

**ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КЕРУЮЧИХ СИСТЕМ
ТА ТЕХНОЛОГІЙ**

Кафедра транспортного зв'язку

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

**до практичних занять, самостійної роботи
та контрольних заходів з дисциплін**

***«БАГАТОКАНАЛЬНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ»,
«ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ»,
«ЦИФРОВІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ НА ЗАЛІЗНИЧНОМУ
ТРАНСПОРТІ»***

Харків – 2019

Методичні вказівки розглянуто і рекомендовано до

друку на засіданні кафедри транспортного зв'язку 12 лютого 2019 р., протокол № 6.

Методичні вказівки містять опис двох занять, тематика яких охоплює питання видів кодування аналого-цифрового перетворення, що розглядаються в рамках навчальних дисциплін «Багатоканальні системи передачі інформації», «Телекомунікаційні системи передачі» та «Цифрові системи передачі на залізничному транспорті».

Рекомендовано для студентів усіх форм навчання факультету ІКСТ з освітніх програм «Телекомунікації та радіотехніка», «Інфокомунікації та інженерія» і «Мережеві технології та комп'ютерна техніка».

Укладачі:

доценти К. А. Трубчанінова,
І. В. Ковтун,
М. С. Курцев

Рецензент

доц. С. І. Доценко

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до практичних занять, самостійної роботи
та контрольних заходів з дисциплін:

*«БАГАТОКАНАЛЬНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ»,
«ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ»,
«ЦИФРОВІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ НА ЗАЛІЗНИЧНОМУ
ТРАНСПОРТІ»*

Відповідальний за випуск Трубчанінова К. А.

Редактор Буранова Н. В.

Підписано до друку 18.03.19 р.

Формат паперу 60x84 1/16. Папір писальний.

Умовн.-друк. арк. 3,5. Тираж 50. Замовлення №

Видавець та виготовлювач Український державний університет
залізничного транспорту,

61050, Харків-50, майдан Фейербаха, 7.

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 6100 від 21.03.2018 р.

ЗМІСТ

Вступ.....	4
1 Завдання 1 (4 години). Дискретизація за часом, квантування за рівнем та кодування.....	5
2 Завдання 2 (2 години). Системи ІКМ з проорокуванням.....	20
Список літератури.....	31
Додаток А. Приклад моделювання рівномірного АЦП.....	32
Додаток Б. Приклад моделювання нерівномірного АЦП.....	35
Додаток В. Приклад моделювання АЦП дельта-перетворення...	39

ВСТУП

Методичні вказівки призначено для студентів освітніх програм «Телекомунікації та радіотехніка», «Інфокомунікації і інженерія» та «Мережеві технології та комп'ютерна техніка». Методичні вказівки містять цілі робіт, стислу теоретичну частину, необхідну для виконання завдання, програму виконання завдання, а також контрольні питання, на які має відповісти студент під час підготовки до виконання завдань.

У методичних вказівках наводяться теоретичні основи про принципи побудови телекомунікаційних цифрових систем передачі (ТСП) з використанням імпульсно-кової модуляції сигналів (ІКМ). Вивчаються процеси дискретизації аналогових сигналів у часі і квантування за рівнем, досліджуються пристрої кодування і декодування сигналів на прикладі ІКМ-кодека. Розглядаються принципи формування групового сигналу при використанні законів компаундування (стиску динамічного діапазону сигналів). Велику увагу приділено дослідженню систем ІКМ з пророкуванням, а саме класу диференційних ІКМ та дельта-модуляції.

Розрахункову частину побудовано на використанні системи комп'ютерної алгебри Mathcad.

Зміст методичних вказівок задовольняє вимоги програми навчальних дисциплін «Багатоканальні системи передачі інформації», «Телекомунікаційні системи передачі» та «Цифрові системи передачі на залізничному транспорті».

Завдання 1

ДИСКРЕТИЗАЦІЯ ЗА ЧАСОМ, КВАНТУВАННЯ ЗА РІВНЕМ ТА КОДУВАННЯ

1 Мета роботи: дослідження процесів лінійного та нелінійного перетворення сигналів у цифрову форму та визначення їх параметрів.

2 Теоретичні дані

Висока завадостійкість цифрових методів передачі визначає доцільність їх застосування для передачі будь-яких сигналів, у тому числі і безперервних. Необхідним етапом при цьому є аналого-цифрове перетворення (АЦП) безперервних сигналів у цифрові, яке здійснюється шляхом дискретизації безперервних сигналів у часі, квантування їх за рівнем і кодування. Системи, що здійснюють таке перетворення, називаються ІКМ-системами.

2.1 Дискретизація сигналів

Дискретизація сигналів полягає в заміні безперервного сигналу $S(t)$ послідовністю його відліків. Допустимість дискретизації побудована на теоремі дискретних відліків, згідно з якою безперервний сигнал $S(t)$, що має спектр $S(\omega)$, обмежений частотою $\omega_g = 2\pi/F_g$, повністю визначається відліками його миттєвих значень $S(n\Delta t_d)$, що відстають один від одного на інтервали $\Delta t_d \leq 1/2F_g$ (рисунок 1).

Імпульсна послідовність, отримана в результаті дискретизації, являє собою амплітудно-імпульсний сигнал, закон зміни амплітуди якого відповідає вихідному коливанию.

Виділивши із спектра дискретизованого колювання низькочастотну складову, можна отримати вихідний первинний сигнал. Розглянемо вимоги, пропоновані до вибору частоти дискретизації, з точки зору можливості виділення первинного сигналу при прийомі за рахунок використання фільтрації низькочастотної частини спектра.

На рисунку 2, а зображено спектр первинного сигналу в області додатних частот, а на рисунку 2, б, г – спектри $S_g(\omega)$ при різних співвідношеннях між ω_g і ω_d . Якщо відповідно до теореми

дискретних відліків вибрано ($\omega_\delta = 2\omega_\epsilon$), спектр дискретизованого сигналу має такий вигляд (рисунок 2, б).

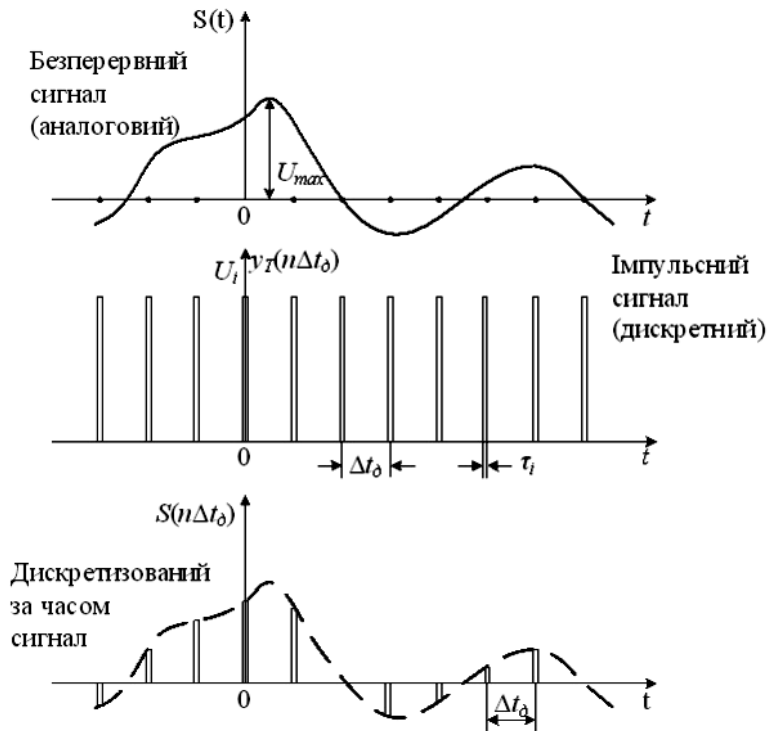


Рисунок 1 – Процес дискретизації безперервного сигналу $S(t)$

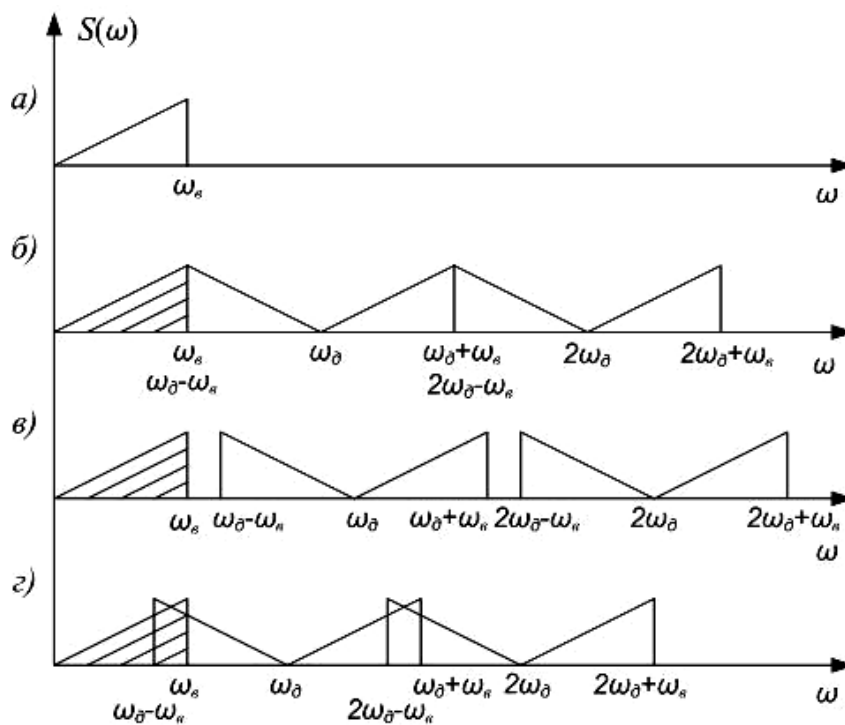


Рисунок 2 – Вплив частоти дискретизації на можливість відновлення сигналів за допомогою ФНЧ

Частина спектра, яка має бути відфільтрована, на рисунку 2 заштрихована. Видно, що при $(\omega_\delta = 2\omega_g)$ частоти ω_g і ω_δ збігаються і спектр первинного сигналу може бути відділений від нижньої бічної АІМ-сигналу, що лежить у діапазоні від $(\omega_\delta - \omega_g)$ до ω_δ , тільки за допомогою ідеального фільтра нижніх частот ФНЧ. Такий фільтр, як відомо, фізично не можна реалізувати. Тому на практиці вибирають $(\omega_\delta > 2\omega_g)$. Відповідно до цього наведено спектральну діаграму на рисунку 2, тобто у цьому випадку спектри $(0 \div \omega_g)$ і $((\omega_\delta - \omega_g) \div \omega_g)$ рознесені і можна виділити первинний сигнал за допомогою реального фільтра. Зазвичай приймають $(\omega_\delta = (2.3 \div 2.4)\omega_g)$. Так, при дискретизації телефонного сигналу зі спектром 0,3 - 3,4 кГц частоту дискретизації вибирають рівною 8 кГц.

При $(\omega_\delta < 2\omega_g)$ спектри вихідного і АІМ-сигналів перекриваються (рисунок 2, г) і їх поділ неможливий. Потраплення частини спектра дискретизованого сигналу у смугу пропускання вихідного ФНЧ призводить до появи накладень між корисним сигналом і складовими спектра модульованого сигналу, що лежать у діапазоні частот від $(\omega_\delta - \omega_g)$ до ω_g та пройшли через фільтр, і отже, до непереборних спотворень. Щоб уникнути цих спотворень, спектр первинного сигналу перед дискретизацією обмежують по смузі, пригнічуючи всі складові вище частоти ω_g .

Отриманий у результаті часової дискретизації АІМ-сигнал є безперервним за рівнем. Для перетворення його в цифровий сигнал необхідно здійснити операцію *квантування*, яка полягає в заміні миттєвих значень дискретизованого сигналу найближчими значеннями одного з дозволених рівнів встановленої цифрової шкали.

Якщо кроки квантування однакові і не залежать від рівня квантування, то квантування називають *рівномірним*. Можливе *нерівномірне* квантування, при якому кроки квантування різні.

У процесі квантування виникає помилка внаслідок того, що переданий квантований сигнал відрізняється від істинного (рисунок 3).

Цю помилку можна розглядати як специфічну перешкоду (шум квантування) – це випадкова послідовність імпульсів,

максимальне значення амплітуди яких не перевищує половини кроку квантування.

Наступний крок у перетворенні сигналу полягає у переведенні квантованого АІМ-сигналу в цифровий. Ця операція називається **кодуванням** – надання кожного квантованого значення сигналу у вигляді коду (зазвичай двійкового), що позначає відповідний рівень сигналу.

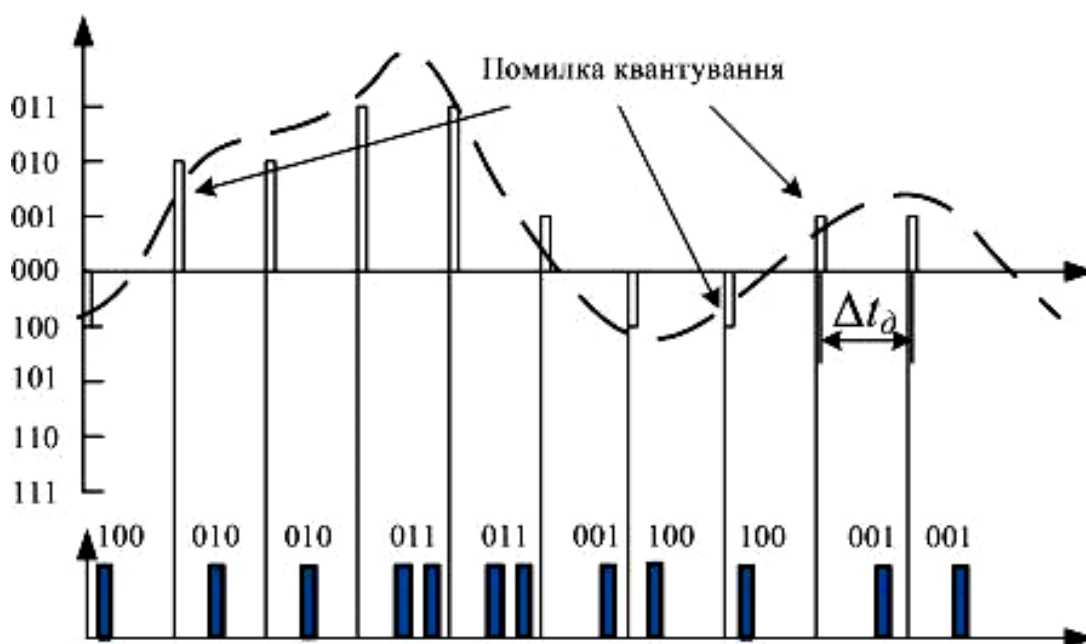


Рисунок 3 – Процеси квантування за рівнем та кодування

Перетворення відліків неперервного сигналу у двійковий код називається **імпульсно-кодовою модуляцією (ІКМ)**. На сьогодні цей спосіб отримання цифрових сигналів із аналогових є найбільш поширеним. Системи передачі, що використовують таке перетворення сигналів, називаються **ІКМ-системами**.

Помилки квантування або перекручення, створювані дискретизацією аналогового сигналу, зазвичай виражаються відношенням середньої потужності шуму до середньої потужності сигналу. Таким чином, відношення сигнал / шум квантування (ВСШ) може бути визначене як

$$ВСШ = \frac{M\{x^2(t)\}}{M\{[y(t) - x(t)]^2\}}, \quad (1)$$

де $M\{x^2(t)\}$ – математичне сподівання або середнє значення величини; $x(t)$ – аналоговий сигнал на вході; $y(t)$ – декодований вихідний сигнал; $y(t) - x(t)$ – шум квантування.

При визначенні математичного сподівання шуму квантування необхідно зробити три зауваження:

1 Помилка $y(t) - x(t)$ обмежена амплітудою $q/2$, де q — крок квантування (відліки декодованого сигналу розташовуються точно посередині кроку квантування).

2 Відлік може потрапляти в будь-яку точку всередині кроку квантування, тобто передбачається рівномірний розподіл імовірності з щільністю $1/q$. Функція щільності ймовірності шуму відліків передбачається рівномірною:

$$p(\eta) = \begin{cases} 1/q, & -q/2 \leq \eta \leq q/2; \\ 0, & \text{в інших випадках.} \end{cases} \quad (2)$$

Середнє, або очікуване значення потужності шуму, визначається як:

$$P_{\text{сеп}} = \int_{-q/2}^{q/2} \frac{1}{q} \eta^2 d\eta = \frac{q^2}{12}. \quad (3)$$

3 Передбачається, що амплітуди сигналу перебувають у межах робочого діапазону кодера. А якщо вони виходять за межі максимального кроку квантування, то виникають спотворення у зв'язку з перевантаженням (або піковими обмеженнями).

Якщо всі кроки квантування мають однакову довжину (рівномірне квантування) і шум квантування не залежить від значень вибірок, то ВСШ, дБ, визначається як:

$$ВСШ = 10 \lg \left(\frac{v^2}{q^2/12} \right) = 10,8 + 20 \lg \left(\frac{v}{q} \right), \quad (4)$$

де v — середньоквадратичне значення амплітуди вхідного сигналу.

Зокрема, для синусоїдального сигналу у випадку рівномірного квантування:

$$BSH = 10 \lg \left(\frac{A^2/12}{q^2/12} \right) = 7,8 + 20 \lg \left(\frac{A}{q} \right), \quad (5)$$

де A — максимальна амплітуда синусоїдального сигналу.

З формул видно, що чим менше крок квантування, тим менше шум, але більше число переданих дозволених рівнів, а отже, і бітів для кодування кожного відліку (чим довша кодова комбінація, тим нижче швидкість передачі). Таким чином, вибір числа рівнів квантування визначається допустимим шумом квантування.

Мінімальна якість цифрової мови потребує для BSH запасу в 26 дБ. Для досягнення такого запасу в системі з ІКМ і рівномірним квантуванням необхідна амплітуда $q_{max} = 0.123A$. Тоді для сигналу з рівними додатними і від'ємними відхиленнями (кодування проводиться від $-A$ до A) необхідно 16 кроків квантування, або 4 біти на відлік.

Крім допустимої якості для сигналів малої амплітуди, телефонна система має також бути здатною передавати великий діапазон амплітуд сигналу, що називається **динамічним діапазоном**. Динамічний діапазон D являє собою відношення максимальної амплітуди сигналу до мінімальної її амплітуди і виражається в децибелах:

$$BSH = 10 \lg \left(\frac{P_{max}}{P_{min}} \right) = 20 \lg \left(\frac{U_{max}}{U_{min}} \right). \quad (6)$$

Характеристика системи з ІКМ і рівномірним n -розрядним квантуванням визначається з урахуванням того, що

$$q = 2A_{max}/2^n, \quad (7)$$

де A_{max} — максимальне (не перевантажене) значення амплітуди, тобто те значення, яке не призводить до перевантаження АЦП-перетворювача, а n — число рівнів квантування. Тоді

$$ВСШ = 1,76 + 6,02n + 20 \lg \left(\frac{A}{A_{max}} \right). \quad (8)$$

Два перші доданки являють собою ВСШ, коли кодування проводиться при повністю синусоїдальній формі сигналу. Останній доданок характеризує зменшення ВСШ при кодуванні сигналу з більш низьким рівнем. Ці співвідношення зображені графічно на рисунку 4, який показує залежності ВСШ для системи з ІКМ і рівномірним квантуванням як функції числа бітів на відлік і амплітуди синусоїдальної хвилі на вході.

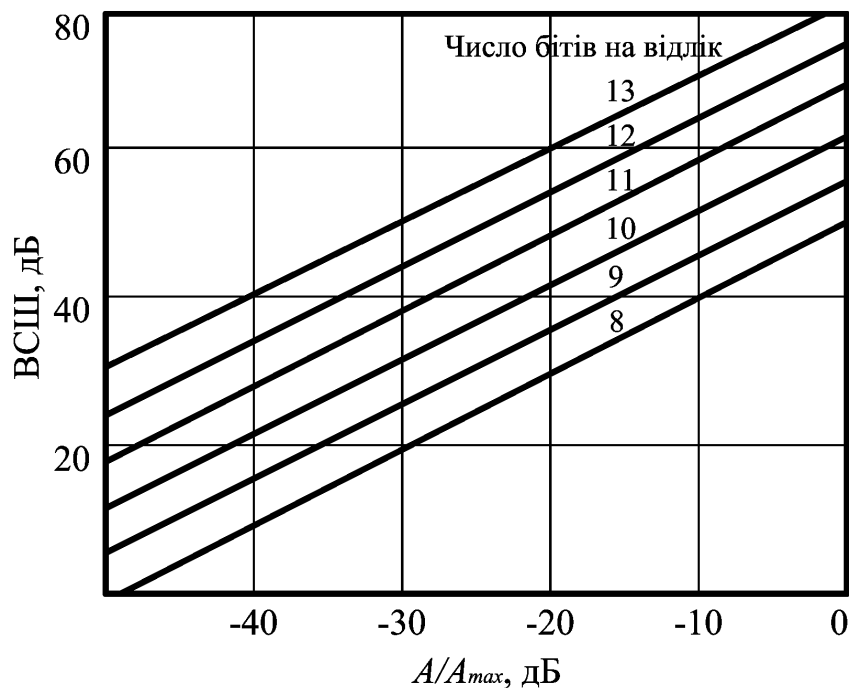


Рисунок 4 – ВСШ при кодуванні з ІКМ та рівномірним квантуванням

2.2 Компаундування (стиск динамічного діапазону)

У системі з ІКМ і рівномірним квантуванням розмір кожного кроку квантування визначається вимогами до ВСШ за

найменшим рівнем кодованого сигналу. Великі значення сигналу кодуються з тим самим кроком. ВСШ зростає зі збільшенням амплітуди сигналу. Наприклад, якщо $ВСШ = 26$ дБ для малих сигналів, а динамічний діапазон дорівнює 30 дБ, то для сигналів з максимальною амплітудою отримуємо $ВСШ = 56$ дБ. Тому система з ІКМ і рівномірним квантуванням великих сигналів має зайву якість. Більше того, якщо ймовірність появи сигналу з великою амплітудою невелика, то кодовий простір у такій системі використовується неефективно.

Процедура дискретизації може стати ефективнішою, якщо крок квантування зробити не однаковим, а таким, що зростає разом зі значеннями відліків. Одним з таких способів є компаундування. Якщо кроки квантування будуть пропорційні значенням відліків, то ВСШ буде постійним для всіх рівнів сигналу. Такий метод дискретизації потребує менше бітів на відлік для забезпечення заданого рівня ВСШ і забезпечує необхідний динамічний діапазон для великих сигналів. При неоднакових кроках квантування між відліками і відповідними кодовими словами існує нелінійний зв'язок.

Якщо попередньо стиснути динамічний діапазон імпульсів сигналу, тобто тим більше посилити імпульс, чим менше його амплітуда, то абсолютні значення перешкод квантування практично не змінюються, а відносна перешкода буде значно меншою.

Такого ж результату можна досягти, застосовуючи так зване нелінійне кодування. Тут крок квантування для малих амплітуд імпульсів береться значно меншим, ніж для великих амплітуд імпульсів. При цьому абсолютні значення перешкод квантування значно збільшуються (для великих амплітуд імпульсів), а відносна значення перешкоди виходить малим.

Сам принцип компаундування полягає в тому, що діапазон значень амплітуди від максимального до мінімального розбивається на сегменти. Ті з них, які відповідають меншим значенням сигналу, квантуються дрібнішими квантами, а для великих значень вибираються великі кванти, величина яких зростає з номером сегмента (рисунок 5).



Рисунок 5 – Характеристика стиску динамічного діапазону

Використовуються два закони нерівномірного кодування: μ -компаундування і А-компаундування.

Вони відрізняються незначними відмінностями. Весь діапазон амплітуд розбивається на 8 сегментів, включаючи нульовий. Вони нумеруються від 0 до 7 або, у двійковій системі, 000 – 111.

У кожному сегменті для вимірювання застосовуються 16 кроків квантування різної величини (у двійковій системі вони нумеруються від 0000 до 1111). При переході від сегмента до сегмента величина кроку квантування всередині сегмента збільшується у два рази. Якщо крок квантування в нульовому сегменті прийняти за 2 кванти, то в першому сегменті при квантуванні за А-законом – значення кванта 2, у другому сегменті цей крок становить 4 кванти, у третьому – 8 і останньому, восьмому, – 16 квантів. Якщо розглядати величину кроків квантування з урахуванням зменшення максимального значення сигналу в даному сегменті, точність квантування зростає у два рази. Відповідно, зменшується абсолютне значення помилки квантування (нагадаємо, що вона дорівнює половині кроку квантування). Відносна помилка на всіх кроках приблизно однакова і визначається розкидом амплітуд конкретного сигналу в даному сегменті. Зауважимо, що при застосуванні квантування

число кроків квантування в кожному сегменті становить 16. Величина кожного кроку різна. Код, який передається в лінію, містить у 1-му розряді знак комбінації значення сигналу (додатне / від'ємне), наступні 3 розряди – номер одного з восьми сегментів і 4 розряди – номер кроку всередині сегмента. Таким чином, замість передачі 13-розрядних комбінацій, утворених на вході при 8192 (включаючи нульовий) квантах, в лінію передаються 8 розрядів. Виходячи зі сказаного вище, формат, що проходить у лінію, містить один байт, структура полів якого показана на рисунку 6.

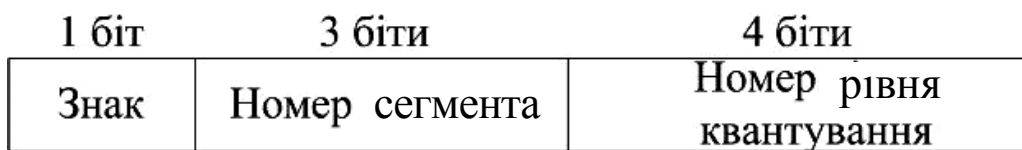


Рисунок 6 – Структура байта для компаундованого відліку ІКМ

На рисунку 6 поле «знак» має значення: 0 – при додатній величині, 1 – при від'ємній.

Цю операцію називають стисненням діапазону переданої потужності (компресія або стиснення). На приймальному кінці ця інформація приблизно відновлюється (розширюється, тобто експандується). Тому пристрій, який здійснює цю операцію (зазвичай це спеціальний діод із нелінійною характеристикою), називають компаундер, а сам процес – компаундування (компресія та експандування).

В даний час компресія включається до складу аналого-цифрового перетворювача (кодера), а експандування – до складу декодера (рисунок 7).



Рисунок 7 – ІКМ з компаундуванням

Для реалізації компаундера можуть бути використані різноманітні нелінійні характеристики стиснення-розтягування. Збільшуючи ступінь стиснення, ми збільшуємо динамічний діапазон, зменшуючи тим самим ВСШ для сигналів з більшою амплітудою. На рисунку 8 наведено приклад звукової хвилі до і після стиснення з нелінійним компаундуванням.

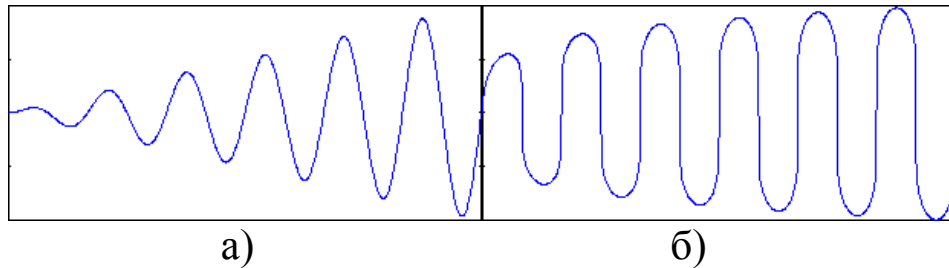


Рисунок 8 – Звукова хвиля до (а) і після (б) стиснення з нелінійним компаундуванням

2.2.1 Компаундування за А-законом

Цю характеристику компаундування рекомендовано для Європи та країн СНД.

Характеристика стиску закону визначається як:

$$F_A(x) = \begin{cases} \text{sign}(x) \frac{A|x|}{1 + \ln A}, & 0 \leq |x| \leq 1/A; \\ \text{sign}(x) \frac{1 + \ln |Ax|}{1 + \ln A}, & 1/A \leq |x| \leq 1, \end{cases} \quad (9)$$

зворотна характеристика (для відновлення сигналу) визначається як:

$$F_A^{-1}(y) = \begin{cases} \text{sign}(y) \frac{|y|(1 + \ln A)}{A}, & 0 \leq |y| \leq 1/(1 + \ln A); \\ \text{sign}(y) \frac{\exp[|y|(1 + \ln A) - 1]}{A}, & 1/(1 + \ln A) \leq |y| \leq 1, \end{cases} \quad (10)$$

де x – амплітуда вхідного сигналу ($-1 \leq x \leq 1$); $sign(x)$ – знак x ; $y = F_A(x)$ – стиснене значення сигналу ($-1 \leq y \leq 1$); $sign(y)$ – знак y ; A – параметр, що характеризує величину стиснення, $A=87,6$.

При цьому законі весь діапазон амплітуд вимірюється за допомогою 4096 квантів (у цьому випадку вони виконують функції одиниць вимірювання амплітуди).

Умовно (щоб зберегти загальний підхід до двох законів) вважається, що є 16 сегментів (8 від'ємних і 8 додатних).

Згідно з прийнятим правилом компресії, кожен сегмент містить 16 кроків квантування, які разом з номером сегмента дають змогу встановити значення відліку з точністю, що визначається номером сегмента. Нульові сегменти (додатний і від'ємний) розглядаються як один сегмент, що має 31 крок квантування. При обох законах компаундування є один крок, який перекриває початок координат. Кодове слово 0 000 0000 позначає значення, що менше +1, а 1 000 0000 позначає значення, що більше -1. Це призводить до числа сегментів – 15.

Нульовий і перші два сегменти кожного знака мають один і той самий крок квантування (2 кванти) і можуть розглядатися як один сегмент додатного, а інший – від'ємного знака. Тому часто квантування за A -законом називають «13-сегментним компаундуванням». Значення інших сегментів і їх нумерація буде залежати тільки від величини амплітуди відліків.

Однак для спрощення алгоритмів кодування використовується подання характеристики компаундування у вигляді 16 сегментів. Таким чином, для нумерації сегментів (без урахування знака) потрібно три біти (значення номерів від 000 до 111). Конкретні коди кодування / декодування за A -законом подано в таблиці 1.

Процес компаундування при сучасних параметрах мікросхем може здійснюватися за допомогою постійних запам'ятовувальних пристроїв прямим табличним перетворенням. Однак існують алгоритми, що дають змогу робити інше перетворення шляхом нескладного перерахунку.

Таблиця 1 – Кодування/декодування згідно з А-законом

Кінцеві точки квантування коду сегмента S								Код квантування	Q
000	001	010	011	100	101	110	111		
0	32	64	128	256	512	1024	2048	0000	0
2	34	68	136	272	544	1088	2176	0001	1
4	36	72	144	288	576	1152	2304	0010	2
6	38	76	152	304	608	1216	2432	0011	3
8	40	80	160	320	640	1280	2560	0100	4
10	42	84	168	336	672	1344	2688	0101	5
12	44	88	176	352	704	1408	2816	0110	6
14	46	92	184	368	736	1472	2944	0111	7
16	48	96	192	384	768	1536	3072	1000	8
18	50	100	200	400	800	1600	3200	1001	9
20	52	104	208	416	832	1664	3328	1010	10
22	54	108	216	432	864	1728	3456	1011	11
24	56	112	224	448	896	1792	3584	1100	12
26	58	116	232	464	928	1856	3712	1101	13
28	60	120	240	480	960	1920	3840	1110	14
30	62	124	248	496	992	1984	3968	1111	15
32	64	128	256	512	1024	2048	4096		

2.2.2 Компаундування за μ -законом

Цю характеристику компаундування рекомендовано для Північної Америки і Японії.

Нормована характеристика стиску закону визначається як:

$$F_{\mu}(x) = \text{sign}(x) \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)}, \quad (11)$$

інвертована характеристика для розширення сигналів у компаундер за μ -законом визначається як:

$$F_{\mu}^{-1}(y) = \text{sign}(y) \frac{1}{\mu} \left((1 + \mu)^{|y|} - 1 \right), \quad (12)$$

де x – амплітуда вхідного сигналу ($-1 \leq x \leq 1$); $sign(x)$ – знак x ;
 $y = F_{\mu}(x)$ – стиснене значення сигналу ($-1 \leq y \leq 1$); $sign(y)$ – знак y ;
 μ – параметр, що характеризує величину стиснення, $\mu = 255$.

Внаслідок математичного характеру μ -закону ІКМ зі стисненням іноді називають логарифмічною ІКМ. Логарифмічна крива стиснення ідеальна в тому розумінні, що кроки квантування, а отже, і шум квантування пропорційні амплітуді відліку.

Нижче подано таблицю кодування/декодування згідно з μ -законом (таблиця 2).

Таблиця 2 – Кодування/декодування згідно з μ -законом

Кінцеві точки квантування коду сегмента S								Код квантування	Q
000	001	010	011	100	101	110	111		
0	31	95	223	479	991	2015	4063	0000	0
1	35	103	239	511	1055	2143	4319	0001	1
3	39	111	255	543	1119	2271	4575	0010	2
5	43	119	271	575	1183	2399	4831	0011	3
7	47	127	287	607	1247	2527	5087	0100	4
9	51	135	303	639	1311	2655	5343	0101	5
11	55	143	319	671	1375	2783	5599	0110	6
13	59	151	335	703	1439	2911	5855	0111	7
15	63	159	351	735	1503	3039	6111	1000	8
17	67	167	367	767	1567	3167	6367	1001	9
19	71	175	383	799	1631	3295	6623	1010	10
21	75	183	399	831	1695	3423	6879	1011	11
23	79	191	415	863	1759	3551	7135	1100	12
25	83	199	431	895	1823	3679	7391	1101	13
27	87	207	447	927	1887	3807	7647	1110	14
29	91	215	463	959	1951	3935	7903	1111	15
31	95	223	479	991	2015	4063	8159		

Цей закон відрізняється великим числом дискрет для кодування сигналу. Їх 8159, що дає змогу більш точно кодувати слабкі сигнали. За статистикою таких більше, ніж сигналів з великою амплітудою. Ця обставина підвищує якість мови (але, як показала практика, незначно). При цьому кроки квантування

змінюються в кожному сегменті і дорівнюють 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256.

У таблиці 2 відліки масштабуються за максимальним значенням – 8159.

Негативні відліки кодуються у форматі «знак – абсолютне значення» з піковим бітом, що дорівнює 1. При реальній передачі коди інвертуються, для того щоб збільшити щільність одиниць у разі, коли кодується сигнал з малою амплітудою. Аналоговий відлік декодується як значення, що дорівнює центру інтервалу квантування. Помилка квантування дорівнює різниці між відновленим значенням на виході і вихідним значенням відліку на вході.

3 Програма виконання завдання

3.1 Ввести параметри вхідних сигналів АЦП, інтервал дискретизації (початковий та кінцевий момент квантування), розрядність, амплітуду АЦП та напругу обмеження АЦП (кількість квантів часу). Значення параметрів задається викладачем.

3.2 Визначити значення квантованого (оцифрованого) сигналу та шуму квантування у дискретні моменти часу, побудувати графіки процесу квантування і таблиці значень вихідного сигналу на вході АЦП, сигналу на його виході та шуму квантування у дискретні моменти часу.

3.3 Провести дослідження рівномірного на нерівномірного АЦП (А та μ -законів компаундування) відповідно до пунктів 3.1 і 3.2.

3.4 Приклади моделювання рівномірного та нерівномірного АЦП згідно з μ -законом компаундування подано у додатках А і Б відповідно.

4 Зміст звіту

4.1 Назва і мета роботи.

4.2 Завдання на виконання роботи.

4.3 Результати виконання роботи згідно з пунктом 3.3.

4.4 Відповіді на контрольні питання.

Завдання 2

СИСТЕМИ ІКМ З ПРОРОКУВАННЯМ

1 Мета роботи: дослідження систем ІКМ з пророкуванням та визначення їх параметрів.

2 Теоретичні дані

2.1 Диференційна ІКМ (ДІКМ)

З описаного принципу ІКМ випливає, що при цьому методі цифрового перетворення кожен відлік сигналу кодується окремо і відповідно кожна кодова група несе інформацію про один відлік сигналу. Кореляційні зв'язки, які є в сигналі, ніяк не впливають на процес кодування і тому необхідне число рівнів квантування при обраному кроці квантування визначається тільки діапазоном зміни рівнів вхідного сигналу. Водночас зрозуміло, що за наявності кореляції між значеннями сигналу в моменти дискретизації можна зменшити необхідне число рівнів квантування і знизити необхідну пропускну спроможність каналу зв'язку, не збільшуючи при цьому потужність шуму квантування, або, зберігаючи незмінним (у порівнянні з ІКМ) число рівнів квантування, зменшити шум квантування. Ця ідея реалізована при ІКМ з пророкуванням – *диференційна ІКМ (ДІКМ)*.

У даному випадку квантуються і кодуються не миттєві значення кодованого сигналу в моменти дискретизації, а різниця між дійсним і пророкованим значеннями сигналу в тактовий момент:

$$\Delta C(t) = U(t) - U(t - nT_0). \quad (13)$$

Передбачається, що за наявності кореляційних зв'язків між відліками різниця $\Delta C(t)$, яку необхідно квантувати і кодувати, виявляється меншою, ніж абсолютні значення сигналу в моменти дискретизації.

На рисунку 9 зображено повільно мінливий на інтервалі дискретизації T -сигнал.

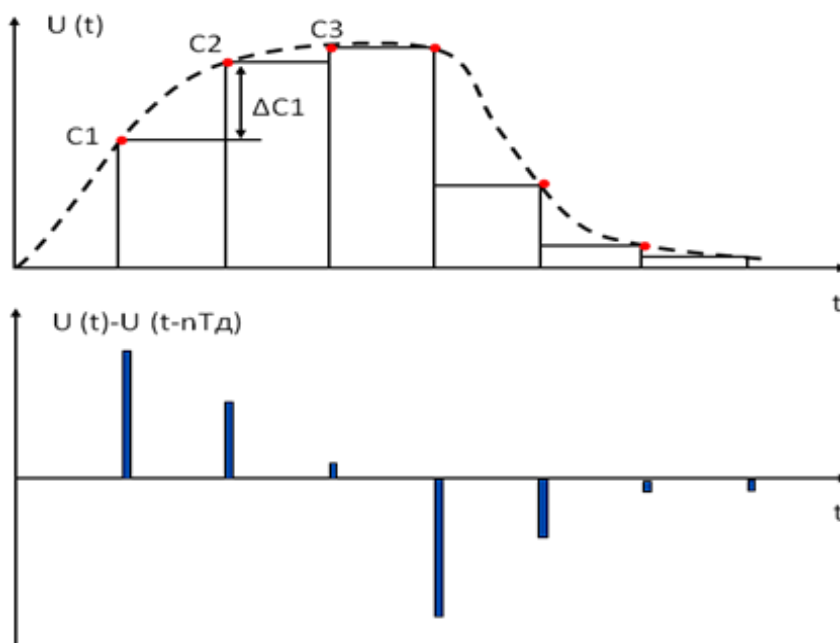


Рисунок 9 – Процес кодування в ДІКМ

У такого сигналу значна кореляція між відліками, і тому прирощення сигналу $\Delta C(t)$ помітно менше самих відліків. Отже, шкала квантування різниці буде містити меншу кількість рівнів і необхідна швидкість передачі виявиться нижчою, ніж у класичній ІКМ (тобто для кодування буде потрібно менше бітів). Сигнал $\Delta C(t)$ піддається звичайним операціям квантування і кодування.

Кодер являє собою замкнуту систему з ланцюгом зворотного зв'язку (рисунок 10), в яку включено пристрій, що називається провісником (Пр.).

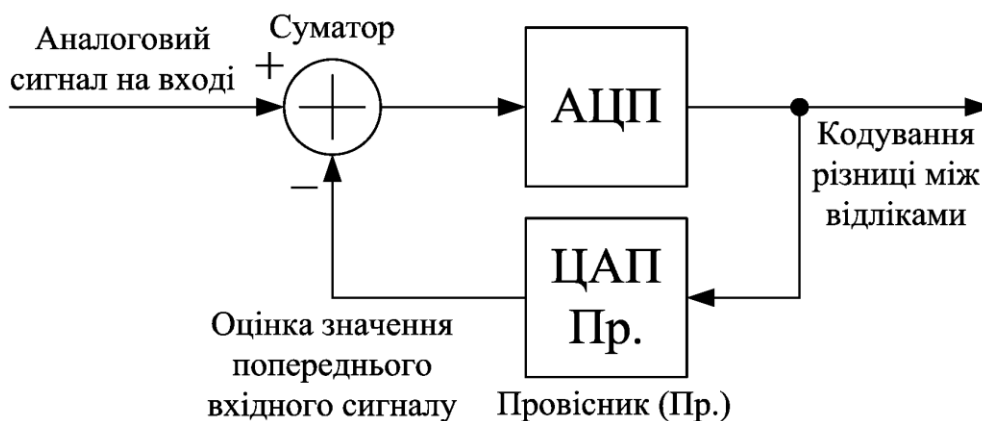


Рисунок 10 – Кодер ДІКМ

Його завдання полягає в тому, щоб на основі аналізу сигналу в попередні тактові моменти часу ($i - 1$) сформувати в деякий i -й момент напруги, величина якого якомога менше відрізнялася б від напруги вхідного сигналу в цей момент (тобто найбільш ймовірне значення вхідного сигналу в i -й тактовий момент).

Вхідний сигнал і його копія подаються на входи схеми віднімання, де і утворюється їх різниця. Чим точніше копія відображає сигнал, тим меншою є їх різниця.

ДІКМ може забезпечити поліпшення якісних показників порівняно з ІКМ (зменшення величини шуму квантування та підвищення ВСШ квантування), якщо на інтервалі t_Δ зберігається висока кореляція між двома сусідніми відліками: $R(t_\Delta)$ (функція кореляції) прямує до 1. При $R(t_\Delta) = 0,5$ ВСШ квантування при ІКМ і ДІКМ однакові. При слабкій кореляції (зокрема $R(t_\Delta) < 0,5$) ДІКМ гірша за ІКМ. Кореляції немає, коли сусідні відліки відповідають різним каналам; отже, ДІКМ недоцільно застосовувати по відношенню до групового АІМ-сигналу, отриманого шляхом об'єднання (часового ущільнення). А якщо використовувати ДІКМ для кодування індивідуальних сигналів, а потім застосувати об'єднання (часове ущільнення) отриманих кодових комбінацій, то при такій побудові ЦСП у кожному індивідуальному кодері ДІКМ забезпечується висока кореляція між відліками, а отже, і більш високе ВСШ квантування. Цей вигреш можна «обмінати» на зменшення числа рівнів квантування і відповідно зменшення тактової частоти групового цифрового сигналу, тобто кількість бітів на відлік. Оскільки використання індивідуальних кодерів/декодерів ДІКМ призводить до ускладнення кінцевого обладнання, то ДІКМ застосовується зазвичай у малоканальних системах або для передачі порівняно нечисленних широкосмугових сигналів типу звукового мовлення, телебачення і відеотелефону.

Деякі приклади.

- При передачі типового телефонного сигналу з $F_\Delta = 8$ кГц і $R(t_\Delta) = 0,8$ ВСШ квантування дорівнює 4 дБ. Однак, зміна довжини двійкової кодової комбінації на один розряд викликає зміну ВСШ квантування на 6 дБ. Отже, якщо вигреш, отриманий від використання ДІКМ замість ІКМ, «обмінати» на зменшення

довжини кодової комбінації на один розряд, у результаті отримуємо програш у величині ВСШ квантування на 2 дБ, що, як правило, неприпустимо.

- При передачі сигналів звукового мовлення, коли частота дискретизації вибирається близько 32 кГц, коефіцієнт кореляції $R(t_\Delta) = 0,98$, то виграш ДКМ становить близько 14 дБ. Такий виграш можна «обмінати» на зменшення кодової комбінації (на два розряди) і відповідно зниження тактової частоти цифрового сигналу звукового мовлення.

- У цифровому телебаченні зазвичай використовується роздільне аналого-цифрове перетворення яскравості і кольорорізницевих компонентів сигналу. Яскрава складова дискретизується з частотою близько 13,5 МГц, при цьому коефіцієнт кореляції дорівнює 0,99. Використання ДКМ замість ІКМ дає виграш близько 20 дБ, а застосування обмінних співвідношень дає змогу на 3-4 розряди (відносно вихідних 8-9 розрядів) зменшити довжину кодової комбінації і відповідно майже у 2 рази зменшити тактову частоту цифрового сигналу.

Сигнал зворотного зв'язку в системі з ДКМ являє собою передбачення першого порядку наступного відліку (рисунок 11), а різниця між відліками є помилкою пророкування. Ефект застосування ДКМ може бути поліпшений за рахунок включення двох і більше попередніх відліків у схему передбачення. У цьому випадку зменшується діапазон помилок передбачення, що робить можливим кодування з меншим числом розрядів. Для систем із постійними коефіцієнтами передбачення найбільш відчутний ефект досягається при використанні всього лише трьох останніх значень відліків .

При цьому додаткова надмірність, обумовлена наявністю всіх попередніх відліків, може бути виважена і підсумована для більш точної оцінки наступного вхідного відліку.

Стандартна система з ДКМ забезпечує якість, яку гарантує еквівалентна їй система з ІКМ на швидкості 64 кбіт/с, вже на швидкості 56 кбіт/с, а система з пророкуванням третього порядку – на швидкості 48 кбіт/с.

Найбільшим спотворенням квантування при ДКМ піддаються різницеві сигнали малої величини. Для зменшення цих спотворень можна застосувати нерівномірне квантування або

компаундування за А чи μ -законом. Такий метод різницевого кодування називається *адаптивною диференційною ІКМ (АДІКМ)*, оскільки при цьому відбувається адаптація величин кроку квантування до параметрів кодованого сигналу.

Алгоритм АДІКМ використовує провісник восьмого порядку, більше того, в алгоритмі передбачено можливість розпізнання мовних сигналів і сигналів даних, тому в квантівнику використовується швидкий режим адаптації для мовлення і повільний для даних. Система з АДІКМ забезпечує високу якість на швидкості 32 кбіт/с.

2.2 Дельта-модуляція (ДМ)

Дельта-модуляція (ДМ) є різновидом різницевої модуляції. При ІКМ і ДІКМ кодуються прирощення сигналу за період T_d , а при ДМ частота дискретизації вибирається настільки великою, що зміна сигналу за період T_d не перевищує обраного кроку квантування. При цьому кодується тільки знак прирощення («+1» при додатному прирощенні і «-1» – при від'ємному). Кодер і декодер для систем з ДМ значно простіші порівняно із системами ІКМ і ДІКМ.

Копія сигналу формується ідеальним інтегратором і має вигляд ступінчастої функції. Це пророковане значення сигналу віднімається з його дійсного значення, і знак різниці піддається регулярній дискретизації. Якщо цей знак додатний, на виході дельта-модулятора формується додатний імпульс. При від'ємному знаку різниці в тактовий момент на виході дельта-модулятора формується від'ємний імпульс. Вихідний сигнал дельта-кодера, що являє собою послідовність додатних і від'ємних імпульсів (одиниць і нулів), називається дельта-кодом. Ця послідовність безпосередньо передається по лінії.

Структурна схема і дія дельта-модулятора показані на рисунках 11 та 12 відповідно. З рисунка 12 бачимо, що закодований сигнал ніколи не відхиляється від вихідного більш ніж на один крок.

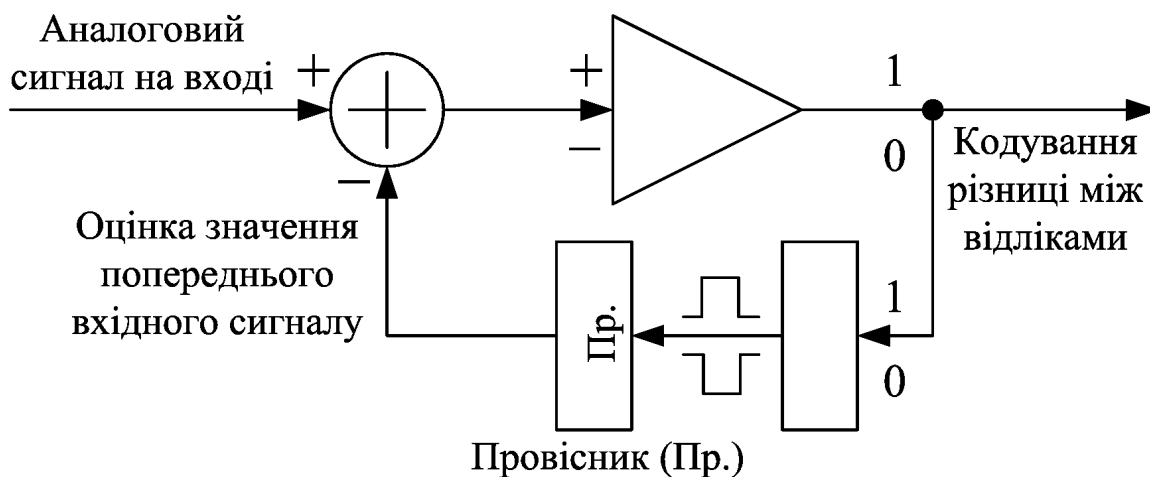


Рисунок 11 – Структурна схема кодера дельта-модуляції

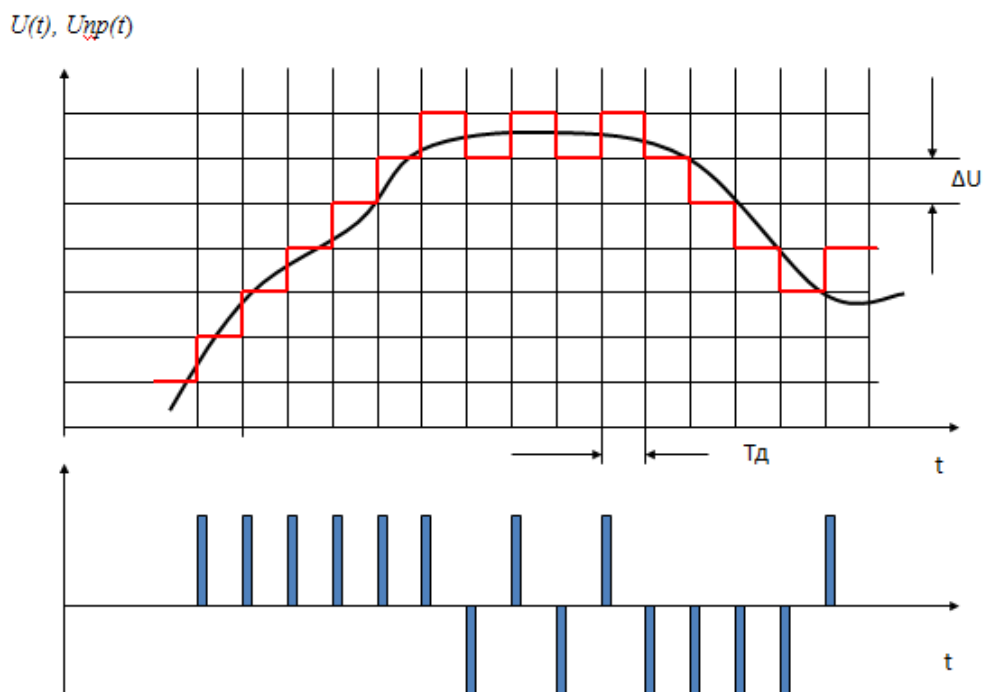


Рисунок 12 – Процес кодування в дельта-модуляторі

Іноді дельта-модулятор або інша диференційна система типу ДКМ не в змозі відстежити швидке зміння вхідного сигналу, і при цьому відхилення складатиме більше одного кроку. Якщо це відбулося, то модулятор входить у так званий стан перевантаження за нахилом (рисунок 13).



Рисунок 13 – Шум дріблення та шум перевантаження за нахилом

Перевантаження за нахилом в основному виникає тоді, коли швидкість змінення сигналу на вході перевищує швидкість, що можлива в ланцюзі зворотного зв'язку. Оскільки як максимальна швидкість у ланцюзі зворотного зв'язку просто дорівнює перемноженню кроку на частоту дискретизації, то умову перевантаження за нахилом можна записати як

$$\left| \frac{\partial x(t)}{\partial t} \right| > qf_{\Delta}$$

де $x(t)$ — вхідний сигнал; q — величина кроку; f_{Δ} — частота дискретизації.

При розробленні систем з ДМ (або ДІКМ) вибирають між двома видами спотворення: шумом квантування та шумами перевантаження за нахилом. Шум квантування переважає для сигналів, що змінюються повільно, тоді як шуми перевантаження за нахилом — для сигналів, що змінюються швидко. Очевидно, що чим менший крок квантування, тим менший і шум квантування, однак при малих кроках зростає вірогідність шуму перевантаження за нахилом.

2.3 Кодування з адаптивним проорокуванням

Диференційні системи, описані вище (системи з ДІКМ, АДІКМ, АДМ), працюють з більш низькими швидкостями кодування, ніж системи з ІКМ, тому що в них кодується різницевий сигнал, який має у середньому більш низький рівень

потужності, ніж вхідний сигнал. Відношення потужності вхідного сигналу до потужності різницевого сигналу називається виграшем проорокування. Прості системи з ДІКМ (провісники першого порядку) забезпечують виграш проорокування близько 5 дБ. Системи з АДІКМ можуть забезпечити більші значення виграшу проорокування залежно від складності адаптивної логіки та числа попередніх відліків, що використовуються для проорокування наступного. Виграш проорокування для систем з АДІКМ строго обмежений, тому що для проорокування використовуються тільки декілька попередніх відліків і адаптивна логіка – тільки до дискретизатора, а не до вагових коефіцієнтів попередження.

Кодування з *адаптивним проорокуванням* (Adaptive Predictive Coding, APC) забезпечує більш високий рівень виграшу проорокування за рахунок адаптації коефіцієнтів проорокування до конкретного фрагменту мови і, переважно, використання проорокування більш високого порядку (наприклад 12-го). Якщо коефіцієнти визначаються, виходячи з попередньої інформації, і використовуються для проорокування наступного фрагменту мови (оцінка із затримкою), то можливий виграш проорокування – до 13 дБ. А якщо фрагменти мови затримуються так, щоб коефіцієнти проорокування використовувалися на ті самі фрагменти, на яких вони були отримані (пряма оцінка), то можливий виграш у 20 дБ.

Структурну схему стандартного кодера/декодера з APC показано на рисунку 14.

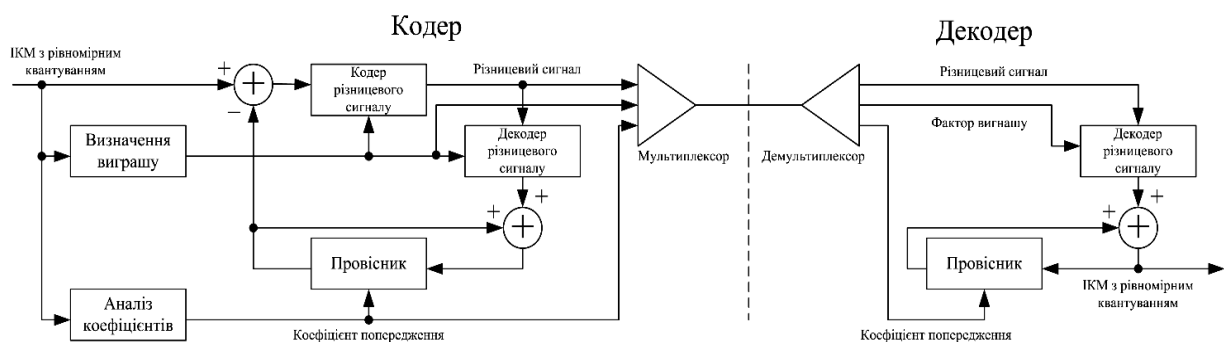


Рисунок 14 – Кодер/декодер з адаптивним проорокуванням

Припускається, що вихідні сигнали декодера і кодера являють собою ІКМ з рівномірним квантуванням. Потік даних, що передається, необхідно розбити на блоки, які містять три типи інформації: (1) кодований різницевий сигнал, (2) фактор виграшу й (3) коефіцієнти пророкування. Найбільшою відмінністю цього кодера від кодерів, що використовують ДІКМ або АДІКМ, є те, що коефіцієнти пророкування визначаються і передаються періодично. Зазначимо, що інтегрований різницевий сигнал (точка А) ідентичний вхідному сигналу, який затриманий на один відлік (виключаючи різницеву похибку квантування). Відповідна точка в декодері — відновлений вихідний сигнал ІКМ.

2.4 Кодування з розбиттям на піддіапазони

Кодер з розбиттям на піддіапазони являє собою один з видів кодера, який використовує аналіз вхідного сигналу в частотній, а не у часовій області, як у раніш описаних кодерах.

З рисунка 15 видно, що кодер спочатку розділяє спектр вхідного сигналу на окремі діапазони за допомогою набору смугових фільтрів. Потім сигнал у кожному відносно вузькому піддіапазоні кодується окремо за допомогою адаптивних кодерів з ІКМ, ДМ або АДІКМ. Після закінчення кодування в кожній зоні окремі потоки даних мультиплекуються для передачі до декодера, де вони демультиплекуються, декодуються та комбінуються для відновлення вихідного у вхідний сигнал.

Окреме кодування в кожному піддіапазоні бажане з декількох причин:

1 Розмір кроку квантування для кожного піддіапазону може налаштовуватися, виходячи з рівня енергії в кожному піддіапазоні. В піддіапазонах з високим рівнем енергії квантування може здійснюватися з більш грубим (великим) кроком. Таким чином, спектр шуму квантування налаштовується під короткочасний спектр сигналу. Ця властивість може бути бажаною для сприйняття мови, оскільки вона дає змогу сигналу маскувати шум квантування (людське вухо сприймає мову шляхом змінення миттєвої енергії в кожному частотному діапазоні. Таким чином, відносно малий шум у піддіапазоні, де

немає сигналу, чутно більш сильно, ніж більший шум у піддіапазоні із сигналом).

2 Швидкість кодування (якість) у кожному діапазоні може оптимізуватися відповідно до важливості дії кожного діапазону на сприйняття. Зокрема для низьких частот, де необхідно зберегти основний тон і формантну структуру вокалізованих звуків (протяжні звуки, тобто голосні та деякі приголосні), на кожний відлік можна використовувати відносно велику кількість розрядів. З іншого боку, на більш високих частотах достатньо мати декілька розрядів на відлік, оскільки шумоподібні приголосні не потребують відповідної якості відтворення. Як показано на рисунку 15, алгоритм G.722 розділяє смугу частот вхідного сигналу (50-7000 Гц) на два приблизно однакових піддіапазони. В кожному піддіапазоні виконується кодування за допомогою АІКМ: у нижньому — на швидкості 48 кбіт/с, у верхньому — на швидкості 16 кбіт/с. Кодування у верхньому діапазоні не потребує великих швидкостей, оскільки він менш важливий з точки зору сприйняття і несе в собі значно меншу енергію. Алгоритм допускає кодування в нижньому діапазоні на швидкості 40 або 32 кбіт/с, що дає змогу використовувати швидкості 8 або 16 кбіт/с для допоміжного каналу даних для використання в телеконференціях або канали зі швидкістю 56 кбіт/с, якщо канали зі швидкістю 64 кбіт/с недоступні.

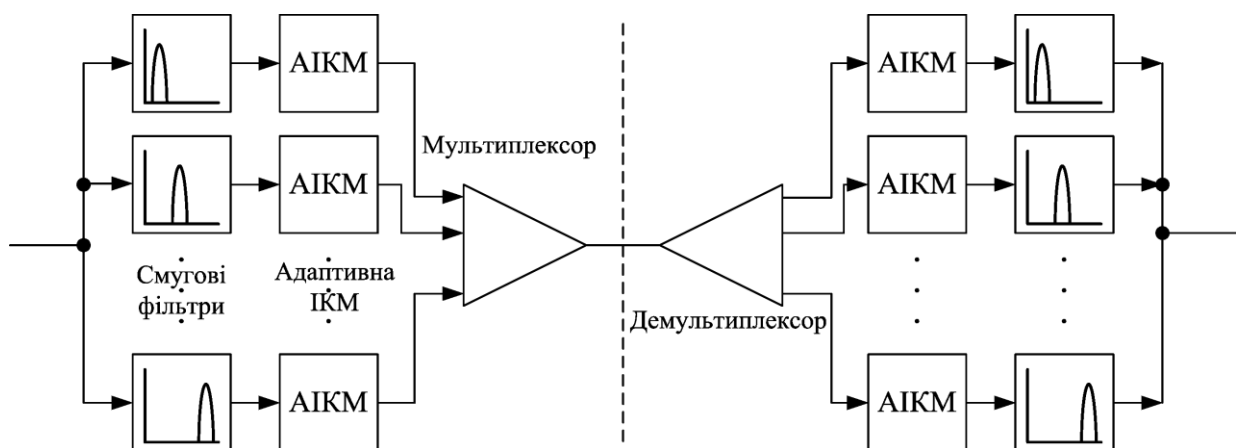


Рисунок 15 – Кодер з розбиттям на піддіапазони

3 Програма виконання завдання

3.1 Ввести параметри вхідних сигналів АЦП, інтервал дискретизації (початковий та кінцевий момент квантування), розрядність, амплітуду АЦП та напругу обмеження АЦП (кількість квантів часу). Значення параметрів задається викладачем.

3.2 Визначити значення квантованого (оцифрованого) сигналу та шуму квантування у дискретні моменти часу, побудувати графіки процесу квантування та таблиці значень вихідного сигналу на вході АЦП, сигналу на його виході та шуму квантування у дискретні моменти часу.

3.3 Провести дослідження АЦП дельта-перетворення відповідно до пунктів 3.1 та 3.2.

3.4 Приклад моделювання АЦП дельта-перетворення подано у додатку В.

4 Зміст звіту

4.1 Назва і мета роботи.

4.2 Завдання на виконання роботи.

4.3 Результати виконання роботи згідно з пунктом 3.3.

4.4 Відповіді на контрольні питання.

5 Контрольні питання

1 Поясніть процеси перетворення безперервного сигналу в цифровий сигнал.

2 Поясніть сутність квантування дискретизованого сигналу.

3 Що називається помилкою (шумом) квантування, і як вона визначається для рівномірного квантувача?

4 Що називається помилкою (шумом) квантування, і як вона визначається для нерівномірного квантувача?

5 Зобразіть структурні схеми перетворювачів сигналів на передавальній та приймальній стороні для рівномірного квантування.

6 Зобразіть амплітудні характеристики рівномірних квантувачів з урізанням і з округленням.

7 Як визначається відношення сигнал/шум квантування за потужністю для рівномірних квантувачів?

8 Що називається нерівномірним квантуванням, і які переваги воно має перед рівномірним квантуванням?

9 Що називається компаундуванням сигналу, і з яких перетворень воно складається?

10 Зобразіть амплітудні характеристики компресора і експандера.

11 Зобразіть структурні схеми перетворювачів сигналу для миттєвого компаундування на передавальній та приймальній стороні.

12 Який вигляд має амплітудна характеристика квазілогарифмічного компаундування, що підпорядковується A -закону?

13 Який вигляд має амплітудна характеристика квазілогарифмічного компаундування, що підпорядковується μ -закону?

14 Що називається імпульсно-кодним перетворенням сигналу? Поясніть графічно принцип формування різниць сусідніх відліків при ДКМ.

15 Зобразіть структурні схеми кодера і декодера при ДКМ.

16 Що називається дельта-перетворенням сигналів? Поясніть графічно часові діаграми формування кодіваних сигналів за способом ДП.

17 Зобразіть структурні схеми кодера і декодера при ДП.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1 Приходько С. І., Жученко О. С., Северінов О. В., Усачов О. М. Цифрові системи передачі, комутації та управління : навч. посібник. Харків : УкрДАЗТ, 2007. 220 с.

2 Основи теорії телекомунікацій: підручник; за заг. ред. М. Ю. Ільченка. Київ : ІССЗІ НТУУ «КПІ», 2010. 786 с.

3 Беркман Л. Н., Варфоломєєва О. Г., Коршун Н. В., Макаренко А. О. Сигнали в системах телекомунікацій та методи їх обробки : навч. посібник. Київ : ДУТ ННІТІ, 2017. – 92 с.

ДОДАТОК А

Приклад моделювання рівномірного АЦП

Дано

Розрядність (від 3 до 16):	$m := 3$
Амплітуда АЦП, В (1, 10, 100, 1000):	$A_{aцп} := 3$
Початковий момент квантування, рад/с:	$T1 := 0$
Кінцевий момент квантування, рад/с:	$T2 := 2 \cdot \pi$
Кількість квантів часу:	$Nt := 10$
Функція для оцифрування:	$u(x) := \cos(x) + 2$

Розрахунок

Інтервал дискретизації, с:
$$\Delta t := \frac{T2 - T1}{Nt} = 0.628$$

Величина кроку квантування, В:
$$\Delta h := \frac{A_{aцп}}{2^m - 1} = 0.429$$

Модель роботи АЦП у момент часу t (результат квантування):

$$U_{кв}(x) := \begin{cases} rez \leftarrow 0 \\ \text{for } k \in (m - 1) \dots 0 \\ \quad rez \leftarrow \text{if} \left[\left(rez + 2^k \cdot \Delta h + \frac{-\Delta h}{2} \right) > x, rez, 2^k \cdot \Delta h + rez \right] \end{cases}$$

$$t := 0 \dots Nt$$

Функція $s(t)$ являє собою шум квантування:

$$t' := 0 \dots (Nt - 100) \quad \Delta t' := \frac{T2 - T1}{Nt \cdot 100} \quad \underline{s}(t') := u(t' \cdot \Delta t') - U_{кв}(u(t' \cdot \Delta t'))$$

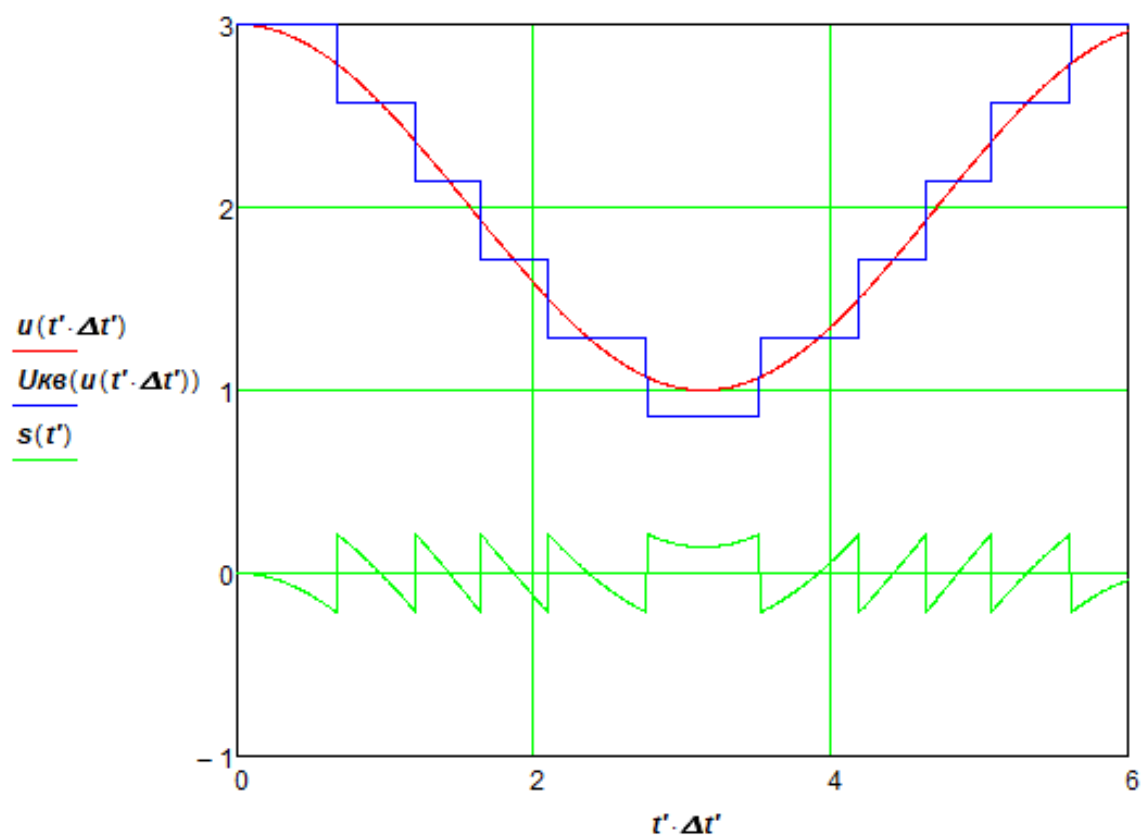


Рисунок А.1 - Графічне зображення процесу рівномірного квантування

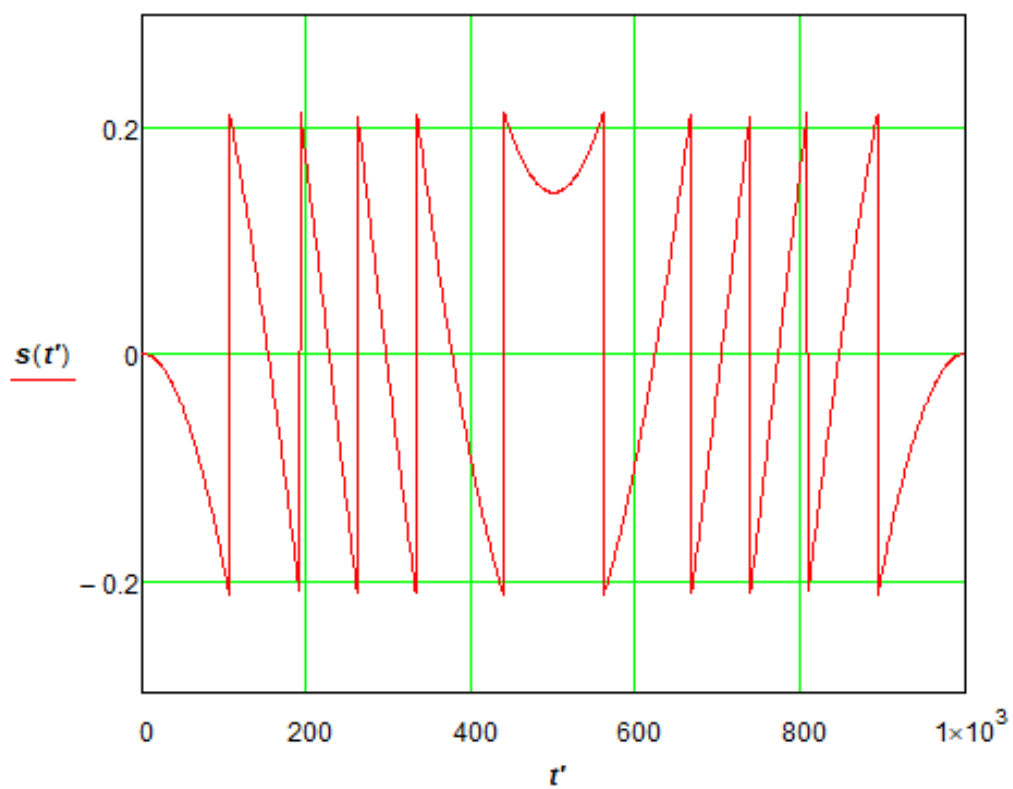


Рисунок А.2 - Графічне зображення шуму квантування

Результати моделювання процесу рівномірного квантування:

Відлік	Сигнал	Вихідна величина	Шум квантування	Відношення сигнал/шум
$t =$	$u(t \cdot \Delta t) =$	$U_{кв}(u(t \cdot \Delta t))$	$s(t) =$	$\frac{U_{кв}(u(t \cdot \Delta t))^2}{s(t)^2} =$
0	3	3	0	$4.564 \cdot 10^{31}$
1	2.809	3	$-1.974 \cdot 10^{-5}$	$2.31 \cdot 10^{10}$
2	2.309	2.143	$-7.896 \cdot 10^{-5}$	$7.366 \cdot 10^8$
3	1.691	1.714	$-1.776 \cdot 10^{-4}$	$9.312 \cdot 10^7$
4	1.191	1.286	$-3.158 \cdot 10^{-4}$	$1.657 \cdot 10^7$
5	1	0.857	$-4.934 \cdot 10^{-4}$	$3.017 \cdot 10^6$
6	1.191	1.286	$-7.105 \cdot 10^{-4}$	$3.274 \cdot 10^6$
7	1.691	1.714	$-9.671 \cdot 10^{-4}$	$3.142 \cdot 10^6$
8	2.309	2.143	$-1.263 \cdot 10^{-3}$	$2.878 \cdot 10^6$
9	2.809	3	$-1.598 \cdot 10^{-3}$	$3.522 \cdot 10^6$
10	3	3	$-1.973 \cdot 10^{-3}$	$2.311 \cdot 10^6$

Номер відліку часу, для якого буде виведене кодове слово, що відповідає оцифрованому значенню вхідної величини $u(x)$,

$$oth := 10$$

Кількість рівнів квантування:
$$ttt := \text{ceil}\left(\frac{U_{кв}(u(oth \cdot \Delta t))}{\Delta h}\right) = 7$$

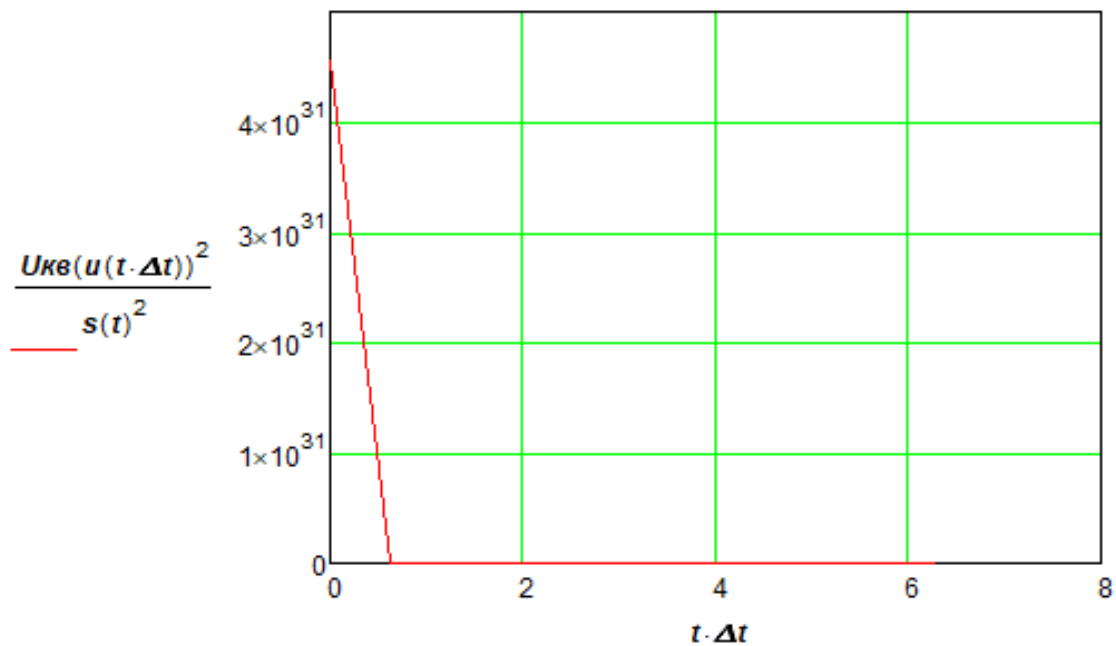


Рисунок А.3 - Графічне зображення відношення сигнал/шум квантування

ДОДАТОК Б

Приклад моделювання нерівномірного АЦП

Дано

Розрядність (від 3 до 16):	$m := 4$
Амплітуда АЦП, В (1, 10, 100, 1000):	$A_{aцп} := 4$
Початковий момент квантування; рад/с:	$T1 := 0$
Кінцевий момент квантування; рад/с:	$T2 := 2 \cdot \pi$
Кількість квантів часу:	$Nt := 10$
Функція для оцифрування:	$u(x) := 2 \cos(x) + 2$
Коефіцієнт компаундування:	$\mu := 255$

Розрахунок

Функція компаундування:	$y(x) := \frac{\ln(1 + \mu \cdot x)}{\ln(1 + \mu)}$
Функція експандування:	$obr(x) := \left(\frac{1}{\mu}\right) \cdot [(1 + \mu)^x - 1]$
Інтервал дискретизації, с:	$\Delta t := \frac{T2 - T1}{Nt} = 0.628$
Величина кроку квантування, В:	$\Delta h := \frac{y(A_{aцп})}{2^m - 1} = 0.083$

Модель роботи АЦП у момент часу t (результат квантування):

$$U_{кв}(x) := \begin{cases} rez \leftarrow 0 \\ \text{for } k \in (m-1) \dots 0 \\ rez \leftarrow \text{if} \left[\left(2^k \cdot \Delta h + \frac{-\Delta h}{2} + rez \right) > y(x), rez, 2^k \cdot \Delta h + rez \right] \end{cases}$$

$$t := 1 \dots Nt$$

+

Функція $s(t)$ являє собою шум квантування:

$$t' := 1 \dots (Nt-100) \quad \Delta t' := \frac{T2 - T1}{Nt-100}$$

$$s(t') := u(t' \cdot \Delta t') - \text{obr}(U_{кв}(u(t' \cdot \Delta t')))$$

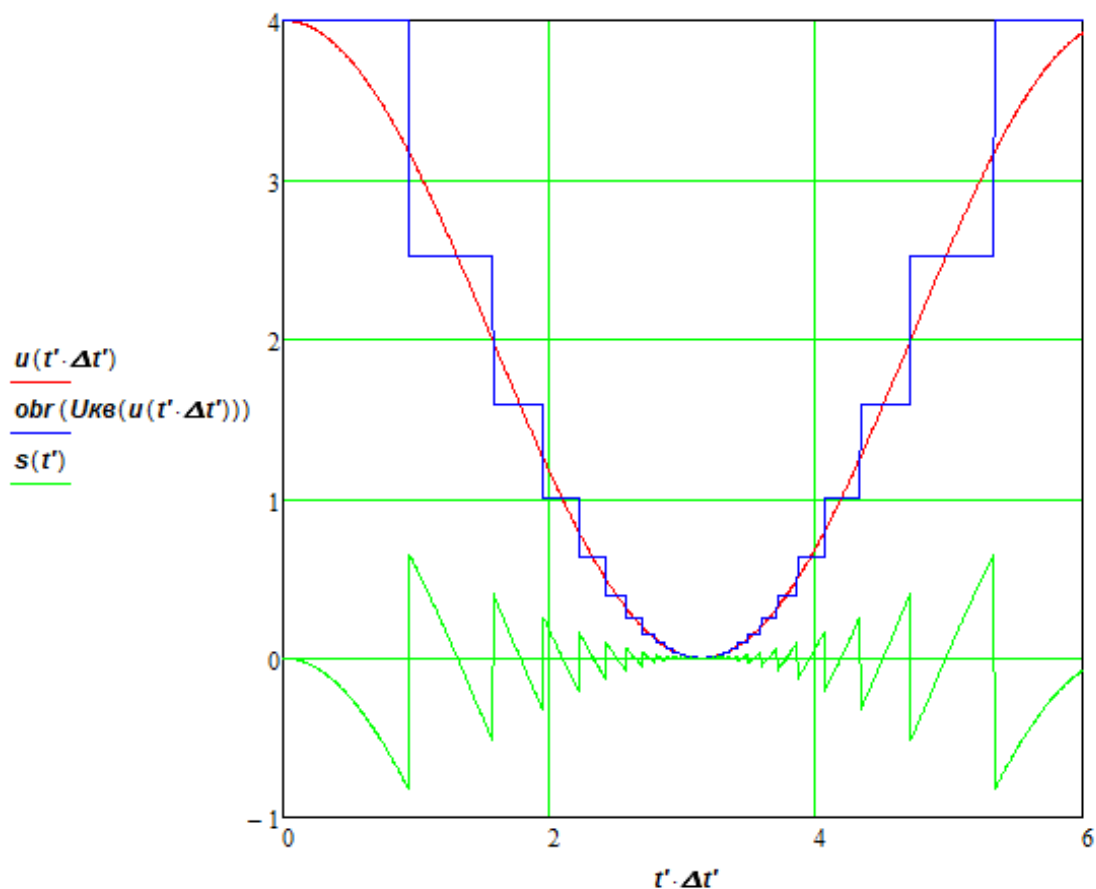


Рисунок Б.1 - Графічне зображення процесу нерівномірного квантування

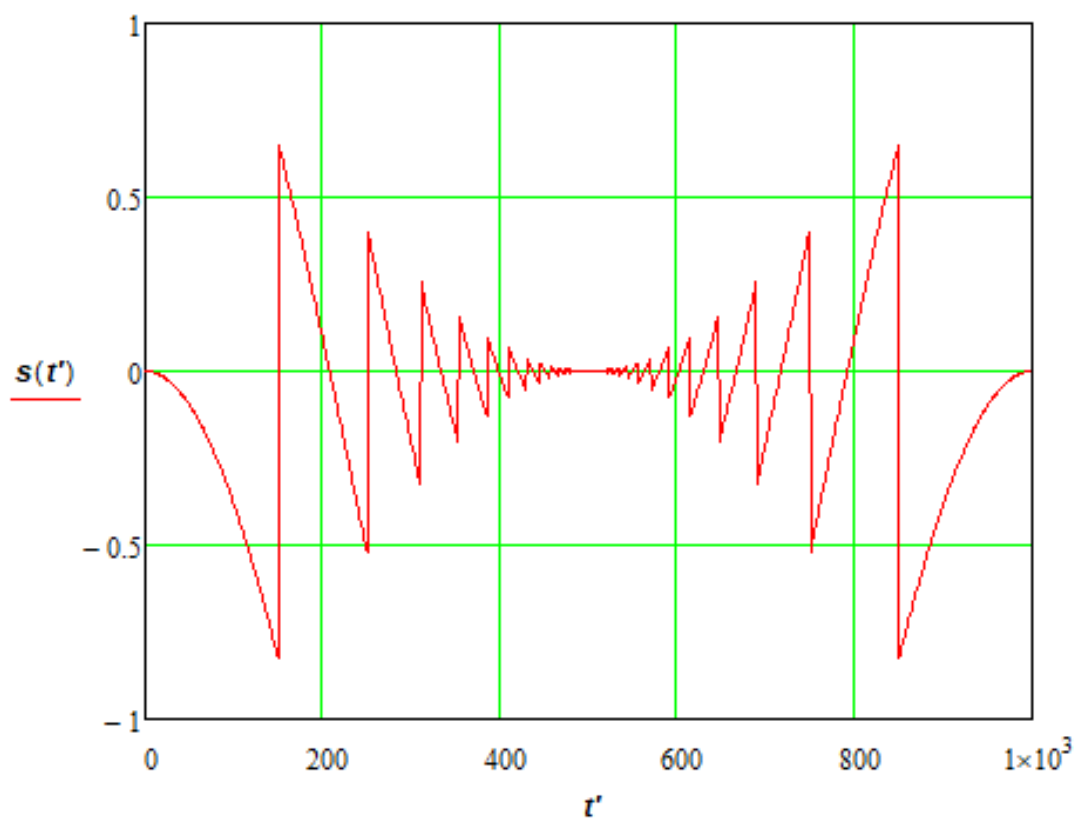


Рисунок Б.2 - Графічне зображення шуму квантування

Результати моделювання процесу рівномірного квантування:

Відлік	Сигнал	Вихідна величина	Шум квантування	Відношення сигнал/шум
$t =$	$u(t \cdot \Delta t) =$	$obr(U_{кв}(u(t \cdot \Delta t)))$	$s(t) =$	$\frac{U_{кв}(u(t \cdot \Delta t))^2}{s(t)^2}$
1	3.618	4	$-3.948 \cdot 10^{-5}$	$1.002 \cdot 10^9$
2	2.618	2.519	$-1.579 \cdot 10^{-4}$	$5.454 \cdot 10^7$
3	1.382	1.586	$-3.553 \cdot 10^{-4}$	$9.289 \cdot 10^6$
4	0.382	0.394	$-6.316 \cdot 10^{-4}$	$1.739 \cdot 10^6$
5	0	0	$-9.869 \cdot 10^{-4}$	0
6	0.382	0.394	$-1.421 \cdot 10^{-3}$	$3.436 \cdot 10^5$
7	1.382	1.586	$-1.934 \cdot 10^{-3}$	$3.135 \cdot 10^5$
8	2.618	2.519	$-2.526 \cdot 10^{-3}$	$2.131 \cdot 10^5$
9	3.618	4	$-3.197 \cdot 10^{-3}$	$1.528 \cdot 10^5$
10	4	4	$-3.947 \cdot 10^{-3}$	$1.002 \cdot 10^5$

Номер відліку часу, для якого буде виведено кодове слово, що відповідає оцифрованому значенню вхідної величини $u(x)$,

$$oth := 9$$

Кількість рівнів квантування:
$$ttt := \text{ceil}\left(\frac{U_{\text{ke}}(u(oth \cdot \Delta t))}{\Delta h}\right) = 15$$

Кількість рівнів квантування після експандування:
$$obr\left(\frac{U_{\text{ke}}(u(oth \cdot \Delta t)) \cdot \Delta h}{\Delta h}\right) = 4$$

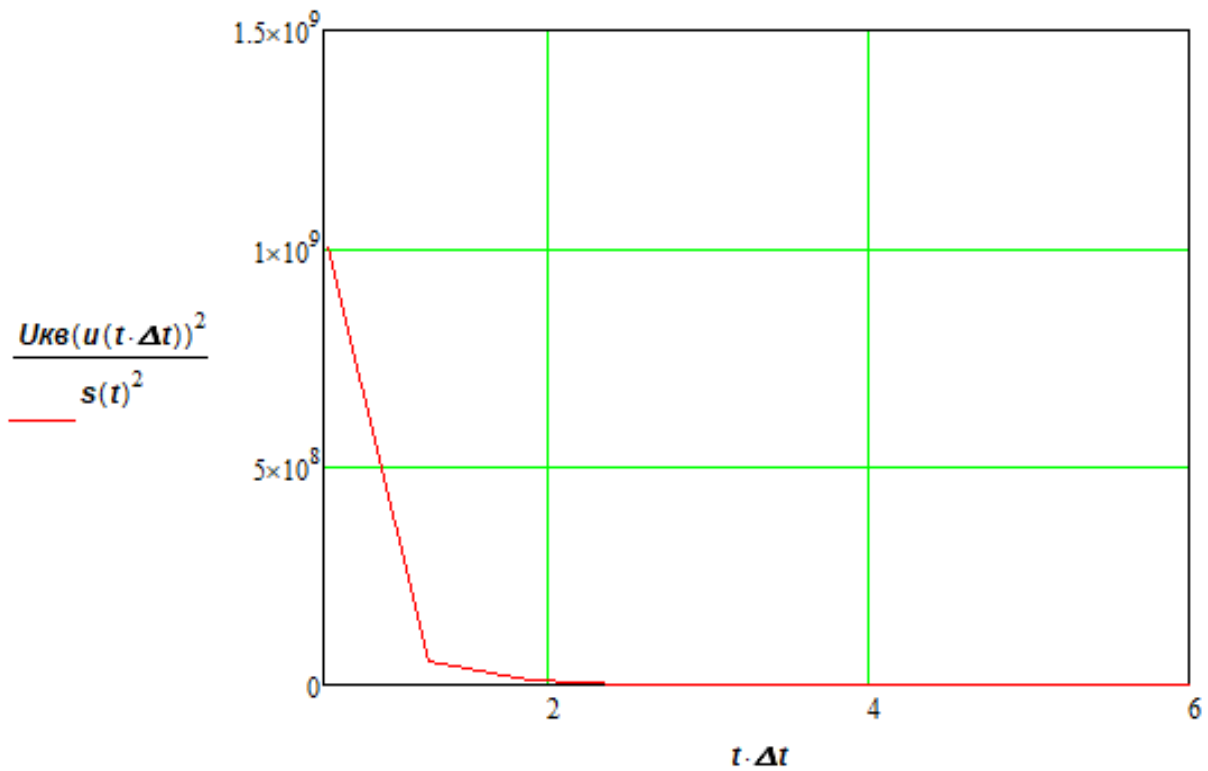


Рисунок Б.3 - Графічне зображення відношення сигнал/шум квантування

ДОДАТОК В

Приклад моделювання АЦП дельта-перетворення

Дано

Розрядність (від 3 до 16):	$m := 5$
Амплітуда АЦП, В (1, 10, 100, 1000):	$A_{aцп} := 5$
Початковий момент квантування; рад/с:	$T1 := 0$
Кінцевий момент квантування; рад/с:	$T2 := 2 \cdot \pi$
Функція для оцифрування:	$u(x) := 2 \sin(10x) + 2$
Початкове значення суматора:	$sum_0 := 0$
Динамічний діапазон вхідного сигналу, дБ:	$Dc := 0.01$
Частота вхідного сигналу, Гц:	$fc := 100$
Гранична частота фільтра, Гц:	$f\phi := 120$
Потужність вхідного сигналу, дБ:	$Pc := 20$
Потужність шуму квантування, дБ:	$P_{шкв} := 1$

Розрахунок

Частота дискретизації сигналу при заданому відношенні сигнал/шум квантування, Гц:

$$f\delta := \text{ceil} \left(\sqrt[3]{25 \cdot Dc \cdot fc^2 \cdot f\phi \cdot \frac{Pc}{P_{шкв}}} \right) = 182$$

Інтервал дискретизації, с:

$$\Delta t := \frac{1}{f\delta} = 5.495 \times 10^{-3}$$

Величина кроку квантування, В:

$$\Delta h := \frac{A_{aцп}}{2^m} = 0.156$$

Кількість квантів часу:

$$Nt := \text{ceil} \left(\frac{T2 - T1}{\Delta t} \right) = 1.144 \times 10^3$$

Модель роботи АЦП у момент часу t (результат квантування):

$$t := 1..Nt \qquad t' := 1..(Nt \cdot 100) \qquad \Delta t' := \frac{\Delta t}{100}$$

$$sum_t := sum_{t-1} + \Delta t \cdot if[u[(t-1) \cdot \Delta t] - sum_{t-1} \geq 0], 1, -1]$$

$$U_{сигн} := if[u[(t-1) \cdot \Delta t] - sum_{t-1} \geq 0], 0.1, -0.1]$$

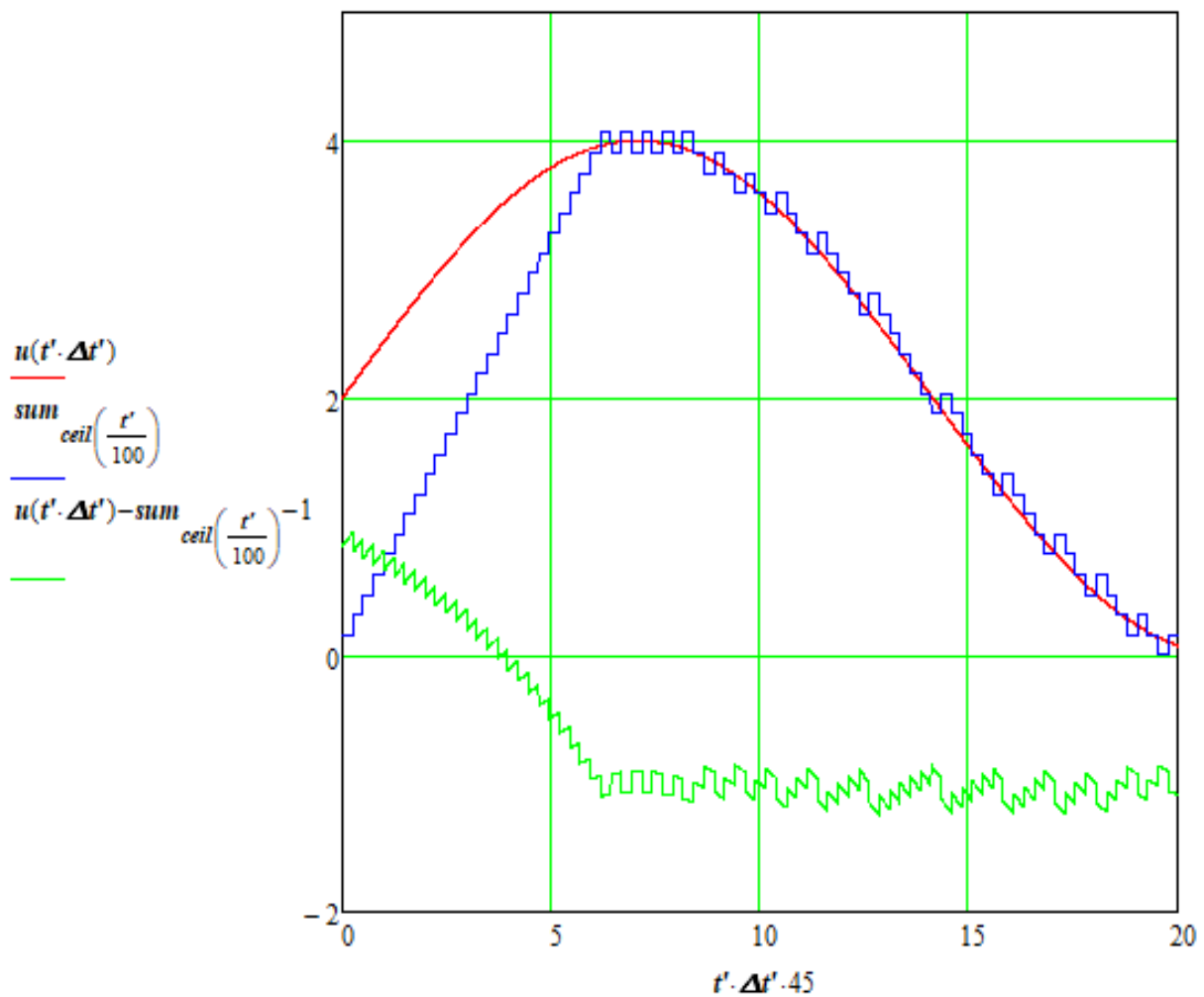


Рисунок В.1 - Графічне зображення шуму квантування та процесу формування кодівих сигналів за способом дельта-перетворення

Графічне зображення шуму квантування на рисунку В.1 штучно зміщено на одну поділку шкали для уникнення накладення графіку процесу формування кодівих сигналів за способом дельта-перетворення.

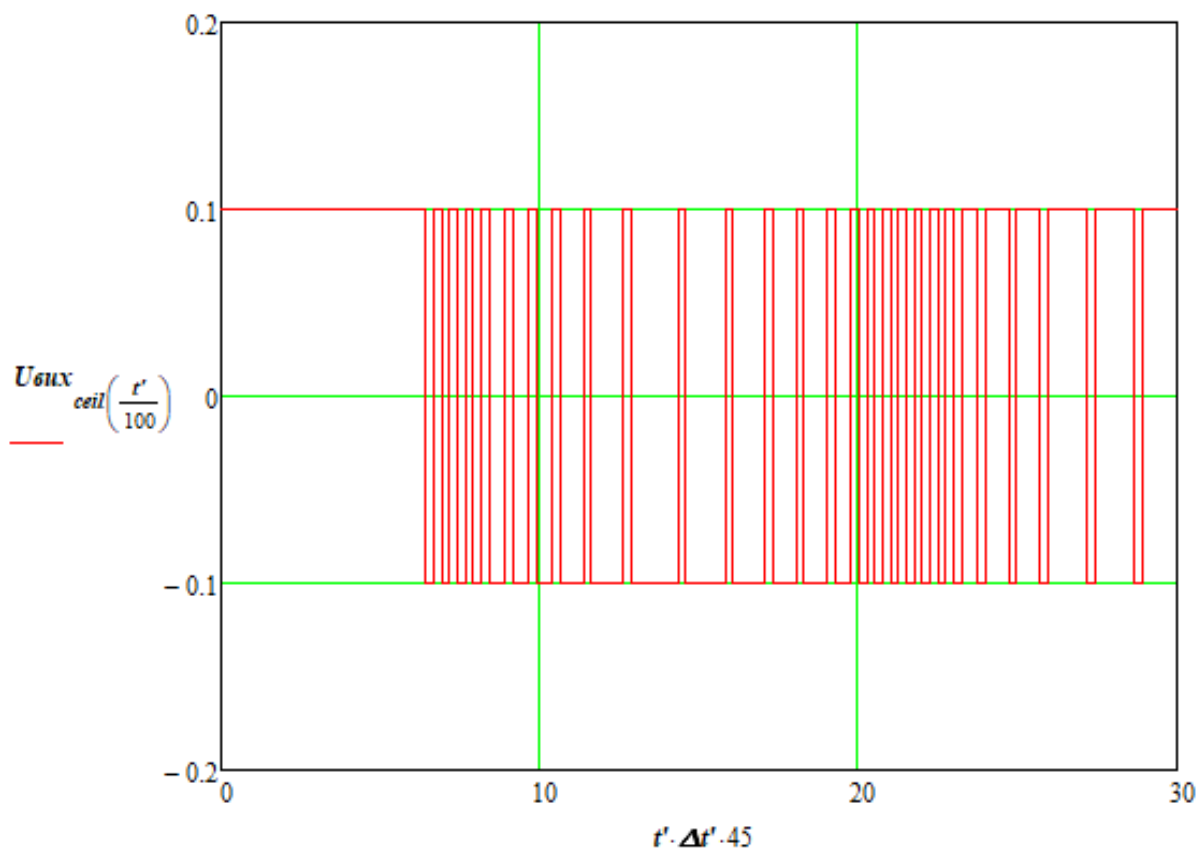


Рисунок В.2 - Часова діаграма вихідного сигналу дельта-перетворювача

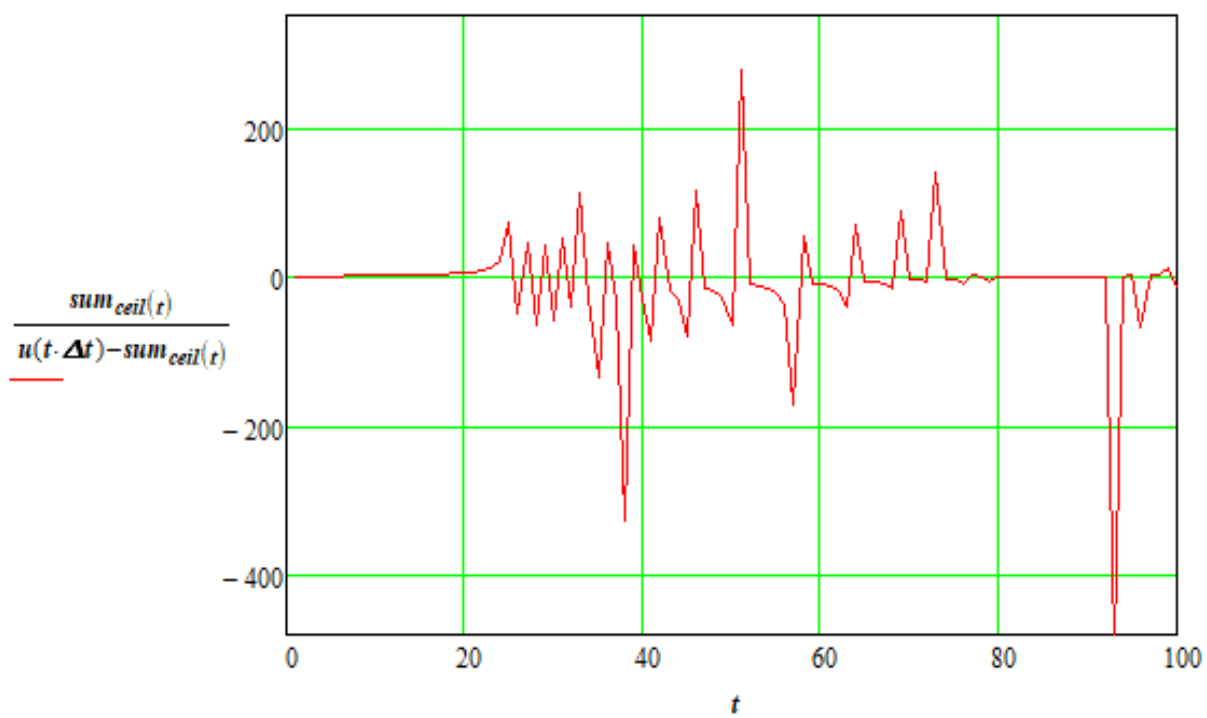


Рисунок В.3 - Графічне зображення відношення сигнал/шум квантування

У поданій нижче таблиці sum_t містяться оцифровані значення вхідного сигналу в дискретні моменти часу (цифрові відліки дельта-перетворювача), які зберігаються в накопичувальному суматорі.

Результати моделювання процесу квантування за способом дельта-перетворення

Відлік	Сигнал	Вихідна величина	Шум квантування	Відношення сигнал/шум
$t =$	$u(t \cdot \Delta t) =$	$sum_t =$	$u(t \cdot \Delta t) - sum_{ceil(t)}$	$\frac{sum_{ceil(t)}}{u(t \cdot \Delta t) - sum_{ceil(t)}}$
1	2.11	0.156	1.954	0.08
2	2.219	0.313	1.907	0.164
3	2.328	0.469	1.859	0.252
4	2.436	0.625	1.811	0.345
5	2.543	0.781	1.761	0.444
6	2.647	0.938	1.71	0.548
7	2.75	1.094	1.657	0.66
8	2.851	1.25	1.601	0.781
9	2.949	1.406	1.543	0.911
10	3.044	1.563	1.482	1.054
11	3.137	1.719	1.418	1.212
12	3.225	1.875	1.35	1.389
13	3.31	2.031	1.279	1.588
14	3.391	2.188	1.204	1.817
15	3.468	2.344	1.124	2.085
16	3.54	2.5	1.04	2.403
17	3.608	2.656	0.952	2.791
18	3.671	2.813	0.858	3.276
19	3.729	2.969	0.76	3.906
20	3.781	3.125	0.656	4.761
21	3.829	3.281	0.547	5.994
22	3.87	3.438	0.433	7.941
23	3.906	3.594	0.313	11.493
24	3.937	3.75	0.187	20.078
25	3.961	3.906	0.055	71.023
...