиметься корисна інформація, яка підлягає передачі. Також передавання може проводитись по провідниковим лініям зв'язку, де передаватиметься сигнал, який являтиме собою певним чином закодоване повідомлення. Такі способи передавання зустрічаються в телефонії, радіозв'язку, телебаченні, супутниковому зв'язку, телеметричних системах. Також кодування виконується і для оптимального використання смуги пропускання каналів зв'язку, оскільки часто спектри сигналів, які необхідно передати, мають вузьку ширину спектру, а передача декількох таких сигналів по одному каналу зв'язку без додаткових перетворень цих сигналів стає неможливою, оскільки після накладання таких сигналів їх стало б складно або неможливо розділити на приймальній стороні. Також важливим питанням в області телекомунікацій є передавання даних з мінімальним спотворенням їх інформаційного вмісту. З іншої сторони для збільшення пропускну здатності каналів передачі даних та швидкості такої передачі важливим є проведення оптимальної з точки зору збереження корисної інформації компресії таких сигналів.

Для вирішення описаних проблем застосовують різні типи модуляції, такі, як амплітудна модуляція, кутова модуляція (частотна та фазова), амплітудно-імпульсна модуляція, фазо-імпульсна модуляція, широтно-імпульсна модуляція тощо. При цьому, метою модуляції є перетворення (кодування) вихідних сигналів у зручну для передачі форму або для обмеження доступу до даних, які передаються. У випадку використання згаданих видів модуляції для передачі використовується певний сигнал (наприклад гармонічний), параметри якого (амплітуда, частота, фаза) змінюються відповідно до повідомлення, яке необхідно передати. Однак, розмір даних, які



підлягають передачі залишається великим, що впливає на швидкість та якість передачі.

В роботі проводиться дослідження різних методів дельта-модуляції для кодування сигналів з метою компресії передаваної ними інформації. Під дельта-модуляцією в загальному випадку розуміють метод кодування, при якому власне кодуванню підлягає похибка кодування, тобто різниця між вихідним кодованим сигналом та результатом кодування. Власне дельта-модуляція є одним із типів імпульсно-кодової модуляції з тою відмінністю, що по каналу зв'язку передається сигнал похибки. Також технічна реалізація методу дельта-модуляції є більш простою в порівнянні із іншими методами імпульсно-кодової модуляції. Однак, недоліком методу є те, що на ділянках сигналу, на яких присутні швидкі зміни, пристій, який реалізує цей метод модуляції, не встигає відслідковувати зміни рівня сигналу, що призводить до спотворень декодованого сигналу. Однак, для вирішення цієї проблеми можливим є використання методу дельта-модуляції зі змінною крутизною, яка полягає в адаптації величини кроку порівняння сигналів та обчислення сигналу похибки.

**Мета і завдання дослідження.** Метою роботи є розроблення методу кодування аналогових сигналів на основі дельта модуляції. Для досягнення мети необхідно вирішити наступні задачі:

- провести огляд літературних джерел та обґрунтувати актуальність роботи;
- проаналізувати відомі методи кодування аналогових сигналів на основі різних типів модуляції;
- проаналізувати різні типи дельта модуляції;
- розробити метод кодування аналогових сигналів на основі дельта модуляції.

*Об'єкт дослідження:* процес кодування аналогових сигналів.

*Предмет дослідження:* метод дельта модуляції.

**Практичне значення отриманих результатів.** Отримані результати можуть бути використані при проектуванні систем високоефективного кодування аналогових сигналів.

**Апробація результатів дослідження.** Викладені в кваліфікаційній роботі результати доповідалися і обговорювалися на VIII науково-технічній конференції «Інформаційні моделі, системи та технології» (м. Тернопіль, 2020 р.).

## РОЗДІЛ 1

### АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

#### 1.1. Особливості обміну інформації в комунікаційних мережах

У теорії інформації та передачі сигналів під інформацією розуміють сукупність відомостей про які-небудь події, процеси, явища і т.п., що розглядаються в аспекті їх передачі в просторі і в часі.

Інформацію передають у вигляді повідомлень. Сполученням називають інформацію, виражену в певній формі та призначену для передачі від джерела до адресата.

У теорії інформації вивчають властивості процесів, які мають місце при передачі інформації на відстань за допомогою сигналів. При цьому важливе значення мають поняття якості і швидкості передачі інформації.

Ефективне (статистичне) кодування здійснюється з метою підвищення швидкості передачі інформації і наближення її до пропускної здатності каналу.

Теорема Шеннона для ефективних кодів (без доведення): для каналу без перешкод завжди можна створити систему ефективного кодування дискретних повідомлень, у якій середня кількість двійкових кодових сигналів на один символ повідомлення буде наближатися як завгодно близько до ентропії джерела повідомлень.

Коригуюча (помехоустойчивое) кодування має на меті підвищення вірності передачі інформації шляхом виявлення та виправлення помилок.

Теорема Шеннона для коригувальних кодів (без доведення): для каналу з перешкодами завжди можна знайти таку систему кодування, при якій повідомлення будуть передані зі як завгодно високим ступенем вірності, якщо тільки продуктивність джерела повідомлень не перевищує пропускної здатності каналу.

При кодуванні кожен символ дискретного повідомлення пронумеровується, і передача повідомлень зводиться до передачі послідовності чисел.

Наприклад, для передачі російських букв потрібно передавати числа від 1 до 32.

Кодом називається повна сукупність умовних символів, яку застосовують для кодування повідомлень. Число різних символів в коді називається підставою коду. Код з основою 2 - бінарний, з іншими підставами - багатопозиційний.

Кодова комбінація - це послідовність кодових символів, що відповідають одному елементу (символу) дискретного повідомлення, тобто число, записане в обраній системі числення.

Число символів в кодової комбінації називається значности коду.

Оператор кодування показує, яку кодову комбінацію привласнюють кожному елементу повідомлення.

Якщо все кодові комбінації містять однакове число символів, код називають рівномірним, в інших випадках - нерівномірним.

## 1.2. Модуляція сигналів

Модуляція сигналів дозволяє виконати перетворення сигналів з метою підвищення ефективності та завадостійкості процесу передачі інформації. У більшості випадків методи модуляції ґрунтуються на управлінні параметрами сигналів відповідно до інформаційним повідомленням. При модуляції сигналів змінюється їх форма і спектральні характеристики. Особливості формування спектрів сигналів мають важливе значення для систем зв'язку і телекомунікацій.

Повідомлення передаються за допомогою сигналів. У найпростішому випадку повідомлення може полягати в наявності (відсутності) прийнятого сигналу. При цьому потрібно вирішувати задачу виявлення сигналу. У багатьох випадках вид переданих сигналів заздалегідь відомий і прийом повідомлення

полягає в тому, щоб визначити, який з можливих сигналів був переданий. Тоді завдання полягає в розрізненні сигналів. Якщо сигнали відрізняються значеннями їх параметрів, які вважаються постійними в теченні деякого інтервалу, то необхідно отримувати оцінки параметрів сигналу. Повідомлення може міститися в змінах параметрів, тобто в їх миттєвих (локальних) значеннях. Тоді для отримання повідомлення потрібно виконати фільтрацію параметрів сигналу. Ця задача фільтрації, як правило, є більш складною, ніж оцінювання параметрів.

Повідомлення позначимо  $\theta(x)$ , сигнал-носій, параметр якого змінюється відповідно до повідомлення, позначимо  $s(x)$ .

При модуляції виконується перетворення цих двох сигналів в один модульований сигнал  $\xi(x)$

Для виділення повідомлення  $\theta(x)$  на приймальній стороні необхідно виконати зворотне перетворення (демодуляцію).

Залежно від виду, функціональної форми і числа параметрів сигналу-переносника  $s(x)$  і інформаційного сигналу  $\theta(x)$  варіюються властивості різних методів модуляції, а саме, вид і ширина спектра сигналу  $\xi(x)$ , стійкість до впливу перешкод і т. д.

При створенні систем передачі сигналів основними завданнями є розробка методів і математичних моделей, що визначають оптимальні режими модуляції-демодуляції з точки зору підвищення швидкості, достовірності і перешкодозахищеності передачі інформації.

При класифікації видів модуляції беруть до уваги вид, характер інформаційного сигналу і сигналу-переносника: детермінований процес, випадковий стаціонарний процес, нестаціонарний процес і т.д. Детерміновані сигнали визначаються їх амплітудними і фазовими спектрами на основі властивостей рядів Фур'є і перетворення Фур'є. У теорії інформації та передачі сигналів особливе місце займають стохастичні сигнали, які є реалізаціями випадкових процесів із заданими характеристиками - кореляційними функціями і спектральними щільностями.

Якщо вид інформаційного сигналу, сигналу-переносника і характеристики лінії зв'язку задані, то основним завданням є оптимальний прийом сигналів. Завдання оптимального прийому, як правило, зводиться до задачі розрізнення сигналів по заданому критерію в умовах перешкод (завдання виявлення розглядається як розрізнення суміші сигналу і перешкоди від перешкоди, коли сигнал відсутній).

Завдання прийому повідомлень поділяють на два класи - когерентний і некогерентний прийом, відповідно при наявності і відсутності синхронізації в каналі передачі інформації. Методи когерентного (синхронного) прийому, як правило, більш прості і надійні. Методи некогерентного (асинхронного) прийому забезпечують більш високу швидкість, однак більш складні в реалізації.

### 1.3. Метод амплітудно-імпульсної модуляції

Теорема відліків, є теоретичною основою методів імпульсної модуляції. Сигнал з обмеженим спектром, який не має спектральних складових на частотах, вище за  $f_m$ , повністю визначається своїми миттєвими значеннями, які взяті рівномірно через інтервал  $1/(2f_m)$  (або менше). Тому сигнал можна передавати не безперервно, а лише в кінцеве число моментів часу ( $2/T$  разів в секунду). Інформація, що міститься кожному відліку може бути передана за допомогою імпульсної модуляції.

Розглянемо амплітудно-імпульсну модуляцію (АІМ). Тут значення відліків передаються за допомогою імпульсів, амплітуди яких змінюються пропорційно значенням відліків. Зупинимося спочатку на передачі ідеальних відліків (одиничних імпульсів), як показано на рис.1.1. Відліки беруться через  $1/(2f_m)$  сек. Спектр імпульсного сигналу (або вибірки)  $fs(t)$  являє собою періодичне повторення спектру  $F(\omega)$  безперервного сигналу  $f(t)$  (рис.1.1.в). З рис. 1.1 в слідує, що безперервний сигнал  $f(t)$  можна відновити з імпульсного сигналу  $fs(t)$ , пропускаючи  $fs(t)$  через фільтр нижніх частот з

частотою зрізу  $f_m$ . Спектр імпульсного сигналу  $f_s(t)$  згідно викладеного раніше

$$F_s(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(\omega - n\omega_0) \quad \left( \omega_0 = \frac{2\pi}{T}, \quad T \leq \frac{1}{2f_m} \right)$$

У випадку, що розглядається  $T=1/(2f_m)$ . При цьому  $\omega_0 = 2\omega_m$  і

$$F_s(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(\omega - 2n\omega_m) \quad \left( T = \frac{\pi}{\omega_m} \right) \quad (1.1)$$

У розглянутому процесі відліки функції  $f(t)$  утворювалися за допомогою одиничних імпульсів (миттєва вибірка). З рис.1.1 видно, що спектр такого ідеального імпульсного сигналу займає всю нескінченну смугу частот від  $-\infty$  до  $+\infty$ , тобто містить складові всіх частот. Однак на практиці таку ідеальну вибірку здійснити не можна, оскільки неможливо генерувати одиничні імпульси. Звичайно вибірка здійснюється за допомогою дуже вузьких імпульсів кінцевої тривалості. Отже, в цьому випадку відліки не є миттєвими, а займають деякий кінцевий часовий інтервал.

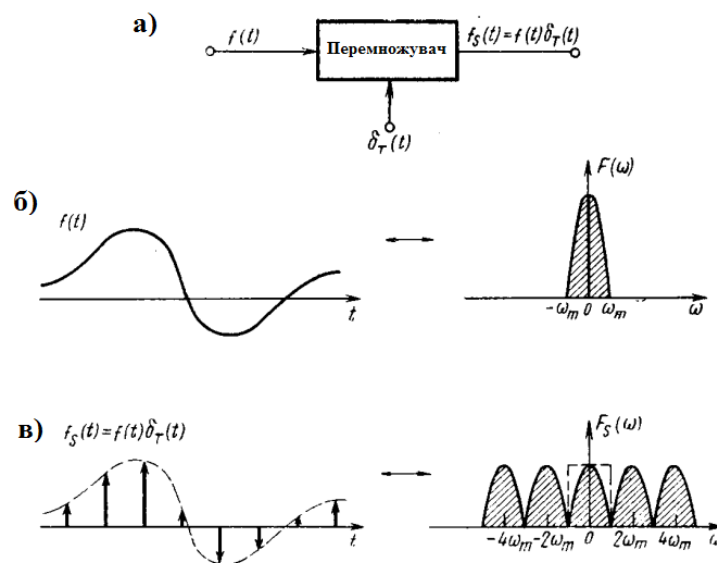


Рис. 1.1. До пояснення АІМ з використанням одиничних імпульсів: а – модулятор-перемножувач; б – модулюючий сигнал і його спектр; в – сигнал АІМ (вибірка) і його спектр

Розглянемо властивості такого імпульсного сигналу. Допустимо, що вибірка виконується за допомогою періодичної послідовності імпульсів прямокутної форми, що мають тривалість  $\tau$  сек і поступають через кожні  $T=1/(2f_m)$  сек. Позначимо цю послідовність імпульсів  $p_\tau(t)$ . Спектр  $P_\tau(\omega)$  сигналу  $p_\tau(t)$  показаний на рис.1.2 б. Імпульсний сигнал  $fs(t)$  є добуток  $f(t)$  на  $p_\tau(t)$ . Отже, його спектр  $F_s(\omega)$  одержується згорткою спектру  $F(\omega)$  зі спектром  $P_\tau(\omega)$ . Згортка легко виконується графічно і її результат показаний на рис.1.2 в. При неідеальній вибірці функції  $f(t)$  утвориться спектр, подібний спектру при ідеальній вибірці, але з убуваючими амплітудами. Цей же результат можна отримати аналітично. У випадку, що розглядається  $fs(t) = f(t)p(t)$ . Отже,

$$F_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} F(\omega) * P_\tau(\omega) \quad (1.2)$$

Спектр  $P_\tau(\omega)$ , з врахуванням  $T=1/(2f_m) = 2\pi/\omega_m$  і  $\omega_0 = 2\pi/T = 2\omega_m$ :

$$P_\tau(\omega) = 2A\tau\omega_m \sum_{n=-\infty}^{\infty} Sa(\pi\tau\omega_m) \delta(\omega - 2n\omega_m) \quad (1.3)$$

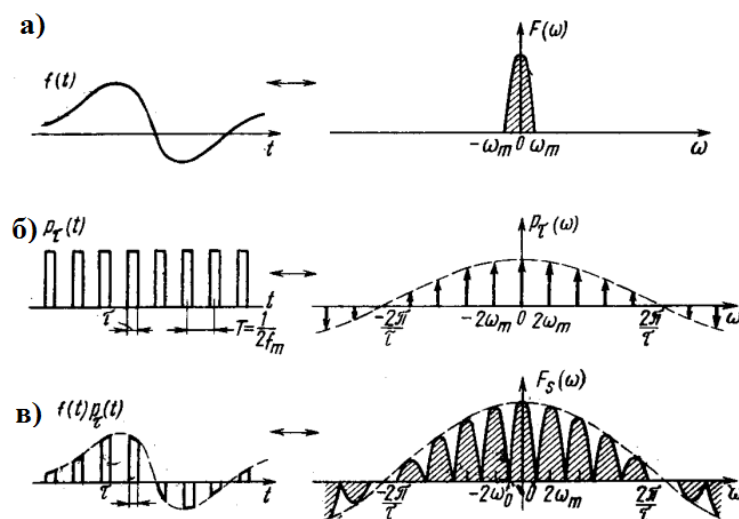


Рис. 1.2. До пояснення АІМ при використанні прямокутних імпульсів кінцевої тривалості: а – модулюючий сигнал і його спектр; б – періодична послідовність прямокутних імпульсів і її спектр; в – сигнал АІМ і його спектр



Підставивши ф-лу (1.3) в (1.2), отримаємо

$$\begin{aligned}
 F_s(\omega) &= \frac{A\tau\omega_m}{\pi} F(\omega) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} Sa(n\tau\omega_m)\delta(\omega - 2n\omega_m) = \\
 &= \frac{A\tau}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} Sa(n\tau\omega_m) F(\omega) * \delta(\omega - 2n\omega_m) = \\
 &= \frac{A\tau}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} Sa(n\tau\omega_m) F(\omega - 2n\omega_m)
 \end{aligned} \tag{1.4}$$

Права частина ф-ли (1.4) представляє спектр  $F(\omega)$ , що повторюється через кожні  $2\omega_m$  рад/сек, причому амплітуди спектру змінюються як функції  $Sa(n\tau\omega_m)$ . Цьому виразу відповідає спектр, показаний на рис. 1.2 в. Зауважимо, що імпульси не обов'язково повинні бути прямокутними, як на рис.1.2 в. Відліки можуть представлятися за допомогою імпульсів будь-якої іншої форми  $q(t)$ . При цьому зміниться лише огинаюча спектра  $F_s(\omega)$  на рис.1.2 в. Ця огинаюча  $Q(\omega)$  знаходиться як перетворення Фур'є функції  $q(t)$ .

Отже, при неідеальній вибірці сигналу  $f(t)$  виходить спектр, що періодично повторюється  $F(\omega)$ , але з убуваючими амплітудами. Вихідний сигнал  $f(t)$  можна виділити з імпульсного сигналу  $fs(t)$ , використовуючи фільтр нижніх частот з частотою зрізу  $\omega_m$ . Процес демодуляції при імпульсній модуляції (неідеальній вибірці) є тим же самим, що і при ідеальній вибірці за допомогою одиничних імпульсів. Помітимо, що сигнал відновлюється без спотворень, незважаючи на те, що вибірка неідеальна. Для передачі сигналу при ідеальній вибірці потрібна нескінченно широка смуга частот, тоді як при неідеальній вибірці потрібна кінцева смуга частот, оскільки спектр  $F_s(\omega)$  (рис. 1.2 в) убуває із зростанням частоти і на дуже високих частотах міститься мала енергія. По мірі збільшення ширини імпульсів спектр убуває швидше і, отже, для передачі потрібна менша смуга частот. У цьому відношенні неідеальна вибірка перевершує ідеальну, оскільки вимагає меншу смугу частот для передачі. Однак те, що виграється в частотній області, програється у часовій. Імпульсна модуляція при кінцевій

тривалості імпульсів займає більший час, ніж миттєва передача у разі одиничних імпульсів. Оскільки імпульси мають кінцеву тривалість, можна передавати лише кінцеве число сигналів одночасно при часовому розділенні (це називається часовим ущільненням), тоді як у разі одиничних імпульсів можна передавати будь-яке число сигналів.

Розглянутий імпульсний сигнал можна виразити як добуток  $f(t)$  на періодичну послідовність імпульсів  $q(t)$ :

$$f_s(t) = f(t)q_t(t) = f(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} q(t - nT)$$

де  $q(t)$  імпульс послідовності.

Вибірка такого типу називається природньою.

У вітчизняній літературі цей вид модуляції називається амплітудно-імпульсною модуляцією першого роду

При природній вибірці кожний імпульс множиться на  $f(t)$  в межах його тривалості.

У результаті кожний імпульс в сигналі  $f_s(t)$  має різну форму. Це добре видно з рис.1.2 в, де вершина кожного імпульсу приймає форму модулюючої функції  $f(t)$  в межах тривалості імпульсу. Тепер розглянемо миттєву вибірку, при якій всі імпульси в сигналі  $f_s(t)$  мають одну і ту ж форму, а їх амплітуди пропорційні значенням відповідних відліків (рис.1.3). Миттєва вибірка називається також амплітудно-імпульсною модуляцією другого роду.

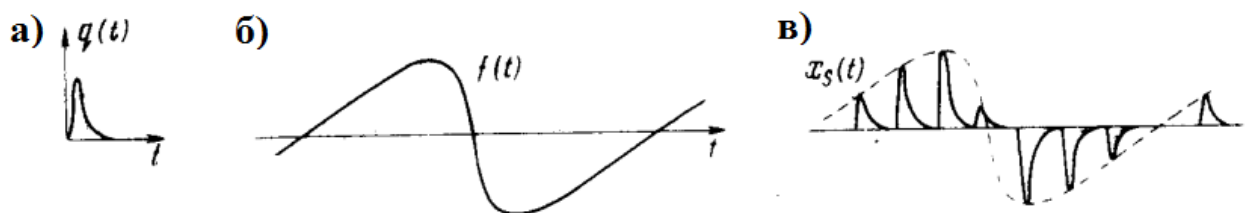


Рис. 1.3. До пояснення миттєвої вибірки: а – одиничний імпульс послідовності; б – модулюючий сигнал; в – сигнал АІМ

Очевидно, такий імпульсний сигнал несе повну інформацію, що міститься у всіх відліках, і значить, містить всю інформацію, що відноситься до безперервної функції  $f(t)$  [при умові, що інтервал вибірки рівний або менший  $1/(2f_m)$ , сек]. Зауважимо, що при природній вибірці (рис.1.2) інформація про  $f(t)$  переноситься протягом всієї тривалості кожного імпульсу. Навпаки, сигнал при миттєвій вибірці містить інформацію про  $f(t)$  тільки в моменти відліків. Саме тому така вибірка називається миттєвою. Потрібно відмітити, що вибірка за допомогою одиничних імпульсів (рис.1.1) може розглядатися і як природна, і як миттєва.

Нехай одиничний імпульс з послідовності, що використовується при миттєвій вибірці, має форму  $q(t)$ , як показано на рис.3а. Імпульсний сигнал позначимо через  $x_s(t)$ . У випадку миттєвої вибірки

$$x_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT)q(t-nT) \quad (1.5)$$

Помітимо, що позначення  $f_s(t)$  резервується для випадку, коли вибірка  $f(t)$  здійснюється одиничними імпульсами:

$$f_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT)\delta(t-nT) \quad (1.6)$$

Визначимо спектр сигналу  $x_s(t)$  при довільній формі імпульсу  $q(t)$ . Він легко знаходиться, якщо помітити, що  $x_s(t)$  є відгук кола, що має імпульсну реакцію  $q(t)$ , на вхідний сигнал  $f_s(t)$  (рис.4). Таким чином, якщо  $q(t) \longleftrightarrow Q(\omega)$ , то  $x_s(t) \longleftrightarrow F_s(\omega)Q(\omega)$ .

Скориставшись ф-лою (1), отримаємо

$$x_s(t) \leftrightarrow \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} Q(\omega)F(\omega-2n\omega_m) \quad \left( T = \frac{\pi}{\omega_m} \right) \quad (1.7)$$

З ф-ли (1.7) слідує, що спектр імпульсного сигналу  $x_s(t)$  складається з спектрів  $F(\omega)$ , що періодично повторюються, кожний з яких множиться на спектр одиничного імпульсу  $Q(\omega)$ . Цей спектр для випадку прямокутних імпульсів показаний на рис.1.5 г.

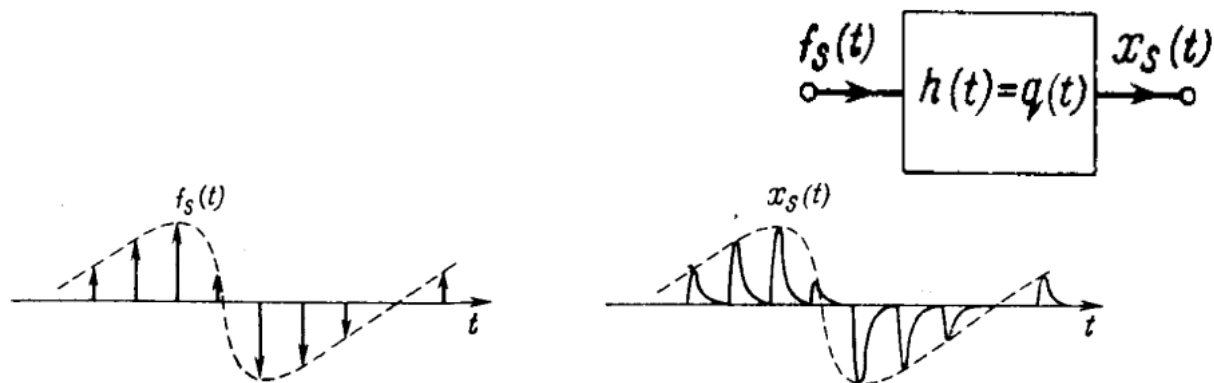


Рис. 1.4. Зображення сигналу при миттєвій вибірці як відгуку кола з імпульсною реакцією  $h(t) = q(t)$  на послідовність модульованих одиничних імпульсів

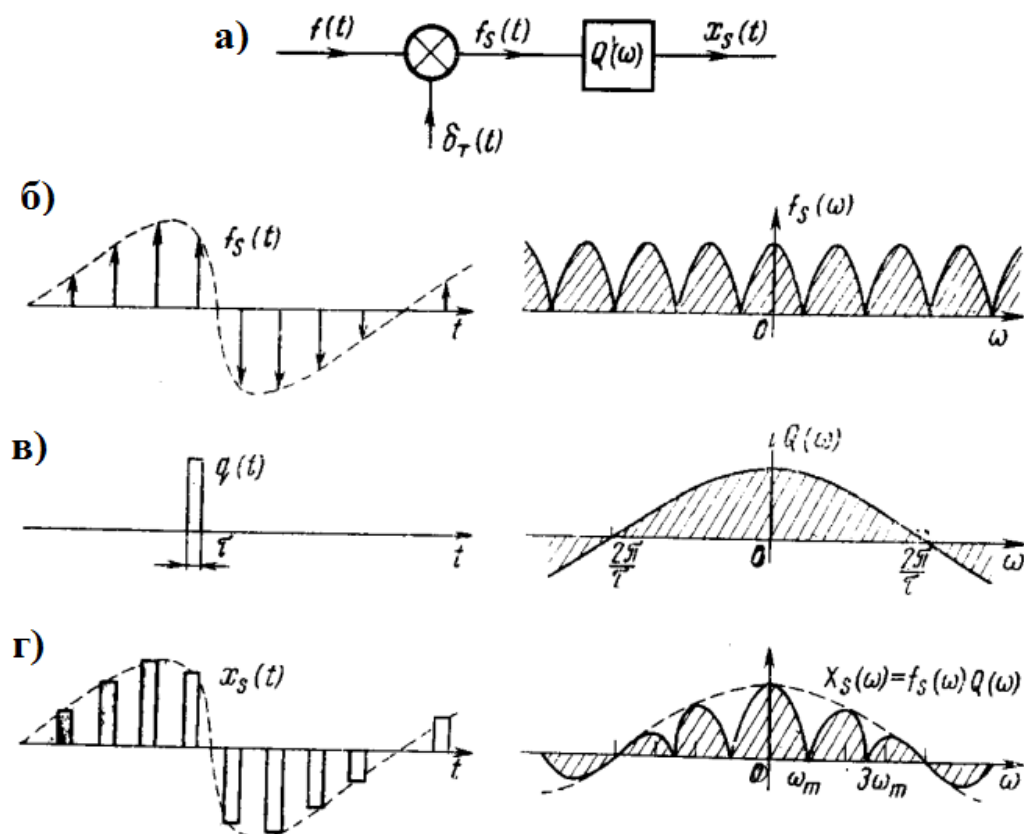


Рис. 1.5. До визначення спектру сигналу при миттєвій вибірці: а – модулятор; б – модульовані одиничні імпульси і їх спектр; в – одиничний прямокутний імпульс і його спектр; г – сигнал АІМ і його спектр

Помітимо, що  $X_s(\omega)$  [спектр сигналу  $x_s(t)$ ] на рис.1.5 г не такий, як на рис.1.2 в, хоч на перший погляд вони здаються однаковими. На рис. 1.2 в спектр складається з спектрів  $F(\omega)$ , що періодично повторюються з убиваючими амплітудами. Однак в кожному періоді форма  $F(\omega)$  зберігається незмінною. Змінюються тільки амплітуди. З іншого боку, на рис.1.5 г форма спектра в кожному інтервалі  $2\omega_m$  відрізняється від  $F(\omega)$  внаслідок множення на  $Q(\omega)$ . Цей множник має різні значення на всіх частотах.

Таким чином, жоден з спектрів на рис.1.5 г не має форми спектра  $F(\omega)$ . Це слідує також з ф-л (1.4) і (1.7). У ф-лі (1.4) множник  $Sa(n\tau\omega_m)$  постійний для даного  $n$ , тоді як в ф-лі (1.7) множник  $Q(\omega)$  є функцією частоти.

Спектр імпульсного сигналу  $x_s(t)$  (рис.1.5 г) не містить неспотворений спектр  $F(\omega)$ , як це було у разі природної вибірки (рис.1.2в). Таким чином, використовуючи тільки ідеальний фільтр нижніх частот, неможливо відновити сигнал  $f(t)$  без спотворень.

Якщо використовується фільтр нижніх частот з частотою зрізу  $\omega_m$ , то спектр на виході буде  $F(\omega)Q(\omega)$ . Неспотворений сигнал  $f(t)$  можна відновити з вихідного, пропустивши його через інший фільтр, який має передавальну функцію  $1/Q(\omega)$  (рис.1.6а). Замітимо, що оскільки спектр  $F(\omega)$  обмежений частотою  $\omega_m$ , то досить, щоб другий фільтр на рис.1.6 мав передавальну функцію  $1/Q(\omega)$  тільки в інтервалі частот  $(-\omega_m, \omega_m)$ . За межами цієї смуги частот передавальна функція може вибиратися довільно в залежності від зручності реалізації. Обидва фільтри можна об'єднати в один складений фільтр, частотна характеристика якого показана на рис.1.6б.

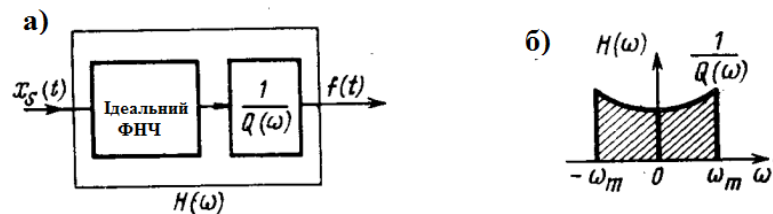


Рис. 1.6. До пояснення відновлення безперервного сигналу при миттєвій вибірці: а – фільтр нижніх частот, складений з ідеального ФНЧ і фільтра з передавальною функцією  $1/Q(\omega)$ ; б – передавальна функція ФНЧ

Очевидно, передавальна функція  $H(\omega)$  цього фільтра повинна бути рівна  $1/Q(\omega)$  в інтервалі частот  $(-\omega_m, \omega_m)$  і рівна нулю на всіх інших частотах. Таким чином, передавальну функцію фільтра, відновлюючого безперервний сигнал, можна виразити у вигляді

$$H(\omega) = \begin{cases} \frac{1}{Q(\omega)} & \text{при } |\omega| < \omega_m \\ 0 & \text{при } |\omega| > \omega_m \end{cases} \quad (1.8)$$

Якщо імпульс  $q(t)$  є дуже вузьким, то він наближається до одиничного, а спектр  $Q(\omega)$  прагне до рівномірного. Іншими словами, спектр  $Q(\omega)$  стає майже постійним на інтервалі  $(0, \omega_m)$ . В такому випадку складений фільтр, показаний на рис.1.6, перетворюється в ідеальний фільтр нижніх частот з частотою зрізу  $\omega_m$ , і сигнал  $f(t)$  відновлюється так само, як при природній вибірці. Цього потрібно було чекати, оскільки, якщо імпульси стають дуже вузькими, вони наближаються до одиничних і вибірка наближається до вибірки за допомогою одиничних імпульсів.

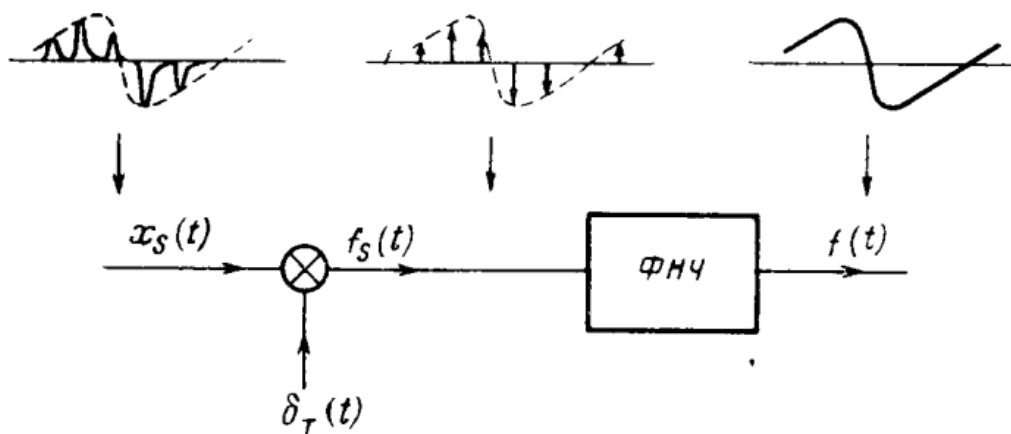


Рис.1.7. До пояснення відновлення безперервного сигналу множенням на послідовність одиничних імпульсів з подальшою фільтрацією ідеальним ФНЧ

З іншого боку, можна відновити безперервний сигнал  $f(t)$  з імпульсного  $x_s(t)$ , якщо помножити  $x_s(t)$  на послідовність одиничних імпульсів  $\delta_T(t)$ . Це, очевидно, дає сигнал  $f_s(t)$ , як показано на рис.1.7.

Тепер сигнал  $f(t)$  можна виділити з  $f_s(t)$  використовуючи ідеальний фільтр нижніх частот.

#### 1.4 Інші види імпульсної модуляції

Щоб передати сигнал  $f(t)$ , необхідно передати інформацію про його миттєві значення, які слідують один за одним через інтервали часу  $1/(2f_m)$  сек. Істотним в цьому твердженні є те, що немає необхідності в безперервній передачі сигналу з обмеженим спектром, а повна інформація про такі сигнали може бути передана їх значеннями в дискретні моменти часу. Така дискретна форма інформації може передаватися багатьма способами. Розглянута нами амплітудно-імпульсна модуляція не є єдиним прикладом.

У системах АІМ ця інформація переноситься значеннями амплітуд імпульсів.

Можна було б підтримувати амплітуди всіх імпульсів постійними, а змінювати їх ширину пропорціонально значенням  $f(t)$  у відповідні моменти часу. Такий вид модуляції називають широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), або модуляцією за тривалістю імпульсів (ТІМ). Ще один спосіб передачі полягає в тому, що як амплітуда, так і ширина імпульсів зберігаються незмінними, а змінюється часове положення імпульсів пропорціонально значенням відліків  $f(t)$  у відповідні моменти часу. Такі системи відомі як системи з фазо-імпульсною модуляцією (ФІМ).

Іншим дуже важливим способом імпульсної модуляції є кодо-імпульсна модуляція (КІМ). В цій системі кожен відлік  $f(t)$  передається кодовою комбінацією, яка складається з декількох імпульсів. З повідомлення  $f(t)$ , яке повинно бути передане, береться вибірка, потім кожний відлік округлюється до значення найближчого дозволеного рівня. (Процес заміни миттєвих значень відліків найближчими дозволеними називається квантуванням сигналу.). Кожний рівень представляється певною комбінацією

імпульсів. Таким чином, замість окремих відліків передається відповідна кодова комбінація.

### 1.5 Цифрова та дельта-модуляція

Цифрові види модуляції використовуються для передачі кодованих повідомлень дискретними методами. Такі методи модуляції засновані на трьох необхідних перетвореннях корисних неперервних сигналів: дискретизації, квантуванні і кодуванні.

Перевагами цифрових методів модуляції є:

- слабкий вплив неідеальності і нестабільності характеристик апаратури на якість передачі інформації;
- висока стійкість навіть при використанні каналів з нестабільними характеристиками і великим рівнем шумів;
- можливість регенерації (відновлення) сигналів у вузлах зв'язку мереж, що значно послаблює ефект накопичення спотворень сигналів при передачі інформації по лініях великої протяжності;
- універсальна форма представлення сигналів для різних повідомлень (мова, телевізійне зображення, дискретні дані, команди управління роботою пристроїв зв'язку і т.п.);
- низька чутливість до нелінійних спотворень в груповому тракті багатоканальних систем;
- відносно просте узгодження цих систем з комп'ютерами і електронними автоматичними телефонними станціями, що грає важливу роль для побудови мереж зв'язку;
- можливість автоматизації передачі та обробки сигналів з допомогою комп'ютерів.

Основними недоліками систем з цифровими способами передачі сигналів є: значне розширення займаної смуги частот каналів, необхідність забезпечення точної синхронізації сигналів і побудови апаратури для регенерації сигналів на лініях великої протяжності.



В даний час найбільшого поширення набули системи з імпульсною кодовою модуляцією (ІКМ), в яких значення сигналу в дискретні моменти часу перетворюється в двійкові цифрові коди.

Ефективним способом перетворення сигналів в цифрову форму є дельта-модуляція, яка ілюструється рис. 1.8. В кожен момент часу дискети сигналу порівнюються з напругою пилоподібної форми. Якщо значення дискрети сигналу стає більшим за відповідне значення пилоподібної напруги, то ця напруга збільшується, в іншому випадку вона спадає. У простій системі нахил пилоподібної напруги зберігається незмінним на всьому протязі процесу.

Отриманий бінарний сигнал можна розглядати як похідну від пилоподібної напруги. Перевага дельта-модуляції в порівнянні з іншими подібними методами полягає в простоті реалізації.

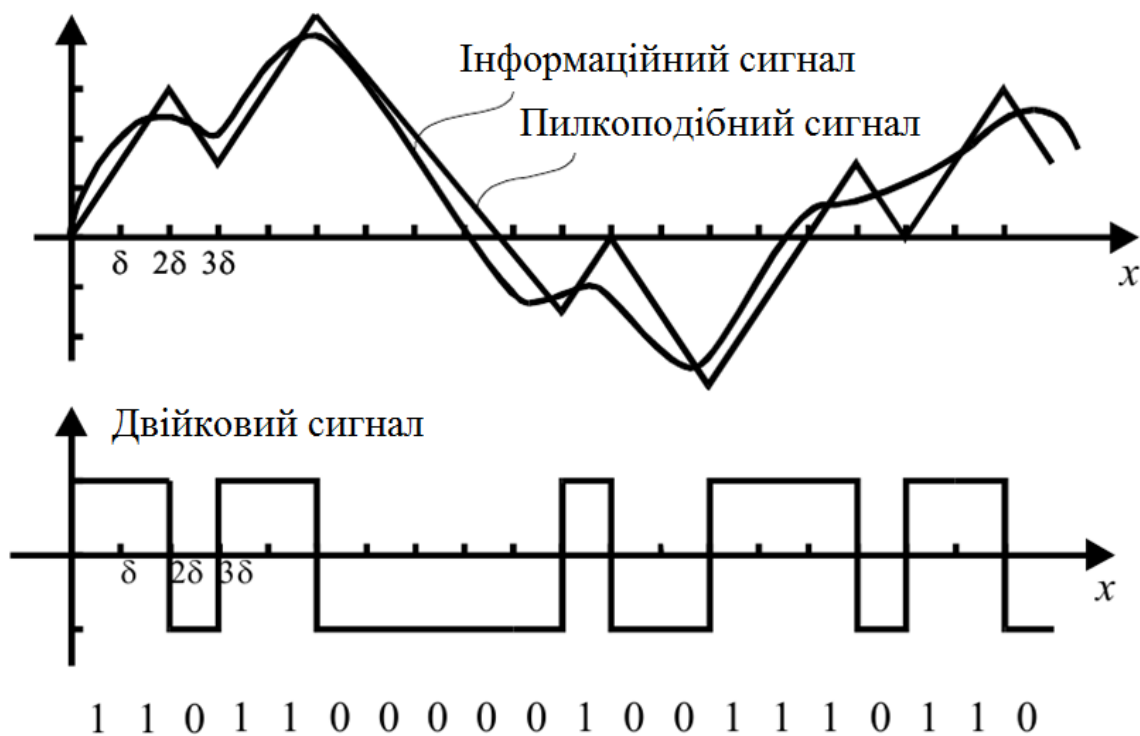


Рис. 1.8. Перетворення сигналу при дельта-модуляції

Пилоподібну напругу можна відновити з бінарного сигналу шляхом інтегрування, а більш гладка апроксимація досягається наступним пропусканням сигналу через фільтр нижніх частот. Швидкість передачі цифрових кодів, що необхідна для отримання заданої якості, можна значно зменшити, використовуючи, наприклад, лінійне кодування з передбаченням.

## 1.6 Висновки до розділу 1

Проаналізовано особливості обміну інформації в комунікаційних мережах, способи впливу перешкод на спотворення переданої та прийнятої інформації.

Розглянуто різні методи модуляції сигналів, зокрема амплітудної, частотної та фазової.

Проаналізовано метод амплітудно-імпульсної модуляції, який використовується зокрема для переведення сигналів в цифрову форму, розглянуто його стійкість до спотворень та можливість відновлення без втрат прийнятої на його основі інформації. Проаналізовано методи формування дискретних значень сигналів із застосуванням миттєвої та природної вибірки.

Проаналізовано цифрові методи модуляції, зокрема імпульсно кодову та дельта-модуляцію. Їх перевагами є слабкий вплив неідеальності і нестабільності характеристик апаратури на якість передачі інформації; висока стійкість навіть при використанні каналів з нестабільними характеристиками і великим рівнем шумів; можливість регенерації сигналів у вузлах зв'язку мереж; низька чутливість до нелінійних спотворень в груповому тракті багатоканальних систем; відносно просте узгодження цих систем з комп'ютерами і електронними автоматичними телефонними станціями, що грає важливу роль для побудови мереж зв'язку; можливість автоматизації передачі та обробки сигналів з допомогою комп'ютерів.

Саме метод дельта-модуляції використано для наступних досліджень.

## РОЗДІЛ 2

### ОСНОВНА ЧАСТИНА

#### 2.1. Дельта-модуляція

Дельта-модуляція (DM) - це метод квантування (або кодування) різницевого сигналу. У DM кодері піддається кодування помилка кодування, тобто різниця між вихідним кодованим сигналом і результатом кодування - в результаті створюється потік даних, кодованих різницею. Цей потік даних (що представляє собою сигнал помилки обчислень) є сигналом з низьким бітрейтом, який можна декодувати відповідним декодером на приймальному боці - таким чином досягається стиснення даних і, як наслідок, досягається низька швидкість передачі даних.

Можна виділити три основні типи дельта модуляції

- Лінійна дельта модуляція з постійним кроком (Constant Step Size Linear Delta-modulation - LDM);
- Дельта модуляція з неперервним змінним нахилом (Continuously Variable Slope Delta-Modulation - CVSD);
- Адаптивна дельта модуляція (Adaptive Delta Modulation - ADM або ADPCM)

Загальним для всіх трьох випадків є використання дворівневих (тобто однобітних) кодерів. У кодованому потоці бітів кожна одиниця ( "1") біта означає "збільшення амплітуди" на величину кроку в порівнянні з колишнім відліком декодованого сигналу, тоді як "0" біт означає "зменшення амплітуди" на величину кроку. Бітрейт кодованого сигналу прямо пропорційний частоті дискретизації вхідного сигналу.

При LDM застосовується крок постійної величини для апроксимації вхідного сигналу однобітними вибірками сигналу. При використанні LDM робота кодера може погіршуватися в ситуаціях, відомих як «перевантаження по крутизні», тобто коли крутизна вхідного сигналу (що має місце при

високочастотних повідомленнях) змінюється дуже швидко для того, щоб кодер відстежував це досить точно.

CVSD відрізняється від LDM лише адаптивною величиною кроку. Погоджуючи (адаптуючи) величину кроку зі змінами нахилу вхідного сигналу, кодер здатний представити низькочастотні сигнали з більшою точністю, не відчуючи значного погіршення якості через «перевантаження по крутизні» на високих частотах. Коли нахил вхідного сигналу змінюється дуже швидко для того, щоб кодер утримував сигнал, величина кроку збільшується. І навпаки, коли нахил вхідного сигналу змінюється повільно, величина кроку зменшується. Для забезпечення адаптації величини кроку, імпульсний амплітудний модулятор (pulse amplitude modulator - PAM) застосовується в поєднанні з комбінацією детектора перевантаження по крутизні і фонетичного (складового) фільтра.

CVSD застосовують як в комерційній, так і у військовій техніці зв'язку, де потрібні якісний зв'язок і бажані низькі обчислювальна складність і витрати пам'яті. Крім того, дані, закодовані CVSD, можуть бути зашифровані і таким чином зроблені більш захищеними від витоку інформації, що вельми важливо в ряді програм бездротового зв'язку (включаючи кодування мови і звуку).

ADPCM багато в чому подібна до CVSD, забезпечуючи, однак, більш високу точність, завдяки чому вдається більш економно використовувати смугу частот. Досягається це ціною додаткових обчислювальних витрат для розрахунку величини кроку, що адаптивно змінюється. Коли трапляється перевантаження по крутизні, розмір кроку поступово збільшується, що дозволяє реконструюватися сигналу і швидше наздогнати вихідний сигнал. І навпаки, коли крутизна вхідного сигналу змінюється повільно, величина кроку зменшується.

## 2.2. Лінійна дельта-модуляція із змінною крутизною

Continuously Variable Slope Delta-Modulation (CVSD) - дельта-модуляція зі змінною крутизною.

На рис.2.1 приведена схема прикладу з CVSD модулятором, а на рис.2.2 - епюри сигналів.

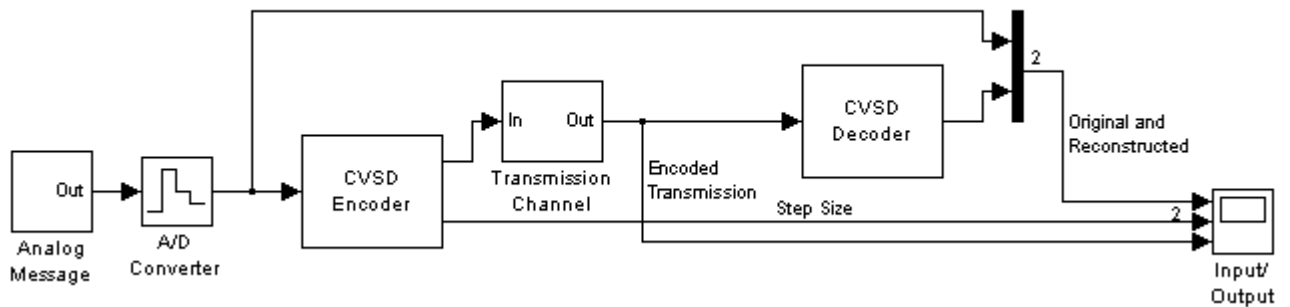


Рис.2.1. Схема прикладу з CVSD модулятором

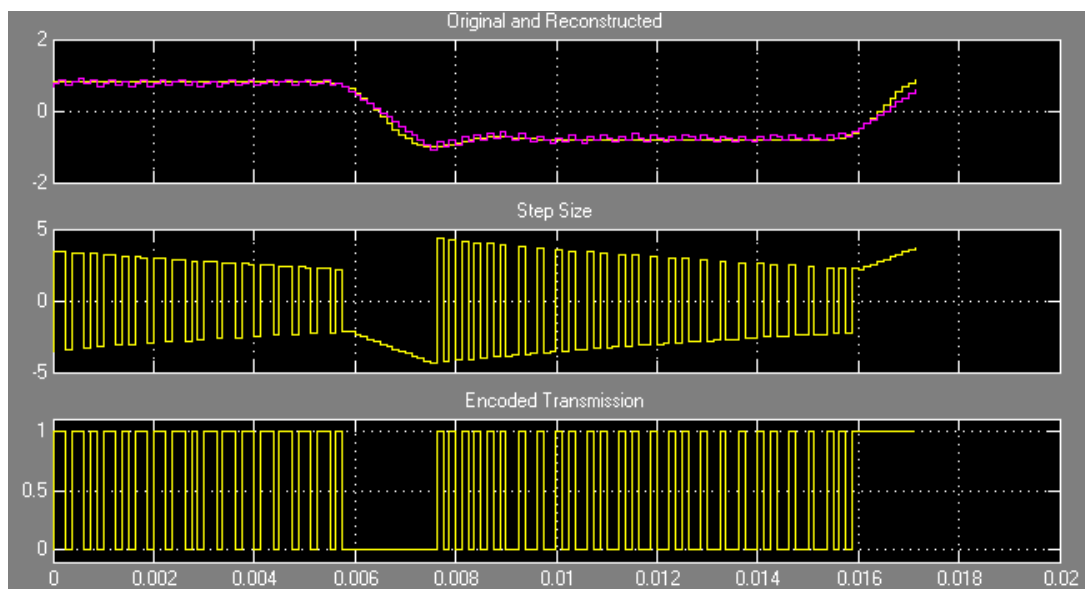


Рис.2.2. Епюри сигналів

Параметри CVSD кодера і декодера в даному прикладі:

- максимальний розмір кроку 20;
- постійна часу силабічного інтегратора 0.99;
- мінімальний розмір кроку 0.01;
- постійна часу реконструюючого інтегратора 0.96.

Схема CVSD кодера наведена на рис.2.3.

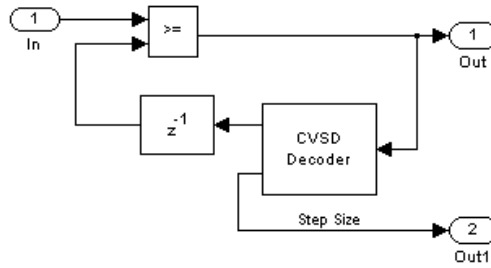


Рис.2.3. Кодер CVSD модулятора

Як випливає з рис.2.3, кодер CVSD аналогічний LDM кодеру, з тією лише відмінністю, що на схемі рис.2.3 явно показано додаткове відгалуження схеми декодера (Step Size).

Таким чином, центральною ланкою кодера є декодер в колі зворотного зв'язку. Схема CVSD декодера показана на рис.2.4.

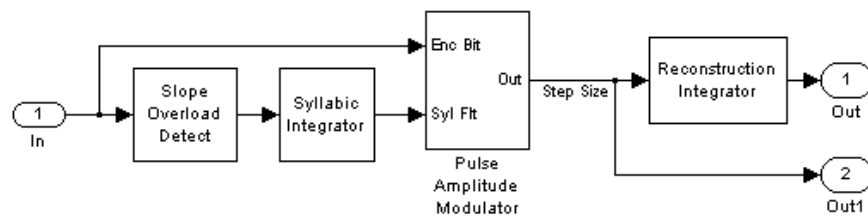
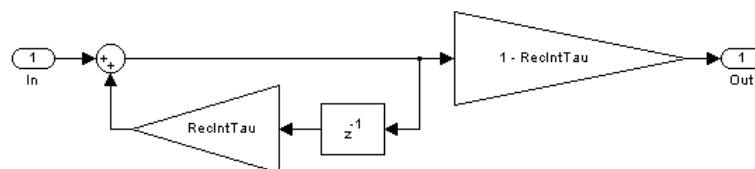


Рис.2.4. Декодер CVSD модулятора

Розглянемо схему рис.2.4, починаючи з «кінця», тобто з блоку Reconstruction Integrator (рис.2.5).

Рис.2.5. Декодер CVSD: блок Reconstruction Integrator  
(відновлює інтегратор)

Оскільки послідовно з'єднані лінійні системи можна міняти місцями, приходимо до висновку, що блок Reconstruction Integrator точно повторює схему LDM декодера, передавальна характеристика якого має вигляд:

$$H(z) = \frac{1-\tau}{1-\tau z^{-1}} = (1-\tau) \frac{z}{z-\tau}, \tag{2.1}$$

тобто є ФНЧ - інтегратором.

Схема блоку Syllabic Integrator аналогічна як на рис.2.5 схемі, з тією лише відмінністю, що в ній використовується інше значення параметра  $\tau = \tau_{syl}$  (рис.2.6).

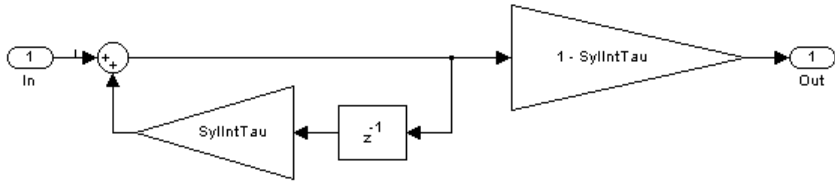


Рис.2.6. Декодер CVSD: блок Syllabic Integrator (складовий інтегратор)

Схема блоку Slope Overload Detect (детектор перевантаження по крутизні) показана на рис.2.7, а схема блоку Overload Detector (детектор перевантаження) показана на рис.2.8.

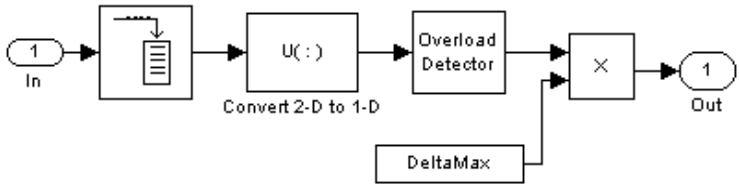


Рис.2.7. Декодер CVSD: блок Slope Overload Detect (детектор перевантаження по крутизні)

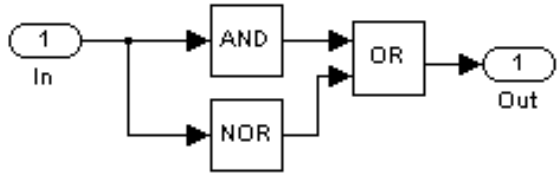


Рис.2.8. Декодер CVSD: блок Overload Detector (детектор перевантаження)

А також, схема блоку Pulse Amplitude Modulator (модулятор амплітуди імпульсів) показана на рис.2.9.

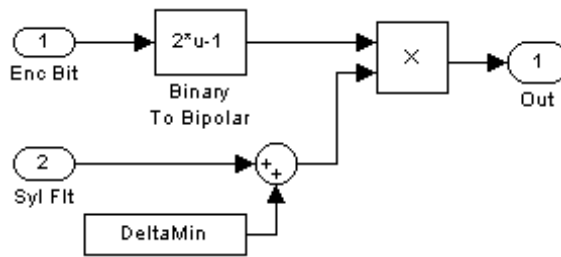


Рис.2.9. Декодер CVSD: блок Pulse Amplitude Modulator (модулятор амплітуди імпульсів)

Зі схеми рис.2.9 випливає, що саме амплітудною модуляцією вхідних імпульсів і відрізняється CVSD декодер від LDM декодера. Модулюючий сигнал - це прийняті імпульси, пропущені через детектор перевантаження по крутизні, а потім - через фонетичний інтегратор, з подальшим множенням результату на DeltaMax - максимальний крок квантування.

### 2.3. Сіigma-дельта модуляція

Кореляцію вибіркового даних, що надходять на LDM модулятор, можна посилити за допомогою попередньої фільтрації даних інтегратором і компенсації цієї фільтрації за допомогою вихідного фільтра-диференціатора. Ця структура зображена на рис.2.10, де інтегратор, диференціатор, затримка виражені в термінах z-перетворення, причому декодер також представлений у вигляді інтегратора. Цю схему можна реалізувати більш економно, замінюючи два інтегратора на входах суматора одним на його виході (рис.2.11). Друга модифікація полягає в тому, що вихідний фільтр-диференціатор може бути зміщений в декодер, що робить непотрібним цифровий інтегратор на вході в декодер. Все, що залишається від декодера, - це відтворюючий фільтр нижніх частот. Отримана спрощена схема модифікованої системи DPCM зображена на рис.1.11. Ця схема, названа сіigma-дельта-модулятором, містить інтегратор (сіigma) і модулятор DPCM (дельта).



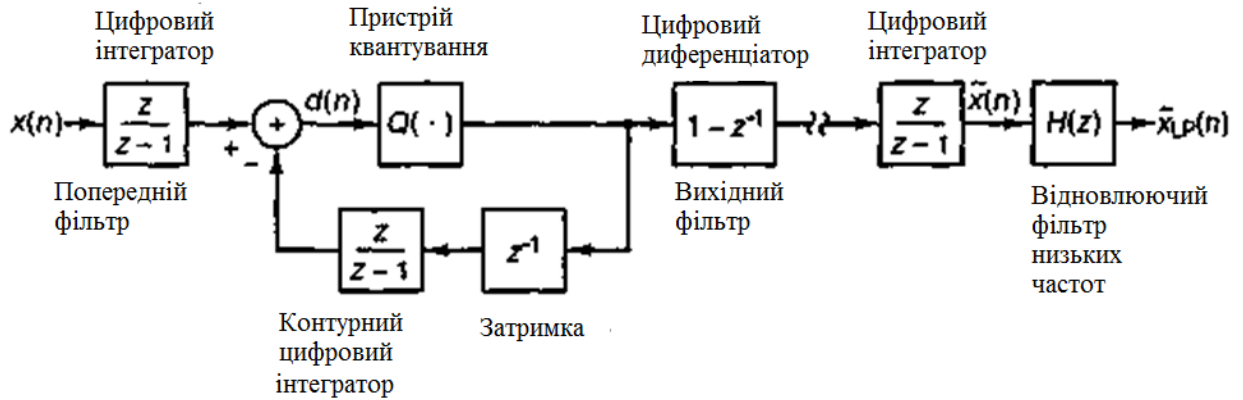


Рис. 2.10. Схема дельта-модулятора

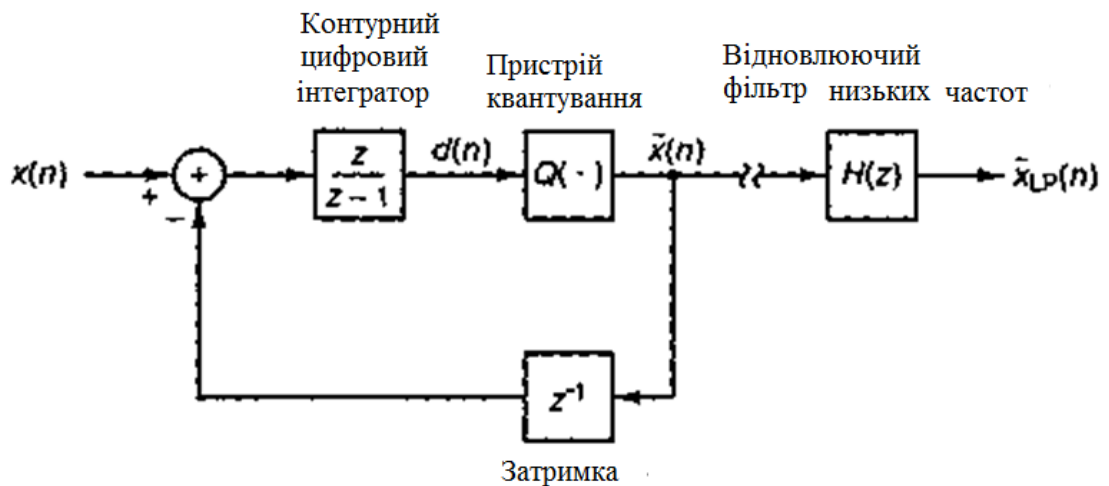
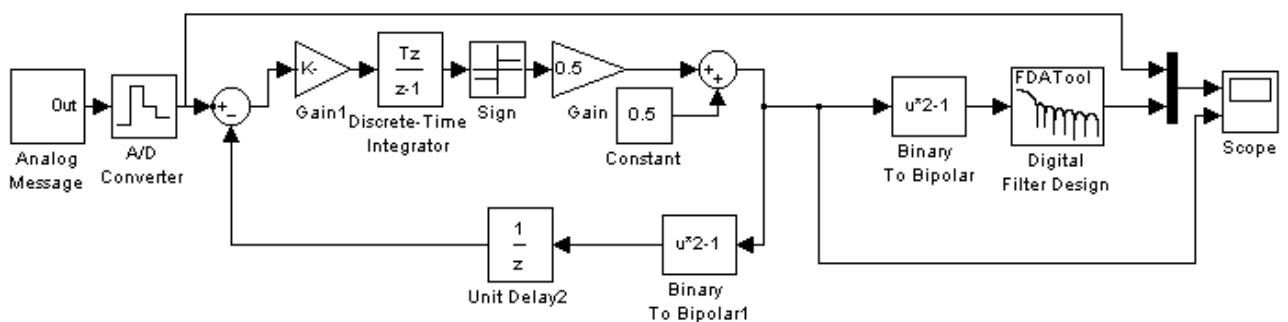
Рис.2.11. Схема  $\Sigma-\Delta$ -модулятора після спрощення

Рис.2.12. Моделювання модулятора в Simulink

Для ФНЧ з параметрами: нерекурсивний фільтр з вікном Кайзера,  $\beta = 2$ , порядок фільтра 15, частота зрізу 500 Гц на рівні -6 дБ (щодо АЧХ на нульовій частоті) - результати обробки показані на рис.2.13.

Аналогічні результати для смуги пропускання ФНЧ 800 Гц показані на рис.2.14, а для смуги 300 Гц - на рис.2.15.

Зіставляючи рис.2.13-2.15, приходимо до висновку про існування оптимальної смуги пропускання ФНЧ. В даному конкретному випадку вона близька до величини 400 Гц, тобто 0.1 частоти Найквіста.

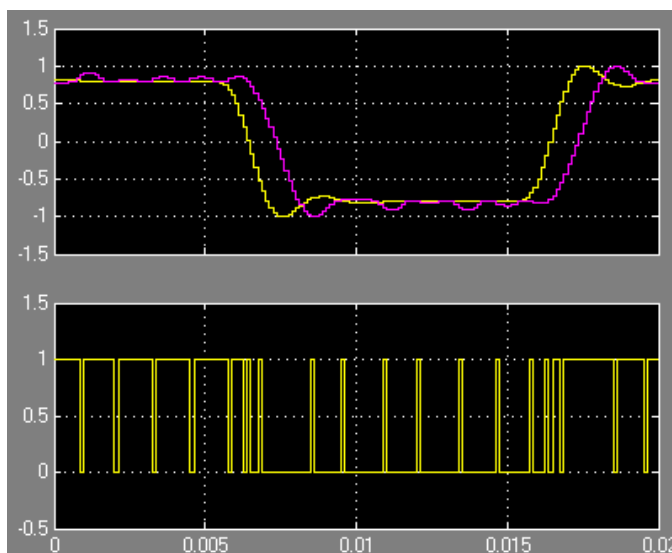


Рис.2.13. Результати моделювання  $\Sigma - \Delta$  - модулятора в Simulink, смуга ФНЧ 500 Гц

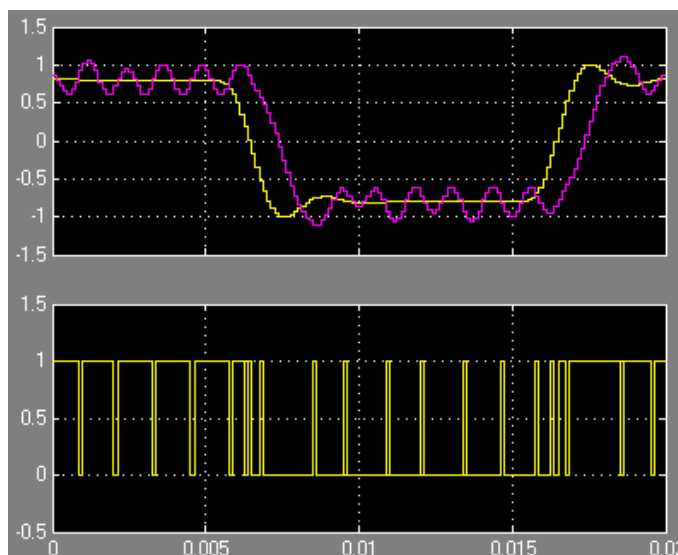


Рис.2.14. Результати моделювання  $\Sigma - \Delta$  - модулятора, смуга ФНЧ 500 Гц

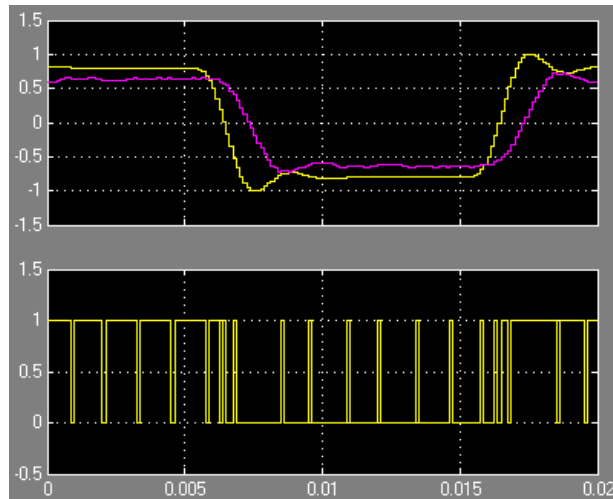


Рис.2.15. Результати моделювання  $\Sigma-\Delta$ -модулятора, смуга ФНЧ 300 Гц

Збільшення смуги пропускання відносно оптимальної призводить до помітної похибки відновлення, що виявляється в наявності виражених флуктуацій в гладкій частині відновлюваного сигналу. А зменшення смуги пропускання призводить до зменшення рівня відновленого сигналу.

Роботу  $\Sigma-\Delta$ -модулятора можна також пояснити за допомогою контуру зворотного зв'язку по шуму. При такій точці зору пристрій квантування трактують як блок, який для отримання вихідного сигналу додає помилку до свого вхідного сигналу. Коли вибірки утворюються зі значним запасом по частоті дискретизації, то високо корелюють не тільки вибірки, а й помилки. Коли помилки високо корелюють, вони передбачувані, і, таким чином, вони можуть бути відняті з сигналу, що поданий на пристрій квантування перш, ніж відбудеться процес квантування. Коли сигнал і помилка представляються передискретизованими вибірками, помилка квантування, що передус, може бути використана як хороша оцінка поточної помилки.

Попередня помилка, утворена як різниця між входом і виходом пристрою квантування, поміщається в регістр запізнювання для використання в якості оцінки помилки квантування. Ця структура зображена на рис.2.16. Схему проходження сигналу на рис.2.16 можна перемалювати так, щоб акцентувати увагу на двох входах (сигнал і шум квантування) і на двох контурах (що включає пристрій квантування і не включає його). Ця форма зображена на рис.2.17 і, очевидно, має ту ж структуру, що і представлена на рис.2.9. З

рис.2.17 видно, що вихід  $\Sigma-\Delta$ -модулятора і його  $z$ -перетворення можуть бути записані в наступному вигляді:

$$y(n) = x(n) + [q(n) - q(n-1)], \quad (2.2)$$

$$Y(z) = X(z) + Q(z)(1 - z^{-1}) = X(z) + Q(z) \frac{z-1}{z}. \quad (2.3)$$

З (2.3) випливає, що спектр сигналу проходить на вихід схеми неспотвореним, тоді як спектр перешкоди піддається високочастотній фільтрації.

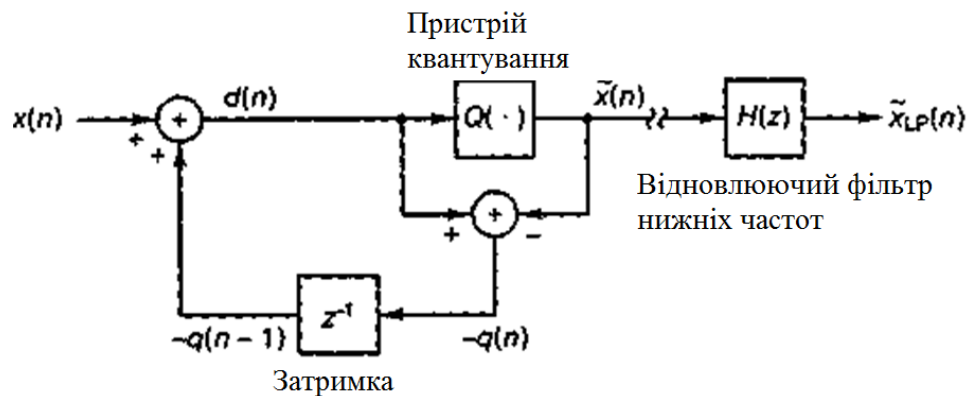


Рис.2.16.  $\Sigma-\Delta$ -модулятор як процес зворотного зв'язку по шуму

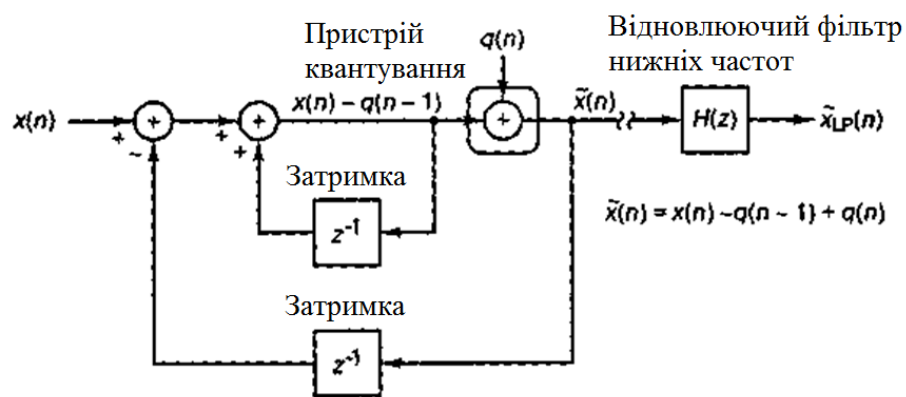


Рис.2.17. Варіант схеми рис. 2.16 - очевидна схожість зі схемою рис. 2.9

## 2.4 Висновки до розділу 2

В розділі проаналізовано метод дельта-модуляції, що полягає в квантуванні (або кодуванні) різницевого сигналу. У такому кодері піддається кодування помилка кодування, тобто різниця між вихідним кодованим сигналом і результатом кодування - в результаті створюється потік даних,

кодованих різницею. Цей потік даних (що представляє собою сигнал помилки обчислень) є сигналом з низьким бітрейтом, який можна декодувати відповідним декодером на приймальному боці - таким чином досягається стиснення даних і, як наслідок, досягається низька швидкість передачі даних.

Проаналізовано особливості роботи та методи реалізації окремих видів дельта модуляції в Matlab. Зокрема розглянуто лінійну дельта модуляція з постійним кроком, дельта модуляцію з неперервним змінним нахилом та адаптивну дельта модуляцію.

Проаналізовано метод сигма-дельта модуляції.

## РОЗДІЛ 3

### НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА

#### 3.1 Планування проведення дослідження

Проведемо моделювання лінійної дельта модуляції в Matlab.

Структура моделі LDM приведена на рис.3.1. На рис.3.2 показані осцилограми вихідного, кодованого і декодованого сигналів.

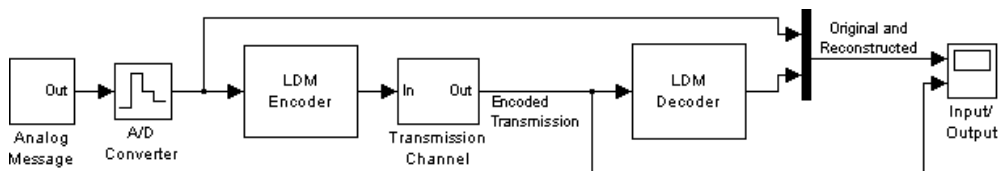


Рис.3.1. Структура моделі LDM

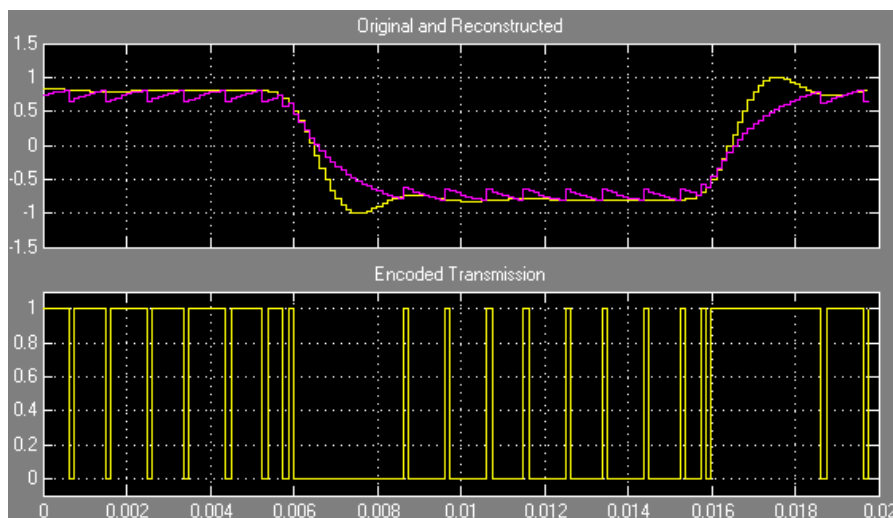


Рис.3.2. Осцилограми вихідного, кодованого і декодованого сигналів

Структура генератора аналогового сигналу наведена на рис.3.3.

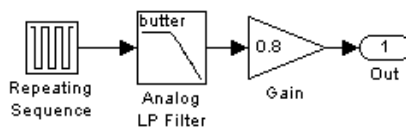


Рис.3.3. Структура генератора аналогового сигналу

Характеристики генератора повторюваної послідовності:

- моменти часу: [0 .005 .005 .015 .015 .02];
- вихідні значення: [1 1 -1 -1 1 1].

Тобто вхідний сигнал повторюється з періодом 0.02 с, на інтервалах часу [0 .005] с і [.015 .02] с приймаючи значення +1, а на інтервалі [.005 .015] с приймаючи значення -1.

Далі цей сигнал пропускається через низькочастотний фільтр Баттерворта 5-го порядку з частотою зрізу 400 Гц - в результаті отримуємо модель сигналу, в якому пологі ділянки чергуються з досить крутими ділянками. Тим самим забезпечується можливість тестування моделі кодера-декодера в різних сигнальних умовах.

З виходу фільтра сигнал подається на підсилювач з коефіцієнтом підсилення 0.8. Мета даної операції - зниження рівня сплесків в областях підвищеної крутизни сигналу.

Блок «утримання нульового рангу» - це модель дискретизатора, який формує відліки сигналу з частотою 8 кГц і утримує їх рівень протягом періоду проходження відліків.

Постійна часу інтегрування LDM кодера і декодера дорівнює 0.91.

Структура LDM кодера показана на рис.3.4.

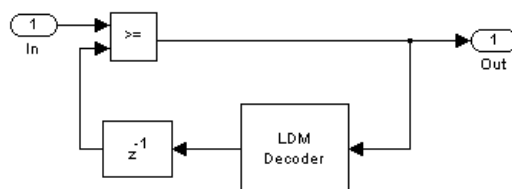


Рис.3.4. Структура LDM кодера

Структура LDM декодера показана на рис.3.5.

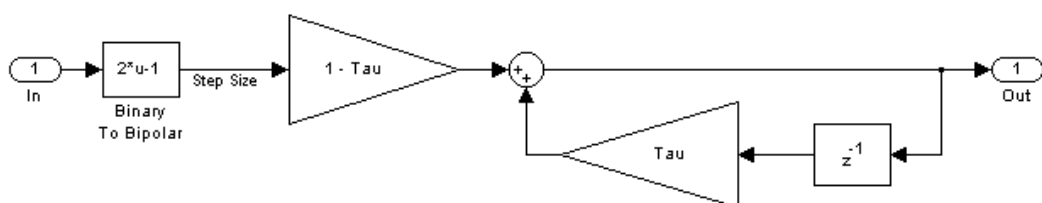


Рис.3.5. Структура LDM декодера

Модель каналу передачі гранично проста (рис.3.6) і являє собою лінію передачі інформації без втрат.



Рис.3.6. Модель каналу передачі

Побудуємо часову діаграму роботи LDM декодера.

Для цього додамо в схему кілька осцилоскопів (рис.3.7) і подамо на вхід декодера «зрозумілий» йому сигнал у вигляді послідовності «0» і «1».

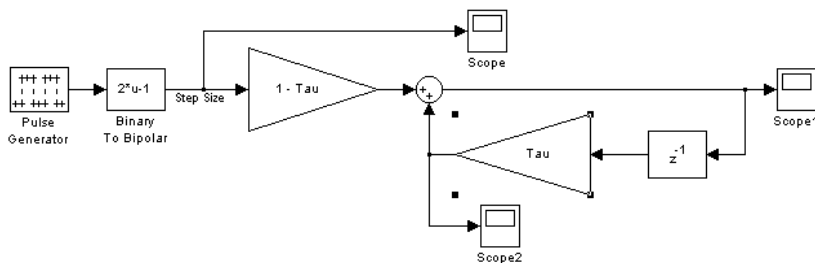


Рис.3.7. Схема LDM декодера

Задавши параметр  $\text{Tau} = 0.1$  і запустивши модель, отримаємо осцилограми, показані на рис.3.8.

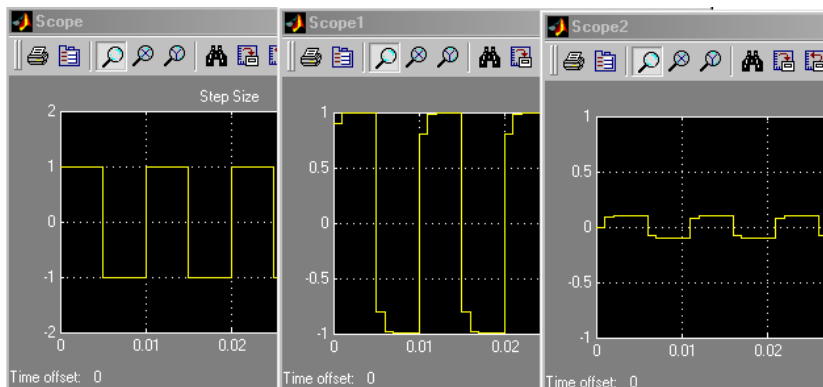


Рис.3.8. Часова діаграма роботи LDM декодера

Отриманий результат можна пояснити наступним чином. Якщо  $\text{Tau}$  близько до нуля ( $0 < \text{Tau} < 1$ ), тоді вплив зворотного зв'язку невеликий - і вихідний сигнал декодера за формою близький до вхідного, тобто це



послідовність імпульсів майже прямокутної форми. Амплітуда імпульсів буде також близька до 1.

Збільшуючи величину  $\tau$  і наближаючи її до 1, ми підсилюємо вплив зворотного зв'язку - в результаті передній і задній фронти вихідного сигналу декодера «затягуються» тим сильніше, чим більше  $\tau$  (на рис.3.9 розглянуто випадок  $\tau = 0.9$ ). Вихідний сигнал стане значно більше гладким, в порівнянні з вхідним (ступінчастий характер графіків означає лише, що ми все ще маємо справу з дискретним сигналом).

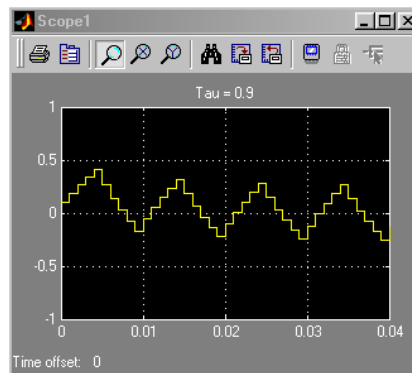


Рис.3.9.  $\tau = 0.9$

Причини «затягування» фронтів прямокутного сигналу легко встановити, якщо прибрати елемент затримки в ланцюзі зворотного зв'язку - тоді вихідний сигнал декодера взагалі перестане відрізнятися від вхідного:

Таким чином, «всю погоду» в колі зворотного зв'язку робить елемент затримки, завдяки якому інформація для формування поточного вихідного відліку черпається з значення попереднього вихідного відліку.

Неважко бачити, що ядром декодера (якщо відкинути блок перетворення уніполярних імпульсів в біполярні) є досить простий рекурсивний фільтр першого порядку:

$$y_n = x_n(1 - \tau) + y_{n-1}\tau.$$

Порівнюючи дане рівняння із загальним рівнянням цифрового фільтра:

$$y_n = \sum_{k=0}^N a_k x_{n-k} - \sum_{k=1}^M b_k y_{n-k},$$

робимо висновок, що в даному випадку:

$$N=0, \quad M=1, \quad a_0=1-\tau, \quad b_1=-\tau.$$

Розглянемо тепер різні схемні рішення однобітного пристрою квантування в кодері

На рис. 3.10 приведено схемне рішення з використанням знакової функції sign (з бібліотеки Math Functions програми Simulink).

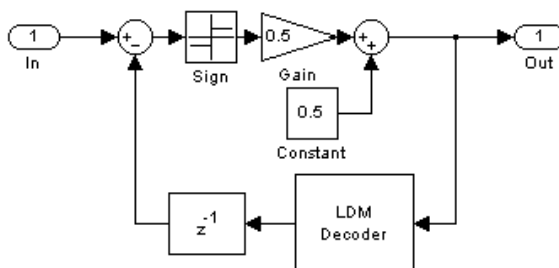


Рис. 3.10. LDM-кодер з однобітний Квантователь у вигляді функції sign

На рис. 3.11 наведено ще одне схемне рішення - з використання блоку Sampled quantizer encode з бібліотеки Communications Blockset / Source Coding.

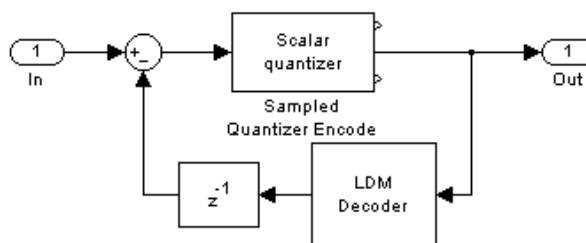


Рис. 3.11. LDM-кодер з однобітним квантувачем у вигляді блоку Sampled quantizer encode

При цьому, зрозуміло, потрібно правильно налаштувати параметри цього блоку (рис. 3.12). Як впливає з рис. 3.12, параметр `partition` - одноелементний вектор, елемент якого дорівнює нулю. Параметр `codebook` - двоелементний вектор, з елементами 0 і 1. Очевидна незручність блоку `Sampled quantizer encode` - необхідність задання ще двох параметрів: довжини вектора вхідного сигналу і частоти дискретизації. Щоб схема працювала вірно, потрібно правильно поставити і ці параметри: довжину вектора вхідного сигналу задати рівною 1, а частоту дискретизації - 8000, а не 64000, як це зроблено в вікні налаштування параметрів моделі в цілому (рис. 3.13).

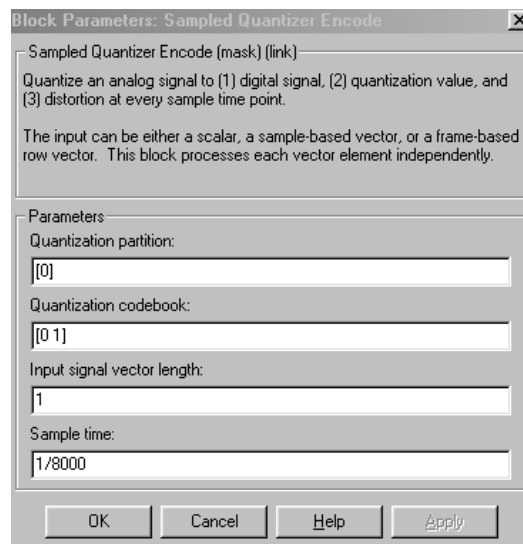


Рис. 3.12. Параметри блоку **Sampled quantizer encode**

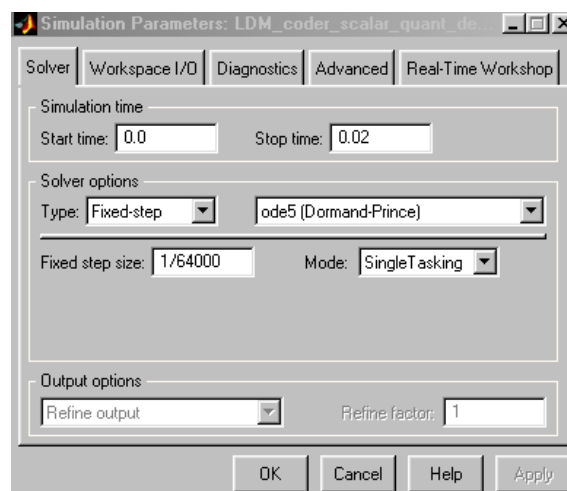


Рис. 3.13. Параметри моделі для тестового сигналу рис. 3.3

LDM декодер: роль блоку переведення сигналу в біполярну форму

Якщо видалити в декодері блок переведення вхідного сигналу з уніполярної в біполярну форму, отримаємо результат, показаний на рис.3.14. Таким чином, роль блоку перекладу вхідного сигналу з уніполярної в біполярну форму надзвичайно велика - негативні значення сигналу помилки дозволяють відновити негативні значення відновлюваного сигналу.

Перетворимо схему декодера: видалимо підсилювачі з коефіцієнтами підсилення 1-Tau і Tau = 1, або, що те ж, замінимо ці підсилювачі простими провідниками (рис.3.15). Результат таких дій показаний на рис.3.16 - як бачимо, відновлений сигнал явно потребує низькочастотної фільтрації. Таким чином, блоки підсилення відігравали важливу роль - вони були елементами фільтра НЧ. Передатна характеристика декодера після такого перетворення прийняла вигляд:

$$H(z) = \frac{1}{1-z^{-1}} = \frac{z}{z-1}.$$

Побудуємо графік відповідної АЧХ (рис.3.17):

```
[h,f]=freqz(1,[1 -1],100,1000);  
plot(f,20*log10(abs(h)))  
grid on
```

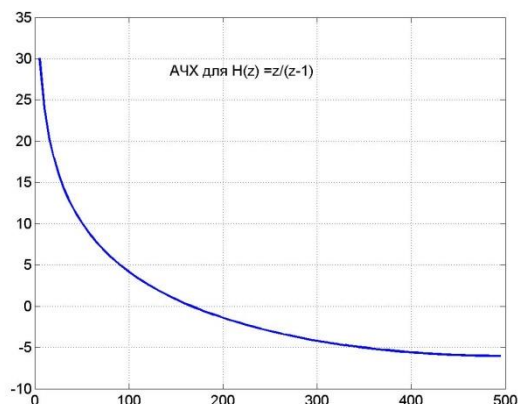


Рис. 3.15. Результат заміни підсилювачів декодера простими провідниками

Спрощуючи схему, бачимо, що роль затримки сигналу на один такт надзвичайно велика - завдяки такій затримці можна говорити про відновлення прийнятого сигналу, нехай і неякісного. Для якісного відновлення сигналу необхідний ще і ФНЧ.

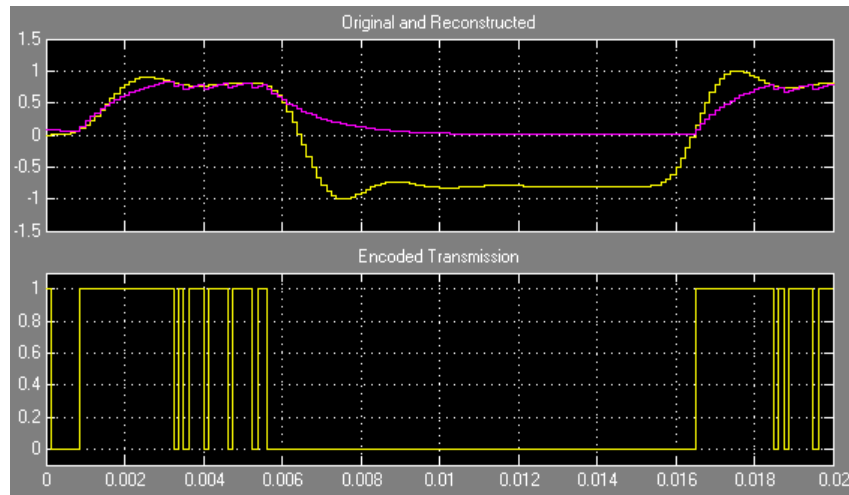


Рис. 3.16. Демонстрація ролі блоку переведення сигналу помилки з уніполярного в біполярний

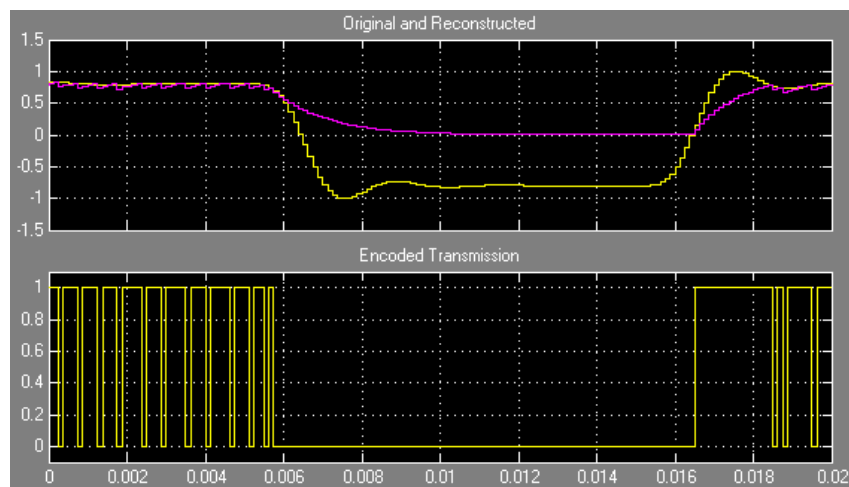


Рис. 3.17. Інтервал часу 0.02-0.04с

Звернемо увагу на одну цікаву особливість рис.3.19: генерований сигнал (жовта лінія) тут відрізняється від генерованого сигналу на рис.3.2. Причина проста - там час моделювання був рівним 9999 с, що в порівнянні з часом розгортки осцилоскопа 0.02с - «нескінченність». Для випадку, зображеного на рис.3.19, було задано час моделювання також рівним 0.02с. Як бачимо, це призвело до того, що на рис.3.19 спостерігається перехідний процес,

обумовлений «включенням» системи моделювання. Однак задавши час моделювання рівним 0.04с, з моменту часу 0.02с ми вже маємо ненульові початкові умови для фільтра Баттерворта. Більш того, в точці  $t = 0.02\text{с}$  вхідний сигнал не має стрибків. Тому буде «правильним» задавати час моделювання НЕ 0.02с, а 0.04с, хоча під правильністю тут розуміється лише збіг з «зразковим» прикладом з розділу Help програми Matlab. З цією метою ми розміщуємо поруч дві ситуації: час моделювання 0.02с і 0.04с.

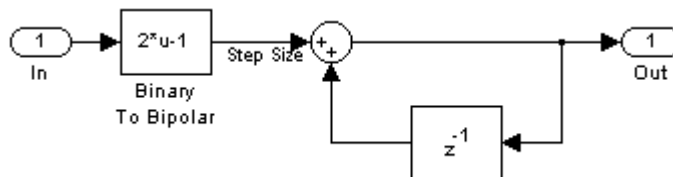


Рис. 3.18. Видалення елементів підсилення в декодері

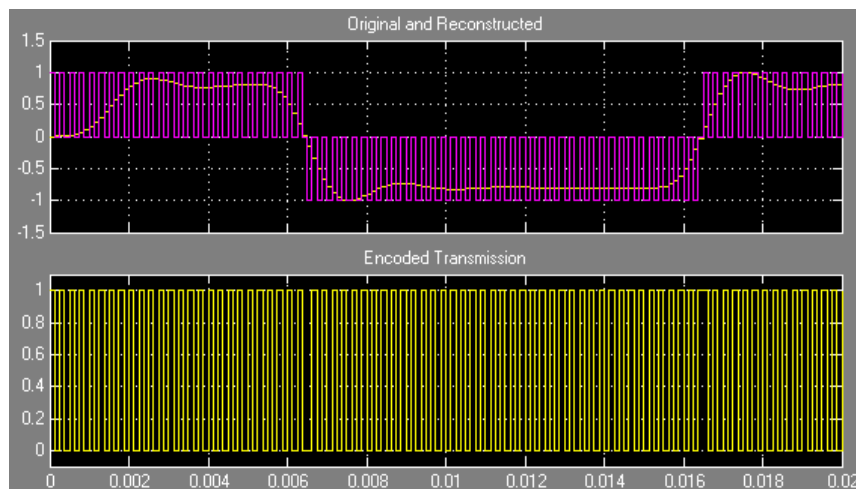


Рис. 3.19. Відновлений сигнал після видалення елементів підсилення в декодері

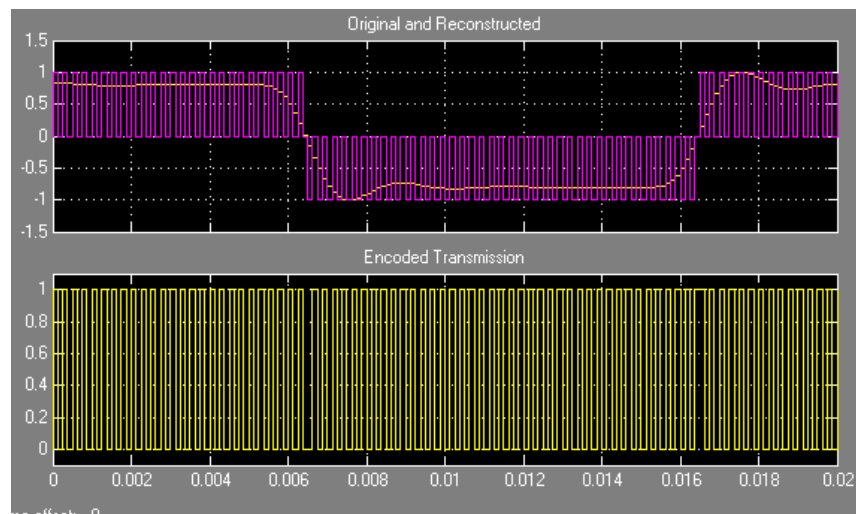


Рис. 3.20. (інтервал часу 0.02-0.04с)

### Гранично спрощені схеми LDM кодера і декодера

Після видалення блоків пісилення, схема кодера набуває вигляду, який показаний на рис. 3.21. У цій схемі застосовані два блоки затримки на один такт. Однак неважко бачити, що схема на рис. 3.21 еквівалентна схемі на рис. 3.22, що містить усього один блок одиничної затримки.

В літературі [1] наводяться гранично спрощені схеми кодера і декодера (рис. 3.23), що не містять, в порівнянні зі схемами рис.3.19 і 3.22, блоків біполяризації сигналу помилки. Відновлений сигнал при цьому має вигляд, показаний на рис.3.24. Очевидно, видалення блоків біполяризації призвело до катастрофічних наслідків - говорити про будь-яке відновлення сигналу вже не доводиться.

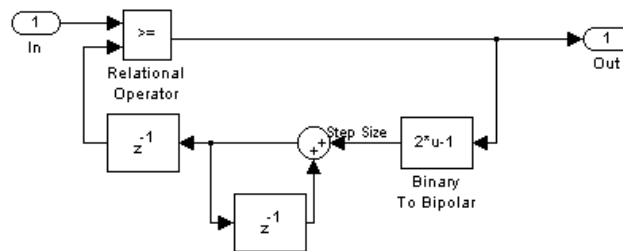


Рис. 3.21. Кодер з двома блоками одиничної затримки

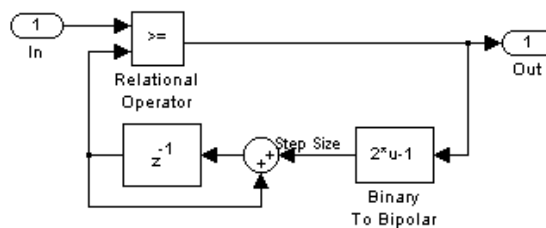


Рис.3.22. Кодер з одним блоком одиничної затримки

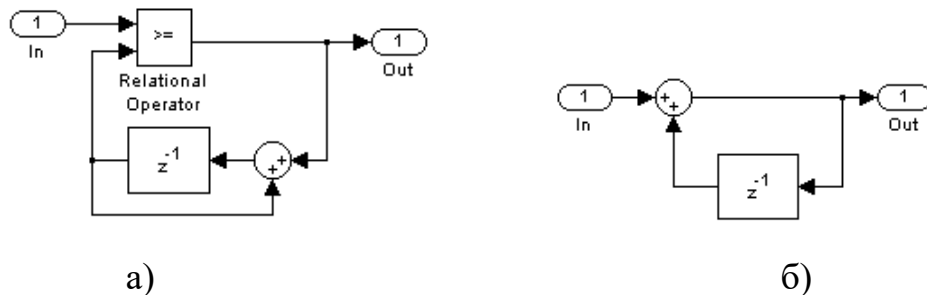


Рис. 3.23. Гранично спрощені схеми LDM кодера і декодера

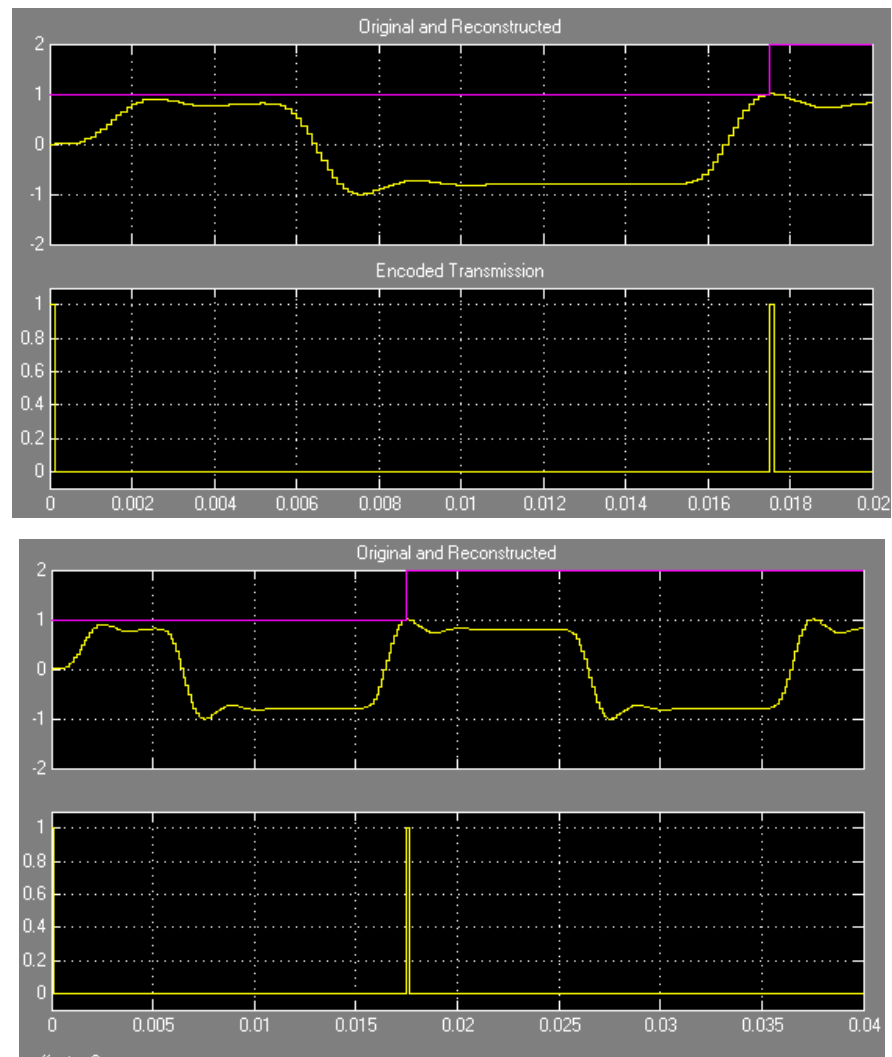


Рис.3.24. Інтервал часу 0-0.04с

В даному експерименті задаються як би дві частоти дискретизації: 8 кГц - частота дискретизації вхідного аналогового сигналу (блок дискретизації з утриманням Zero-Order Hold) і 64 кГц - параметр Fixed Step Size в вікні Simulation Parameters налаштування параметрів моделі. Якщо розглядати графіки сигналів, бачимо, що ступінчастий характер сигналів відповідає частоті дискретизації 8 кГц. А в літературі говорять про необхідність істотного підвищення частоти дискретизації для того, щоб можна було використовувати дельта-модуляцію. Так, наприклад, для передачі сигналів зі смугою частот 20 кГц частоту дискретизації пропонують брати не 48 кГц, а в 64 рази вище, тобто 3.072 МГц.



Відповідь проста - тут одна частота дискретизації, рівна 8 кГц. Друга частота - це тактова частота вирішувача, вона може бути в ціле число разів вище частоти дискретизації, але ніколи не може бути нижче.

Варіюючи параметром Fixed Step Size в дозволених межах (8, 16, 32, 64 і т.п.), можна бачити, що результат не змінюється. Тому для LDM цілком можна брати значення Fixed Step Size, рівним 8 кГц.

Вплив збільшення частоти дискретизації.

Якщо ми хочемо збільшити частоту дискретизації, слід збільшити параметр блоку дискретизації - в результаті буде спостерігатися поліпшення форми відновлюваного сигналу на крутих схилах сигналу. На рис.3.25 показаний випадок збільшення частоти дискретизації в 4 рази - з 8 кГц до 32 кГц.

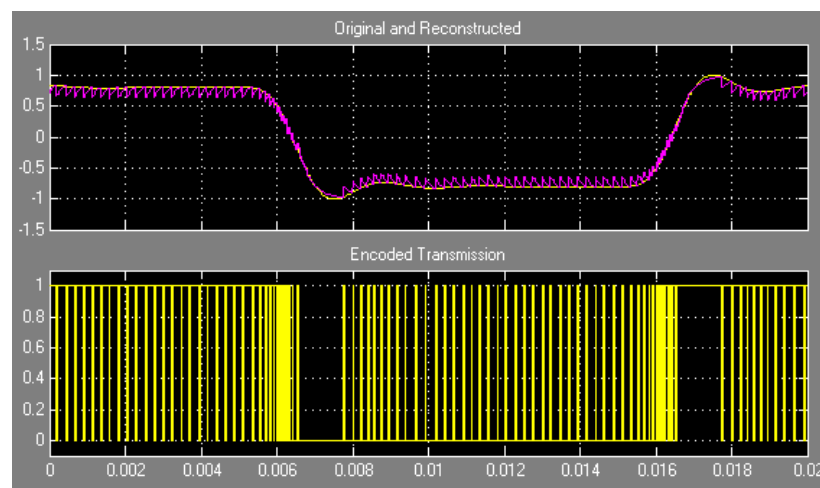


Рис. 3.25. Збільшення частоти дискретизації з 8 кГц до 32 кГц

Однак при цьому зберігається помітний «пилкоподібний» шум сигналу помилки - щоб його прибрати, в [1] рекомендують на виході декодера ставити НЧ фільтр. Дійсно, після постановки такого фільтра (рис.3.26) якість сигналу поліпшується (рис.3.27) - форма його стає близька до форми вихідного сигналу, відмінність - в затримці його приблизно на 0.8 мс щодо вихідного.

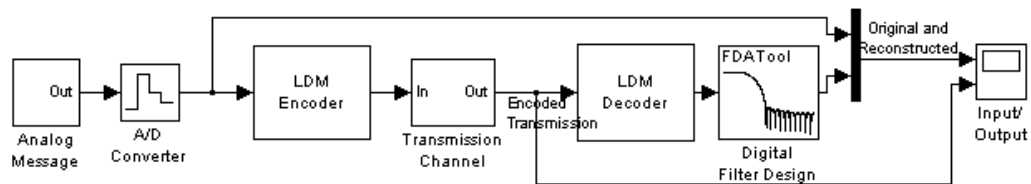


Рис. 3.26. Додавання ФНЧ після LDM Decoder

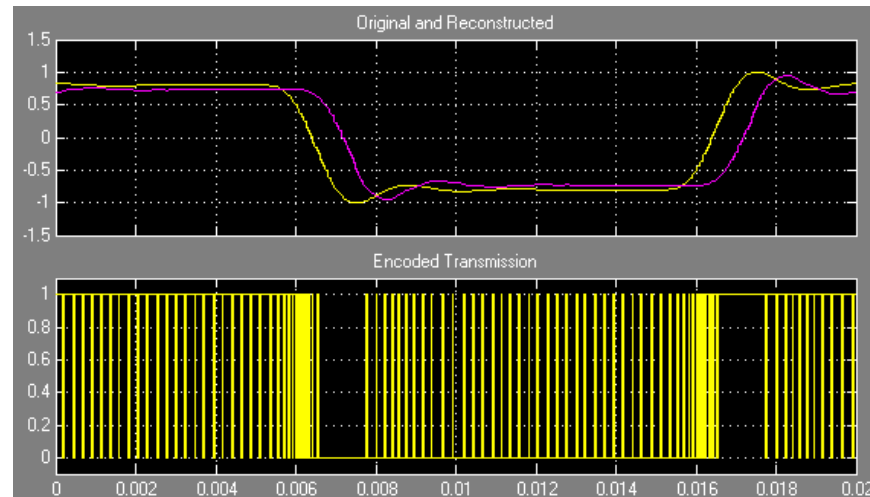


Рис. 3.27. Відновлений сигнал після ФНЧ

Параметри ФНЧ в даному конкретному випадку: нерекурсивний фільтр з вікном Кайзера,  $\beta = 10$ , порядок фільтра 50, частота зрізу 2 кГц на рівні -6 дБ (щодо АЧХ на нульовій частоті).

Випадок  $\tau = 1$  в «класичній» схемі LDM декодера цікавий, він означає, що передбачуване значення дорівнює поточному значенню. Математично це означає, що кодер відправляє в лінію зв'язку не сам сигнал, а його оцінку похідної (різниця першого порядку). Іншими словами, помилку передбачення можна інтерпретувати як різницю першого порядку. Якщо частота дискретизації висока, тоді сигнал не встигає сильно змінитися - як наслідок, його перша різниця (помилка передбачення) буде малою. Це означає, що потрібна мала кількість розрядів для передачі інформації про сигнал (у вигляді його різниці першого порядку).

Відповідна схема приведена на рис.3.28, а результати її роботи для частот дискретизації 8000 Гц і 32000 Гц показані на рис.3.29 і 3.29б, відповідно.

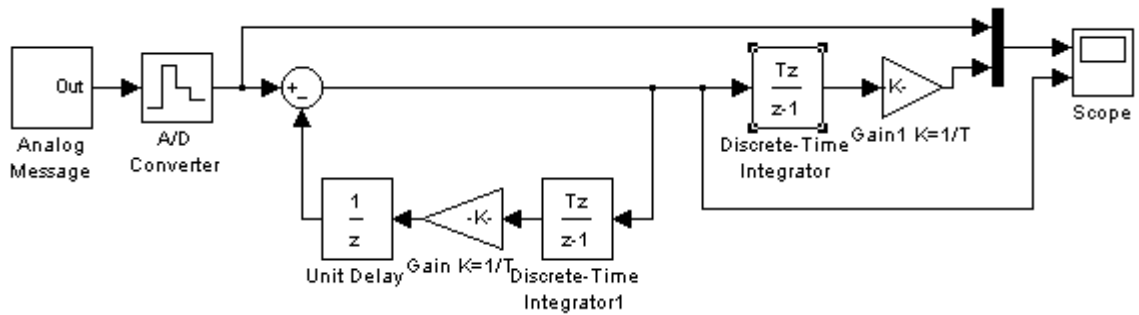


Рис. 3.28. LDM кодер на базі інтегратора

Як впливає з рис.3.29, навіть якщо залишити частоту дискретизації колишньою, динамічний діапазон різницевого сигналу менше такого для вихідного сигналу. Підвищення частоти дискретизації призводить до подальшого зменшення динамічного діапазону різницевого сигналу, що надходить в лінію зв'язку. Це означає, що у нас з'явилося два шляхи знизити швидкість передачі інформації: 1) замість сигналу передавати його похідну; 2) додатково до цього, підвищувати частоту дискретизації.

Рис.3.30 можна уявити і в іншому, більш простому, вигляді (рис.3.30), якщо врахувати особливості використовуваного типу інтегратора.

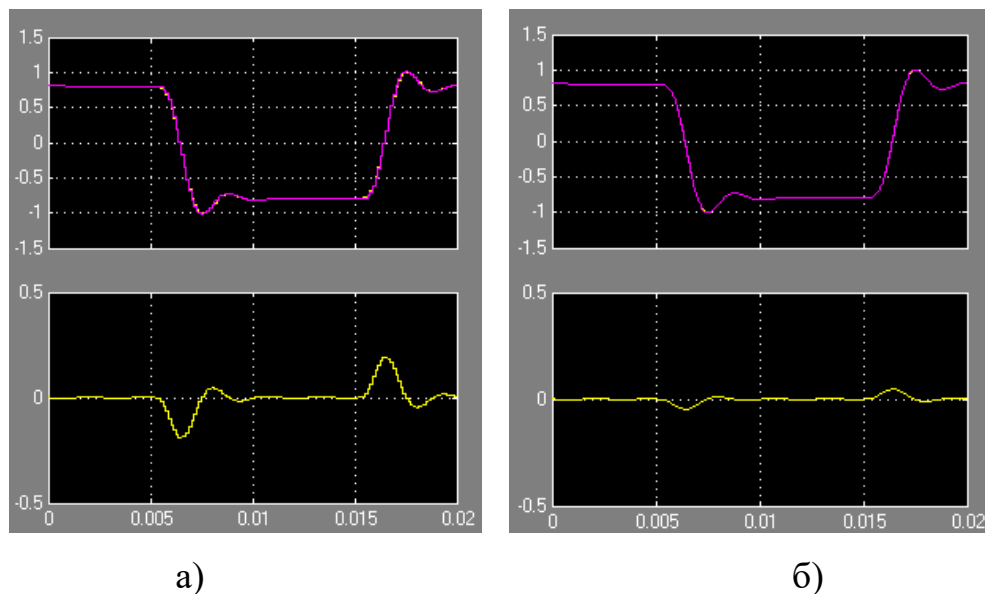


Рис. 3.29. LDM кодер на базі інтегратора: для 8 кГц (а) и 32 кГц (б)

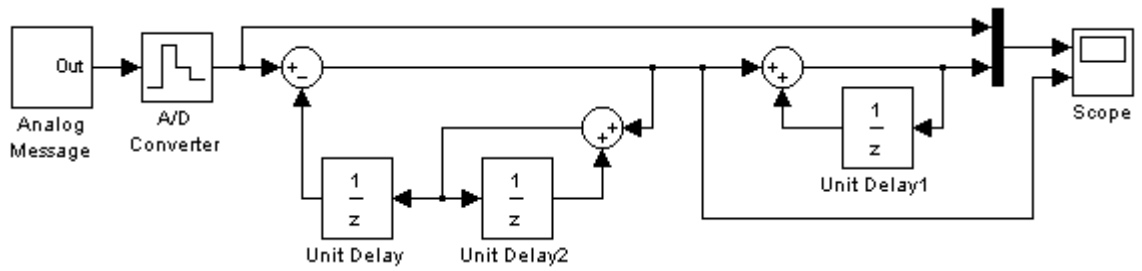


Рис.3.30. LDM кодер на базі інтегратора - інша форма реалізації

Як видно з рис. 3.29, відновлений сигнал практично не відрізняється від вихідного сигналу.

На рис. 3.30 показана схема, в якій замість кодера на схемі рис.3.30 використаний диференціюючий цифровий фільтр з передавальною характеристикою:

$$\frac{1-z^{-1}}{1} = 1 - \frac{1}{z} = \frac{z-1}{z},$$

а в якості декодера - цифровий інтегратор типу «метод зворотних прямокутників» з передавальною характеристикою:

$$\frac{z}{z-1} = \frac{1}{1-z^{-1}}.$$

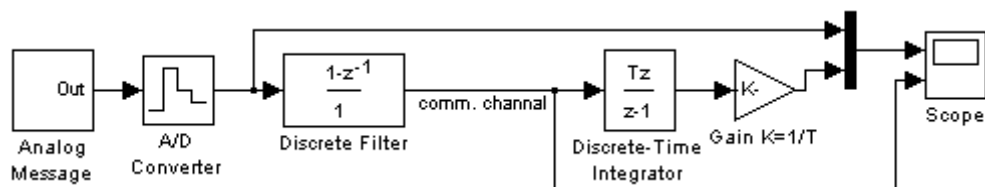


Рис. 3.31. Використання диференціатора як кодера

Для ідеального каналу зв'язку передавальна характеристика тракту «передавач-приймач» дорівнює добутку передаточних характеристик кодера і

декодера. Для схеми рис. 3.31 передавальна характеристика тракту тотожно дорівнює одиниці:

$$\frac{z-1}{z} \cdot \frac{z}{z-1} = 1,$$

що означає можливість повного відновлення переданого сигналу. Дійсно, на рис.3.32б показані епюри сигналів для схеми рис.3.32, що свідчать про хорошу якість тракту.

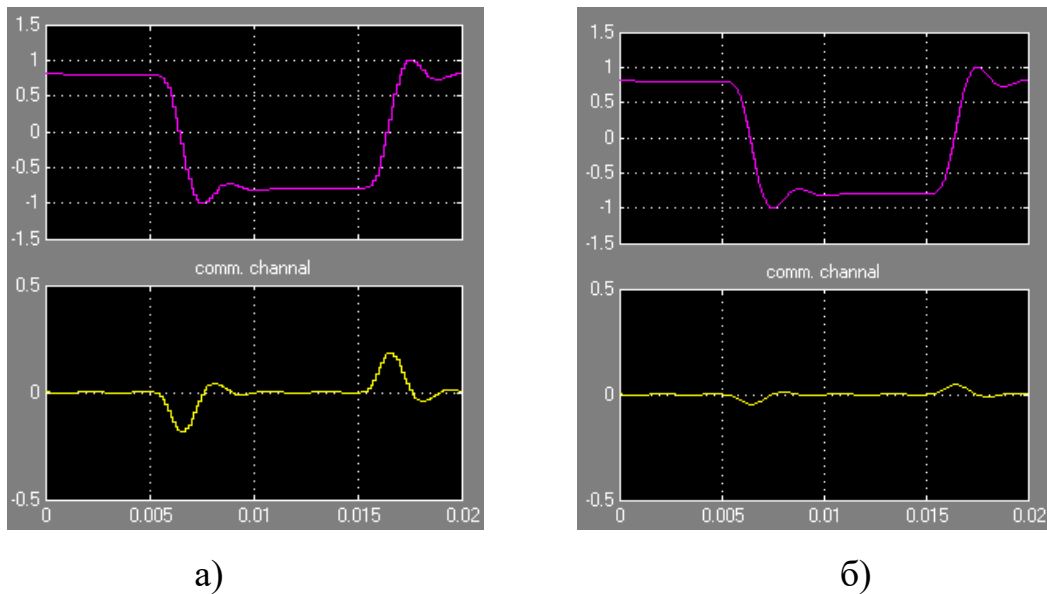


Рис. 3.32. Епюри сигналів в схемі з диференціатором як кодер

Кодер в схемі рис.3.32 можна спростити, використовуючи один елемент затримки замість двох (рис.3.33).

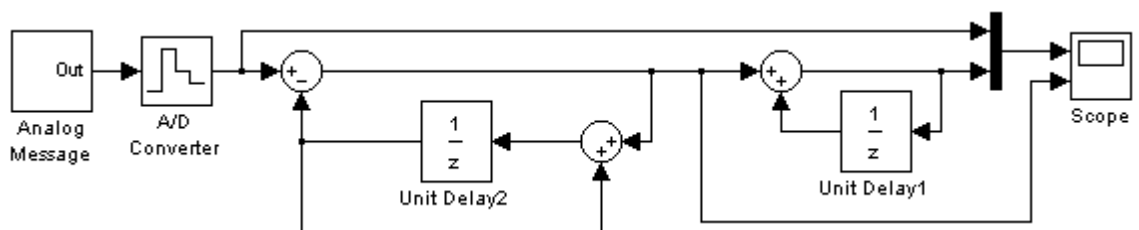


Рис. 3.33. LDM кодер на базі інтегратора - спрощення схеми декодера

Поставимо двухбітовий квантувач в схемі кодера (рис.3.34). Двухбітовий - тому що функція  $\text{sign}(x)$  дорівнює 1 для  $x > 0$ , -1 для  $x < 0$ , 0 для  $x = 0$ .

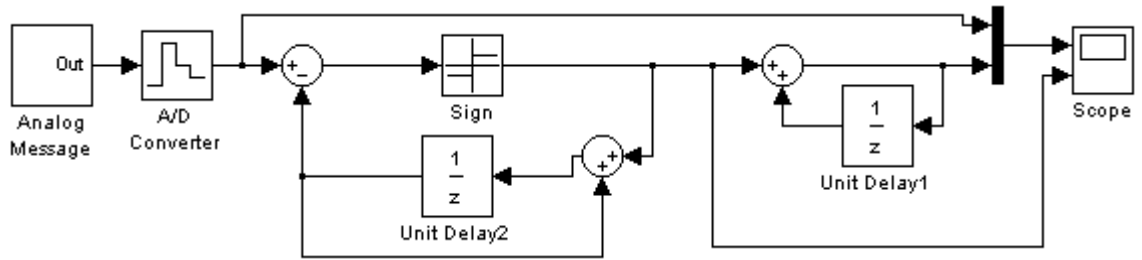


Рис. 3.34. LDM кодер на базі інтегратора - з 2-бітовим квантувачем

Результат роботи такого кодера показаний на рис. 3.35.

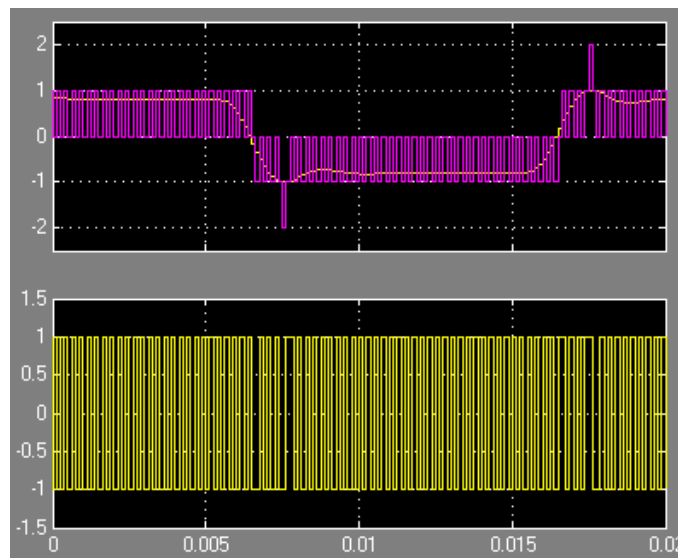


Рис. 3.35. LDM кодер на базі інтегратора - епюри сигналів

Очевидно, для виділення сигналу потрібно застосувати додаткову НЧ фільтрацію. Тому збираємо схему, показану на рис.3.36, застосовуючи той же ФНЧ, що і на рис.3.26. Параметри ФНЧ: нерекурсивний фільтр з вікном Кайзера,  $\beta = 2$ , порядок фільтра 15, частота зрізу 500 Гц на рівні -6 дБ (щодо АЧХ на нульовій частоті). Результати обробки показані на рис.3.37.

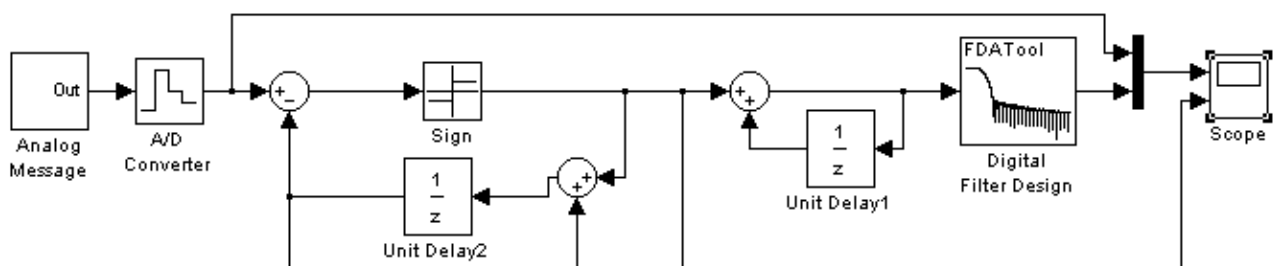


Рис. 3.36. LDM кодер на базі інтегратора - доданий ФНЧ

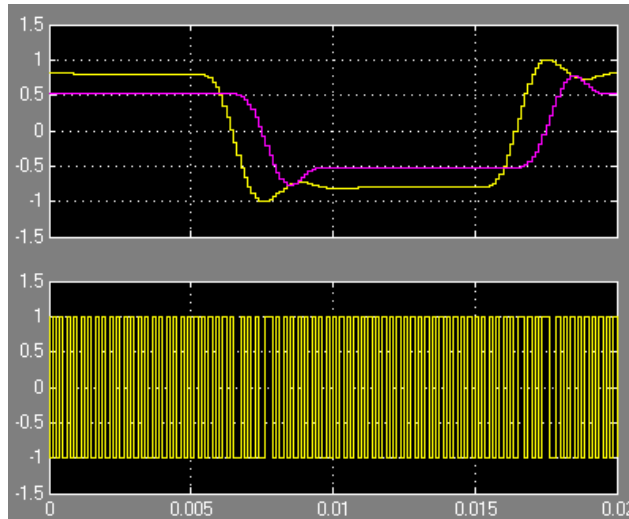


Рис. 3.37. LDM кодер на базі інтегратора - епюри сигналів для схеми з ФНЧ

Як бачимо, форма сигналу відновилася дуже добре, хоча дещо зменшилась потужність сигналу, а також відбулася затримка сигналу, обумовлена «підсумовуванням вперед» при використанні КІХ фільтра з вікном Кайзера протяжністю 15 відліків (така затримка дорівнює  $7/8000 = 0.001$ с, що повністю відповідає графіку на рис.3.37).

Проробимо аналогічний дослід зі схемою, де в якості кодера використовується цифровий диференціюючий фільтр, помістивши знаковий квантувач після диференціатора (рис.3.38).

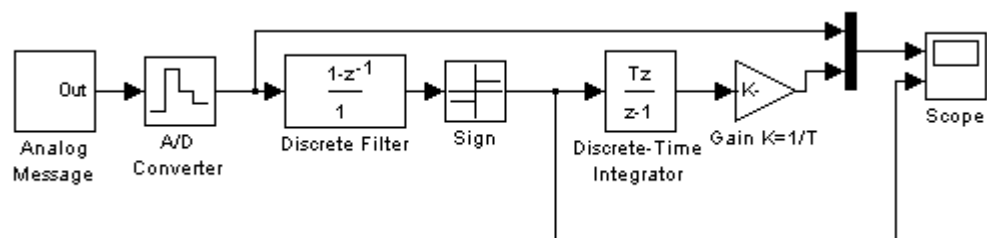


Рис. 3.38. Знаковий квантувач після диференціатора

Епюри сигналів показані на рис.3.39.

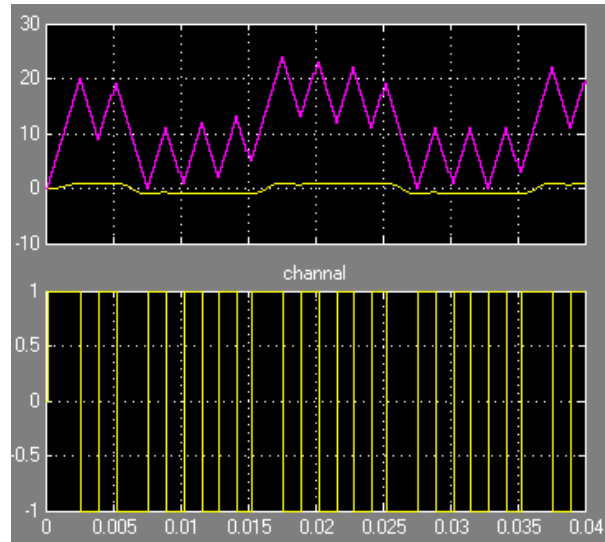


Рис. 3.39. Епюри сигналів

Помістивши ФНЧ після декодера (рис.3.40), отримуємо епюри рис.3.41.

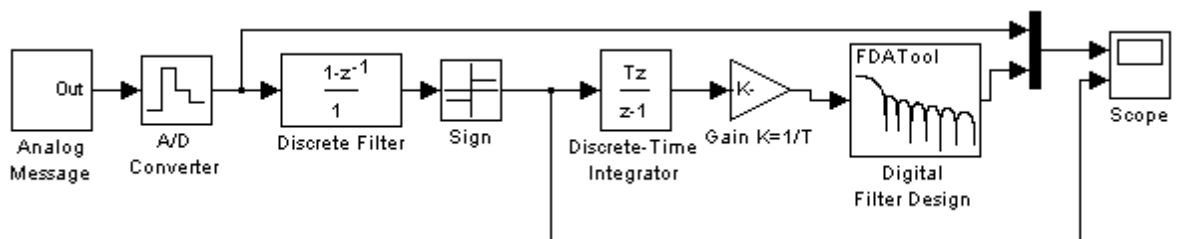


Рис. 3.40. ФНЧ після декодера

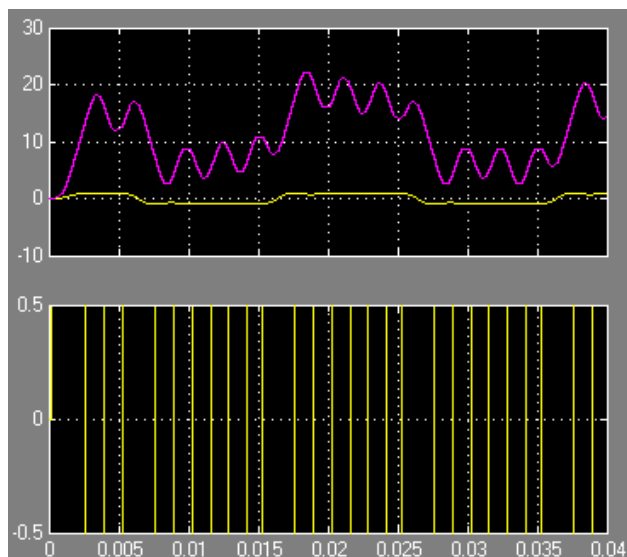


Рис. 3.41. Епюри сигналів



Як бачимо, розміщення «грубого» квантувача на виході цифрового диференціюючого фільтра дуже згубно позначилося на якості відновленого сигналу - навіть застосування ФНЧ на виході декодера не рятує ситуацію.

Подивимося, як впливає на ситуацію збільшення частоти дискретизації вихідного сигналу з 8000 Гц до 32000 Гц (рис. 3.42).

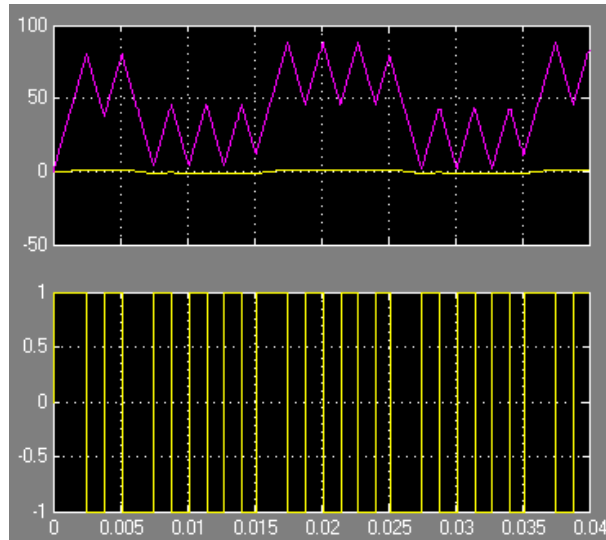


Рис. 3.42. Частота дискретизації 32 кГц - без ФНЧ

Як бачимо, ситуація тільки погіршилася - рівень сигналу на виході декодера ще більше збільшився, замість того, щоб зменшитися.

Тоді спробуємо застосувати більш «тонкий» квантувач - з кроком квантування 0.2. Схема наведена на рис.3.43, а результати - на рис.3.44.

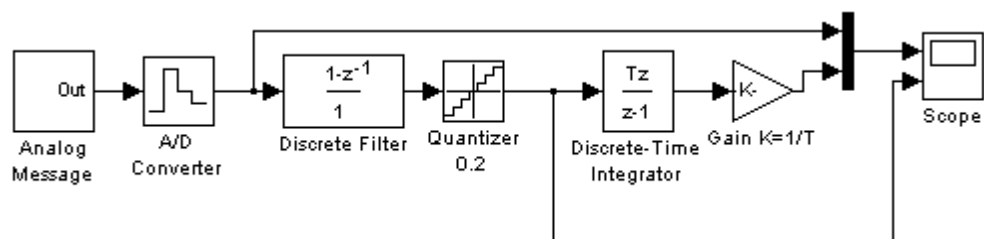


Рис.3.43. Схема квантувача

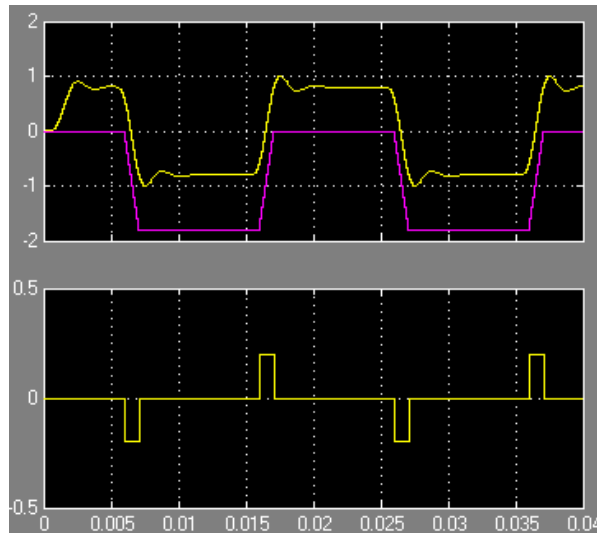


Рис. 3.44. Квантувач з кроком 0.2 після диференціатора

Зменшивши крок квантування до 0.1, отримуємо сигнали, показані на рис.3.45.

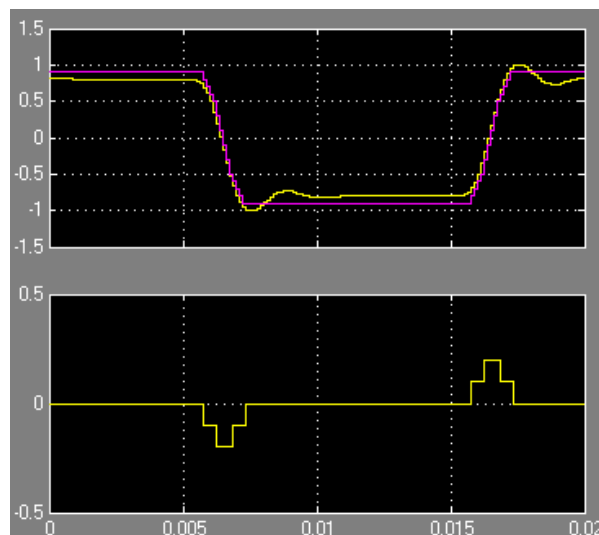


Рис. 3.45. Квантувач з кроком 0.1 після диференціатора

Як бачимо, сигнал тепер відновився так, що за формою дуже добре наблизився до вихідного сигналу. Очевидно, подальше зменшення кроку квантування дозволить відновлювати вихідний сигнал як завгодно добре.

Таким чином, поміщаючи квантувач після диференціатора, а не всередині його, можна отримати практично ті ж результати. Разом з тим, порівняння сигналів в каналах передачі свідчить про принципову різницю порівнюваних схем: квантувач, розміщений після диференціатора, не повинен бути "грубим"

(наприклад, двухбітовий або однобітовий), тоді як квантувач, розміщений всередині диференціатора, може бути двухбітовий або однобітовий.

Замінімо тепер двухбітовий квантувач однобітовим. Але це означає додавання до сигналу постійної складової. Очевидно, до декодера потрібно додати блок, що прибирає цю постійну складову. Без додаткового ФНЧ на виході приймача, схема буде мати вигляд як показано на рис.3.46, а відповідні епюри сигналів показані на рис.3.47.

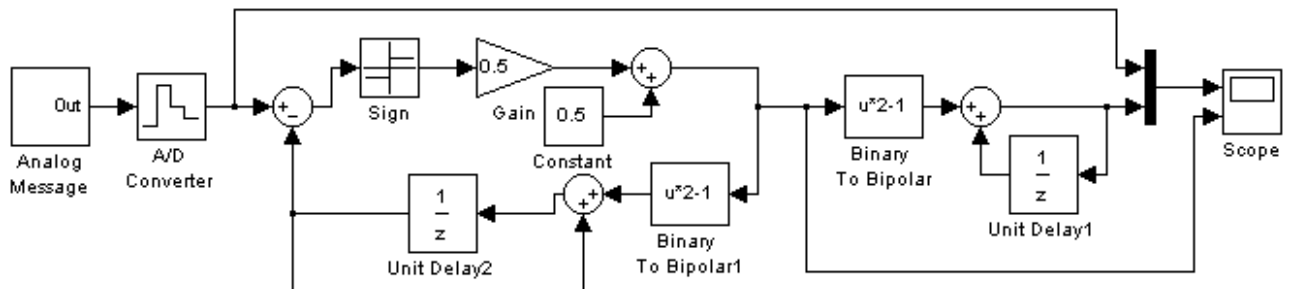


Рис. 3.46. LDM кодер на базі інтегратора - 2-бітний квантувач

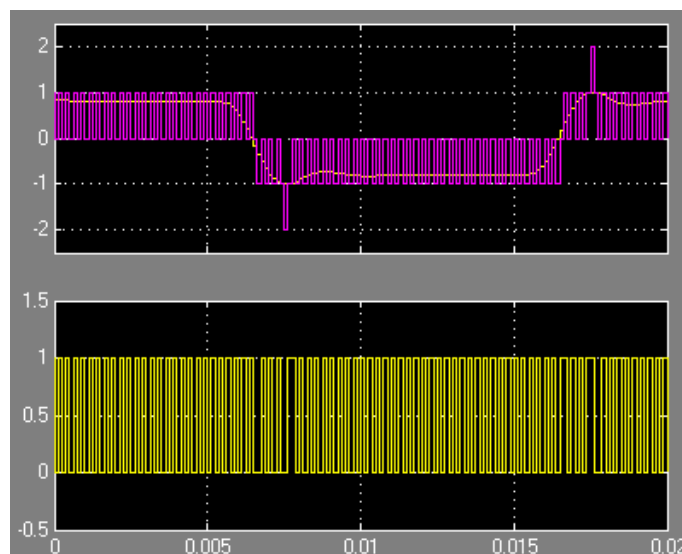


Рис. 3.47. LDM кодер на базі інтегратора, 2-бітний квантувач - епюри сигналів

Додаючи в схему рис.3.46 ФНЧ на виході приймача (рис.3.48), отримаємо сигнали, показані на рис.3.49.

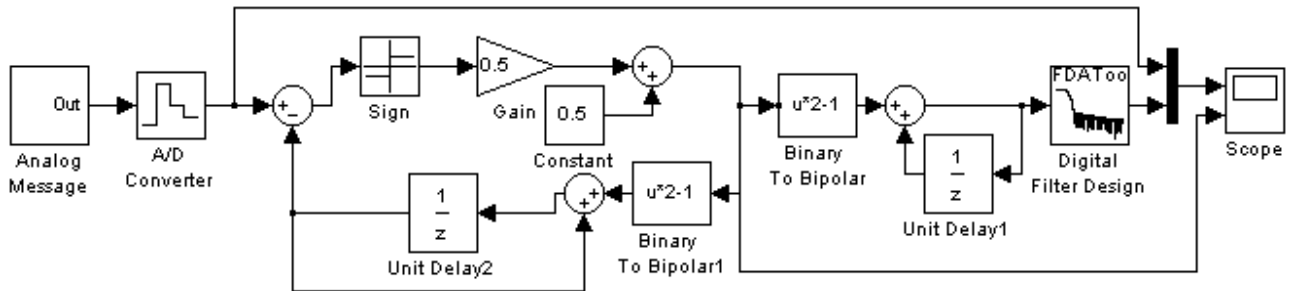


Рис. 3.48. Те ж плюс ФНЧ

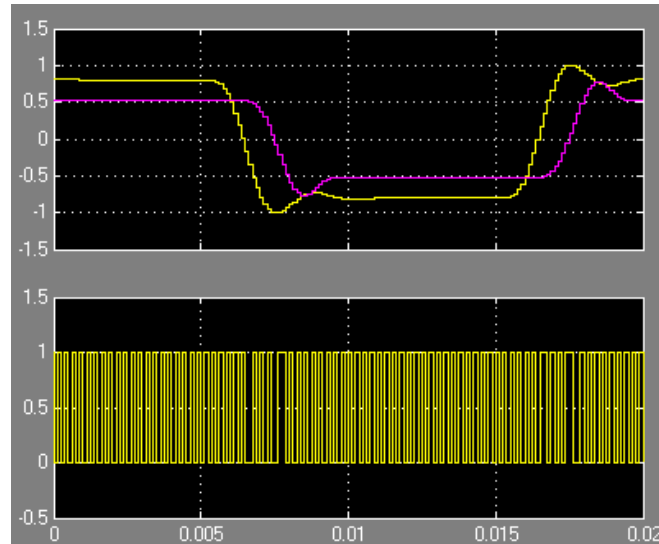


Рис. 3.49. Те ж плюс ФНЧ - епюри сигналів

Параметри ФНЧ: нерекурсивний фільтр з вікном Кайзера,  $\beta = 2$ , порядок фільтра 15, частота зрізу 500 Гц на рівні -6 дБ (щодо АЧХ на нульовій частоті). Результати обробки показані на рис. 3.49.

### 3.2 Висновки до розділу 3

В розділі проведено моделювання різних структур системи лінійної дельта модуляції. Вивчено призначення та критичність параметрів окремих блоків кодера та декодера системи лінійної дельта модуляції.

## РОЗДІЛ 4 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

### 4.1 Експериментальне моделювання лінійної дельта модуляції

Зберемо схему, показану на рис.4.1.

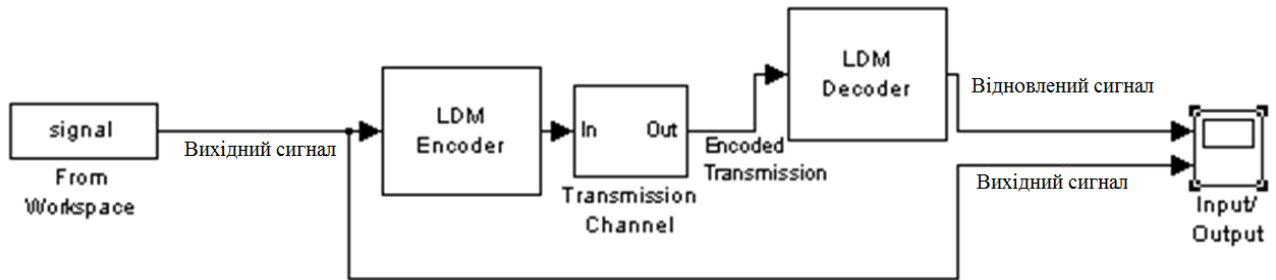


Рис.4.1.

Підготуємо вхідний сигнал. Візьмемо слово "Matlab", наявне в бібліотеці Matlab. Налаштуємо режим моделювання:

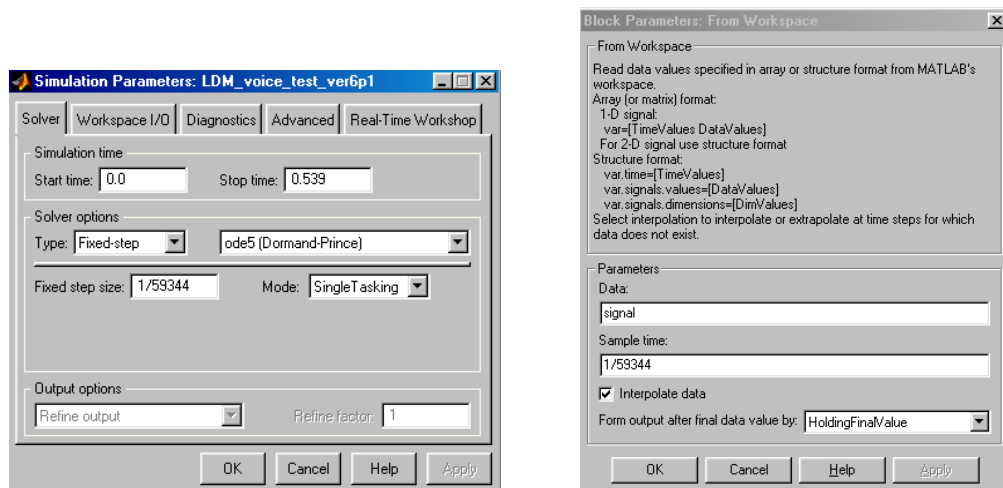


Рис. 4.2.

Запустимо режим моделювання.

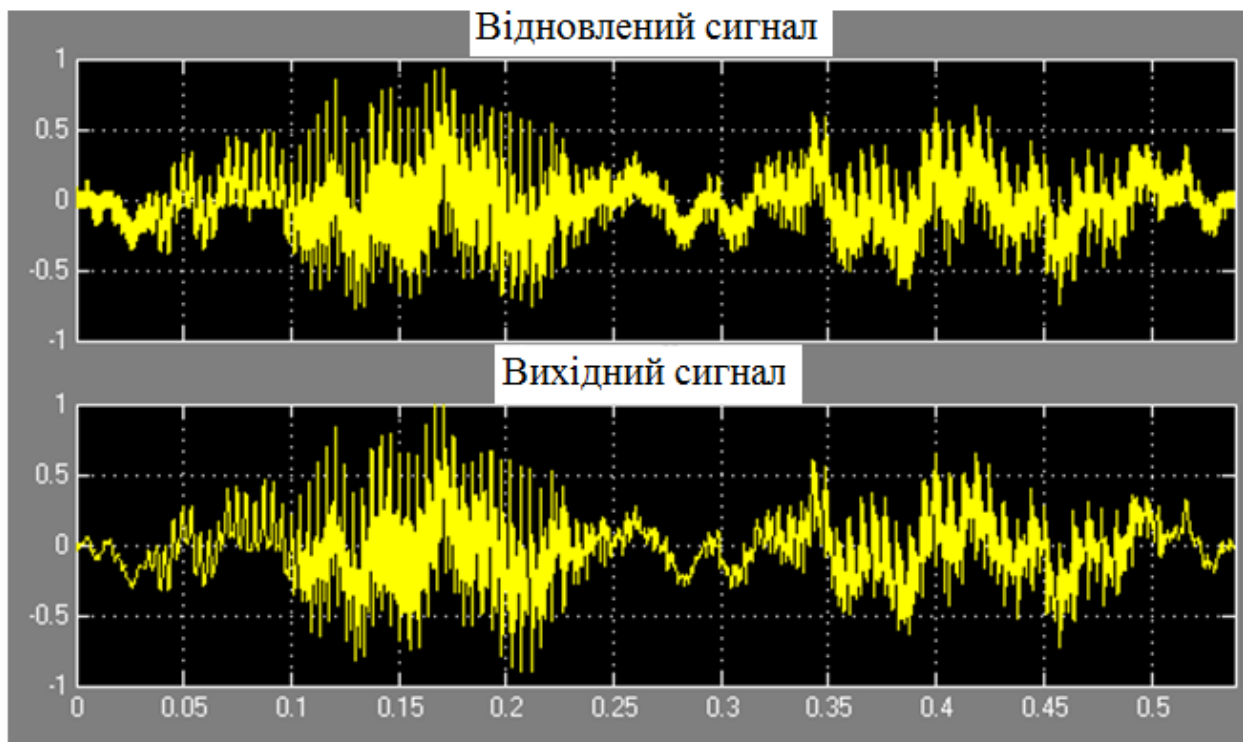


Рис.4.3.

На рис.4.3 показані вихідний і реконструйований сигнали - очевидно хороший, в цілому, збіг графіків, хоча для ділянок з малими рівнями сигналу не менше очевидна наявність помітної помилки відновлення.

На рис.4.4 показані фрагменти вихідного і реконструйованого сигналів, де чітко видно ступінчастий характер відновленого сигналу.

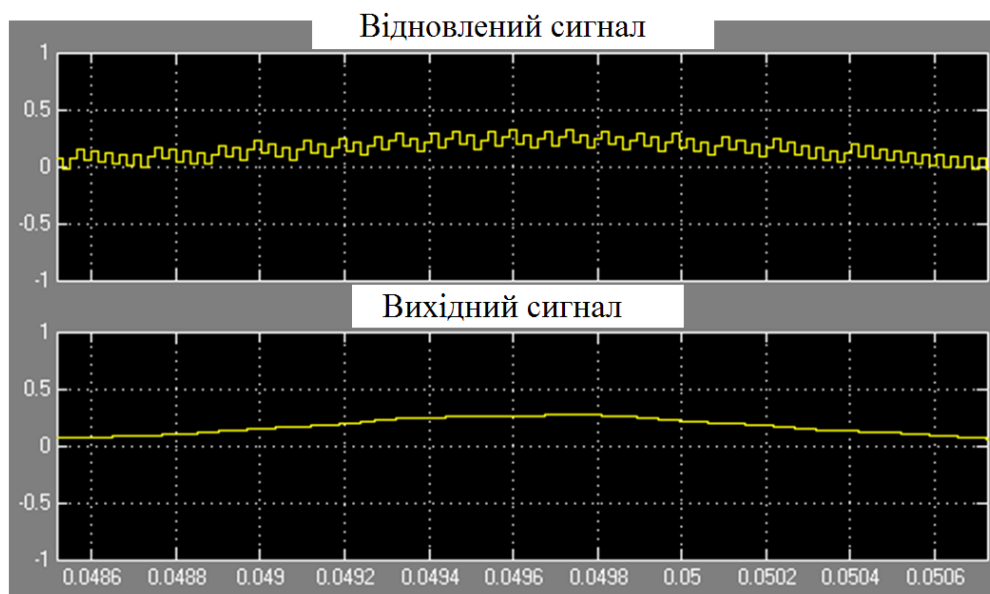


Рис.4.4.

Будуємо графік відновленого сигналу, показаний на рис.4.5:

`plot (time, values)`

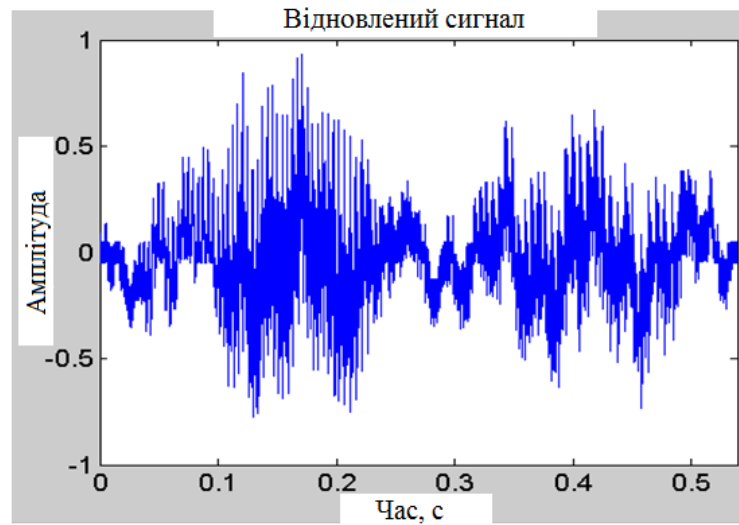


Рис.4.5

Для прослуховування сигналу потрібно його частоту дискретизації повернути до вихідної, тобто зменшити в 8 разів:

```
sig_sound = resample (values, 7418,59344);
```

Команда озвучування файлу:

```
wavplay (sig_sound, 7418)
```

Порівнюючи відновлений сигнал з вихідним, можна зробити висновок, що розбірливість мови не постраждала, проте можна помітити легкий фоновий шум.

## 4.2 Моделювання адаптивної дельта імпульсно кодової модуляції

Структура системи адаптивної дельта імпульсно кодової модуляції наведена на рис. 4.6.

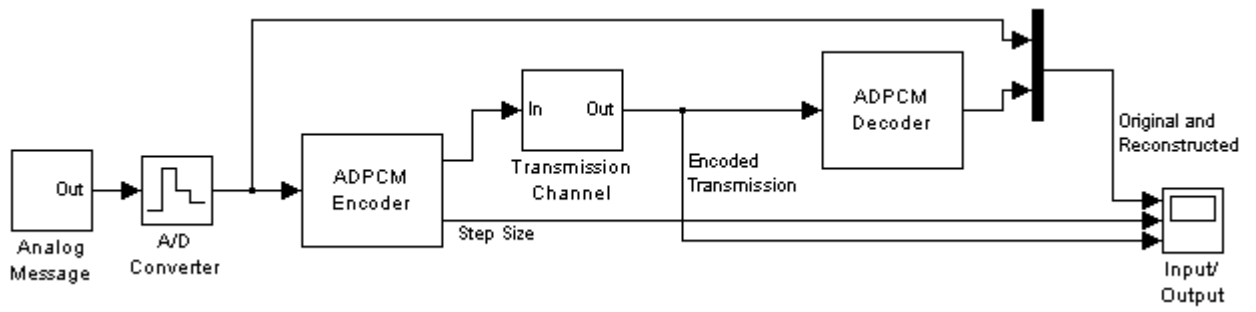


Рис.4.6.

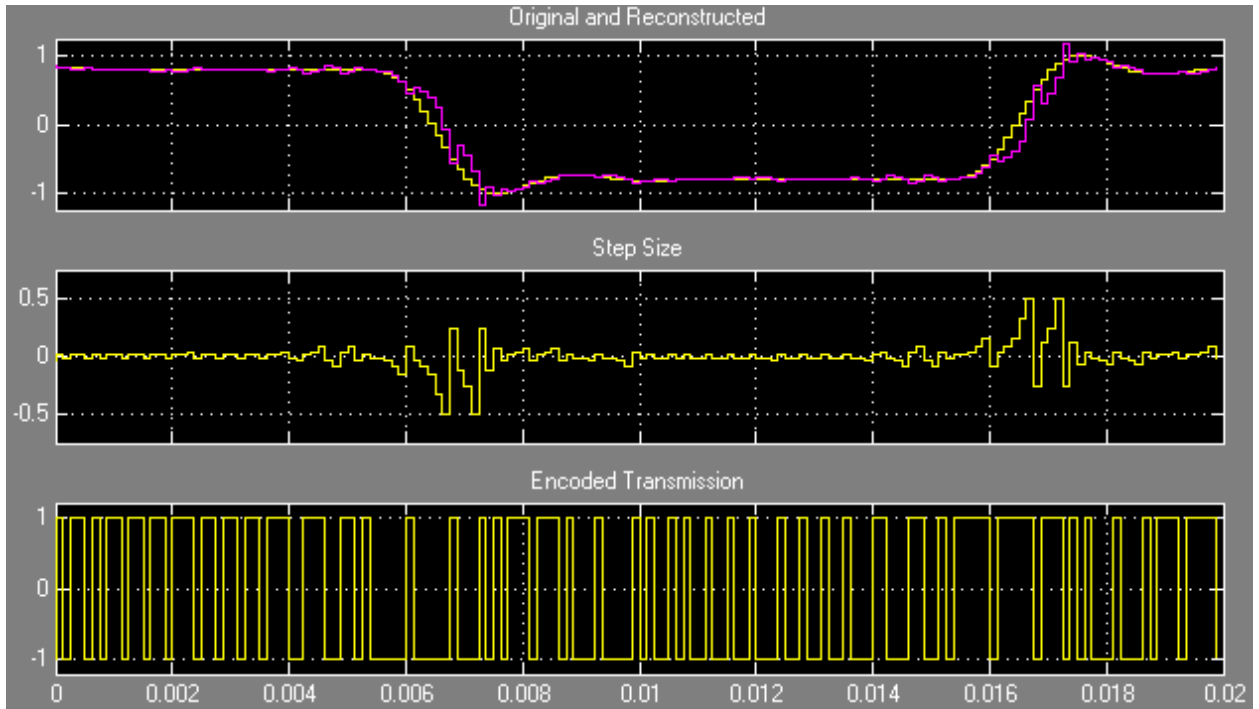


Рис.4.7

Блок-схема ADPCM декодера показана на рис.4.8.

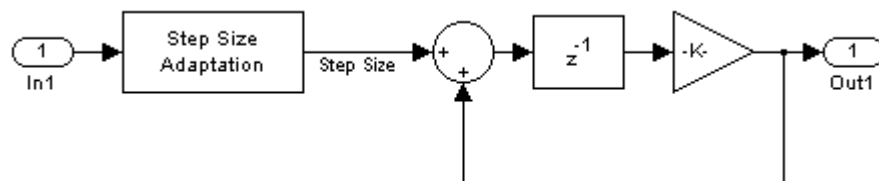


Рис.4.8. Блок-схема ADPCM декодера

Блок-схема вхідного в ADPCM декодер блоку **Step Size Adaptation** показана на рис.4.9.



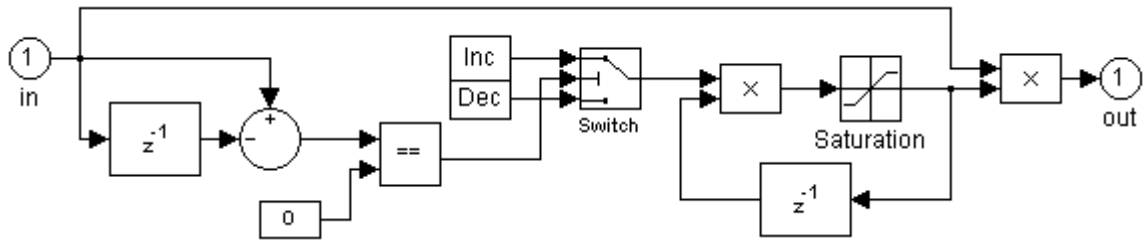


Рис.4.9. Блок-схема блоку Step Size Adaptation

Блок-схема ADPCM кодера показана на рис.4.10.

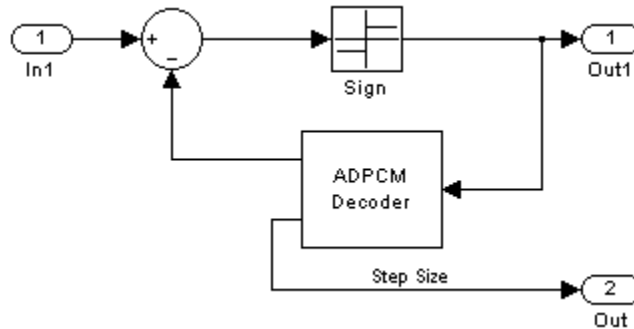


Рис.4.10. Блок-схема ADPCM кодера

Оскільки на схемі рис.4.10 показаний другий вихід Step Size блоку ADPCM Decoder, на рис.4.11 повторно показана блок-схема ADPCM декодера.

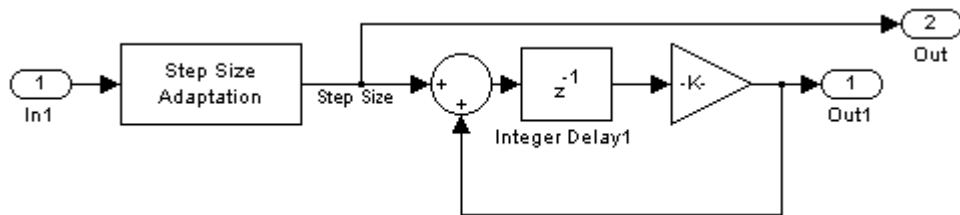


Рис. 4.11. Блок-схема ADPCM декодера з виходом Step Size

Рівняння «кінцевої» частини ADPCM декодера:

$$y_n = \tau x_{n-1} + \tau y_{n-1}, \quad (4.1)$$

що дозволяє записати передавальну характеристику цієї частини:

$$H(z) = \frac{\tau z^{-1}}{1 - \tau z^{-1}} = z^{-1} \frac{\tau}{1 - \tau z^{-1}} = \frac{\tau}{z - \tau}. \quad (4.2)$$

Порівнюючи характеристику (4.2) з аналогічною характеристикою інтегратора LDM декодера:

$$H(z) = \frac{1 - \tau}{1 - \tau z^{-1}} = (1 - \tau) \frac{z}{z - \tau}, \quad (4.3)$$

бачимо, що «крайова» частина ADPCM декодера мало чим відрізняється від інтегратора LDM декодера - перша відмінність полягає в затримці відгуку на один такт, а друга - в іншому коефіцієнті підсилення ( $\tau$  замість  $1 - \tau$ ).

Наявність затримки на один такт пояснює, чому в схемі ADPCM кодера (рис.4.10) після декодера відсутня затримка на один такт, як у LDM кодера.

Таким чином, принципова відмінність ADPCM декодера від LDM декодера - в блоці, що передує інтегратору. У LDM декодера - це біполяризатор, а у ADPCM декодера це блок Step Size Adaptation.

Розберемо роботу блоку Step Size Adaptation.

Тут крок за кроком виконуються наступні операції:

- 1) обчислюється перша різниця вхідного сигналу:  $x_n - x_{n-1}$ ;
- 2) якщо  $x_n - x_{n-1} = 0$ , тоді виробляється 1; в іншому випадку виробляється 0;
- 3) вироблений сигнал (0 або 1) надходить на другий вхід блоку Switch), іменованій керуючим, тоді як перший і третій входи блоку Switch є входами даних;
- 4) в блоці Switch перевіряється умова передачі на вихід даних з першого входу - це умова в даному конкретному випадку має вигляд: «якщо  $u_2 > 1$ , тоді передаються дані першого входу; в іншому випадку передаються дані третього входу»; даними першого і третього входів є константи Inc (increase - зростання) і Dec (decrease - спадання), відповідно;

5) центральним елементом такої процедури є блок двостороннього обмеження Saturation, на вході якого встановлений помножувач; параметрами цього блоку є MinStep і MaxStep; обмежувач охоплений зворотним зв'язком з елементом одиничної затримки.

#### 4.3 Висновки до розділу 4

В модулі Simulink проведено експериментальне моделювання лінійної дельта модуляції із використанням тестового голосового сигналу, який є у бібліотеці Matlab.

Порівнюючи відновлений сигнал з вихідним, можна зробити висновок, що розбірливість мови не постраждала, проте можна помітити легкий фоновий шум.

Також проведено моделювання адаптивної дельта імпульсно кодової модуляції.

## РОЗДІЛ 5

## ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

## 5.1. Охорона праці

*Планування заходів з охорони праці. Види планування та контролю стану охорони праці. Виявлення, оцінка та зменшення ризиків небезпечних подій.*

Метою планування заходів з охорони праці є визначення необхідних вкладень у заходи з охорони праці для ефективного впливу на стан охорони праці.

Система планів з охорони праці окремого підприємства може включати:

- перспективне планування (на період, більший одного року) ;
- поточне планування (на рік) ;
- оперативне планування (детальні плани, спрямовані на вирішення конкретних питань працезахоронної діяльності на підприємстві в короткостроковому, до одного року, періоді).

Планування в охороні праці може включати:

- визначення цілей діяльності з охорони праці на підприємстві та засобів їх досягнення;
- вибір методів і базових показників, за допомогою яких може здійснюватися оцінка необхідних вкладень в охорону праці;
- розрахунок суми вкладень у заходи з охорони праці та раціональний розподіл цієї суми за напрямками діяльності;
- забезпечення організації контролю виконання плану (при необхідності здійснення коригування запланованих показників) ;
- здійснення постійного контролю умов і безпеки праці на підприємстві та оперативне реагування на відхилення від нормативних вимог.

Перспективне планування вміщує найбільш важливі, трудомісткі і довгострокові за терміном виконання заходи з охорони праці, виконання яких, як правило, вимагає сумісної роботи кількох підрозділів підприємства.

Можливість виконання заходів перспективного плану повинна бути підтверджена обґрунтованим розрахунком необхідного матеріально-технічного забезпечення і фінансових витрат з зазначенням джерел фінансування.

До перспективних планів належить комплексний план покращення умов праці і санітарно-оздоровчих заходів, що передбачає створення, відповідно до нормативних актів з охорони праці, умов праці, пов'язаних з перспективними змінами підприємства. Таке планування, як правило, розраховане на термін від 2 до 5 років. Реалізація цих планів забезпечується через річні плани номенклатурних заходів з охорони праці, які вносяться до угоди, що є невід'ємною частиною колективного договору.

Поточне планування здійснюється у межах календарного року через розроблення відповідних заходів у розділі «Охорона праці» колективного договору.

Поточні плани передбачають реалізацію заходів із покращення умов праці, створення кращих побутових і соціальних умов на виробництві. Ці плани обов'язково забезпечуються фінансуванням згідно з розробленими кошторисами.

Питання охорони праці можуть віддзеркалюватися в інших поточних планах, які підприємства та організації можуть складати на вимогу трудових колективів:

- план соціального розвитку колективу;
- наукової організації праці;
- механізації важких і ручних робіт;
- охорони праці жінок;
- підготовки підприємства до робіт в осінньо-зимовий період;
- підвищення культури виробництва та ін.

Оперативне планування роботи з охорони праці здійснюється за підсумками контролю стану охорони праці в структурних підрозділах і на підприємстві в цілому.

Оперативні плани складаються для швидкого виправлення виявлених в процесі державного, відомчого і громадського контролю недоліків в стані охорони праці, а також для ліквідації наслідків аварій або стихійного лиха.

Оперативні заходи щодо усунення виявлених недоліків зазначаються безпосередньо у наказі власника підприємства, який видається за підсумками контролю, або у плані заходів, як додатку до наказу.

Організаційно-методичну роботу щодо складання перспективних, поточних та оперативних планів здійснює служба (спеціаліст) охорони праці.

## 5.2 Безпека в надзвичайних ситуаціях

### *Здійснення заходів щодо зниження дії радіоактивних випромінювань*

Оцінка уразливості лабораторного блока живлення від радіоактивного забруднення і проникаючої радіації починається з визначення максимальних очікуваних значень рівня радіації і дози проникаючої радіації. За показник стійкості об'єкта приймається допустима доза радіації, яку можуть одержати люди за час робочої зміни.

Для характеристики радіоактивного забруднення застосовують ступінь (щільність) забруднення, який характеризується поверхневою щільністю забруднення радіонуклідами і вимірюється активністю радіонукліда на одиницю площі (об'єму). Основною дозиметричною величиною, за допомогою якої оцінюється дія радіації, є доза випромінювання - кількість енергії, яка поглинута одиницею маси опроміненого середовища. Експозиційна доза визначається тільки для повітря при гама і рентгенівському випромінюванні. Поглинута доза визначається для речовин. Місцевість, що забруднюється внаслідок радіаційної аварії, за щільністю забруднення радіонуклідами умовно поділяють на зони: зону відчуження, зону безумовного (обов'язкового) відселення, зону гарантованого (добровільного) відселення і зону підвищеного радіоекологічного контролю.

За дозами опромінення зону забруднення поділяють на наступні зони: надзвичайно-небезпечного забруднення, небезпечного забруднення, сильного забруднення, помірного забруднення, і зону радіаційної небезпеки.

Також радіоактивне забруднення буде безпосередньо впливати лабораторного блока живлення, але і на його конструкцію, оскільки, до його складу входять метічні провідники з ізоляційним покриттям, металічний корпус, пласмасові роз'єми і самі радіоелементи (резистори, транзистори, мікросхема, конденсатори, діод).

Органічні речовини вельми чутливі до радіації. Вплив радіації призводить до перетворення молекул, що супроводжується хімічними реакціями, що викликають незворотні зміни природи речовини і її механічних властивостей.

Перетворення супроводжується виділенням газів, які в поєднанні з вологою утворюють кислоти, які здійснюють шкідливий вплив на ізоляційні матеріали. Більшість пластмас отримує механічне пошкодження навіть при малих дозах радіації.

Фенолформальдегід і метилметакрилат стають крихкими і деформуються. Поліетилен і полістирол - спочатку збільшується опір розриву і твердість, а потім вони стають крихкими. Більшість пластмас темніє і знебарвлюється. Просочення і ізоляційні масла псуються, як і оргматеріали. Синтетичний каучук і кремнійорганічна гума твердіють

Зміна електричних властивостей органічних речовин (провідність, діелектрична проникність, кут втрат) має оборотний характер. Час відновлення залежить від природи матеріалу та умов опромінення.

На неорганічні речовини (матеріали) радіація впливає менше, ніж на органічні. При опроміненні нейтронами можливо об'ємне розширення. Кварц і скло втрачають прозорість при великих дозах.

Вплив радіації на напівпровідниковий діод залежить від того, який ефект використаний в основі його роботи, виду матеріалу, питомого опору його, а також конструктивних особливостей діода. Оскільки в підсилювачі використані лише кремнієві діоди то розглянемо лише їхню реакцію.

Під впливом нейтронної радіації провідність точково-контактних діодів зменшується в прямому і зворотному напрямках; у площинних діодів провідність у прямому напрямку також зменшується. Пошкодження діодів обумовлюється зміною характеристик провідності в прямому напрямку. Вплив  $\gamma$ -опромінення викликає оборотні зміни зворотного струму.

Характеристика впливу радіоактивного забруднення на транзистор. Вплив опромінення викликає порушення кристалічної решітки матеріалу (основний ефект) і іонізацію (вторинний ефект). Внаслідок цього змінюються параметри напівпровідникових матеріалів – час життя основних носіїв, питома провідність, швидкість поверхневої рекомбінації дірок з електронами. Внаслідок зміни вищевказаних параметрів зменшується коефіцієнт підсилення по струму, збільшується зворотний струм колектора, зростають шуми транзистора.

Іонізація, створювана радіацією, інжектується надлишок носіїв у транзистор, внаслідок чого виникають значні шуми. Зміна коефіцієнта посилення є незворотнім, а зміни зворотного струму можуть бути оборотними і необоротними. Як бачимо змінюється основний із електричних параметрів підсилувача – коефіцієнт підсилення, а отже вихідна потужність.

Потрібно зазначити, що більшу радіаційну стійкість мають германієві транзистори в порівнянні з кремнієвими.

До основних методів захисту радіоелектронної апаратури відносять такі конструктивні рішення:

- правильно підбирати і розташовувати елементи;
- ширше використовувати керамічні ізолятори в частинах перемикачів, роз'ємах, гніздах і т.д.;
- застосовувати склотканина та інші неорганічні матеріали для манжет, кабельної ізоляції тощо;
- застосування елементів з неорганічних матеріалів, слюдяних і керамічних конденсаторів;
- застосовувати плівкові і металопленочні опору;



- ретельно продумувати схему розташування, для зменшення струмів витоку і пробую;
- екранувати найбільш чутливі елементи;
- правильно вибирати матеріали деталей конструкції;
- правильно вибирати напівпровідникові прилади (надавати перевагу германієвим).
- Для захисту від  $\gamma$  - променів добре екранують, захищають - свинець, вісмут, вольфрам, золото, платина, ртуть і деякі інші важкі матеріали.

### 5.3 Висновки до розділу

В розділі «Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях» розглянуто планування заходів з охорони праці. Види планування та контролю стану охорони праці. Виявлення, оцінка та зменшення ризиків небезпечних подій. Також описано заходи щодо зниження дії радіоактивних випромінювань

## ВИСНОВКИ

В результаті виконання роботи отримано наступні результати.

Проаналізовано особливості обміну інформації в комунікаційних мережах, способи впливу перешкод на спотворення переданої та прийнятої інформації.

Розглянуто різні методи модуляції сигналів, зокрема амплітудної, частотної та фазової. Проаналізовано метод амплітудно-імпульсної модуляції, який використовується зокрема для переведення сигналів в цифрову форму, розглянуто його стійкість до спотворень та можливість відновлення без втрат прийнятої на його основі інформації. Проаналізовано методи формування дискретних значень сигналів із застосуванням миттєвої та природної вибірки.

Проаналізовано цифрові методи модуляції, зокрема імпульсно кодову та дельта-модуляцію. Їх перевагами є слабкий вплив неідеальності і нестабільності характеристик апаратури на якість передачі інформації; висока стійкість навіть при використанні каналів з нестабільними характеристиками і великим рівнем шумів; можливість регенерації сигналів у вузлах зв'язку мереж; низька чутливість до нелінійних спотворень в груповому тракті багатоканальних систем; відносно просте узгодження цих систем з комп'ютерами і електронними автоматичними телефонними станціями, що грає важливу роль для побудови мереж зв'язку; можливість автоматизації передачі та обробки сигналів з допомогою комп'ютерів. Саме метод дельта-модуляції використано для наступних досліджень.

Проаналізовано метод дельта-модуляції, що полягає в квантуванні (або кодуванні) різницевого сигналу. У такому кодері піддається кодуванню помилка кодування, тобто різниця між вихідним кодованим сигналом і результатом кодування - в результаті створюється потік даних, кодованих різницею. Цей потік даних (що представляє собою сигнал помилки обчислень) є сигналом з низьким бітрейтом, який можна декодувати відповідним декодером на приймальному боці - таким чином досягається стиснення даних і, як наслідок, досягається низька швидкість передачі даних.

Проаналізовано особливості роботи та методи реалізації окремих видів дельта модуляції в Matlab. Зокрема розглянуто лінійну дельта модуляція з постійним кроком, дельта модуляцію з неперервним змінним нахилом та адаптивну дельта модуляцію. Проаналізовано метод сигма-дельта модуляції.

Проведено моделювання різних структур системи лінійної дельта модуляції. Вивчено призначення та критичність параметрів окремих блоків кодера та декодера системи лінійної дельта модуляції.

В модулі Simulink проведено експериментальне моделювання лінійної дельта модуляції із використанням тестового голосового сигналу, який є у бібліотеці Matlab. Порівнюючи відновлений сигнал з вихідним, можна зробити висновок, що розбірливість мови не постраждала, проте можна помітити легкий фоновий шум. Також проведено моделювання адаптивної дельта імпульсно кодової модуляції.

## ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – М., ПИТЕР, 2002. – 603с.
2. Бабак В.П., Хандецкий В.С., Шрюфер Е. Обробка сигналів. –К.: Либідь,1999. – 492с.
3. Е. Шрюфер, Обробка сигналів. Цифрова обробка дискретизованих сигналів. Київ, Либідь, 1992. –294с.
4. Введение в цифровую фильтрацию. Под ред.Р.Богнера и А.Константинидиса. – М., Мир, 1976 – 216с.
5. Kaiser, J.F., "Nonrecursive Digital Filter Design Using the  $I_0$ -sinh Window Function," Proc. 1974 IEEE Symp. Circuits and Systems, (April 1974), pp. 20-23.
6. Солонина А.И. и др. Основы цифровой обработки сигналов. Курс лекций. – С.-Петербург, «БХВ-Петербург», 2003. – 594с.
7. Раздел Help пакета Matlab ver. 6.5.0.180913a Release 13, June 18, 2002.
8. Глазков В.Е., Продеус А.Н. Метод многошаговой коррекции амплитудной частотной характеристики нерекурсивного низкочастотного фильтра. - Электроника и связь, №23, 2004, с.19-24.
9. Г.Дженкинс, Д.Ваттс. Спектральный анализ и его приложения. Т.2 – М.,Мир,1972. –283с.
10. Константинидис А. Общие характеристики цифровых фильтров. – В кн. «Введение в цифровую фильтрацию» под ред.Р.Богнера и А. Константинидиса. – М., Мир.,1976. – сс.41-53.
11. Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. – М.: Мир, 1989. – 540с.
12. Хэррис Дж.. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье. – ТИИЭР, т.66, №1, январь 1973. – сс.60-97.
13. Пугачев В.С. Теория случайных функций и ее применение. – М., Физматгиз,1962.
14. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М., «Сов.радио»,1966.

15. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники, тт.І, ІІ. – М., «Сов.радио», 1966,1968гг.
16. Ануфриев, И.Е. MATLAB 7. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 1104 с.
17. Вайнштейн, С.Я., Безпека і охорона праці на підприємствах машинобудування. – К.: Техніка, 1967.
18. Охрана окружающей среды: учеб. для техн. спец. вузов под ред Белова С.В. – М.: В/ш, 1996.

# ДОДАТКИ

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ТЕРНОПІЛЬСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
ІМЕНІ ІВАНА ПУЛЮЯ**

**МАТЕРІАЛИ**

**VIII НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ КОНФЕРЕНЦІЇ**

**«ІНФОРМАЦІЙНІ МОДЕЛІ,  
СИСТЕМИ ТА ТЕХНОЛОГІЇ»**



**9–10 грудня 2020 року**

**ТЕРНОПІЛЬ  
2020**

## ЗМІСТ

## СЕКЦІЯ 1. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

<b>Р. Буцій, С. Лупенко</b> АНАЛІЗ МЕТОДІВ ДЛЯ ЗАДАЧ ОПРАЦЮВАННЯ СИГНАЛІВ НЕЙРОІНТЕРФЕЙСНИХ СИСТЕМ <b>R. Butsiy, S. Lupenko</b> ANALYSIS OF METHODS FOR TASKS OF PROCESSING SIGNALS FOR NEUROINTERFEISE SYSTEMS	3
<b>Д. Вівчар, І. Дедів</b> ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДУ ДЕЛЬТА-МОДУЛЯЦІЇ ДЛЯ КОДУВАННЯ СИГНАЛІВ <b>D. Vivchar, I. Dediv</b> APPLICATION OF THE DELTA-MODULATION METHOD FOR SIGNAL CODING	4
<b>В. Влащук, Б. Яворський, М. Влащук, Б. Яворський, В. Лесів, А. Марценюк</b> МЕТОД АДАПТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ СКЛАДНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ <b>V. Vlashchuk, B. Yavorskyi, V. Lesiv, A. Marcenjuk</b> ADAPTIVE FILTERING METHOD OF DIGITAL PROCESSING OF COMPLEX RADAR SIGNALS	5
<b>Л. Данильченко, П. Дудар</b> КІНЦЕВО-ЕЛЕМЕНТНЕ МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ РІЗАННЯ <b>L. Danylchenko, P. Dudar</b> FINITE-ELEMENT SIMULATION OF THE CUTTING PROCESSES	7
<b>Л. Данильченко, Д. Радик</b> АНАЛІЗ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ТЕРТЯ В ОБОРОБЛЕННІ ТИСКОМ <b>L. Danylchenko, D. Radyk</b> ANALYSIS OF FRICTION MATHEMATICAL MODELS IN METAL FORMING	8
<b>Л. Мельник</b> ОСОБЛИВОСТІ УПРАВЛІННЯ БІЗНЕС-ПРОЦЕСАМИ БУДІВЕЛЬНОЇ ОРГАНІЗАЦІЇ <b>L. Melnyk</b> THE FEATURES OF BUSINESS PROCESS MANAGEMENT OF A BUILDING ORGANIZATION	9
<b>С. Новосад, Б. Яворський, В. Лесів, А. Марценюк</b> МЕТОД АДАПТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ СКЛАДНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ <b>S. Novosad, B. Yavorskyi, V. Lesiv, A. Marcenjuk</b> ADAPTIVE FILTERING METHOD OF DIGITAL PROCESSING OF COMPLEX RADAR SIGNALS	10
<b>Р. Кривий, П. Баран</b> ДОСЛІДЖЕННЯ РИНКУ ТРАНСПОРТНИХ ПОСЛУГ <b>Kryvyy R., Baran P.</b> TRANSPORT SERVICES MARKET RESEARCH	12



УДК 621.376.9

**Д.С. Вівчар, І.Ю. Дедів, к.т.н., доц.**

(Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Україна)

## **ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДУ ДЕЛЬТА-МОДУЛЯЦІЇ ДЛЯ КОДУВАННЯ СИГНАЛІВ**

UDC 621.376.9

**D.S. Vivchar, I.Yu. Dediv, Ph.D., Assoc. Prof.**

## **APPLICATION OF THE DELTA-MODULATION METHOD FOR SIGNAL CODING**

Метою усіх систем зв'язку є передавання сигналів з одного пункту в інший по каналу зв'язку, яким може бути відкритий простір, а передавання виконується шляхом випромінювання електромагнітних хвиль, в часово-частотних змінах яких міститиметься корисна інформація, яка підлягає передачі. Також передавання може проводитись по провідниковим лініям зв'язку, де передаватиметься сигнал, який являтиме собою певним чином закодоване повідомлення. Такі способи передавання зустрічаються в телефонії, радіозв'язку, телебаченні, супутниковому зв'язку, телеметричних системах. Також кодування виконується і для оптимального використання смуги пропускання каналів зв'язку, оскільки часто спектри сигналів, які необхідно передати, мають вузьку ширину спектру, а передача декількох таких сигналів по одному каналу зв'язку без додаткових перетворень цих сигналів стає неможливою, оскільки після накладання таких сигналів їх стало б складно або неможливо розділити на приймальній стороні. Також важливим питанням в області телекомунікацій є передавання даних з мінімальним спотворенням їх інформаційного вмісту. З іншої сторони для збільшення пропускної здатності каналів передачі даних та швидкості такої передачі важливим є проведення оптимальної з точки зору збереження корисної інформації компресії таких сигналів.

Для вирішення описаних проблем застосовують різні типи модуляції, такі, як амплітудна модуляція, кутова модуляція (частотна та фазова), амплітудно-імпульсна модуляція, фазо-імпульсна модуляція, широтно-імпульсна модуляція тощо. При цьому, метою модуляції є перетворення (кодування) вихідних сигналів у зручну для передачі форму або для обмеження доступу до даних, які передаються. У випадку використання згаданих видів модуляції для передачі використовується певний сигнал (наприклад гармонічний), параметри якого (амплітуда, частота, фаза) змінюються відповідно до повідомлення, яке необхідно передати. Однак, розмір даних, які підлягають передачі залишається великим, що впливає на швидкість та якість передачі.

В роботі проводиться дослідження різних методів дельта-модуляції для кодування сигналів з метою компресії переданої ними інформації. Під дельта-модуляцією в загальному випадку розуміють метод кодування, при якому власне кодуванню підлягає похибка кодування, тобто різниця між вихідним кодованим сигналом та результатом кодування. Власне дельта-модуляція є одним із типів імпульсно-кодової модуляції з тою відмінністю, що по каналу зв'язку передається сигнал похибки. Також технічна реалізація методу дельта-модуляції є більш простою в порівнянні із іншими методами імпульсно-кодової модуляції. Однак, недоліком методу є те, що на ділянках сигналу, на яких присутні швидкі зміни, пристій, який реалізує цей метод модуляції, не встигає відслідковувати зміни рівня сигналу, що призводить до спотворень декодованого сигналу. Однак, для вирішення цієї проблеми можливим є використання методу дельта-модуляції зі змінною крутизною, яка полягає в адаптації величини кроку порівняння сигналів та обчислення сигналу похибки.