

Міністерство освіти і науки України  
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет інформаційних радіотехнологій та технічного захисту інформації  
(повна назва)

Кафедра медіаінженерії та інформаційних радіоелектронних систем  
(повна назва)

## КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА Пояснювальна записка

рівень вищої освіти другий (магістерський)

Методи збільшення відношення сигнал-шум у цифрових звукових трактах

(тема)

Виконала:

студентка 2 курсу, групи СТМм-20-1  
Тимченко Г.О.  
(прізвище, ініціали)

Спеціальність 171 Електроніка

(код і повна назва спеціальності)

Тип програми освітньо-професійна  
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма Системи, технології і комп'ютерні засоби мультимедіа  
(повна назва освітньої програми)

Керівник проф. Тихонов В.А.  
(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту

Зав. кафедри

(підпис)

Карташов В.М.

(прізвище, ініціали)

2021 р.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет інформаційних радіотехнологій та технічного захисту інформації

Кафедра медіаінженерії та інформаційних радіоелектронних систем

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Спеціальність 171 Електроніка

(код і повна назва)

Тип програми освітньо-професійна

(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма Системи, технології і комп'ютерні засоби мультимедіа

(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри \_\_\_\_\_

(підпис)

«\_\_\_\_» \_\_\_\_\_ 20 \_\_\_\_ р.

**ЗАВДАННЯ**  
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

студентці Тимченко Ганні Олексіївні

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Методи збільшення відношення сигнал-шум у цифрових звукових трактах.

затверджена наказом по університету від " 08 " 11 2021 р. № 1675 Ст

2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 08.12.2021 р.

3. Вихідні дані до роботи Розглянути основні причини появи шумів квантування та їх вплив на характеристики цифрових систем звукозапису. Отримати чисельну оцінку розширення динамічного діапазону за допомогою компандерних систем. Провести математичний аналіз спектрального складу помилок квантування. Дослідити спектри шумів квантування при різних відношеннях частот дискретизації і сигналу. Дослідити методи зміни статистик шумів квантування – дитеринг і нойз-шейпінг. Отримати порівняльні результати для декількох професійних систем обробки звуку.

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі \_\_\_\_\_

Вступ

1. Аналіз принципів побудови цифрових систем запису-відтворення звуку.

2. Дослідження методів неравномірного квантування сигналу.

3. Дослідження властивостей шуму квантування.

4. Дослідження методів зміни статистик шумів квантування.

Висновки

Перелік посилань

Додатки

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням обов'язкових креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій \_\_\_\_\_

1. Проблемна ситуація (1 аркуш).
2. Постановка задачі (1 аркуш).
3. Оцифровка звукових сигналів (1 аркуш).
4. Нерівномірне квантування (1 аркуш).
5. Оцінка виграшу компандерної системи (1 аркуш).
6. Спектр шуму квантування (1 аркуш).
7. Метод дитерингу (1 аркуш).
8. Метод нойз-шейпінгу (1 аркуш).
9. Дослідження дитерингу та нойз-шейпінгу (2 аркуша).
10. Висновки (1 аркуш).

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналітичний огляд літератури	02.11.21–10.11.21	
2	Теоретичне обґрунтування	11.11.21–17.11.21	
3	Дослідження компандерних систем	18.11.21–24.11.21	
4	Дослідження властивостей спектру	25.11.21–1.12.21	
5	Дослідження дитерингу та нойз-шейп.	02.12.21–5.12.21	
6	Обробка результатів досліджень	25.11.21–5.12.21	
7	Графічна частина роботи	25.11.21–5.12.21	
8	Перевірка керівником	5.12.21–6.12.21	
9	Перевірка на академічний плагіат	7.12.21	
10	Перевірка завідувачем кафедри, рецензування	7.12.21–8.12.21	

Дата видачі завдання \_\_\_\_\_ 08.11.2021 р. \_\_\_\_\_

Студент \_\_\_\_\_  
(підпис)

Керівник роботи (проекту) \_\_\_\_\_ проф. Тихонов В.А.  
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до кваліфікаційної роботи магістра:  
79 сторінок, 39 рисунків, 4 таблиці, 31 джерело.

ЗВУКОВИЙ СИГНАЛ, ДИСКРЕТИЗАЦІЯ, ДИТЕРИНГ,  
КВАНТУВАННЯ, КОМПАНДЕР, НОЙЗ-ШЕЙПІНГ, ШУМ  
КВАНТУВАННЯ

Об'єкт дослідження – процес спотворення цифрових звукових сигналів шумами квантування.

Мета дослідження – визначення числових характеристик методів, що підвищують відношення сигнал-шум квантування та розширюють динамічний діапазон.

Розглянуто основні причини появи шумів квантування та їх вплив на характеристики цифрових систем звукозапису. Отримано чисельну оцінку розширення динамічного діапазону за допомогою компандерних систем. Проведено математичний аналіз спектрального складу помилок квантування. Досліджено спектри шумів квантування при різних відношеннях частот дискретизації і сигналу. Досліджено методи зміни статистик шумів квантування – дитеринг і нойз-шейпінг. Отримані порівняльні результати для декількох професійних систем обробки звуку.

## РЕФЕРАТ

Объяснительная записка к квалификационной работе магистра: 79 страниц, 39 рисунков, 4 таблицы, 31 источник.

ЗВУКОВОЙ СИГНАЛ, ДИСКРЕТИЗАЦИЯ, ДИТЕРИНГ,  
КВАНТИРОВАНИЕ, КОМПАНДЕР, НОЙЗ-ШЕЙПИНГ, ШУМ  
КВАНТИРОВАНИЯ

Объект исследования – процесс искажения цифровых звуковых сигналов шумами квантования.

Цель исследования – определение числовых характеристик методов, повышающих отношение сигнал-шум квантования и расширяющих динамический диапазон.

Рассмотрены основные причины появления шумов квантования и их влияние на характеристики цифровых систем звукозаписи. Получена численная оценка расширения динамического диапазона с помощью компандерных систем. Проведен математический анализ спектрального состава ошибок квантования. Исследованы спектры шумов квантования при разных отношениях частот дискретизации и сигнала. Исследованы методы изменения статистик шумов квантования – дитеринг и нойз-шейпинг. Получены сравнительные результаты для нескольких профессиональных систем обработки звука.

## ABSTRACT

Explanatory note to the master's thesis: 79 pages, 39 figures, 4 tables, 31 sources.

SOUND SIGNAL, DISCRETISATION, DETERING, QUANTIFY, COMPANDER, NOISE SHAPING, QUANTUM NOISE

The object of study - the process of distortion of digital audio signals by quantization noise.

The aim of the research is to determine the numerical characteristics of methods that increase the signal-to-noise quantization ratio and expand the dynamic range.

The main causes of quantization noise and their influence on the characteristics of digital sound recording systems are considered. Numerical estimation of dynamic range expansion with the help of compander systems is obtained. Mathematical analysis of the spectral composition of quantization errors is performed. The spectra of quantization noise at different ratios of sampling frequencies and signal have been studied. Methods for changing quantization noise statistics – dithering and noise shaping – have been studied. Comparative results have been obtained for several professional sound processing systems.

## ЗМІСТ

Перелік умовних позначень, символів, одиниць, скорочень і термінів.....	9
Вступ.....	10
<b>1 АНАЛІЗ ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ ЗАПИСУ-ВІДТВОРЕННЯ ЗВУКУ.....</b>	<b>12</b>
1.1 Аналого-цифрове перетворення.....	12
1.2 Шум квантування та динамічний діапазон.....	16
1.3 АЦП та ЦАП з низькою розрядністю. Дельта-модулятори.....	22
1.4 Цифро-аналогове перетворення. Фільтри інтерполяції.....	24
1.5 Висновки до розділу 1.....	27
<b>2 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ НЕРАВНОМІРНОГО КВАНТУВАННЯ СИГНАЛУ.....</b>	<b>29</b>
2.1 Динамічний діапазон при рівномірному квантуванні.....	29
2.2 Динамічний діапазон при нерівномірному квантуванні.....	34
2.3 Оцінка ефективності використання компандерної системи.....	37
2.4 Висновки по розділу 2.....	41
<b>3 ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ ШУМУ КВАНТУВАННЯ.....</b>	<b>42</b>
3.1 Спектральний склад шуму квантування.....	42
3.2 Дослідження шумів квантування методом математичного моделювання.....	45
3.3 Висновки по розділу 3.....	52
<b>4 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ЗМІНИ СТАТИСТИК ШУМІВ КВАНТУВАННЯ.....</b>	<b>53</b>
4.1 Метод дитерингу.....	53
4.2 Метод нойз-шейпінгу.....	58
4.3 Дослідження методів дитерингу та нойз-шейпінгу.....	63
4.4 Висновки по розділу 4.....	71

Висновки.....	72
Перелік посилань.....	76
Додаток А. Тексти програм для досліджень шуму квантування у середовищі MathCAD.....	80
Додаток Б. Графічний матеріал.....	82
Додаток В. Відомість кваліфікаційної роботи.....	94

ПЕРЕЛІК УМОВИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛОВ, ОДИНИЦЬ,  
СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

- АІМ – амплітудно-імпульсна модуляція;  
АЦП – аналого-цифровий перетворювач;  
БПФ – швидке перетворення Фур'є;  
ДИКМ – диференціально-імпульсна кодова модуляція;  
ДПФ – дискретне перетворення Фур'є;  
ІКМ – імпульсно-кодова модуляція;  
ЗС – звуковий сигнал;  
ФВЧ – фільтр верхніх частот;  
ФНЧ – фільтр нижніх частот;  
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач;  
ССІР – МККР, Міжнародний консультативний комітет з радіо;  
Dithering (дизеринг, дитерінг) – метод декореляції шумів квантування;  
EL (Equal loudness contour) – застосування фільтра, що формує загальну спектральну щільність потужності, при якій забезпечується рівна гучність шуму у всьому звуковому діапазоні частот.  
FFT – швидке перетворення Фур'є;  
GPDF – закон PDF Гауса;  
LSB (Least Significant Bit) – найменший значний біт;  
NS (Noise Shaping, нойз-шейпінг) – спосіб декореляції шумів квантування;  
PDF (Probability Density Function) – розподіл густини ймовірності;  
RPDF – прямокутний закон PDF;  
SNR – відношення сигнал-шум;  
SPL (Sound Pressure Level) – рівень звукового тиску;  
SB (Scaling bandwidth) – коефіцієнт віконної функції;  
TPDF – трикутний закон PDF.

## ВСТУП

Динамічний діапазон визначає максимальну зміну рівня сигналу в звукозаписі, він виражається в децибелах і дорівнює різниці між найгучнішою та найтихішою частиною аудіоматеріалу. Іноді на тлі шумів найтихіша частина музичного фрагмента може виявитися нечутною, у цьому випадку динамічний діапазон визначатиметься різницею між найгучнішою частиною музичного твору та рівнем шумів.

Динамічний діапазон є дуже важливим параметром, він використовується для характеристики якості систем запису та відтворення звуку.

Серед цифрових систем високоякісного звучання популярним форматом є некомпресований варіант PCM із частотою дискретизації 44,1 кГц та розрядністю 16 біт. Найбільш критично налаштовані слухачі відзначають недостатній динамічний діапазон цифрового звуку.

Максимально доступний динамічний діапазон формату 16/44,1 становить 98,5 дБ. Динамічний діапазон класичної музики сягає 50 дБ. Таким чином, під час тихих ділянок на квантування по амплітуді залишається всього близько 8 біт, а 8-бітні записи містять велику кількість помітних на слух спотворень. Крім високого рівня шуму, в таких записах часто зустрічаються і неприємніші артефакти квантування у вигляді гармонійних спотворень, які залежать від рівня сигналу.

При записі звуку на студії все частіше використовуються формати аудіо з вищою розрядністю, ніж 16 біт. За останні десять-п'ятнадцять років 24-розрядний формат став стандартом для високоякісного звукозапису, і в ньому працюють більшість студій. Під час підготовки студійних фонограм до запису на CD постає необхідність перетворення розрядності записів на 16 біт. Незважаючи на простоту цієї операції, для її виконання існують різні методи. Їх якістю значною мірою визначається звучання вихідної 16-бітної фонограми.

У магістерській кваліфікаційній роботі розглядаються та досліджуються методи розширення динамічного діапазону цифрових звукозаписів, що застосовуються в аудіовиробництві.

Об'єкт дослідження – процес спотворення цифрових звукових сигналів шумами квантування.

Мета дослідження – визначення числових характеристик методів, що підвищують відношення сигнал-шум квантування та розширюють динамічний діапазон.

# 1 АНАЛІЗ ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ ЗАПИСУ- ВІДТВОРЕННЯ ЗВУКУ

## 1.1 Аналого-цифрове перетворення

Серед методів цифрового представлення звукових сигналів (ЗС) найвідоміша імпульсно-кодова модуляція (ІКМ) [1-5]. Процедура перетворення аналогового сигналу на цифровий складається з трьох операцій: дискретизації за часом (рис.1.1,а), квантування отриманої сукупності відліків (рис.1.1,а) та заміна квантованих значень сигналу послідовністю чисел (кодування, рис.1.1,б)

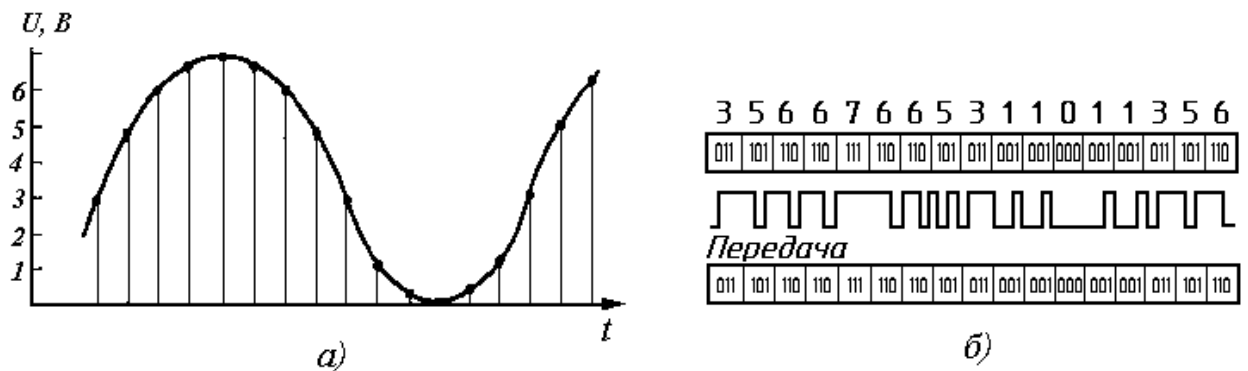


Рисунок 1.1 – Принцип отримання ІКМ

Аналоговий сигнал при аналого-цифровому перетворенні представляється послідовністю чисел (цифр), яка за зворотному цифро-аналоговому перетворенні перетворюється на вихідні безперервні зміни напруги у часі, тобто. вихідний аналоговий ЗС. У найпростішому випадку перетворення можна представити як результат вимірювання миттєвих значень напруги через постійні проміжки часу (дискретизації) з подальшим перетворенням отриманої сукупності значень відліків у цифрову послідовність чисел, кожне з яких може запам'ятовуватися і далі готуватися для обробки і передачі.

У пристрої, що здійснює ІКМ (рис. 1.2, а), вхідний сигнал  $S(t)$  обмежується смугою ФНЧ і надходить в АІМ-модулятор, де відбувається

його дискретизація. Вихідний сигнал АІМ-модулятора є тимчасовою послідовністю відліків (рис. 1.1,б), віддалених один від одного на інтервал часу  $T_{\partial}$ , названий періодом дискретизації.

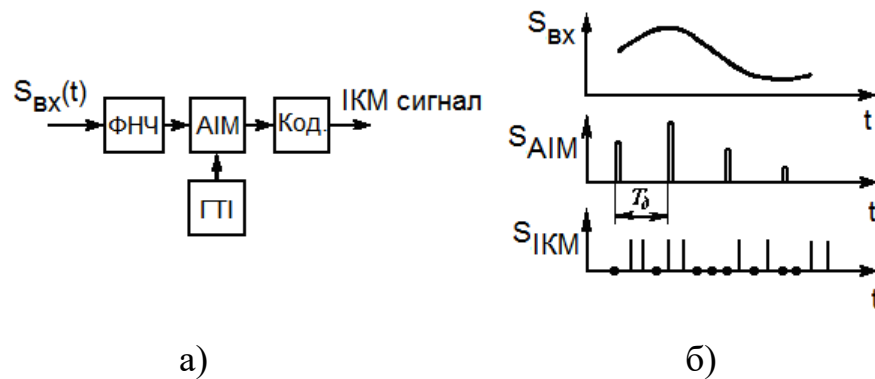


Рисунок 1.2 – Імпульсно-кодовий модулятор

*Дискретизація.* Величина  $f_{\partial}$ , обернена до періоду (інтервалу) дискретизації ( $f_{\partial} = 1/T_{\partial}$ ), є частотою дискретизації. Сигнал, показаний на рис. 1.2 б, називається дискретним. Спектр такого сигналу (рис. 1.3) містить низькочастотну компоненту (заштрихована область), тотожну за формою спектру вхідного сигналу, та безліч високочастотних компонентів, кожна з яких складається з двох бічних смуг модуляції, розташованих навколо частоти дискретизації або її гармоніки [1-5]

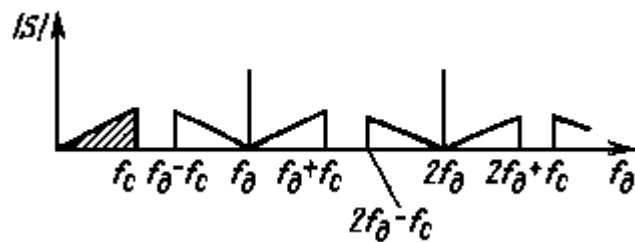


Рисунок 1.3 – Спектр дискретного сигналу

Теоретично спектр такого коливання тягнеться до нескінченності. У кодері (рис. 12.2,а) вихідний сигнал АІМ-модулятора квантується за рівнем та кодується. Квантування та кодування, як правило, здійснюються загальним функціональним блоком, проте при аналізі якісних характеристик

методу ІКМ зручно розглядати ці операції окремо. Розглянута схема є найпростішою. Реальні ІКМ-перетворювачі містять деякі інші функціональні блоки, що зменшують похибки перетворення, що буде розглянуто пізніше.

Відповідно до теореми відліків В.А. Котельникова [1-5], неспотворена передача безперервного (аналогового) сигналу зі смугою частот  $0 \dots F_{\max}$  дискретною послідовністю його відліків можлива лише в тому випадку, якщо частота  $f_{\partial}$  пов'язана з максимальною частотою  $F_{\max}$  вихідного сигналу співвідношенням:

$$f_{\partial} \geq 2F_{\max} \cdot \quad (1.1)$$

Усі сигнали, частота яких  $F > f_{\partial}/2$ , при відновленні інтерпретуються неправильно та трансформуються у сигнали нижчої частоти.

При передачі ЗС чи його обробці крок дискретизації  $T_{\partial}$  може не бути однаковим у різних трактах каналу чи різних стадіях обробки.

Значення  $f_{\partial}$  вибирають виходячи з компромісу між необхідною якістю звуковідтворення та допустимою швидкістю цифрового потоку. Впливають на вибір  $f_{\partial}$  також системні фактори.

З урахуванням цих міркувань при АЦП сигналів ЗВ у цифрових трактах первинного та вторинного розподілу програм для ЗС з  $F_{\max} = 15$  кГц прийнято значення  $f_{\partial} = 32$  кГц, що відповідає вчетверному значенню  $f_{\partial}$  для сигналу в телефонному каналі.

У системах телебачення під час передачі цифрових сигналів звукового супроводу щоб уникнути биття між гармоніками малої частоти і частоти дискретизації значення  $f_{\partial}$  вибирається кратній частоті малої розгортки. У трактах формування програм при  $F_{\max} = 20$  кГц прийнято значення  $f_{\partial} = 48$  кГц, у файлах формату Wave Audio а  $f_{\partial} = 44,1$  кГц.

Боротьба з похибками цифрового перетворення через можливу нестабільність частоти дискретизації зводиться до обмеження смуги частот ЗС фільтрами зі смугою пропускання від 0 до  $F_{\max}$  на вході АЦП і виході

ЦАП і до виконання вимоги теореми В.А. Котельникова. Висуваються жорсткі вимоги до крутості спаду частотних характеристик ФНЧ поза смугою пропускання та стабільності частоти тактових генераторів. Виконання цих вимог сьогодні не викликає труднощів.

*Квантування.* При квантуванні безперервній безлічі миттєвих значень відліків аналогового сигналу ставлять у відповідність кінцеву безліч значень – рівнів квантування. Кожне значення відліку замінюється найближчим дозволеним значенням.

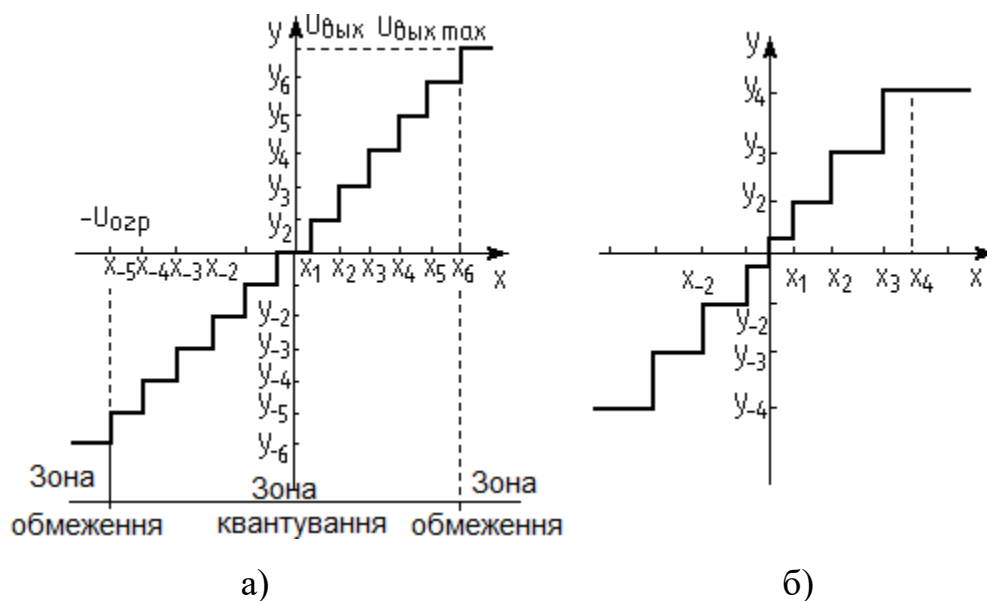


Рисунок 1.4 – Принцип рівномірного квантування

Відстань між сусідніми дозволеними рівнями квантування називають кроком квантування. Процедуру квантування можна розглядати як результат проходження вхідного сигналу через пристрій з амплітудною характеристикою ступінчастої форми, що називається характеристикою (або шкалою) квантування. Якщо в межах цієї характеристики крок квантування постійний, то квантування називають рівномірним (рис.1.4).

*Кодування.* Цією процедурою називають представлення кожного рівня квантування  $Y_i$ , з множини  $\{Y_i\}$  (або кожного квантованого значення відліку  $s(\theta_i)$  з множини  $\{s(\theta_i)\}$  відповідною кінцевою кодовою групою символів, що

називається кодовим словом. Якщо код обраний і множина його слів є  $A$ , то операція кодування являє собою взаємно однозначне відображення множини  $\{s(\theta; i)\}$  в множину  $A$ . Найчастіше кодування полягає в заміні квантованого відліку, яке можна розглядати як деяке число, його поданням у двійковій системі числення. Двійкові кодові слова мають лише два кодові символи 0 і 1.

У цифрових системах звукозапису та мовлення поширені звані симетричні коди [1-5]. Вони характеризуються тим, перший розряд кодового слова визначається полярністю сигналу, інші розряди несуть інформацію про абсолютне значення (модуль) кодованого відліку. Якщо кодується сигнал позитивної полярності, то першим бітом кодового слова є 1, а якщо негативної полярності, то 0. Різнопольні відліки, рівні за абсолютним значенням, у цьому випадку відрізняються лише першим символом у кодовому слові.

Послідовність  $m$ -розрядних кодових слів є вихідним сигналом аналого-цифрового перетворення. Зазвичай під час передачі та запису до вихідного сигналу АЦП додається додаткова інформація, що служить для підвищення достовірності передачі і синхронізації. При цьому кодові слова, що піддаються одночасному обробленню, об'єднуються в блоки. Порядок проходження кодових слів та окремих символів у блоці називається форматом коду.

## 1.2 Шум квантування та динамічний діапазон

Характеристика квантування (рис. 1.4, а) має дві зони: квантування при  $U_{\text{вх}} < U_{\text{огр}}$  та обмеження при  $U_{\text{вх}} > U_{\text{огр}}$ . Зона квантування є робочою областю, у її межах виконується квантування сигналу. Якщо миттєве значення сигналу вийде за межі зони квантування, то вихідна напруга залишатиметься незмінною і рівною  $U_{\text{вих.max}}$  незалежно від значення  $U_{\text{вх}}$ . Перетворення, що виникають при цьому, мають характер безінерційного обмеження сигналу і вважаються неприпустимими. Різниця між вихідним та

обмеженими сигналами називають шумом обмеження. Отже, квантування – це безінерційно-нелінійне перетворення сигналу, при якому (на відміну від дискретизації) сигнал не можна передати з якоюсь малою помилкою ні при якому кінцевому кроку квантування.

Одним з найважливіших показників цифрових систем передачі аналогових сигналів є величина відношення потужності сигналу  $P_c$  потужності шуму квантування  $P_{шкв}$  на виході ЦАП.

За рівномірної шкали квантування, коли всі  $\Delta$  тотожні, маємо [1-5]:

$$P_{шкв} = \Delta^2 / 12. \quad (1.2)$$

Звідси випливає важливий висновок: при рівномірному квантуванні потужність шуму квантування визначається виключно кроком квантування і не залежить від величини сигналу. Тому при зменшенні рівня сигналу відношення потужності сигналу до шуму квантування знижується.

Шум квантування є випадковим процесом з рівномірним розподілом у межах від  $\Delta/2$  до  $-\Delta/2$ . Його щільність ймовірності описується виразом:

$$W(x) = 1/\Delta. \quad (1.3)$$

Спектр шуму квантування рівномірний у смузі частот  $0 \dots f_d/2$ . Шум квантування з'являється лише за наявності сигналу. За відсутності сигналу на вході АЦП можна очікувати, що з виході ЦАП шум буде повністю відсутній. Однак наявність теплового шуму вхідних аналогових блоків АЦП, нестабільність напруги живлення, перехідні перешкоди від сусідніх каналів, дрейф постійної складової в підсилювачах постійного струму та дія інших факторів призводять до того, що найнижчий перший рівень квантування досягається навіть за відсутності ЗС на вході АЦП.

На виході ЦАП це квантоване коливання перетворюється на шум, званий шумом паузи. Шум паузи менш рівномірний, ніж білий шум, характерний для аналогових систем. Його часто називають гранульованим. Потужність шуму паузи  $P_{\text{шп}} = \Delta^2/4$ , тобто на 4,7 дБ більше шуму квантування (1.2).

Визначимо відношення сигнал/шум на виході квантуючого пристрою. Оскільки величина  $P_{\text{шкв}}$  залежить від рівня вхідного сигналу, то із збільшенням потужності вхідного сигналу  $P_c$  відношення  $P_c/P_{\text{шкв}}$  лінійно зростає до того часу, доки виникне шум обмеження. Його поява різко зменшує завадозахищеність сигналу. Тому система кодування будується так, щоб обмеження сигналу не виникало. Для цього поріг обмеження квантуючого пристрою повинен дорівнювати квазімаксимальному значенню сигналу.

Відношення сигнал/шум на виході [1-5]:

$$P_c/P_{\text{шкв}} = 3 n^2 / k^2, \quad (1.4)$$

або в децибелах цей вираз перетворюється на вид:

$$P_c/P_{\text{шкв}} = 201g(n/k) + 4,8. \quad (1.5)$$

При  $m$ -розрядному кодуванні, враховуючи, що  $n=2^m$ , перетворимо (1.5) таким чином:

$$P_c/P_{\text{шкв}} = 6m - 201gk + 4,8. \quad (1.6)$$

З (1.6) видно, що при рівномірному квантуванні у разі збільшення числа розрядів  $m$  на одиницю відношення сигнал-шум підвищується на 6 дБ. У той же час, перехід, наприклад, від 14-розрядного кодового слова до 15-розрядного означає збільшення швидкості передачі цифрового ІКМ-сигналу

( $V_{пер} = f_{\Delta} m$ ) лише на 7 %. Ця властивість є найважливішою особливістю ІКМ із рівномірним квантуванням; жоден інший спосіб кодування не дозволяє так помітно покращувати перешкодозахищеність ЗС за рахунок порівняно невеликого збільшення швидкості передачі.

При рівномірній шкалі квантування і гармонійному сигналі, для якого значення пік-фактора  $k = \sqrt{2}$  відношення сигнал-шум квантування в дБ на виході квантуючого пристрою визначається співвідношенням (1.6)

$$P_c/P_{шкв} = 6m + 1,8. \quad (1.7)$$

Для ЗС значення пік-фактора залежить від жанру програми та змінюється в межах від 7 до 25 дБ. У середньому вважають, що він дорівнює 12...15 дБ, тому для мовних сигналів маємо:

$$P_c/P_{шкв} = 6m - 8,2. \quad (1.8)$$

Зауважимо, що цей вираз не враховує неоднакової чутливості слуху до складових шуму різних частот, що визначається психофотетричним коефіцієнтом. З його урахуванням відношення  $P_c/P_{шкв}$  ще зменшується на 8,5 дБ для широкопозмоного ЗС зі смугою частот 15 кГц і становить:

$$P_c/P_{шкв} = 6m - 16,7. \quad (1.9)$$

Щоб уникнути обмеження сигналу, його квазіпікове значення не повинно перевищувати порога обмеження квантувача. Зазвичай його вибирають меншим на величину  $\Delta V = 6...10$  дБ.

Вираз для відношення сигнал-шум визначає в кінцевому підсумку значення максимального динамічного діапазону ЗС, який може бути переданий цифровим каналом без появи спотворень.

На практиці у трактах формування програм звукозапису зазвичай використовується 16-розрядне рівномірне квантування. При розрядності  $m$  кодового слова, що дорівнює 16 біт (розмір кодового слова системи компакт-диска), формула (1.7) дає нам значення 97,8 дБ.

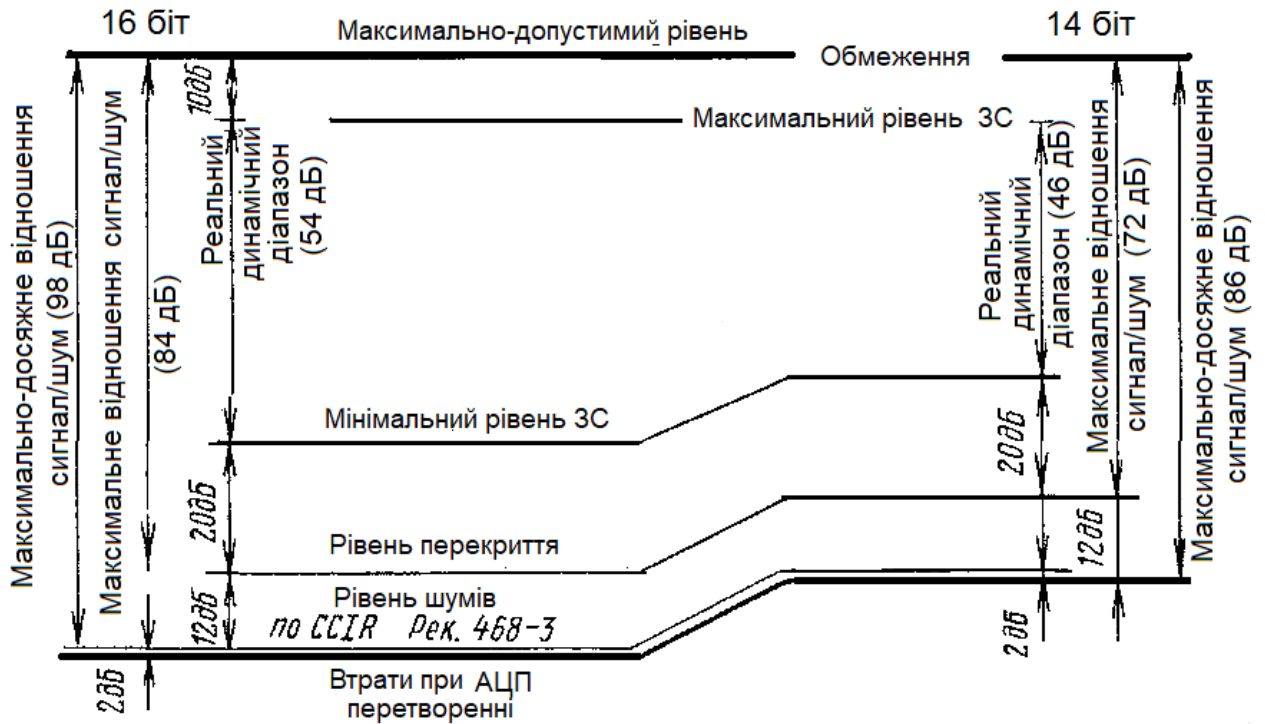


Рисунок 1.5 – Відношення сигнал/шум при рівномірному кодуванні та реальний динамічний діапазон ЗС при АЦП

Однак, слід відняти величину приблизно рівну 1,5...2,0 дБ, що визначає додаткові похибки, властиві аналого-цифровому і цифро-аналоговому перетворенню. Відповідно до Рекомендації CCIR цю величину з урахуванням пік-фактору слід зменшити ще на 12 дБ (при перерахуванні рівня потужності шумів квантування у величину, що відповідає одержуваній при вимірювання [1-5]). Для захисту каналу від можливого перевищення максимального рівня це зменшують значення ще на 10 дБ. І, нарешті, щоб уникнути надмірних похибок при квантуванні низьких рівнів сигналу і забезпечити при зворотному перетворенні маскування шумів квантування корисним сигналом, його рівень повинен перевищувати рівень шумів принаймні на 20 дБ.

З урахуванням викладених міркувань отримуємо, що з  $m=16$  значення динамічного діапазону вихідного ЗС на вході цифрового тракту у цьому випадку не має перевищувати:

$$D_c = (6m + 1,8) - (1,5...2,0) - 12 - 20 = 54 \text{ дБ.}$$

Після обробки звукорежисером динамічний діапазон ЗС зазвичай не перевищує 40 дБ у радіомовленні та 50 дБ при високоякісному звукозаписі, наприклад, в форматі Wave Audio [1-5]. При 16-розрядному кодуванні та частоті дискретизації  $f_d=48$  кГц швидкість передачі цифрового потоку  $V_{\text{пер}} = mf_d$  складе для монофонічного сигналу

$$V_{\text{пер.м}} = 16 \cdot 48 = 768 \text{ кбіт/с,}$$

а для стереофонічного – відповідно

$$V_{\text{пер.ст}} = 2(16 \cdot 48) = 153 \text{ кбіт/с.}$$

При  $f_d=44,1$  кГц маємо відповідно

$$V_{\text{пер.м}}=705 \text{ кбіт/с та } V_{\text{пер.ст}}=1411,2 \text{ кбіт/с.}$$

Загальна роздільна здатність АЦП обмежена як числом можливих ступенів квантування, так і часовою точністю при дискретизації безперервного сигналу. Якщо миттєве значення сигналу змінюється дуже швидко, то положення часової точки дискретизації істотно впливає на значення відповідного їй відліку. Так, помилка у значенні відліку при частоті сигналу 1 кГц і часовій неточності дискретизації, що дорівнює 160 мкс, відповідає помилці квантування при 10-бітовій роздільній здатності.

При безпосередньому прямому АЦП з 16-розрядною роздільною здатністю і числом можливих рівнів квантування, рівним 65536, необхідно, щоб порівнювані в АЦП постійні напруги були б дуже точними. При

максимальному значенні амплітуди вхідного сигналу  $U_{\text{вх.мах}} = 1$  В для кожної окремої ступені квантування потрібна точність не менше 10 мкВ. Така точність має бути реалізована у смузі частот ЗС, що дорівнює щонайменше 20 кГц.

### 1.3 АЦП та ЦАП з низькою розрядністю. Дельта-модулятори

Проблема реалізації необхідної точності при аналого-цифровому перетворенні може бути спрощена, якщо використовувати АЦП і ЦАП з нижчою розрядністю у поєднанні з методом дельта-модуляції, що є одним із різновидів диференціальної ІКМ (ДІКМ). Найпростіший варіант дельта-модулятора зображено на рис. 1.6 а. Він містить пристрій дискретизації (УД) аналогового сигналу, компаратор і інтегратор І, що є найпростішим передбачувачем. Тут здійснюється однопорогове квантування не самого сигналу, а різниці між відліком вхідного сигналу  $s(\theta)$  та його передбаченим значенням  $s^*(\theta)$ , що має вигляд ступінчастої функції (рис. 1.6, б).

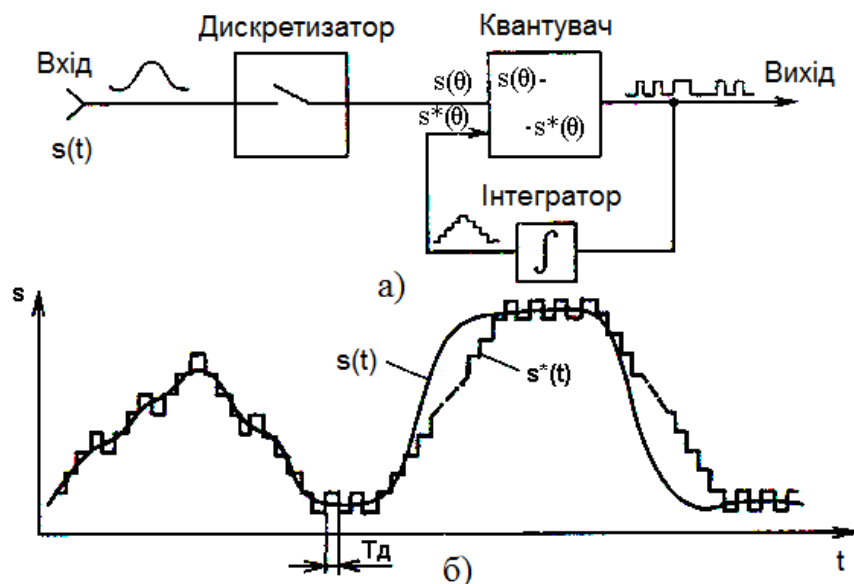


Рисунок 1.6 – Дельта-модуляція та шум квантування:

а – структурна схема дельта-модулятора; б – вхідний сигнал (суцільна крива) і ступінчасто-змінна функція, що його повторює

На виході компаратора маємо цифровий сигнал. Його значення відповідає 0, якщо різниця двох сигналів на вході компаратора менше деякого граничного значення, і відповідає 1, якщо вона перевищує це граничне значення.

Для ЗС з обмеженою швидкістю зміни миттєвих значень умова малості прирощень ступінчастої функції (рис. 1.6, б), а отже, і малих шумів квантування буде виконано, якщо частота дискретизації  $f_{д0}$  кілька разів перевищує значення  $f_{д}$ , необхідне за теоремою В.А. Котельникова. Підвищення частоти дискретизації за відповідної частоті зрізу ФНЧ призводить до зменшення рівня шумів квантування в смузі частот корисного сигналу. Це зменшення пов'язано з тим, що при рівномірному квантуванні потужність шуму квантування залежить від кроку квантування, а спектральна щільність шуму квантування, що дорівнює:

$$G_{ш.кв} = (4\pi P_{ш.кв}) / \omega_{\partial 0} \quad (1.10)$$

тим менше, чим вище частота дискретизації  $f_{д0}/2\pi$ . При цьому виграш щодо сигнал/шум квантування може бути реалізована, якщо у тракт «кодер-декодер» введений ФНЧ з частотою зрізу  $F_{зр} = f_{д}/2$ . Тоді потужність шуму квантування у корисній смузі частот

$$P_{ш.кв} = P_{ш.кв}(f_{д} / f_{д0}), \quad (1.11)$$

де  $f_{д}$  – частота дискретизації, що визначається теоремою відліків Котельникова.

Кодування ЗС із підвищеною частотою дискретизації має й інші переваги [1-5]. Воно повністю виключає ефект накладання спектрів корисного сигналу та продуктів модуляції (рис. 1.3), що забезпечує відсутність комбінаційних частот виду  $F_{зр} \pm k(f_{д0} - F_{зр})$  при подальшій

фільтрації. Відпадає також необхідність застосування аналогових ФНЧ високого порядку на вході кодера та виході декодера. Тому кодер має хороші перехідні характеристики і малий груповий час запізнення при незначній його залежності від частоти.

Однак для реалізації виграшу у величині шуму квантування та переходу до стандартного значення частоти дискретизації (48 або 32 кГц) необхідно обмежити смугу частот з одночасним зниженням  $f_{д0}$  до значення  $f_{д}$ . Для цього до виходу кодера підключається цифровий фільтр дециматор. На вході декодера доцільно проводити зворотну операцію – інтерполяцію відліків. У кодерах з використанням ДКМ розрядність АЦП тим менша, чим вища частота дискретизації і чим більше відліків враховується при визначенні передбачуваного значення. При цьому відмінність ступінчастої функції від сигналу буде найменшою (див. рис. 1.6 б).

У каналі передачі великий динамічний діапазон сигналу можна замінити також на більш широкую смугу частот. Обсяг сигналу

$$V_c = T_c F_c D'_c, \quad (1.23)$$

де  $T_c$  – тривалість сигналу (інтервал часу, протягом якого сигнал існує);

$F_c$  – ширина спектра (діапазон частот, у якому зосереджено його енергію)

$D'_c$  – динамічний діапазон (відношення найбільшої миттєвої потужності сигналу до найменшої потужності, яку потрібно ще відрізняти від нуля).

#### 1.4 Цифро-аналогове перетворення. Фільтри інтерполяції

Цифро-аналогове перетворення полягає у підсумовуванні еталонних величин, що відповідають розрядам вхідного коду.

До основних параметрів ЦАП відносять роздільну здатність, час встановлення, похибку нелінійності.

Методи практичної реалізації ЦАП [1-5]:

– ЦАП із підсумовуванням зважених струмів. Дана схема проста за структурою, проте реалізація її представляє певну складність через те, що зі збільшенням числа розрядів вхідного коду величина опору резистора вагового молодшого значущого розряду стає дуже великою. Схема з підсумовуванням зважених струмів можна використовувати лише для реалізації ЦАП невисокої розрядності;

– ЦАП на основі резистивної матриці. Схема ЦАП цього виду також є схемою із підсумовуванням струмів, які у цьому випадку формуються за допомогою резистивної матриці. Схеми ЦАП на основі резистивних матриць надійні, мають високу швидкість перетворення і легко реалізуються в інтегральному виконанні. На відміну від ЦАП з резисторами, що зважують, тут не потрібно широкого діапазону номіналів і надзвичайної точності при їх підгінці;

– ЦАП з підсумовуванням струмів, що формуються за допомогою елементів, що динамічно узгоджуються. Двоїчно-зважені струми, сумовані в процесі цифро-аналогового перетворення, можуть бути отримані не тільки за допомогою резистивної матриці, але й методом так званих динамічно узгоджуваних елементів. Цей метод відрізняється за способом формування зважених струмів, який у цьому випадку полягає в тому, що струм кожного з молодших розрядів виходить шляхом поділу навпіл струму сусіднього з ним старшого розряду.

Похибки цифро-аналогових перетворювачів обумовлені трьома основними факторами: похибкою усунення нульового рівня шкали перетворення, похибкою коефіцієнта перетворення та похибкою нелінійності характеристики перетворення [1].

Похибка зміщення нульового рівня шкали залежить від характеристик, що застосовуються в схемах ЦАП операційних підсилювачів. Тієї ж причиною визначається і нелінійність монотонного характеру.

Похибка коефіцієнта перетворення залежить від співвідношення внутрішнього опору кодокерованих дільників (дільники опорної напруги, що декодують резистивні матриці) та опору зворотного зв'язку операційних підсилювачів, а також від співвідношення опорів наборів зважуючих резисторів.

Однією із найважливіших складових похибки є нелінійність немонотонного характеру. Основною причиною, що викликає нелінійність функції перетворення ЦАП, є похибка зважуючих резисторів кодокерованого дільника. Однак свій внесок вносять інші фактори: залишкові параметри ключів, внутрішній опір джерела опорної напруги, розкид параметрів генераторів струму і т. д.

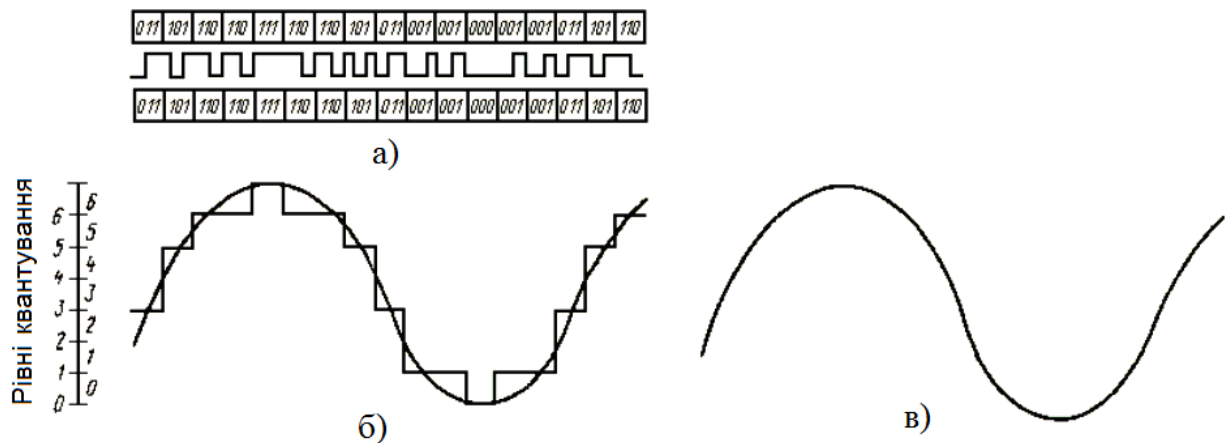


Рисунок 1.7 – Цифро-аналогове перетворення

Для відновлення вихідної кривої аналогової напруги ЗС цифрова послідовність чисел (рис. 1.6 а) повинна бути перетворена. Відновлені в результаті зворотного перетворення (рис. 1.6 б) значення відліків зберігаються як постійні значення напруг аж до наступного відліку. Ця ступінчаста функція крім відновленого тонального сигналу містить безліч гармонійних складових.

При частоті  $f_d=44,1$  кГц отримана послідовність відліків дискретизованого сигналу має спектр, показаний на рис. 1.7 а. Високочастотні складові ступінчастої функції, що є продуктами нелінійних

спотворень, повинні бути при відновленні вихідного сигналу відфільтровані, щоб отримати результат на рис. 1.6, б. Якщо спектр вхідного сигналу тягнеться до 20 кГц, то для цього потрібно ФНЧ з частотою зрізу 20 кГц. При цьому всі складові, що лежать вище за цю частоту, повинні бути надійно відфільтровані. Такий ФНЧ може бути реалізований як аналоговим, так і цифровим способом, однак останній є кращим [2].

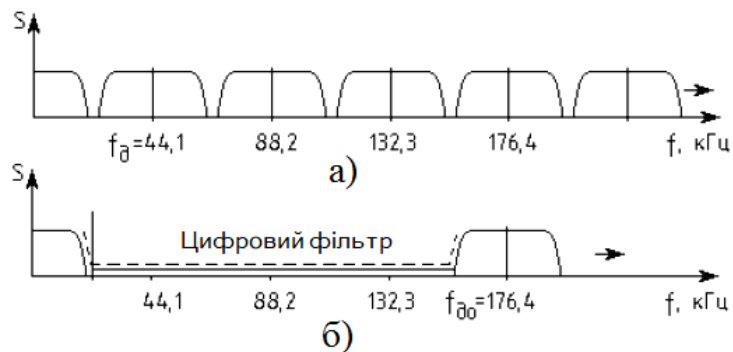


Рисунок 1.7 – Підвищення частоти дискретизації

Ця фільтрація може бути спрощена, якщо збільшити частоту дискретизації відновлених відліків. І тут спектр продуктів спотворень також зміститься у бік верхніх частот. При підвищенні частоти дискретизації вчетверо (з 44,1 до 176,4 кГц) спектр продуктів спотворень починається від частоти  $f = 176,4 - 20 = 156,4$  кГц; їхня фільтрація може бути виконана простими засобами (рис. 1.7, б).

### 1.5 Висновки до розділу 1

1. Частота дискретизації має перевищувати верхню частоту ЗС принаймні удвічі (теорема В.А. Котельникова).
2. Потужність шуму квантування при ІКМ з рівномірним кроком залежить від розрядності АЦП і залежить від сигналу, що квантується.
3. Шум квантування з'являється лише за наявності вхідного сигналу та корелює з ним.
4. Кожен 1 біт АЦП додає 6 дБ до відношення сигнал/шум.

5. Помилка квантування має рівномірний розподіл ймовірності у межах кроку квантування.

6. Шум квантування при ІКМ з рівномірним кроком має рівномірний спектр щільності потужності в діапазоні від 0 Гц до  $f_d/2$ .

7. Підвищення частоти дискретизації зменшує пропорційно потужність шуму квантування у смузі корисного сигналу.

8. Усі рівні сигналу на вході АЦП та виході ЦАП розраховуються щодо рівня обмеження (dBFS – Full Scale – повна шкала). Для неперевантаженого цифрового тракту всі рівні мають бути негативними. Перевантаження цифрових трактів спричиняє втрату інформації.

9. Динамічний діапазон цифрового тракту передачі обмежений зверху рівнем обмеження, а знизу шумом квантування.

10. Розширення динамічного діапазону цифрового тракту передачі можливе лише шляхом зменшення потужності шуму квантування, або зменшення його помітності, що дозволяє зменшити запас на перекриття шуму.

Дана кваліфікаційна робота виконана на кафедрі МІРЕС ХНУРЕ. На кафедрі проводяться дослідження в таких наукових областях, як виявлення та розпізнавання БПЛА за результатами акустичного спостереження [14-17], створення систем зондування атмосфери за допомогою акустичних хвиль [18-21]. Цілий ряд студентських доповідей [22-25] і атестаційних робіт магістрів минулих років [26-29] присвячені дослідженню систем озвучення приміщень. Отже, дослідження в даній роботі відповідають традиційному напрямку наукових робіт колективу кафедри МІРЕС.

## 2 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ НЕРАВНОМІРНОГО КВАНТУВАННЯ СИГНАЛУ

### 2.1 Динамічний діапазон при рівномірному квантуванні

Визначимо значення  $P_{ш.кв.}$  довільної шкали квантування. Нехай сигнал із щільністю ймовірності розподілу миттєвих значень  $W(u)$  квантується у діапазоні зміни миттєвих значень  $(-U_{огр.}; +U_{огр.})$  із певним кроком  $\Delta$ . Імовірність появи сигналу з рівнем, що лежить у межах  $i$ -го кроку квантування, дорівнює

$$P_i = \int_{u_i - \Delta_i / 2}^{u_i + \Delta_i / 2} W(u) du \approx W(u_i) \Delta_i. \quad (2.1)$$

де  $W(u_i)$  – щільність ймовірності для напруги сигналу, що знаходиться в середині розглянутого інтервалу;

$\Delta_i$  – крок квантування в діапазоні зміни миттєвих значень сигналу  $(u_i - \Delta_i / 2; u_i + \Delta_i / 2)$ .

Миттєва потужність шумів квантування, що розвивається на опорі 1 Ом (дисперсія):

$$P_{ш.кв.} = (u - u_i)^2. \quad (2.2)$$

а частина цієї потужності шуму, що з'являється при квантуванні сигналу в межах  $i$ -го кроку, становить:

$$P_{ш.кв.мгн.i} = \int_{u_i - \Delta_i / 2}^{u_i + \Delta_i / 2} (u - u_i)^2 W(u) du \approx \frac{W(u_i) \Delta_i^2}{12}. \quad (2.3)$$

або, з врахуванням виразу (2.1), маємо:

$$P_{ш.кв.мгн.i} \approx \frac{p_i \cdot \Delta_i^2}{12}. \quad (2.4)$$

Сумарна потужність шуму квантування дорівнює сумі складових від кожного кроку:

$$P_{ш.кв.} = \sum_{i=0}^N \frac{p_i \cdot \Delta_i^2}{12}. \quad (2.5)$$

При рівномірній шкалі квантування, коли всі  $\Delta_i$  рівні, з (2.5) отримаємо

$$P_{ш.кв.} = \frac{\Delta^2}{12}. \quad (2.6)$$

З виразу (2.6) випливає важливий висновок: при рівномірному квантуванні потужність шуму визначається виключно кроком квантування і залежить від величини сигналу. Тому при зменшенні рівня сигналу відношення потужності сигналу до потужності шуму квантування знижується.

Шум квантування - це випадковий процес з рівномірним розподілом в межах  $(-\Delta/2; +\Delta/2)$ , щільність ймовірності шуму квантування описується виразом

$$W(x) = 1/\Delta. \quad (2.7)$$

Спектр шуму квантування рівномірний у смузі частот  $0 \dots f_d/2$ . Шум квантування з'являється лише за наявності сигналу.

Визначимо відношення сигнал-шум (С/Ш) на виході квантуючого пристрою. Оскільки  $P_{ш.кв.}$  не залежить від рівня вхідного сигналу, то зі збільшенням потужності вхідного сигналу  $P_c$ , відношення  $P_c / P_{ш.кв.}$  зростає лінійно доти, доки не виникне шум обмеження.

Цифрова система звукозапису будується те щоб обмеження сигналу не виникало. Для цього поріг обмеження квантуючого пристрою повинен дорівнювати квазі максимального значення сигналу, тобто:

$$U_{огр.} = U_{с.мах} = k \cdot U_{скв.}, \quad (2.8)$$

де  $k$  – пік-фактор сигналу;

$U_{скв.}$  – середньоквадратичне значення сигналу.

Число кроків квантування  $n$  можна визначити за відомих  $U_{огр.}$  та  $\Delta$  за формулою

$$m = 2(|U_{огр.}| / \Delta) + 1 \approx 2|U_{огр.}| / \Delta. \quad (2.9)$$

Підставляючи (2.8) та (2.7) у (2.4), отримаємо

$$P_{ш.кв.} = \frac{1}{3} \frac{U_{огр.}^2}{n^2} = \frac{1}{3} \frac{k^2 U_{скв.}^2}{n^2}. \quad (2.10)$$

Оскільки на опорі 1 Ом потужність сигналу (дисперсія)  $P_{с.} = U_{скв.}^2$ , то з (2.10) випливає:

$$P_{с.} / P_{ш.кв.} = \frac{3 \cdot n^2}{k^2}. \quad (2.11)$$

У децибелах вираз (2.11) має вигляд:

$$P_{с.} / P_{ш.кв.} = 20 \lg(n/k) + 4,8. \quad (2.12)$$

При  $m$ -розрядному звукозаписі, враховуючи, що  $n = 2^m$ , перетворимо (2.12) на вираз:

$$P_c / P_{ш.кв.} = 6m - 20 \lg k + 4,8. \quad (2.13)$$

З (2.13) видно, що при рівномірному квантуванні у разі збільшення числа розрядів  $m$  на одиницю відношення сигнал-шум підвищується на 6 дБ.

Для звукових сигналів значення пік-фактора  $k$  залежить від жанру програми та змінюється в межах від 7 до 25 дБ. Щоб уникнути обмеження сигналу, його квазіпікове значення не повинно перевищувати порога обмеження квантувача. Зазвичай його вибирають меншим на величину 6...10 дБ.

На рис. 2.1 показано залежність відношення сигнал/шум ( $P_c / P_{ш.кв.}, \text{дБ}$ ) для звукових сигналів при різних значеннях  $m$  від відносної зміни рівня сигналу на вході. По осі абсцис відкладено різницю між вхідним рівнем його квазі максимальним значенням  $N_c - N_{c.max}, \text{дБ}$ .

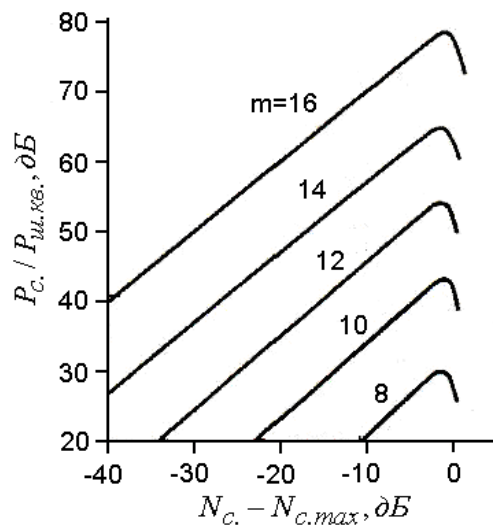


Рисунок 2.1 – Залежність відношення сигнал-шум від рівня вхідного сигналу

Вираз (2.13) зрештою визначає значення максимального динамічного діапазону цифрових звукових сигналів. При поширенні звукозаписів часто використовується рівномірне 16-розрядне квантування.

За розрядності  $m = 16$  біт формула (2.13) дає значення 97,8 дБ. З цього результату треба відняти величину 1,5...2,0 дБ, що дорівнює похибці АЦП і ЦАП [3]. Далі, відповідно до Рекомендації CCIR 468-3, цю величину з урахуванням пік фактора шуму слід зменшити ще на 12 дБ. Для захисту від

можливого обмеження значення динамічного діапазону зменшують ще 10 дБ, роблячи запас зверху. І, нарешті, щоб уникнути надто великих похибок при квантуванні низьких рівнів сигналу та забезпечити при зворотному перетворенні маскування шумів квантування корисним сигналом, його рівень має перевищувати рівень шумів на 20 дБ.

Відповідні графіки наведено на рис.2.2.

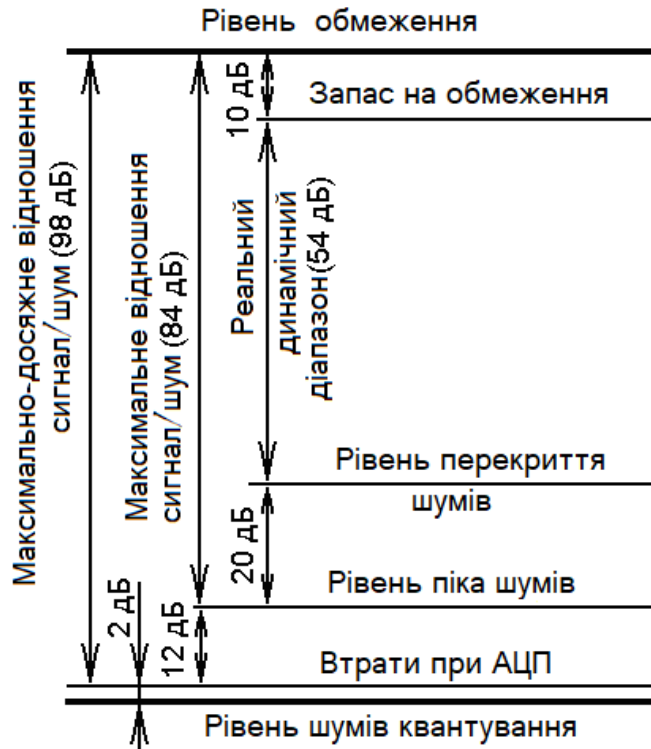


Рисунок 2.2 – Визначення реального динамічного діапазону

З урахуванням викладених міркувань отримуємо, що з  $m=16$  значення реального динамічного діапазону вихідного звукового сигналу на вході цифрової звукозапису

$$D_c = (6m+1,8) - (1,5...2,0) - 12 - 20 = 54 \text{ дБ.} \quad (2.14)$$

Такий динамічний діапазон сигналів вимагає спеціальної обробки звукорежисером, що знижує якість сигналу, що відтворюється. Динамічний діапазон радіомовлення не перевищує 40 дБ і при записі в форматі wav не вище 50 дБ.

## 2.2 Динамічний діапазон при нерівномірному квантуванні

Разом із рівномірним (лінійним) квантуванням, у якому крок квантування постійний у межах всього динамічного діапазону зміни рівнів, існує можливість узгодження величини кроку квантування з амплітудою сигналу. При цьому для малих рівнів сигналу величина кроку квантування буде малою, а для більших – більш грубою. Щоправда, у цьому випадку разом із зміною величини сигналу і кроку квантування змінюється і потужність шумів квантування: вона збільшується зі зростанням амплітуди сигналу. Нерівномірне квантування дозволяє забезпечити необхідне високе відношення сигнал-шум для слабких сигналів за рахунок його зменшення для сильних сигналів.

Значення відношення сигнал-шум має бути у всьому діапазоні рівнів сигналу таким, щоб шуми квантування залишалися б нечутними. Якщо використовувати логарифмічну залежність між вихідним і вхідним сигналами, можна підтримувати відношення сигнал-шум квантування нижче заданої межі, як для малих, так і для великих сигналів.

Відомі два способи формування нерівномірної шкали квантування: миттєве та майже миттєве компандування.

Пристрій, що реалізує нерівномірне квантування з використанням миттєвого компандування, складається з послідовно включених компресора, квантувача з рівномірною шкалою та експандера.



Рисунок 2.3 – Структурна схема пристрою для нерівномірного квантування звукового сигналу

Нормалізована характеристика компресора показана на рис. 2.4 (крива 1).

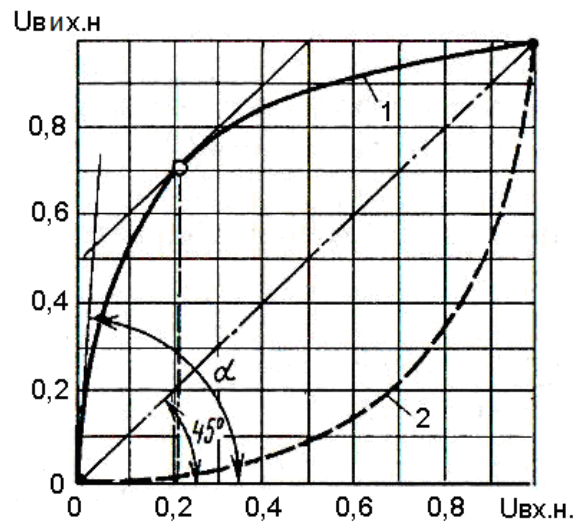


Рисунок 2.4 – Амплітудні характеристики компандерної системи

Сигнал з виходу компресора піддається рівномірному квантуванню. Крива 1 показує, що квантування цього сигналу з рівномірним кроком  $\Delta$  відповідає нерівномірне квантування з кроком  $\Delta_H$ .

Експандер включається на приймальній стороні цифрового тракту після ЦАП. Амплітудна характеристика розширювача (рис. 2.4, крива 2) обернена до характеристики компресора, і експандер повинен компенсувати спотворення, внесені в сигнал компресором.

Іншими словами, коефіцієнти передачі компресора  $K_{\text{комп.}}$  та експандера  $K_{\text{експ.}}$  для будь-яких вхідних рівнів ЗС мають бути пов'язані виразом:

$$K_{\text{комп.}} \cdot K_{\text{експ.}} = 1. \quad (2.15)$$

Компресор, що застосовується, є безінерційним пристроєм миттєвої дії.

Визначимо оптимальний закон стиснення  $D$ , при якому відношення сигнал-шум квантування залишатиметься постійним у найбільшому діапазоні зміни вхідних рівнів. При деякому вхідному сигналі крок нерівномірного квантування

$$\Delta_H = \Delta / \text{tg}\varphi = \Delta / (du_{\text{вих.}} / du_{\text{вх.}}), \quad (2.16)$$

де  $du_{\text{вих.}} / du_{\text{вх.}}$  – похідна характеристики компресора.

Використовуючи вираз (2.6), для вхідного рівня  $N_{\text{вх.}}$  та відповідного кроку квантування  $\Delta_H$  отримуємо:

$$P_c / P_{\text{ш.кв.}} = 12(u_{\text{вх.}}^2 / \Delta_H). \quad (2.17)$$

З (2.17) випливає, що відношення сигнал-шум залишатиметься постійним, якщо крок квантування зростає пропорційно до напруги сигналу на вході:

$$u_{\text{вх.}} / \Delta_H = u_{\text{вх.}} / \Delta_H = du_{\text{вих.}} / du_{\text{вх.}} = \text{const}. \quad (2.18)$$

Розв'язуючи диференціальне рівняння (2.18), отримаємо оптимальну характеристику компресора виду:

$$u_{\text{вих.}} = c \cdot \ln(\mu \cdot u_{\text{вх.}}), \quad (2.19)$$

де  $c$  та  $\mu$  – постійні інтегрування.

Пристрій з амплітудною характеристикою (2.19) фізично неможливо реалізувати, оскільки при  $u_{\text{вх.}} \rightarrow 0$  маємо  $u_{\text{вих.}} \rightarrow \infty$ . З цієї причини на практиці використовують два інші закони компресії, які дещо відрізняються від оптимального, але досить близьких до нього – закони  $\mu$  і  $A$ .

При  $\mu$ -законі вихідна та вхідна напруги компресора пов'язані залежністю виду:

$$u_{\text{вих.}} = u_{\text{вх.макс}} \frac{\ln(1 + \mu \cdot |u_{\text{вх.}}| / u_{\text{вх.макс}})}{\ln(1 + \mu)}, \quad (2.20)$$

де  $\mu$  – значення коефіцієнту компресії.

Відповідно до Рекомендацій МККТТ дорівнює  $\mu=100$  при цифровому поданні мовних сигналів телефонії та  $\mu=15$  при кодуванні в радіомовленні та

телебаченні. Форма характеристики компресора для різних значень показана на рис. 2.5.

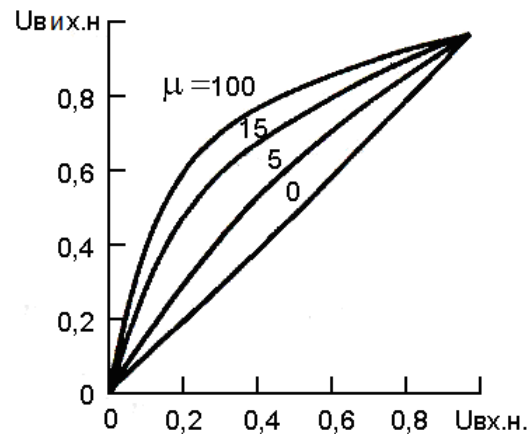


Рисунок 2.5 – Амплітудні характеристики компресора для різних коефіцієнтів стиснення

Відношення максимального кроку квантування до мінімального при використанні  $\mu$ -характеристики дорівнюватиме:

$$\Delta_{\max} / \Delta_{\min} = 1 + \mu. \quad (2.21)$$

Відмінність між  $\Delta_{\max}$  та  $\Delta_{\min}$  тим більше, чим більший коефіцієнт стиснення  $\mu$ . Тому вибір значення  $\mu$  дуже впливає на відношення сигнал-шум квантування.

### 2.3 Оцінка ефективності використання компандерної системи

Визначимо вигравш щодо сигнал-шум, що отримується від використання компресора. Збільшення сигнал-шум тим більше, чим більше нахил початкової ділянки кривої стиснення порівняно з прямою, що проходить під кутом  $45^\circ$ . Оскільки крива повинна проходити через точки з координатами  $(0,0)$  та  $(1,1)$ , то очевидно, що на якійсь (початковій) ділянці тангенс кута нахилу кривої більше 1, а на іншій (кінцевій) відповідно менше одиниці.

Еквівалентний крок квантування під час використання експандера дорівнює:

$$\Delta_{\text{э}} = \Delta / (du_{\text{ВЫХ.}} / du_{\text{ВХ.}}), \quad (2.22)$$

еквівалентне число дозволених рівнів та розрядність АЦП:

$$M_{\text{е}} = M \cdot (du_{\text{ВЫХ.}} / du_{\text{ВХ.}}), \quad m_{\text{э}} = m + \log_2 (du_{\text{ВЫХ.}} / du_{\text{ВХ.}}). \quad (2.23)$$

Диференціюючи амплітудну характеристику компресора (2.20), отримаємо:

$$\frac{du_{\text{ВЫХ.}}}{du_{\text{ВХ.}}} = \frac{\mu}{(1 + \mu) \cdot (1 + \mu \cdot |u_{\text{ВХ.}}| / u_{\text{ВХ.мак}})}. \quad (2.24)$$

На рис. 2.6 показана залежність (2.24) для  $\mu=15$  та  $\mu=100$ .

Оскільки у разі поділу всього діапазону на інтервали рівної ширини відношення сигнал квантування мало при низьких рівнях сигналу і відносно велике при високих рівнях сигналу, криві компресії, що визначають збільшення відношення сигнал-шум квантування, мають найбільшу крутість нахилу поблизу нуля. Крутизна нахилу поступово зменшується в міру зростання рівня сигналу, що спричиняє зменшення відношення сигнал-шум квантування для сигналів з високими рівнями.

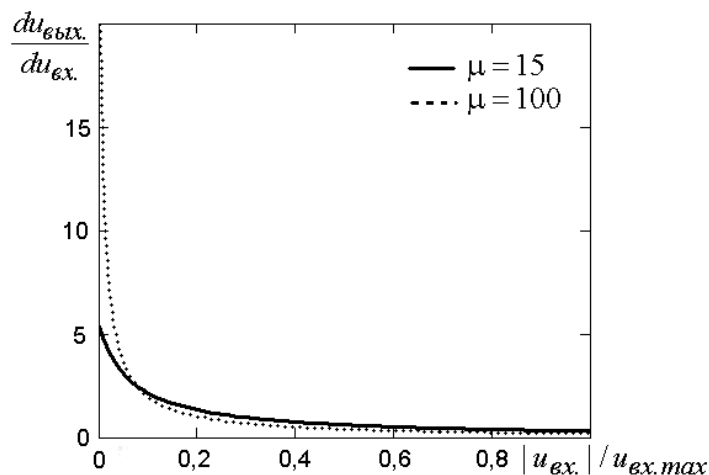


Рисунок 2.6 – Графіки похідних амплітудної характеристики

Підставляючи вираз (2.23) у формулу (2.13) отримаємо вираз для відношення сигнал-шум квантування для компандерної системи залежно від рівня вхідного сигналу  $N_c$ :

$$\begin{aligned} (P_c / P_{ш.кв.})_k &= 6m_{\mathcal{E}} + N_c + 4,8 = 6(m + \log_2(du_{вых.}/du_{вх.})) + N_c + 4,8 = \\ &= 6 \left[ m + \log_2 \left( \frac{\mu}{(1+\mu) \cdot (1 + \mu \cdot |u_{вх.}| / u_{вх.маx})} \right) \right] + N_c + 4,8 = \\ &= 6m + 6 \log_2 \left( \frac{\mu}{(1+\mu) \cdot (1 + \mu \cdot 10^{N_c/20})} \right) + N_c + 4,8. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Графіки залежності (2.25) від  $N_c$  представлені на рис. 2.7.

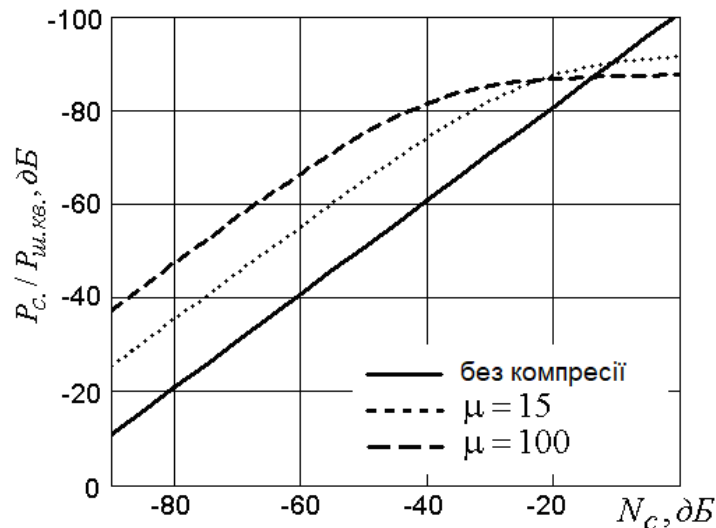


Рисунок 2.7 – Відношення сигнал-шум квантування під час компандування

Отримані залежності означають, що збільшення відношення сигнал-шум квантування на деякій ділянці можливо лише ціною зменшення цього відношення на іншій ділянці.

Виграш від застосування компандера щодо сигнал-шум на малих (<-40 дБ) рівнях вхідного сигналу становить близько 15 дБ за  $\mu=15$  і близько 25 дБ за  $\mu=100$ . Зростання відношення сигнал-шум практично зупиняється при -20 дБ для  $\mu=15$  і -30 дБ для  $\mu=100$ . Погіршення відношення сигнал-шум порівняно з варіантом без компресії спостерігається при -10 дБ для  $\mu=15$  та -15 дБ для  $\mu=100$ .

На рис.2.8 показані графіки виграшу щодо сигнал-шум квантування проти варіантом без компандування.

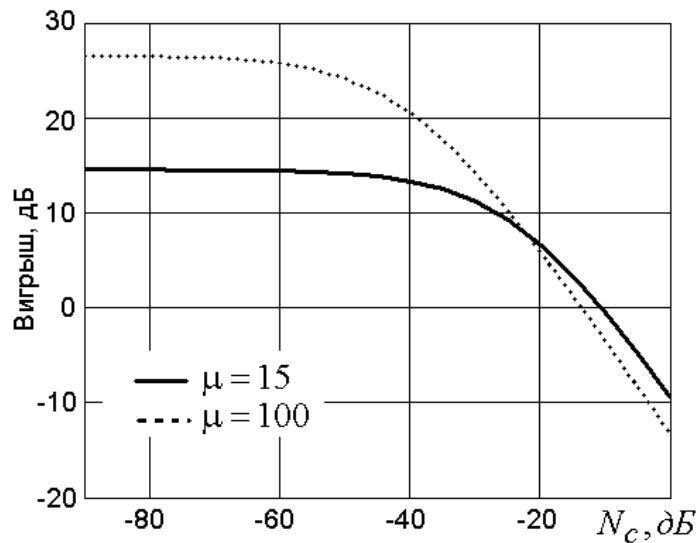


Рисунок 2.8 – Виграш у відношенні сигнал-шум квантування в порівнянні з варіантом без компандування

При рівнях вхідного сигналу  $N_c < -25$  дБ компандерна система з  $\mu=100$  з точки зору відношення сигнал-шум краща у порівнянні з варіантом  $\mu=15$ . При рівнях приблизно -10 дБ обидві системи дають програш проти варіанта без компандера.

На рис.2.9 показаний графік різниці виграшу щодо відношення сигнал-шум квантування системи з  $\mu=100$  перед системою з  $\mu=15$ .

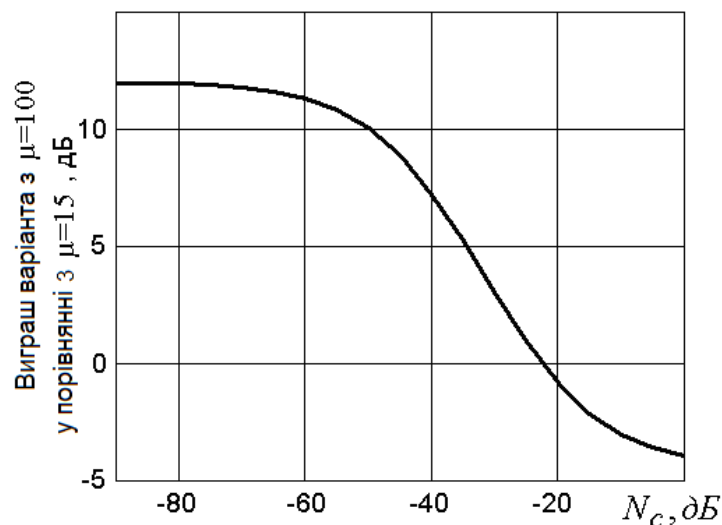


Рисунок 2.8 – Різниця виграшу відношення сигнал-шум квантування системи з  $\mu=100$  перед системою з  $\mu=15$

## 2.4 Висновки по розділу 2

Таким чином, з отриманих результатів випливає, що застосування компандера дає виграш щодо сигнал-шум для сигналів з низькими рівнями, доки  $N_c < N_{c1}$ , і зменшення цього відношення при  $N_c > N_{c1}$ .

Визначено значення  $N_{c1} \approx -10$  дБ для  $\mu=15$  та  $-15$  дБ для  $\mu=100$ . Виграш від компандування має місце, поки сигнал на вході компандерної системи змінюється від нуля до  $N_{c1}$ , максимальний виграш на малих рівнях вхідного сигналу становить 14 дБ для  $\mu=15$  та 27 дБ для  $\mu=100$ .

Виграш набуває негативних значень, тобто. відбувається зменшення відношення сигнал-шум, в області де  $N_c > N_{c1}$  тим більше, чим більше  $N_c$ . При максимальному  $N_c = 0$  дБ програш становить 9 дБ для  $\mu=15$  та 14 дБ для  $\mu=100$ .

### 3 ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ ШУМУ КВАНТУВАННЯ

#### 3.1 Спектральний склад шуму квантування

Для розрахунку спектра помилок квантування зазвичай застосовується швидке перетворення Фур'є квантованого сигналу на виході інтерполятора ІКМ демодулятора. Коли головною метою є вивчення звучання помилок квантування, найважливішим стає процес формування цього спектра. Тому для розрахунку спектра скористаємося особливим математичним прийомом, який полягає у зміні порядку виконання математичних операцій в ІКМ-модуляторі. Для цього у схемі модулятора квантувач переноситься на місце перед амплітудно-імпульсним модулятором (рис.3.1).

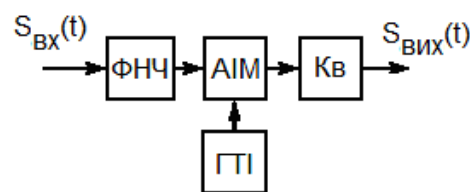


Рисунок 3.1 – Структурна схема для досліджень

За такого підходу на вході квантувача діє синусоїдальний вхідний сигнал. Його вихідний сигнал  $U_r(i)$  є ступінчастою функцією часу (рис.3.2). Висота всіх сходинок дорівнює кроку квантування і не залежить від швидкості зміни ЗС, а ось їхня довжина від цієї швидкості залежить. Чим швидкість зміни ЗС вище, тим менша ширина сходинок.

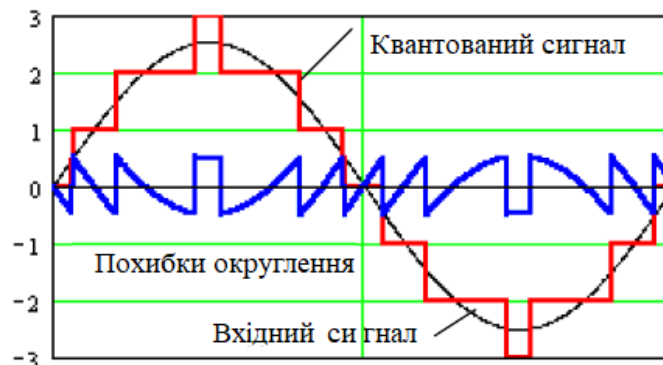


Рисунок 3.2 – Квантування синусоїдального сигналу. Помилки округлення

Аналітично квантований сигнал записується як:

$$U_r(i) = \text{floor}[A \cdot \sin(\Delta\varphi \cdot i) + z]. \quad (3.1)$$

Різниця між вхідним та вихідним сигналами квантувача формально є помилкою квантування, так її і називають у більшості публікацій з аудіотехніки. Однак ця помилка є результатом виконання лише однієї операції – квантування, тому її спектр не обмежений зверху частотою Найквіста. Помилка квантування, що цікавить нас, завжди є результатом виконання двох операцій: квантування і дискретизації.

Щоб не створювалася плутанина в назвах, називатимемо помилку, що виникає тільки при квантуванні синусоїдального сигналу помилкою округлення і будемо позначати її як  $e_r(i)$ . Це найбільше відповідає її фізичній природі. Помилка округлення розраховується за формулою

$$e_r(i) = U_r(i) - U(i). \quad (3.2)$$

З графіків на рис.3.3 видно, що помилки округлення є періодичними безперервними функціями часу. Форма сигналу помилки в межах періоду має вигляд детермінованої послідовності пілкоподібних імпульсів з розмахом, що дорівнює кроку квантування незалежно від амплітуди ЗС  $A$ . Результати отримані в середовищі MathCad.

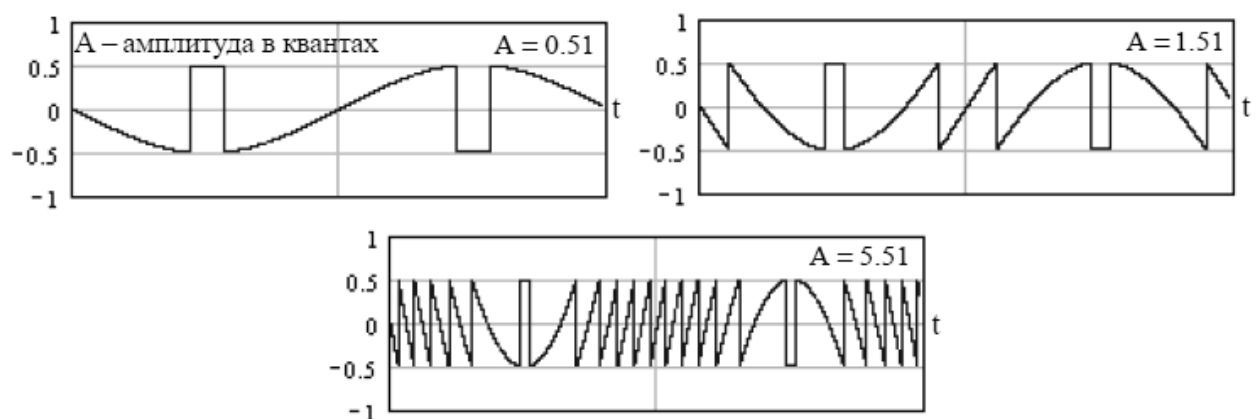


Рисунок 3.3 – Функції помилок округлення

Тривалість, форма і частота повторення імпульсів змінюються в межах періоду, оскільки вони залежить від крутості синусоїдального вхідного сигналу функції часу. Період повторення помилок округлення швидко зменшується зі збільшенням  $A$ .

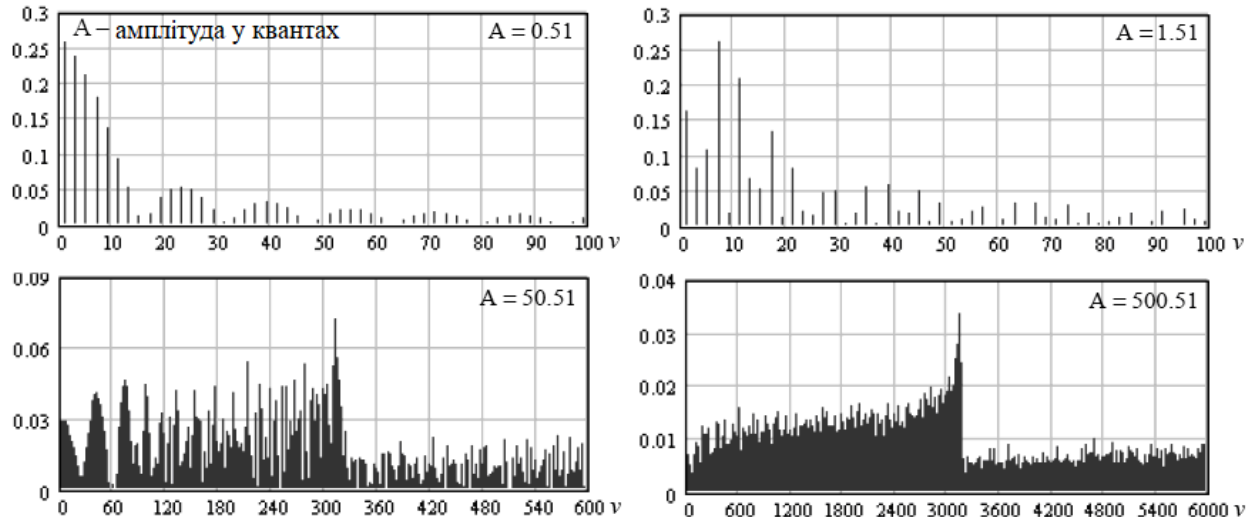


Рисунок 3.4 – Спектри гармонік помилок округлення

З наведених на рис.3.4 графіків можна зробити висновок, що спектр гармонік помилок округлення обмежений номером гармоніки, яка має максимальну амплітуду. Ця гармоніка грубо визначається кількістю імпульсів помилок квантування у період ЗС. Чим більше значення  $A$ , тим вище номер цієї гармоніки  $\nu(A_{\nu \max})$ . При  $A > 2$  цей номер розраховується за наближеною формулою [7]:

$$\nu(A_{\nu \max}) \approx 2\pi A. \quad (3.3)$$

Сумарна потужність помилок округлення  $P_r$  залежить лише від кроку квантування  $Q$

$$P_r = Q^2 / 12. \quad (3.4)$$

Функція помилок округлення періодична та симетрична щодо осі часу, тому спектр помилок округлення дискретний у вигляді непарних гармонік сигналу округлення. Це дозволяє проводити розрахунок спектру гармонік за допомогою БПФ за формулою:

$$S(v) = 2 \cdot \text{fft}(e_r(i)) \cdot m^{-0.5}, \quad (3.5)$$

де  $m = 2^x \cdot n$ ,  $n$  – число розрахованих гармонік спектру, що представляється числом  $2^y$ ,  $m$  – кількість точок відліку на період ЗС;  $i=0,1..m-1$ .

Чим більше  $m$ , тим більше гармонік може бути обчислено. Чим більше значення змінної  $x$ , то вище точність обчислення гармонік.

Для переходу до частотного спектру достатньо змінити масштаб по осі абсцис, замінивши номери гармонік частотою  $F(v) = v \cdot F$ .

На графіках (рис.3.4) по осі ординат визначається амплітуда гармонік помилок округлення в квантах, а по осі абсцис – номери гармонік. З наведених графіків видно, що у спектрі помилок округлення є складова першої гармоніки.

При мінімально можливій амплітуді ЗС  $A = 0,51$  максимум спектра збігається з першою гармонікою помилок округлення та спектр швидко сходиться. При подальшому збільшенні  $A$  максимальні значення складових спектру зменшуються і зміщуються до вищих гармонік відповідно до наведеної вище рівності. Амплітуди гармонік вище за номер  $v(A_{v,\max})$  різко зменшуються в 2...4 рази і утворюють рівномірний спектр.

Наведені графіки справедливі як із 8, так і 16-разрядном квантуванні, коли амплітуди сигналів і помилок виражаються у квантах. При використанні логарифмічного масштабу по осі частот вид графіків буде інший.

### 3.2 Дослідження шумів квантування методом математичного моделювання

Частотний спектр помилок квантування формується у процесі дискретизації квантованого ЗС. При виконанні цієї операції здійснюється балансна модуляція, при якій дискретизуються як ЗС, так і помилки округлення, перетворюючись на помилки квантування (рис.3.5).

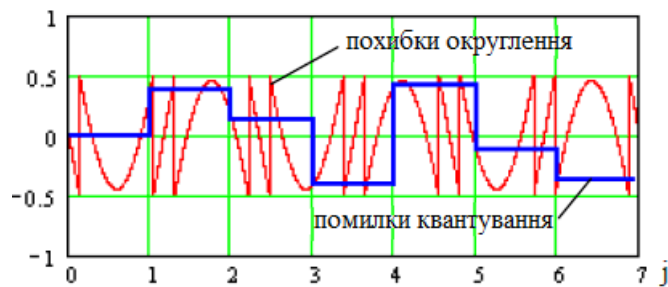


Рисунок 3.5 – Дискретизація помилок округлення

Потужності помилок квантування та округлення однакові, але спектри абсолютно різні. У спектр АІМ сигналу насамперед входять непарні гармоніки спектра помилок округлення  $\nu$ , що потрапляють у смугу частот до частоти Найквіста  $F_N$ . Їх число може бути кілька тисяч і спектр сягати до 3...5 МГц.

В результаті модуляції при кожній гармоніці частоти дискретизації утворюються верхня та нижня бічні смуги. Верхні бічні смуги є прямими, а нижні – дзеркальним відображенням спектра помилок округлення. Потужності компонентів спектра у всіх смугах дорівнюють потужності помилок округлення.

Незвичайність формування спектра помилок квантування полягає в тому, що ширина спектра модулюючого сигналу у багато разів перевищує частоту дискретизації. Тому складові спектра нижніх бічних смуг потрапляють у область негативних значень (рис.3.6).

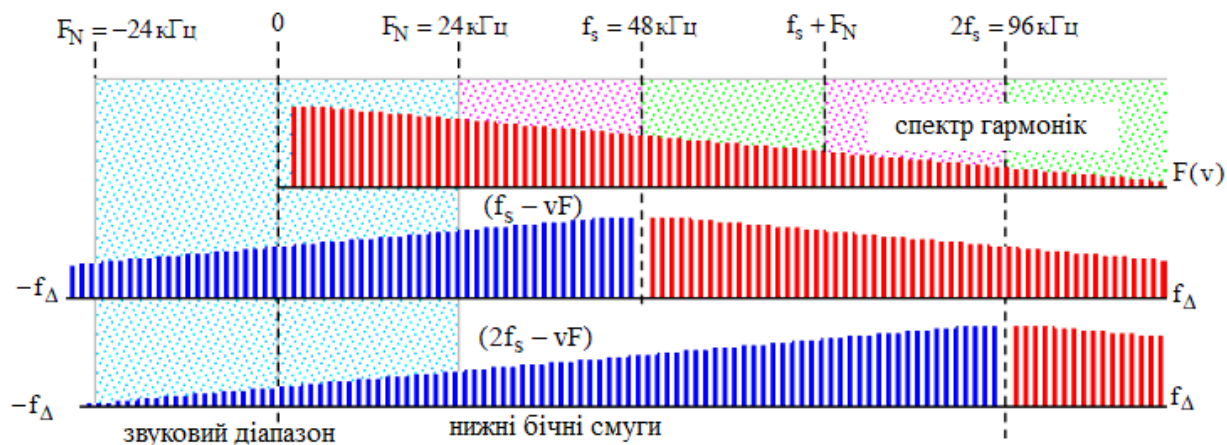


Рисунок 3.6 – Формування спектра помилок квантування

Фізично це означає, що відбувається відображення спектрів нижніх бічних смуг від нульової частоти і негативні значення частот стають позитивними. Гармоніки помилок округлення, частота яких перевищує частоту Найквіста, утворюють прямий спектр помилок квантування. Усі гармоніки вище  $f_N$  потрапляють у звуковий діапазон у вигляді продуктів модуляції

$$f_{\Delta} = s \cdot f_s - \nu F. \quad (3.6)$$

Ці продукти мають знак плюс, якщо  $s \cdot f_s - F_N \leq \nu F \leq s \cdot f_s$ , та знак мінус, якщо  $s \cdot f_s \leq \nu F \leq s \cdot f_s + F_N$ .

Сказане перевіримо з прикладу кратних частот, коли  $F=1$  кГц і  $f_s=48$  кГц. У цьому випадку у звуковий діапазон потрапляють гармоніки помилок округлення з 1 по 23, що утворюють прямий спектр. Гармоніки з 25 по 47 потрапляють у цей діапазон, як продукти модуляції нижньої бічної смуги 1-го порядку. Вони утворюють частоти від 23 до 1 кГц з інтервалом 1 кГц. Гармоніки з 49 по 71 перетворюються на такі самі частоти, але з негативним знаком. Аналогічні перетворення відбуваються з гармоніками вище 71 у нижніх бічних смугах 2-го і вищого порядків тощо. буд. Підсумовування складових спектра відбувається з урахуванням фази кожної гармоніки. Якщо частоти  $f_s$  і  $F$  не кратні, то за невеликого відхилення частоти ЗС від кратного значення кожна гармоніка сигналу помилок округлення створює у звуковому діапазоні свою складову спектра.

Усі разом продукти модуляції у звуковому діапазоні частот формують так званий дзеркальний спектр. Сума спектральних компонентів прямого і всіх дзеркальних спектрів нижніх бічних смуг в межах звукового діапазону є спектром помилок квантування. У нього завжди входять усі гармоніки помилок округлення у вигляді продуктів модуляції. Так як дзеркальні частоти можуть збігатися за частотою між собою і з складовими прямого спектра, то сумарна потужність спектральних складових може бути істотно меншою, ніж потужність помилок округлення.

Прямий спектр визначається на основі комплексного спектра помилок округлення

$$S_{fr}(v) = 2 \cdot \text{fft}(e_r(i)) \cdot m^{-0.5}, \quad (3.7)$$

де  $v = 1, 2, \dots, v_{\max}$ ,  $v_{\max}$  – максимальний непарний номер гармоніки ЗС у смузі до частоти Найквіста,  $m$  – кількість точок відліку на період ЗС.

Цей номер розраховується за допомогою Булевої алгебри:

$$v_{\max} = \begin{cases} \alpha, & \text{при } \text{mantissa}(\alpha) \neq 0; \\ (\alpha - 1), & \text{при } \text{mantissa}(\alpha) = 0, \end{cases} \quad (3.8)$$

$$\text{де } \alpha = \text{floor}\left(\frac{f_s}{2F}\right), \text{mantissa}(\alpha) = \frac{\alpha}{2} - \text{floor}\left(\frac{\alpha}{2}\right).$$

Розрахунок складових дзеркального спектра проводиться також на основі спектра помилок округлення

$$S_{fr}(v) = 2 \cdot \text{fft}(e_r(i)) \cdot m^{-0.5}, \quad (3.9)$$

де  $v = (v_{\max} + 2), (v_{\max} + 4) \dots (2n - 1)$ ,  $n$  – ціле число розраховуваних гармонік.

Частоти цих складових у звуковому діапазоні визначаються рівністю

$$F(v) = |\gamma_s(v) \cdot f_s - F(v)|,$$

де  $\gamma_s = \text{round}\left(\frac{f_s}{2F}\right)$  – це порядковий номер гармоніки частоти дискретизації.

Наведені формули дозволяють розраховувати частотний склад спектра помилок квантування навіть за відхилення ЗС від кратної частоти частки

герца. До основних параметрів гармонійного спектру відноситься нижня гранична частота  $F_n(x)$  та інтервал між складовими  $dF$ . В загальному випадку, коли частоти  $f_s$  і  $F$  субкратні і відношення цих частот може бути простим дробом  $y/x$ , період амплітудно-модульованого сигналу після дискретизації в  $x$  разів більше періоду ЗС. Тому нижня гранична частота спектра помилок квантування визначається рівністю

$$F_n(x) = \frac{F}{x}. \quad (3.10)$$

Посередині кожного інтервалу між кратними частотами субкратна частота має максимальний порядок  $x=2$ . В обидва боки від цього значення порядок субкратності збільшується, прагнучи нескінченності поблизу кратних частот. Нижня межа спектра помилок квантування на цих частотах максимальна і вона зменшується в обидві сторони від середини до нульового значення поблизу кратних частотах (рис.4.6). Іноді це частота є основним тоном звуку помилок квантування.

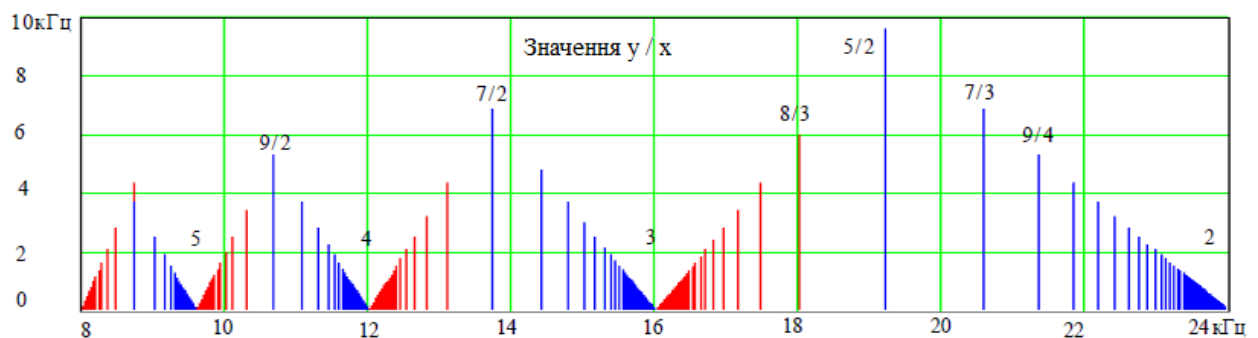


Рисунок 3.7 – Графік залежності  $F_n(x)$  від частоти ЗС

При відхиленні частоти ЗС виникає низькочастотний звук, основний тон якого прямо пропорційний величині відхилення  $\Delta F$ . Висота основного тону цього звуку визначається рівністю

$$F_t = |\Delta F_{kr}| \cdot y_{kr}, \quad (3.11)$$

де  $y_{kr}$  – значення чисельника коефіцієнта  $k$  на кратній (субкратній) частоті,

$\Delta F_{kr}$  – відхилення від кратної (субкратної) частоти.

З рівності (3.11) виходить, що чим більше значення  $y_{kr}$  (нижче частота ЗС), тим швидше збільшується висота тону відхилення. Такий самий звук виникає і при відхиленні від субкратних частот.

Якщо  $y_{kr}$  число парне, то спектрі присутні як парні, і непарні гармоніки  $Ft$ . Якщо це число непарне, то спектрі присутні лише непарні гармоніки тону відхилення. Частота  $Ft$  завжди кратна або дорівнює нижній граничній частоті спектра  $F_n(x)$ .

У спектрі помилок округлення присутні лише непарні гармоніки, оскільки функція помилок округлення завжди є парною. Функція помилок квантування може бути як парною, і непарною залежно від значення  $y$  коефіцієнта кратності.

На рис.3.8 наведено 4 часові діаграми функцій помилок квантування з різними коефіцієнтами кратності.

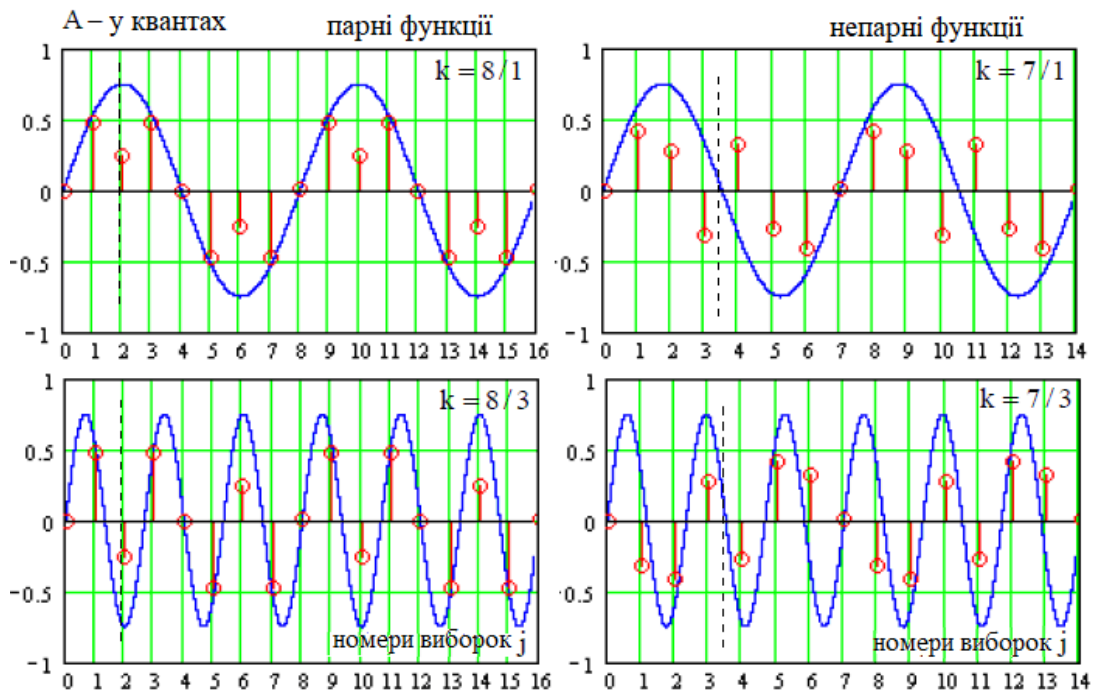


Рисунок 3.8 – Функції помилок квантування з різними коефіцієнтами кратності

З графіків видно, що функції з парним значенням  $y$  мають симетрію 1 роду, а функції з непарним значенням  $y$  – симетрію другого роду. Це означає, що якщо  $y$  число парне, то у спектрі помилок квантування кратних частот будуть лише непарні гармоніки частоти ЗС. Якщо ж  $y$  число непарне, то будуть як парні, так і непарні гармоніки. Відмінність для субкратних частот у тому, що це гармоніки не частоти ЗС, а граничної частоти спектра гармонік  $F_n(x)$ , а частота ЗС при цьому буде однією з гармонік.

Спектр помилок квантування завжди лінійний, а частотний інтервал між складовими спектру  $dF$  для кратних та субкратних частот дорівнює

$$dF = \begin{cases} F_n(x), & \text{при парному } y; \\ 2F_n(x), & \text{при непарному } y. \end{cases} \quad (3.12)$$

Це ілюструється графіками спектрів помилок квантування при парних та непарних значеннях  $y$ , наведеними на рис.3.9 та 3.10. На цих графіках квадратиками позначені непарні гармоніки прямого спектра помилок квантування, а колами – спектральні складові дзеркального спектру.

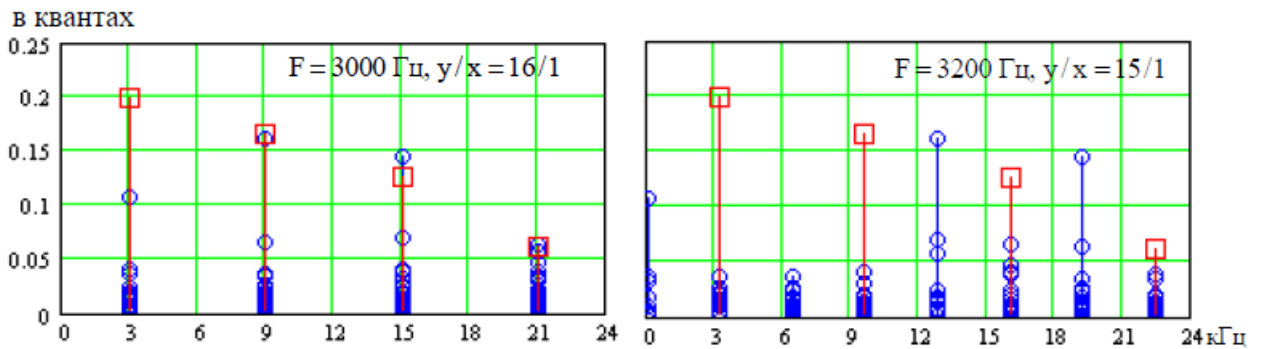


Рисунок 3.9 – Спектри помилок квантування на кратних частотах ЗС  
( $A=3,49$ )

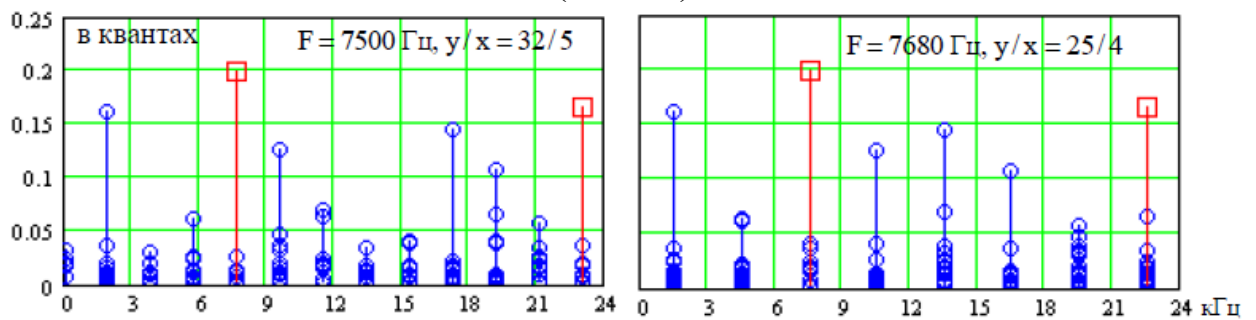


Рисунок 3.10 – Спектри помилок квантування на субкратних частотах ЗС  
( $A=3,49$ )

### 3.3 Висновки по розділу 3

Як видно, спектр помилок квантування на кратних частотах складається тільки з гармоніки ЗС, і всі складові дзеркального спектра збігаються з гармоніками прямого спектра. Якщо у парне – у спектрі присутні лише непарні гармоніки, якщо непарне, то у спектрі з'являються парні гармоніки ЗС і, що дуже важливо, складова на нульовій частоті. Усі вони породжуються лише дзеркальним спектром.

На субкратних частотах у спектрі виникають складові нижче частоти ЗС і спектр стає гармонійним по відношенню до нижньої граничної частоти. При цьому нижня гранична частота розглядається як частота основного тону, а її гармоніки - як обертони, які створюють своєрідне забарвлення звуку і тембр їхнього звучання залежить від характеру спектру обвідної гармонік. У цьому співзвуччі вищі гармоніки можуть значно перевищувати рівень нижньої граничної частоти.

Слух визначає частоту основного тону незалежно від цього, є парні гармоніки чи ні. Однак це можливо, якщо число гармонік не менше 5-6. Якщо їх менше, всі вони сприймаються як окремі звуки. З наведеного аналізу випливає, що частотний склад спектра помилок квантування однозначно визначається коефіцієнтом кратності, а складові цього спектра однозначно визначаються амплітудою ЗС в квантах.

Отже, графіки спектрів на рис.3.9 і 3.10 однаково справедливі як із 8, і 16-разрядном квантуванні, оскільки всі складові виражені у квантах.

## 4 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ЗМІНИ СТАТИСТИК ШУМІВ КВАНТУВАННЯ

### 4.1 Метод дитерингу

Цифровий звуковий сигнал формується за допомогою квантувача з принципово нелінійною функцією передачі у вигляді сходів (рис. 4.1).



Рисунок 4.1 – Квантування сигналу шляхом усічення

З цієї причини породжуються детерміновані помилки квантування звукових сигналів (ЗС), спектр і характер звучання яких залежить як від коефіцієнта кратності частоти ЗС і частоти дискретизації, так і від виду самого ЗС. Спектр може бути гармонійним, субгармонійним та близьким до білого шуму. На слух ці помилки найчастіше сприймаються як неприємне відчуття брудного звуку.

Округлення цифрових даних при квантуванні може виконуватись за двома алгоритмами: до найближчого двійкового значення або до меншої величини. Перший алгоритм прийнято називати *rounding*, другий – *truncating*. При аналого-цифровому перетворенні з урахуванням імпульсно-кової модуляції використовується перший алгоритм округлення, який реалізується шляхом усунення шкали квантування (рис.4.1). У цьому випадку вихідний сигнал квантувача симетричний відносно осі часу і квантування здійснюється з порогом, що дорівнює 0,5 кроку квантування  $Q$ .

Поки вхідний сигнал менший за цей поріг, вихідний сигнал квантувача дорівнює нулю, це означає, що квантування здійснюється з центральним відсіченням. Вище порога квантування вихідний сигнал має вигляд послідовності імпульсів з коефіцієнтом заповнення, що залежить від рівня

ЗС. Ситуації, коли вхідний сигнал може бути нижчим за поріг квантування, виникають при реверберації звуку і відбитті звукових коливань, які дуже повільно загасають по амплітуді, але несуть важливу акустичну інформацію про об'єм приміщення, де відбувається звукозапис. При квантуванні ця інформація частково втрачається і просторове сприйняття звуку сильно спотворюється.

Величина помилок квантування визначається тільки числом використовуваних двійкових розрядів  $q$  і, отже, обраним кроком квантування  $Q$ . При вибраному числі розрядів ефективно значення помилок квантування не залежить від рівня ЗС і визначається рівністю

$$E_{def} = 0,289Q. \quad (4.1)$$

Тож у цифровому звуку, на відміну аналогового, чим менший рівень ЗС, тим відносні спотворення квантування більше, а при рівні ЗС близькому до 0,5 кванта вони досягають 100%. Спотворення, викликані помилками квантування, впевнено помітні на слух вже за 8-розрядного кодування, хоча при цьому величина спотворень не перевищує 0,5%. Це означає, що при 16-розрядному кодуванні, що використовується при записі wav, реальний динамічний діапазон цифрового звуку не перевищує 48 дБ, а не 96 дБ, як заявляють виробники.

Зазначені особливості цифрового звуку значною мірою усуваються або робляться менш помітними на слух під час використання методу дитеринга. Цей метод при аналого-цифровому перетворенні дозволяє лінеаризувати передавальну функцію квантувача, розширити реальний динамічний діапазон ЗС, перетворити детерміновані помилки квантування у випадкові і навіть істотно знизити їх помітність на слух.

При аналого-цифровому перетворенні ЗС метод дитерингу полягає у додаванні до сигналу невеликого шуму (рис.4.2). Найчастіше цей метод

використовується при реквантуванні цифрових ЗС, коли зменшується кількість розрядів кодових слів.

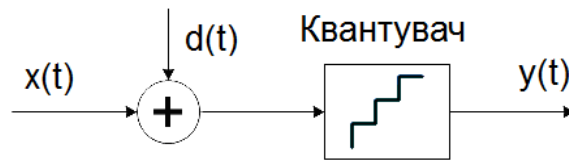


Рисунок 4.2 – Дитеринг сигналу перед квантуванням

Найчастіше у методі дитерингу застосовується цифровий шум. В даний час вхідний запис у студії здійснюється з 24 розрядами, а потім проводиться реквантування, зазвичай до 16 розрядів, як це прийнято у стандарті CD. При цьому якість такого CD по шумах відповідає 20-розрядному запису.

У процесі реквантування найчастіше застосовують операцію truncating (транкейтинг), при якій просто відкидаються молодші розряди кодових слів. У цьому випадку у вихідному сигналі реквантувача виникає негативна постійна складова, що дорівнює половині кванта (рис.4.2). При такому алгоритмі округлення поки вхідний синусоїдальний сигнал менше одного кванта вихідний сигнал квантувача має вигляд однополярних прямокутних імпульсів з постійною шпаруватістю 0,5, а шум паузи будь-якого рівня перетворюється на випадкову однополярну послідовність імпульсів.

Технологія дитеринг вирішує три основні завдання. Перше, це лінеаризація передавальної функції квантувача. Під впливом шуму дитеринга у процесі квантуванні відбувається хаотичне перескакування між сусідніми рівнями й в результаті передатна функція спрямовується.

Друге завдання методу дитерингу – це декореляція помилок квантування. Завдяки шуму дитерингу відбувається випадкове тремтіння квантованого сигналу відносно шкали квантування. Тому помилки квантування стають випадковими, кореляційні зв'язки між ними зменшуються чи взагалі зникають. При цьому відбувається декореляція та рандомізація детермінованих помилок квантування.

Чим більше пікові значення шуму відносно кроку квантування, тим сильніша декореляція помилок квантування, але менше відношення сигнал/шум. В результаті гармонійні та субгармонійні спотворення перетворюються на білий шум, який менш дратує на слух та суб'єктивно не спотворює музичні сигнали.

Третє завдання методу дитерингу – це розширення повного динамічного діапазону АЦП, у якому використовують операції округлення. У таких АЦП доки пікове значення ЗС на вході не перевищує половини кроку квантування, вихідний сигнал відсутній, а динамічний діапазон  $DR$  визначається числом розрядів  $q$ :  $DR=6q$ .

Якщо, наприклад,  $q=8$ , це означає, що ЗС із рівнем нижче мінус 48 дБ через АЦП не передаються. Розширення динамічного діапазону за рахунок передачі через АЦП ЗС з амплітудою менше 0,5 кванта при використанні методу дитерингу досягається незвичайним шляхом – завдяки паразитній модуляції шуму, що вводиться при використанні методу дитерингу звуковим сигналом (рис.4.3).



Рисунок 4.3 – Розширення динамічного діапазону АЦП за допомогою методу дитерингу (а – транкейтинг, б – округлення)

При використанні методу квантування rounding (округлення) шум, що вводиться, з амплітудою трохи більше 0,5 кванта на вході квантувача породжує на виході стаціонарний потік двополярних імпульсів з випадковою частотою і тривалістю та амплітудою 1 квант. Завдяки нелінійності

квантувача звуковий сигнал з рівнем менше шуму викликає модуляцію частоти повторення та тривалості випадкової послідовності імпульсів (часо-імпульсна модуляція). У спектрі цієї послідовності утворюється складова ЗС, яка може бути виділена.

У квантувачі за методом транкейтингу відбувається приблизно те саме. Відмінність лише тому, що шум будь-якого рівня на вході породжує на виході стаціонарний потік однополярних імпульсів з амплітудою 1 квант.

Аналоговий і цифровий шум, що використовуються в методі дитерингу, можуть мати різні закони розподілу щільності ймовірності пікових значень (PDF – Probability Density Function) – прямокутний (RPDF), трикутний (TPDF) та Гаусса (GPDF) (рис.4.4).



Рисунок 4.4 – Закони зміни щільності ймовірності пікових значень шуму (PDF)

Пікові значення шуму може бути від 0,5 молодшого розряду до 10 і більше розрядів. Шум із гаусовим законом розподілу виникає через теплові шуми активних та пасивних елементів електронних схем. Тому часто використовується в операції «дитеринг» при аналого-цифровому перетворенні. Два інших шуми зазвичай реалізуються в цифровому варіанті, і застосовуються при реквантизації кодових слів у процесі редагування цифрових даних, при фільтрації та зміні рівня.

Спектральна щільність потужності шуму (PSD – Power Spectral Density) зазвичай має рівномірний розподіл в діапазоні від нуля до частоти Найквіста (білий шум). Лише в окремих випадках використовується фарбований шум з рівномірним підйомом PSD у області високих частот (рис.4.5).

Такий пофарбований шум формується із білого шуму з використанням фільтра верхніх частот (ФВЧ). І тут у назві закону розподілу додається слово *shaped*. У звукових редакторах різних фірм використовуються ФВЧ з різними передавальними функціями, тому значення *SNR* при тому самому законі розподілу шуму можуть істотно відрізнятись (табл.4.1).

Таблиця 4.1 – Характеристики шуму

Вид функції PDF	Пікові значення	Потужність шуму	Зменшення SNR, дБ
Прямокутний – R	$\pm 0,5Q$	$Q^2 / 12$	-3
Прямокутний – R1	$\pm Q$	$Q^2 / 3$	-6
Трикутний – T	$\pm Q$	$Q^2 / 6$	-4,77
Гауса – G	$\pm 0,5Q$	$Q^2 / 4$	-6

У табл. 4.1. наведено пікові значення білого шуму з широко відомими функціями PDF, які в методі дитеринг забезпечують перетворення дискретного спектра помилок квантування в білий шум. Як видно, це досягається за різних потужностей шуму і супроводжується помітним погіршенням SNR. Якщо при реквантуванні використовується операція округлення *rounding*, то для декореляції помилок квантування за допомогою шуму з прямокутною функцією PDF достатньо, щоб пікові значення досягали половини кванта. Якщо ж застосовується метод транкейтингу, то для декореляції помилок потрібно в 4 рази збільшити потужність шуму для того щоб пікові значення шуму досягали 1 кванта.

## 4.2 Метод нойз-шейпінгу

Під методом нойз-шейпінгу (*noise shaping*, формування спектру шуму) розуміється перетворення обвідна спектральної щільності потужності шуму квантування. Вона є логічним розвитком методу дитерингу і з її допомогою шум квантування з білого перетворюється на пофарбований шум з функцією

передачі такою ж, як у фільтра високих частот – з завалом низьких частот і підйомом в області високих частот.

У сучасній аудіотехніці цей метод найбільш широко використовується в аналого-цифрових і цифро-аналогових перетворювачах, що працюють на основі сигма-дельта модуляції. У цих структурах метод нойз-шейпінгу реалізується при частоті дискретизації значно вище, ніж це потрібно з теореми В.П. Котельникова і основна потужність шуму квантування переноситься в область вище за частоти Найквіста, тому досягається значне збільшення *SNR*.

У цьому розділі досліджується застосування такого методу лише при імпульсно-кодової модуляції в процесі реквантування цифрових музичних фонограм, наприклад, за допомогою звукових карт. У цьому випадку передискретизація не використовується і відбувається зміна обвідної спектру шуму квантування тільки в звуковому діапазоні. При цьому забезпечується зниження рівня спектральної щільності шуму в області максимальної чутливості слуху та підвищення в області високих частот, близьких до частоти Найквіста. Тому слухова помітність шуму квантування суттєво зменшується, хоча значення *SNR* погіршується.

Реалізація методу нойз-шейпінга здійснюється шляхом використання в реквантувачі частотно-залежного негативного зворотного зв'язку помилки квантування. На рис.4.5 наведено схему реквантувача нойз-шейпінгу з елементом часової затримки  $\tau = 1/f_s$  в колі негативного зворотного зв'язку на один такт. Цей елемент та суматор виконують функцію фільтру високих частот першого порядку для помилок квантування. Реквантування може здійснюватися за допомогою операцій округлення або транкейтингу.

На вході та виході схеми сигнали  $X(j)$  та  $Y(j)$  у цифровій формі, робота всіх вузлів тактується з частотою дискретизації, а операція дитерингу виконується у цифровому вигляді. Застосування цієї операції лінеаризує передатну функцію квантувача та перетворює помилки квантування на білий шум. В принципі метод нойз-шейпінг працює і без цієї операції, тільки якість

звучу при цьому значно погіршується. Ця обставина дозволяє при виведенні розрахункових формул виключати операцію дитерингу та розглядати шум від зовнішнього джерела як адитивну складову.

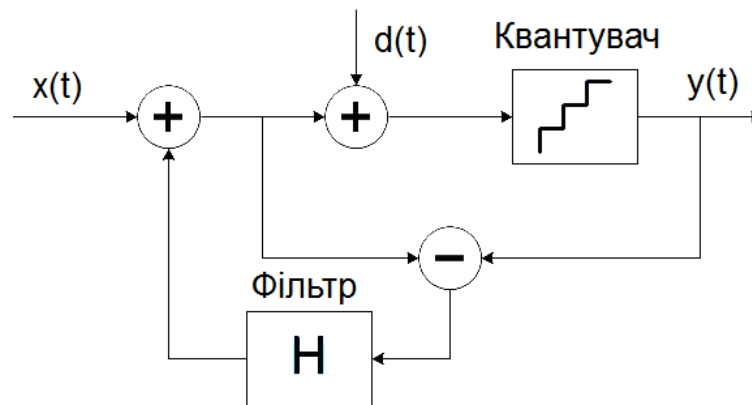


Рисунок 4.5 – Схема реквантувача нойз-шейпінг першого порядку

У функції дискретного часу  $j$  (номер вибірки) сигнал на виході реквантувача можна представити у вигляді рівності:

$$Y(j) = X(j) + e(j) - e(j-1), \quad (4.1)$$

з якого випливає, що миттєва помилка реквантування визначається як:

$$e_{ns}(j) = e(j) - e(j-1). \quad (4.2)$$

Формули (4.1) та (4.2) відображають основну суть методу нойз-шейпінг. Очевидно, що помилки двох послідовних вибірок на низьких частотах майже не відрізняються і різницева помилка прагне до нуля. На високих частотах швидкість зміни ЗС велика і ці помилки можуть відрізнитися дуже значно, вони можуть мати різну полярність, тому сумарна помилка квантування сильно зростає.

У наведеній схемі негативний зворотний зв'язок прагне зрівняти вихідний сигнал з вхідним сигналом помилок квантування. Тому чим більше число розрядів вхідного сигналу реквантувача, тим менше рівень шуму на

виході і більше динамічний діапазон. При вихідному 16-розрядному сигналі вхідний сигнал може мати від 20 до 32 розрядів.

У цифровій техніці для визначення передавальних функцій використовуються  $z$ -перетворення, тому у наведеній схемі передавальна функція кола зворотного зв'язку визначається рівністю

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

і вихідний сигнал має вигляд:

$$Y(z) = X(z) + (1 - z^{-1}) \cdot e(z). \quad (4.4)$$

З цієї формули випливає, що модулі коефіцієнтів передачі за сигналом та помилкою відповідно дорівнюють:

$$|T_X(z)| = 1, |T_e(z)| = 2 \left| \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \right|, \quad (4.5)$$

де  $z = e^{i\theta}$ ,  $\theta = 2\pi\eta$ ,  $\eta = f / f_s$ ,  $i = \sqrt{-1}$  – уявна одиниця,  $0 < \theta < \pi$ ,

$f$  – поточна частота,  $\eta$  – відносна частота,  $f_s$  – частота дискретизації.

Таким чином, як випливає з наведеної формули, передавальна функція по сигналу не залежить від частоти, а передавальна функція для помилки квантування має такий же вигляд як у фільтра верхніх частот.

Найбільш важливою характеристикою методу нойз-шейпінг є форма спектральної щільності потужності шуму квантування (PSD) на виході реквантувача:

$$S_{ns1}(e) = S(e) \cdot \left( 4 \left| \sin^2\left(\frac{\theta}{2}\right) \right| \right). \quad (4.6)$$

В цій формулі  $S(e) = const$ , це PSD шуму квантування реквантувача (білий шум), що визначається числом розрядів реквантувача без урахування впливу негативного зворотного зв'язку

$$S(e) = \frac{Q^2}{12 \cdot f_s}, \quad (4.7)$$

де  $Q$  – крок квантування.

На рис.4.6 наведені графіки цих спектрів.

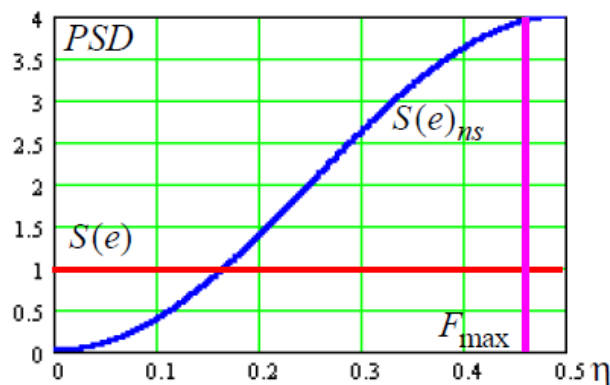


Рисунок 4.6 – Спектральні щільності шуму квантування

З них видно, що в реквантувачі 1 порядку зменшення спектральної щільності  $S_{ns}(e)$  відбувається тільки на частотах нижче 0,16, що при  $f_s = 48$  кГц відповідає частоті ЗС 7,68 кГц. Вище за цю частоту спектральна щільність збільшується і на частоті Найквіста вона більша ніж  $S(e)$  в 4 рази. Потужності шуму квантування на виході реквантувача із застосуванням та без застосування методу Noise Shaping розраховуються за формулами:

$$P_{ns}(e) = S(e) \cdot \left[ 2\theta_1 \cdot \left( 1 - \frac{\sin \theta_1}{\theta_1} \right) \right], \quad P = S(e) \cdot \theta_1, \quad (4.8)$$

де  $\theta_1 = 2\pi F_{max} / f_s$ ,  $F_{max}$  – максимальна частота звукового діапазону.

З цих рівнянь виходить, що в діапазоні від 0 до частоти Найквіста ( $\eta=0,5$ ) з використанням методу нойз-шейпінгу потужність шуму квантування подвоюється. Без урахування негативного зворотного зв'язку величина SNR на виході реквантувача в звуковому діапазоні частот визначається виразом:

$$SNR = 6q + 1,78 + 10 \lg \left( \frac{f_s}{2F_{\max}} \right), \quad (4.9)$$

де  $q$  – число розрядів реквантувача.

Негативний зворотний зв'язок призводить до погіршення SNR, що визначається величиною збільшення:

$$\Delta SNR_1 = -10 \cdot \lg \left[ 2 \cdot \left( 1 - \frac{\sin \theta_1}{\theta_1} \right) \right]. \quad (4.10)$$

Для реквантувача 1 порядку  $\Delta SNR_1 = -3$ дБ.

Для формування обвідної спектральної щільності необхідної форми застосовуються реквантувачі вищого порядку до 9...12. Застосування фільтрів більше 3 порядку з послідовним включенням елементів затримки призводить до нестабільності роботи реквантувача, тому вони реалізуються у кілька етапів із застосуванням місцевих зворотних зв'язків. Причому всі зв'язки мають власні вагові коефіцієнти.

#### 4.3 Дослідження методів дитерингу та нойз-шейпінгу

Дослідимо роботу дитерингу та нойз-шейпінгу на тестовому сигналі «плаваючий синус» з рівнем  $-80$  дБ та плавним загасанням у кінці (рис. 4.7). Для кращої чутності спотворень сигнал після квантування у 16 біт був посилений на 55 дБ. Будемо досліджувати як форму сигналу, так і спектрограму. Спектрограма будується у трьох координатах – частота, час та амплітуда. Амплітуда задається відтінком кольору.

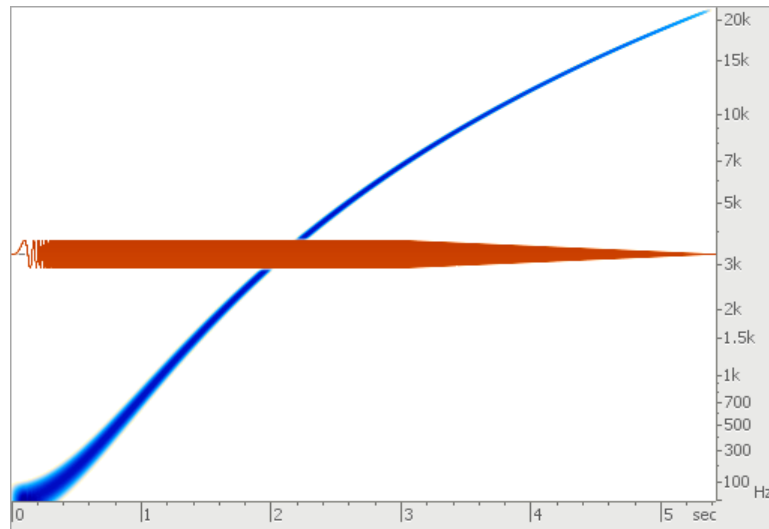


Рисунок 4.7 – Форма та спектрограма вхідного сигналу

Вихідний сигнал був отриманий у програмному редакторі звуку Audacity, форма та спектрограма – у програмі для аналізу звукових сигналів RightMark Audio Analyzer. Оригінальний сигнал відповідає файлу звукозапису original.wav на диску додатку.

На спектрограмі сигналу, квантованого без дитеринга (рис.4.8), видно гармоніки, що свідчить про сильні нелінійні спотворення, що посилюються при зменшенні рівня сигналу. Наприкінці запису сигнал повністю зникає, тому що його амплітуда стає менше половини кроку квантування.

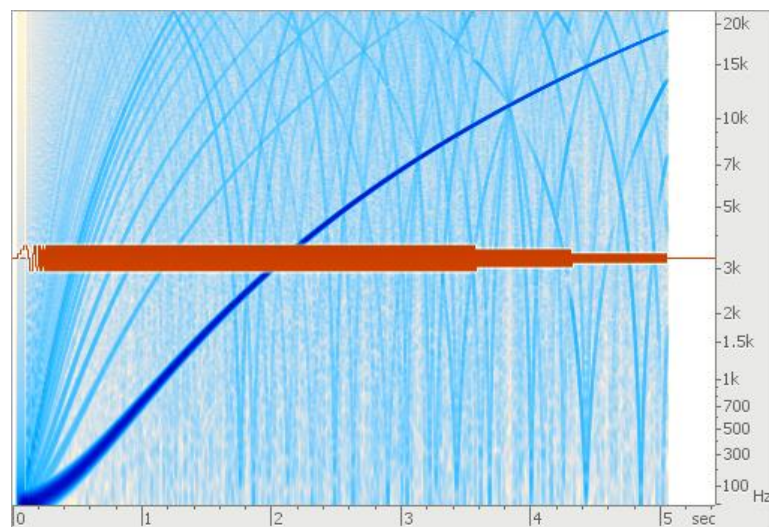


Рисунок 4.8 – Форма та спектрограма сигналу, квантованого без дитерингу

Спектрограма з дитерингом (рис.4.9) показує, що після квантування спотворення сигналі не з'явилися, а шум однорідний. Однак його потужність перевищує потужність спотворень при транкейті (-98 дБ) і становить -93 дБ.

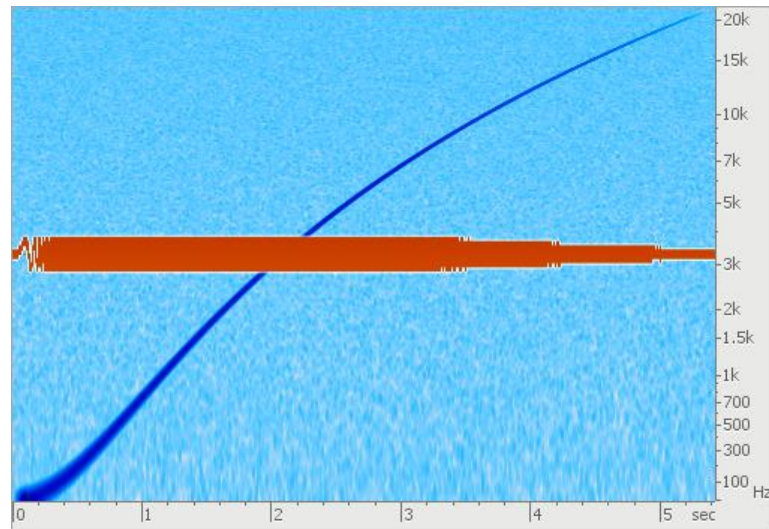


Рисунок 4.9 – Форма та спектрограма сигналу, квантованого с дитерингом

При нойз-шейпінгу загальна потужність помилки квантування зростає (у порівнянні з дитерингом), але його суб'єктивна гучність знижується (рис. 4.10). Чим сильніше потрібно знизити потужність шуму в чутній смузі, що чує (нижні і середні частоти), тим більше шуму з'являється в області верхніх частот.

Занадто велика потужність верхніх частот в аудіосигналі небажана: вона може ускладнити подальшу обробку сигналу, його кодування в mp3, виправлення помилок при передачі. Тому при 16-бітному квантуванні прийнято використовувати нойз-шейпінг, що не перевищує за рівнем -60 дБ.

Зниження суб'єктивної чутності шуму при цьому досягає 10-15 дБ порівняно зі стандартним TPDF-дитерингом.

Досліджуємо деякі поширені системи зниження розрядності 24=>16. Основні параметри оцінки – суб'єктивна гучність шуму квантування та спектр шуму. При однаковій гучності шуму перевагу слід віддати системі з меншим рівнем ВЧ-шуму. Всі досліджувані системи мають приблизно однаковий рівень придушення гармонійних спотворень і модуляцій шуму,

тому основний параметр, що оцінюється – саме гучність шуму квантування і його спектр.

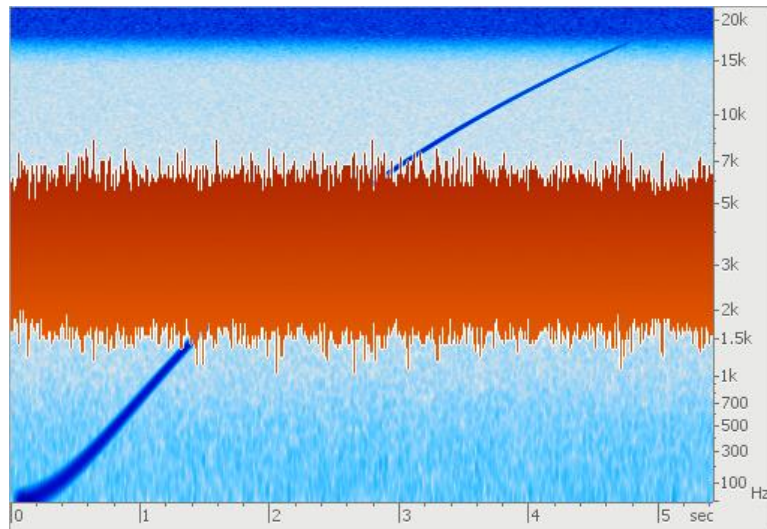


Рисунок 4.10 – Форма та спектрограма сигналу, квантованого с нойз-шейпингом

Гучність шуму є результатом суб'єктивних вимірювань.

#### 1. Стандартний дитеринг.

Цей метод (standard TPDF dither) вже розглянуто. Гучність шуму квантування цього методу є критерієм оцінки гучності шуму квантування інших методів. Зі всіх розглянутих систем цей метод дає максимальну гучність чутого шуму.

#### 2. Метод Arpegge UV22.

Алгоритм UV22 та його численні модифікації вбудовані у багато цифрових приладів різних фірм та деякі комп'ютерні звукові редактори (наприклад, VST plug-in UV22).

У UV22 використаний дитеринг спеціальним шумом, що містить максимум енергії вище 18 кГц. За заявами виробника, шум генерується в залежності від вихідного аудіосигналу і містить три піки з частотами, що динамічно змінюються, вище 18 кГц.

У чутній смузі шум квантування має рівний білий спектр (рис.4.11). Чутна гучність шуму на 5 дБ нижче, ніж стандартного дитеринга. Проте в шумі простежуються періодичні «поцокування», які можуть псувати загальну картину.

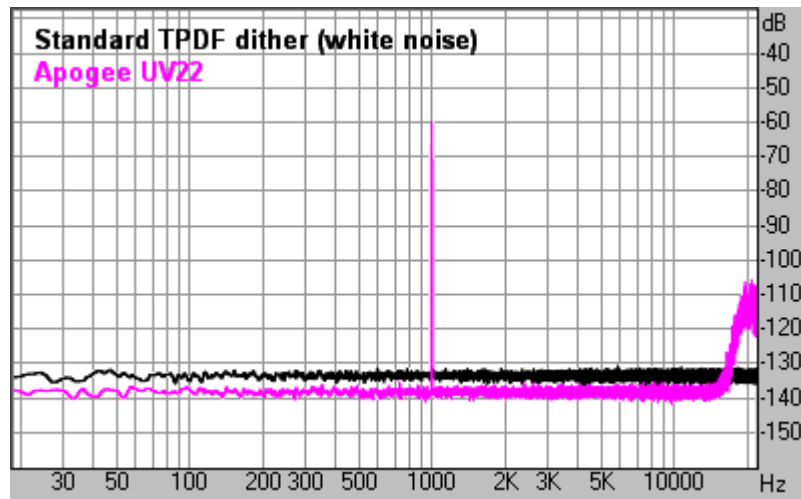


Рисунок 4.11 – Спектри 16-бітних сигналів при стандартному дитерингу та за допомогою UV22

### 3. Метод SBM (Sony).

У системі SBM використовується нойз-шейпінг із фільтром 12-го порядку. Форму частотної характеристики було підбрано експериментально, відштовхуючись від кривих рівної гучності. Вона має досить гладку форму. Чутна гучність шуму на 5 дБ нижче, ніж стандартного дитеринга. Шум більше помітний на високих частотах, ніж низьких.

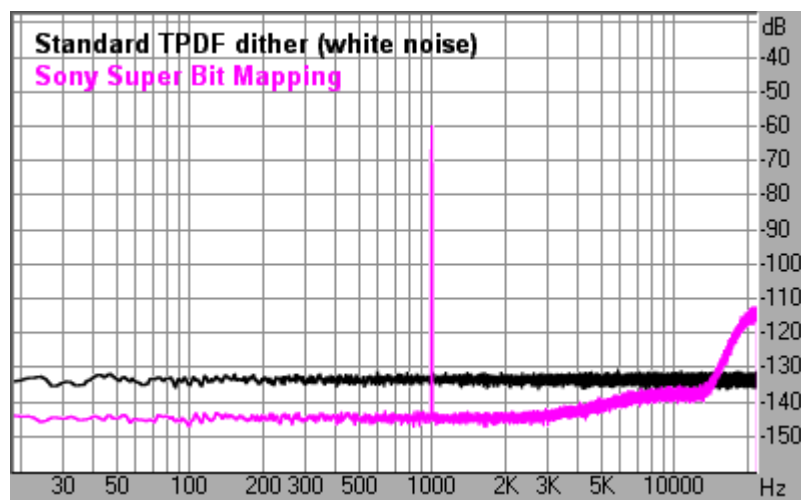


Рисунок 4.11 – Спектри 16-бітних сигналів при стандартному дитерингу та за допомогою Sony SBM

#### 4. Метод Waves L1 IDR

Метод доступний у вигляді модулів різних форматів, що підключаються. Є кілька режимів – фільтрів нойз-шейпінг з різними ступенями подавлення чутного шуму. Досліджуємо режим «Ultra» як найефективніший.

Максимум енергії шуму (рис.4.12) відповідає смузі вище 18 кГц. У чутному діапазоні шум придушується сильніше на низьких частотах і трохи слабше на високих. Чутна гучність шуму приблизно на 8 дБ нижча, ніж у стандартного дитерингу, причому чути насамперед високочастотні складові в районі 12 кГц.

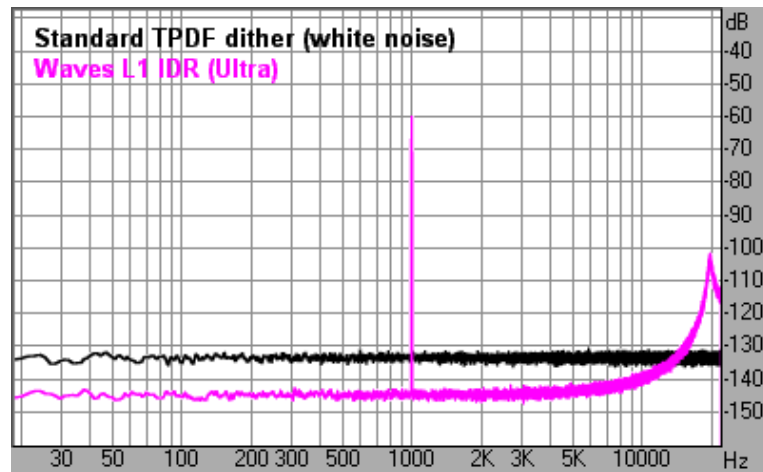


Рисунок 4.12 – Спектри 16-бітних сигналів при стандартному дитерингу та за допомогою Waves L1 IDR

#### 5. Метод Waves L2 IDR

Новіша система зниження розрядності. Як і в системі L1 IDR, є кілька фільтрів нойз-шейпінгу. Досліджуємо режим «Ultra» як найефективніший.

Максимум енергії шуму (рис.4.13) відповідає смузі вище 17 кГц. У чутному діапазоні шум подавлюється найсильніше в районі 4 кГц – максимум чутливості вуха. Однак недостатнє подавлення шуму в районі 10-15 кГц призводить до появи досить неприємного високочастотного забарвлення шуму квантування. Чутна гучність шуму приблизно на 7 дБ нижче, ніж стандартний дитеринг.

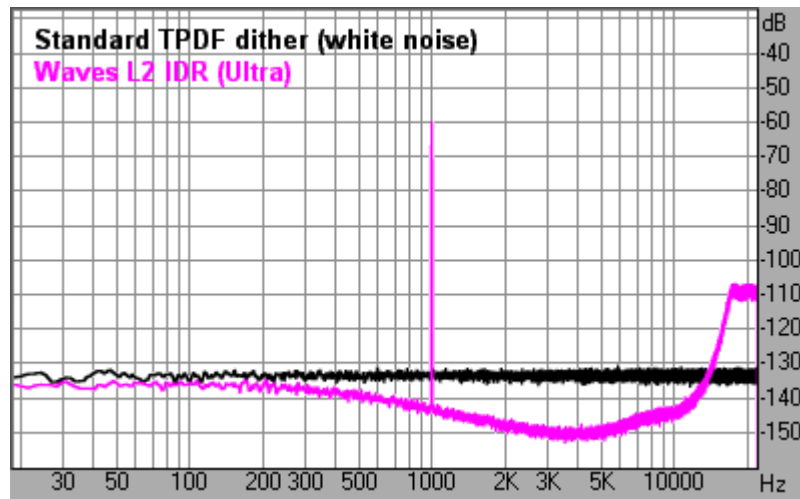


Рисунок 4.13 – Спектри 16-бітних сигналів при стандартному дитерингу та за допомогою Waves L2 IDR

## 6. Метод POW-R

Є кілька режимів роботи: дитеринг спеціальним видом шуму та кілька фільтрів нойз-шейпінгу. Досліджуємо ефективний режим – POW-R 3, що є нойз-шейпінгом з фільтром 9-го порядку.

Максимум енергії шуму (рис.4.14) знаходиться на смузі вище 17 кГц. У чутному діапазоні шум пригнічується найсильніше в районах 3,5 кГц та 12,5 кГц – максимумами чутливості вуха. Однак недостатнє подавлення шуму в районі 8-10 кГц призводить до збільшення загальної чутної гучності шуму. Вона приблизно на 7-8 дБ нижче, ніж у стандартного дитерингу.

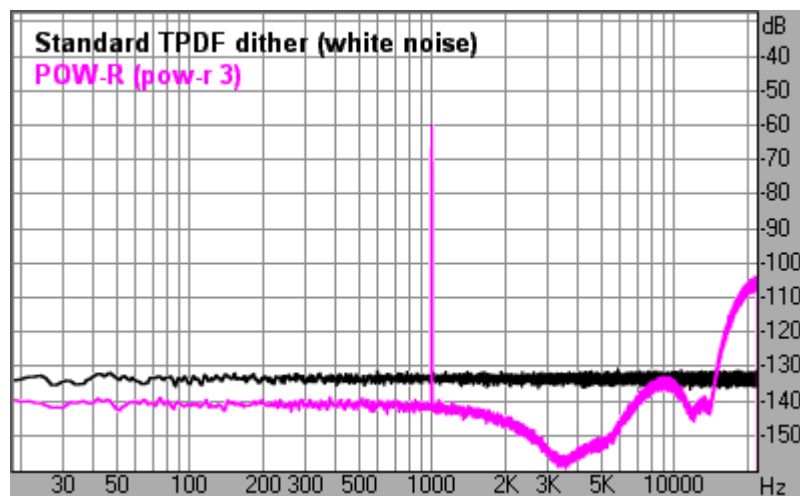


Рисунок 4.14 – Спектри 16-бітних сигналів при стандартному дитерингу та за допомогою POW-R

## 7. Метод MegaBitMax

При розробці методу були проведені нові обширні експерименти з сприйняття шумів, і на їх підставі були розроблені фільтри noise shaping, які дають мінімальну гучність квантування шуму при кожній заданій величині ВЧ-шуму. Крім того, велика увага приділялася нейтральності, незабарвленості звучання шуму.

У системі MegaBitMax є набір фільтрів нойз-шейпінгу та спеціальна функція зменшення викидів ВЧ-шуму. Максимум енергії шуму (рис.4.15) посідає смугу вище 17 кГц. У діапазоні 3-14 кГц спектр шуму білий, що узгоджується з даними експериментів щодо знаходження оптимального розподілу шуму. У найпотужніших режимах чутна гучність шуму на 12-14 дБ нижче, ніж у стандартному дитерингу.

У зведеній таблиці 4.2 наведено короткі параметри досліджених систем зниження розрядності.

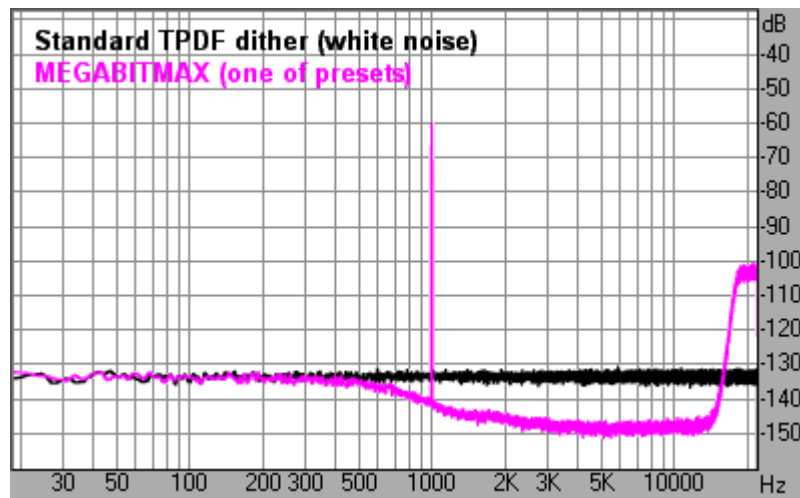


Рисунок 4.15 – Спектри 16-бітних сигналів при стандартному дитерингу та за допомогою MegaBitMax

Таблиця 4.2 – Зведена таблиця параметрів досліджених методів зниження розрядності

Алгоритм	Пікова амплітуда шуму квантування, дБ	RMS шуму квантування, дБ	Гучність шуму квантування (відносно TPDF dither), дБ
Без нойз-шейпінгу (TPDF dithering)	-90	-96	0
Apogee UV22	-78	-84	-5
Sony Super Bit Mapping	-81	-92	-6
Waves L1 IDR (режим "Ultra")	-67	-79	-8
Waves L2 IDR (режим "Ultra")	-65	-78	-7
POW-R (режим pow-r3)	-66	-78	-7
MEGABITMAX (режим "Ultra+LPDN")	-61	-72	-14

#### 4.4 Висновки по розділу 4

Таким чином, досліджено методи зниження розрядності цифрових звукових сигналів. Отримано порівняльні результати для кількох професійних систем зниження розрядності.

Як видно з таблиці 4.2, ефект цих систем істотно відрізняється. Висновки про якість тієї чи іншої системи мають проводитися не лише на підставі отриманих числових даних.

Велике значення має не тільки амплітуда та гучність шуму квантування, але і його фарбування, взаємодія з вхідним аудіоматеріалом.

## ВИСНОВКИ

Відношення сигнал-шум – дуже важливий параметр, який визначає якість цифрових систем запису та відтворення звуку. Зверху він обмежений максимальним рівнем сигналу, який не має перевантажувати АЦП та ЦАП, а знизу – шумами квантування.

Теоретично динамічний діапазон найпопулярнішого формату з розрядністю 16 біт становить 98 дБ. Але якщо відняти звідси запас на перевантаження АЦП, запас маскування шуму і похибки перетворення, реальний динамічний діапазон становитиме 54 дБ. У той самий час записи симфонічного оркестру мають діапазон до 60 дБ, тобто, на фоні шумів найтихіша частина музики може виявитися нечутною.

У кваліфікаційній роботі досліджується ефективність методів, що зменшують спотворення при квантуванні та розширюють динамічний діапазон. Шум квантування виникає при округленні звукового сигналу до дозволеного рівня. Потужність шуму квантування визначається розрядністю АЦП. Відношення сигнал-шум зростає лінійно зі збільшенням рівня сигналу, слабкі сигнали перебувають у найгіршій ситуації.

Збільшити відношення сигнал-шум для низьких рівнів сигналів можна за допомогою методу нелінійного квантування. На відміну від лінійного, при якому крок постійний, при нелінійному квантуванні для малих рівнів сигналу величина кроку буде малою, а для більших – більш грубою. Такий підхід збільшує відношення сигнал-шум для слабких сигналів за рахунок його зменшення для сильних.

Компандерна система для нерівномірного квантування складається з послідовно включених компресора, квантувача з рівномірною шкалою та експандера на стороні декодера. Амплітудна характеристика компресора показує, що квантування з рівномірним кроком відповідає наскрізному квантуванню зі змінним кроком. Характеристика компресора логарифмічна, можливе регулювання ступеня стиснення  $\mu$ .

Точний чисельний виграш компандерної системи у доступній літературі не вказується. Тому одна із завдач у роботі – визначити розширення динамічного діапазону від застосування компандера для різних ступенів стиснення.

Для цього отримано формулу для еквівалентної розрядності АЦП у компандерній системі. Вона залежить від крутизни нахилу амплітудної характеристики компресора при заданій напрузі вхідного сигналу. Знайдено похідну від амплітудної характеристики, і виведено формулу для відношення сигнал-шум квантування в залежності від рівня вхідного сигналу.

Виграш від застосування компандера щодо сигнал-шум на малих рівнях вхідного сигналу (менше -40 дБ) становить близько 15 дБ при  $\mu=15$  і близько 25 дБ при  $\mu=100$ . Зростання відношення сигнал-шум практично зупиняється при -20 дБ для  $\mu=15$  і -30 дБ для  $\mu=100$ . Погіршення відношення сигнал-шум у порівнянні з варіантом без компресії спостерігається при рівні більше -10 дБ для  $\mu=15$  та -15 дБ для  $\mu=100$ . При рівнях більше -10 дБ обидві системи дають програш у порівнянні з варіантом без компандера. Але це не страшно, бо на високих рівнях сигналу шуми і так не помітні.

Спектр шуму квантування в середньому рівномірний в діапазоні від 0 Гц до половини частоти дискретизації. На реальних сигналах спектр шуму квантування може відрізнитись від рівномірного, зберігаючи при цьому свою сумарну потужність.

Для дослідження реальних спектрів шуму квантування розроблено модель, за якою при квантуванні здійснюється балансна модуляція, що дає на виході шуканий набір гармонік. В середовищі MathCad отримані спектри шумів квантування при різних відношеннях частот дискретизації і сигналу.

Результати досліджень показали, що спектр шумів квантування реальних сигналів є дуже неоднорідним. Виникаючі гармоніки змінюють тембральне забарвлення звуку. На слух це сприймається як неприємне відчуття брудного звуку.

Зазначені особливості цифрового звуку робляться менш помітними на слух під час використання методу дитерингу. Він полягає у додаванні до

сигналу невеликого шуму. Дитеринг використовується при реквантуванні, коли зменшується кількість розрядів. Початковий студійний запис має 24 розряди, а потім проводиться реквантування до 16 розрядів з дитерингом.

Метод дитерингу вирішує основне завдання – декореляція помилок квантування, внаслідок чого спотворення перетворюються на білий шум, який менш помітний на слух. В результаті динамічний діапазон системи розширюється.

Цифровий шум може мати різні закони розподілу ймовірності: прямокутний, трикутний та гаусовий. Пікові значення шуму можуть бути від половини молодшого розряду і більше. Спектр шуму, що вводиться, зазвичай має рівномірний розподіл.

У методі нойз-шейпінгу застосовується перетворення спектра дитеринг-шуму фільтром із завалом на нижніх та підйомом на верхніх частотах. Це підлаштовує діапазон шуму під частотну характеристику слуху. На практиці для цього застосовуються фільтри до 12 порядку.

Досліджено роботу дитерингу та нойз-шейпінгу на тестовому сигналі «плаваючий синус» 24 біта з рівнем  $-80$  дБ та плавним загасанням у кінці. Для кращої чутності спотворень сигнал після реквантування 16 біт був підсилений на 55 дБ. Отримано форму сигналу та спектрограми. Спектрограма будується у трьох координатах – частота, час та амплітуда. Амплітуда задається кольором. Усі сигнали отримані у програмному редакторі звуку Audacity, форма та спектрограми – у програмі для аналізу звукових сигналів RightMark Audio Analyzer.

На спектрограмі сигналу, квантованого без дитерингу видно гармоніки, нелінійні спотворення посилюються при зменшенні рівня сигналу. Наприкінці запису сигнал повністю зникає, оскільки його амплітуда стає менше половини кроку квантування.

Спектрограма з дитерингом показує, що після квантування спотворення в сигналі не з'явилися, а шум однорідний. Однак потужність шуму перевищує потужність спотворень при простому округленні:  $-93$  дБ проти  $-98$  дБ.

При нойз-шейпінгу загальна потужність помилки квантування зростає (у порівнянні з дитерингом), але її суб'єктивна гучність знижується. Чим сильніше потрібно знизити потужність шуму в чутній смузі (на нижніх і середніх частотах), тим більше шуму з'являється в області верхніх частот. Зниження суб'єктивної чутності шуму при цьому досягає 10–15 дБ у порівнянні з дитерингом. Проте надто великий рівень ВЧ (більше -60 дБ) небажаний – це може ускладнити подальшу обробку сигналу або його кодування в mp3.

Досліджено деякі поширені системи зниження розрядності з 24 до 16 біт. Оцінювалися основні параметри – гучність шуму квантування та спектр шуму. Гучність шуму є результатом суб'єктивних вимірювань, у яких на лівий навушник виводився досліджуваний сигнал, але в правий – білий шум, рівень якого підбирався до суб'єктивного порівняння гучностей.

При однаковій гучності шуму перевагу віддавали системі з меншим рівнем ВЧ-шуму. Отримано спектри сигналів, результати об'єктивних та суб'єктивних вимірювань занесені до зведеної таблиці. Отримані в роботі результати можуть бути використані фахівцями зі створення аудіопродукції, а також у лабораторних роботах з дисциплін аудіоциклу.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Цифровая звукозапись. Под редакцией Дж. Мааса и М. Веркамена. Пер. с англ. – М.: Мир, 2004. – 352 с.
2. Электроакустика и звуковое вещание: Учебное пособие для вузов / И.А. Алдошина, Э.И. Вологдин и др.; Под ред. Ю.А. Ковалгина. – М.: Горячая линия-Телеком, Радио и связь, 2007. – 872 с.
3. Никамин В.А. Цифровая звукозапись. Технология и стандарты..- СПб: Наука и техника, 2002. –256 с.
4. икамин В.А. Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи. Справочник. СПб.: КОРОНА принт; М.: «Альтекс-А», 2003. – 224 с.
5. Ковалгин Ю.А., Вологдин Э.И. Цифровое кодирование звуковых сигналов. – СПб.: Корона Принт., 2004. – 240 с.
6. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978. – 848 с.
7. Вологдин Э.И. Как возникают и звучат ошибки квантования // Звукорежиссер. № 6 и 7. – 2007. Режим доступа: <http://rus.625-net.ru/audioproducer/2007/07/theory.htm> (дата звернення: 01.12.2021).
8. Лукин А. Системы понижения разрядности в мастеринге // Звукорежиссер. №1. – 2003. Режим доступа: <http://www.625-net.ru/archive/z0103/lukin.htm> (дата звернення: 01.12.2021).
9. В.Ф. Очков. Mathcad 14 для студентов и инженеров. С.-Пб.: БХВ-Петербург, 2007. – 368 с.
10. Вологдин Э.И. Компьютерный практикум. Электроакустические измерения в программе SpectraLab. – СПб.: СПбГУТ, 2013. – 22 с.
11. Квинт И. Sound Forge 9. – СПб.: Питер, 2009. – 167 с.
12. Самоучитель по музыкальным редакторам: WaveLab, Sound Forge, Cubase, Acid. – М.: ИДДК, 2007. – 212 с.

13. Степаненко О.С. Adobe Audition 3.0 создание фонограмм и обработка звука. – М.: Диалектика, 2010. – 414 с.
14. В.Н. Олейников, О.В. Зубков, В.М. Карташов, И.В. Корытцев, С.И. Бабкин, С.А. Шейко, И.С. Селезнев. Экспериментальная оценка эффективности алгоритмов пеленгования беспилотных летательных аппаратов по акустическому излучению. Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2019. – Вып. 199. – С. 29 – 37.
15. V. Kartashov, V. Oleynikov, I. Koryttsev, S. Sheiko, O. Zubkov, S. Babkin, I. Selieznov. Use of Acoustic Signature for Detection, Recognition and Direction Finding of Small Unmanned Aerial Vehicles. 2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET). 2020. 4 p.
16. Kartashov V.M., Oleynikov V.N, Zubkov O.V., Korytsev I.V., Babkin S. I., Sheiko S.A., Kolendovskaya M.M. Spatial-temporal Processing of acoustic Signals of Unmanned Aerial Vehicles/ Telecommunications and Radio Engineering. – New York. – 2020. – Vol. 79, №9. – P.769-780.
17. V. Kartashov, V. Oleynikov , I. Koryttsev, S. Sheiko, O. Zubkov, S. Babkin. Processing of Wide Band Acoustic Signals During Detection of Unmanned Aerial Vehicles // 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW). Kharkiv, Ukraine, September 21 - 25, 2020. Volume 1 on 2020 IEEE 12th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT). pp. 35-39.
18. V.M. Kartashov, G.I. Sidorov, S.A. Sheiko, M.M. Kolendovskaya, O.Yu. Sergienko. Principles of construction and assessment of technical characteristics of multi-frequency atmospheric sodar in the humidity measurement mode. Telecommunications and Radio Engineering. Vol. 79. N.4. 2020. – pp. 323-333.
19. S. Sheiko. Study of the method for assessing atmospheric turbulence by the envelope of sodar signals // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2/5 (92). – April, 2018. – p. 33–40.

20. Сідоров Г.І., Шейко С.О., Шаповалов С.В., Полонська А.С., Дмитренко А.І. Акустичний метод вимірювання турбулентного стану атмосферного прикордонного шару // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2018. – Вип. 192. – С. 46–50.

21. Valerii V. Semenets, V. M. Kartashov, V. I. Leonidov. Registration of refraction phenomenon in the problem of acoustic sounding of atmosphere in airports zone. Telecommunications and Radio Engineering. Volume 77, Issue 5, 2018. – P. 461-468.

22. Буйницький Д.В. Апаратно-программний комплекс для дослідження акустических пристроїв // 23-й Міжнародний молодіжний форум «Радіоелектроніка та молодь у ХХІ столітті». – Харків, 16–18 квітня 2019 р. – с. 92-93.

23. Ашихмин В.О. Исследование системы коррекции звука с учётом характеристик помещения // 23-й Міжнародний молодіжний форум «Радіоелектроніка та молодь у ХХІ столітті». – Харків, 16–18 квітня 2019 р. – с. 96-97.

24. Тушев В.О. Исследование влияния фазовых искажений аудиоаппаратуры на качество звучания // 23-й Міжнародний молодіжний форум «Радіоелектроніка та молодь у ХХІ столітті». – Харків, 16–18 квітня 2019 р. – с. 84-85.

25. Чернов К.А. Исследование акустических характеристик студии звукозаписи // 23-й Міжнародний молодіжний форум «Радіоелектроніка та молодь у ХХІ столітті». – Харків, 16–18 квітня 2019 р. – с. 94-95.

26. Ашихмін В.О. Адаптивні методи подавлення акустичного зворотного зв'язку: атестаційна робота на здобуття освітнього ступеня магістра. – Х.: ХНУРЕ. – 2019 р. – 69 с.

27. Буйницький Д.В. Дослідження методів компенсації ревербераційних завад: атестаційна робота на здобуття освітнього ступеня магістра. – Х.: ХНУРЕ. – 2019 р. – 67 с.

28. Шевченко П.Д. Система вимірювання та аналізу акустичних характеристик приміщень: атестаційна робота на здобуття освітнього ступеня магістра. – Х.: ХНУРЕ. – 2019 р. – 68 с.

29. Лісовий Р.О. Комплексне дослідження акустичних характеристик студійного приміщення: атестаційна робота на здобуття освітнього ступеня магістра. – Х.: ХНУРЕ. – 2019 р. – 81 с.

30. Тимченко Г.О. Оцінка дальностей виявлення, розпізнавання та ідентифікації бпла в оптико-електронному каналі /25-й Міжнародний молодіжний форум «Радіоелектроніка та молодь у ХХІ столітті». Зб. матеріалів форуму. Т. 3. – Харків: ХНУРЕ. 2021. – с. 45 – 46.

31. Методичні вказівки з виконання атестаційної роботи магістра для студентів усіх форм навчання спеціальності 171 «Електроніка» освітньо-професійної програми «Системи, технології і комп'ютерні засоби мультимедіа» (СТМ). Освітній ступінь – магістр / Упоряд. В.М. Карташов, І.В. Савченко – Харків: ХНУРЕ, 2019. – 42 с.