

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення
телевізійних сигналів»

Виконала: студентка 2-го курсу,
групи ТСМ-23мз
спеціальності 172 – Електронні комунікації
та радіотехніка

Мазуренко Т.С. Мазуренко Т.С.

Керівник: к.т.н., професор каф. ІКСТ

Бортник Г.Г. Бортник Г.Г.
«11» 06 2025 р.

Опонент: зав. каф. ІРТС, д.т.н., проф.

Осадчук О.В. Осадчук О.В.
«4» 06 2025 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІКСТ

Кичак В.М. д.т.н., проф. Кичак В.М.
«11» 06 2025 р.

Вінницький національний технічний університет
 Факультет інформаційних електронних систем
 Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій
 Рівень вищої освіти II-й (магістерський)

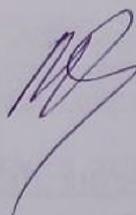
Галузь знань - 17 – Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
 (шифр і назва)

Спеціальність - 172 – Електронні комунікації та радіотехніка
 (шифр і назва)

Освітньо-професійна програма - Телекомунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ
д.т.н., професор В.М. Кичак
 “2” 03 2025 року



З А В Д А Н Н Я **НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ ЗДОБУВАЧЦІ**

Мазуренко Тетяні Сергіївни

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів,

керівник роботи Бортник Геннадій Григорович, канд. техн. наук, професор
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджена наказом вищого навчального закладу від “20” 03 2025 року № 96

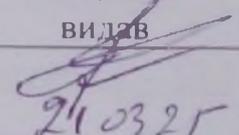
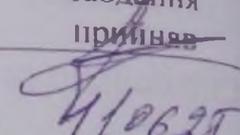
2. Строк подання здобувачкою роботи 09 червня 2025 року

3. Вихідні дані до роботи тип вхідних сигналів – первинні телевізійні; смуга частот вхідних сигналів – 0...6 МГц; динамічний діапазон вхідних сигналів – до 40 дБ; пік-фактор вхідних сигналів – $3^{1/2}$; кореляційна функція вхідних сигналів – 0,99; тип цифрової системи передавання – на базі ІКМ; тактова частота вихідного сигналу ЦСП синхронної цифрової ієрархії SDH у складі синхронного транспортного модуля типу STM-1 – 155,52 МГц; тип ВІС АЦП – ЕЗЛ-ТТЛ.

4. Зміст текстової частини: аналіз та технічне обґрунтування методу аналого-цифрового перетворення з підвищеною частотою дискретизації; дослідження АЦП з підвищеною частотою дискретизацією; розробка методики побудови АЦП для цифрової системи передавання телевізійних сигналів; економічна частина.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): результати аналізу режиму надлишкової дискретизації; структурна електрична схема контуру аналого-цифрового формування шуму; характеристики АЦП з підвищеною частотою дискретизації; структура моделі АЦП; структурна електрична схема АЦП телевізійних сигналів з підвищеною частотою дискретизації; результати моделювання АЦП з підвищеною частотою дискретизації.

6. Консультанти розділів роботи

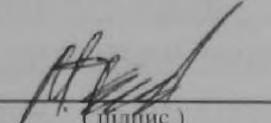
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		вдання видано	завдання прийнято
спеціальна частина	Бортник Г.Г., професор кафедри ІКСТ	 21.03.25	 11.06.25
<i>Економіка</i>	<i>Кавецький В.В. к.е.н, доц.</i>	<i>21.03</i>	<i>11.06</i>

7. Дата видачі завдання 21 березня 2025 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

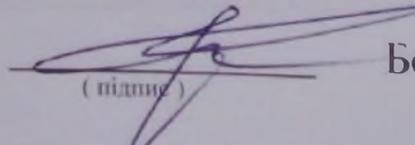
Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Закінчення виконання пів роботи	Примітка
робота технічного завдання	.03.2025р.	
нічне обґрунтування розробки	.03.2025р.	
ліз методів покращення завадостійкості аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів	.04.2025р.	
робота пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів для рової телекомунікаційної системи	.05.2025р.	
п'ютерне моделювання пристрою аналого-рового перетворення телевізійних сигналів	3.05.2025р.	
ліз економічної ефективності розробки	.05.2025р.	
рмлення пояснювальної записки та стративної частини	.06.2025р.	
моконтроль МКР	.06.2025р.	
ередній захист МКР, опонування МКР	.06.2025р.	
іст МКР ЕК	1.06.2025р.	

Здобувачка


(підпис)

Мазуренко Т.С.

Керівник роботи


(підпис)

Бортник Г.Г.

АНОТАЦІЯ

Мазуренко Т.С. Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма – телекомунікаційні системи та мережі. Вінниця: ВНТУ, 2025. 106 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 23 назви; рис.: 32; табл. 12.

Робота присвячена дослідженню методів покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів

Виконано аналіз параметрів пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів. Здійснено вибір та обґрунтування методу аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з надмірною частотою дискретизації. Розроблено методика побудови структури пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів. Виконано комп'ютерне моделювання пристроїв аналого-цифрового перетворення.

Робота містить п'ять розділів. У першому розділі виконано аналіз особливостей покращення завадостійкості аналого-цифрових перетворювачів телевізійних сигналів. У другому розділі наведено дослідження методу аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з надмірною частотою дискретизації. У третьому розділі виконано розробку пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів для цифрової телекомунікаційної системи. У четвертому розділі наведено результати пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з підвищеним значенням частоти дискретизації. У п'ятому розділі виконано економічне обґрунтування доцільності реалізації даної науково-дослідної роботи.

Ключові слова: пристрої аналого-цифрового перетворення, цифро-аналоговий перетворювач, надмірна дискретизація, телевізійні сигнали, телекомунікаційні системи

ABSTRACT

Mazurenko T.S. Improving the noise immunity of devices for analog-to-digital conversion of television signals. Master's qualification work in specialty 172 - electronic communications and radio engineering, educational program - telecommunication systems and networks. Vinnytsia: VNTU, 2025. 106 p.

In Ukrainian. Bibliography: 23 titles; fig.: 32; tab. 11.

The work is devoted to the study of methods for improving the noise immunity of devices for analog-to-digital conversion of television signals

The analysis of the parameters of devices for analog-to-digital conversion of television signals has been performed. The selection and justification of the method for analog-to-digital conversion of television signals with an excessive sampling frequency has been carried out. The methodology for constructing the structure of devices for analog-to-digital conversion of television signals has been developed. Computer modeling of devices for analog-to-digital conversion has been performed.

The work contains five sections. The first section analyzes the features of improving the noise immunity of analog-to-digital converters of television signals. The second section presents a study of the method for analog-to-digital conversion of television signals with an excessive sampling frequency. The third section develops an analog-to-digital conversion device for television signals for a digital telecommunications system. The fourth section presents the results of the device for analog-to-digital conversion of television signals with an increased sampling frequency. The fifth section provides an economic justification for the feasibility of implementing this research work.

Keywords: analog-to-digital conversion devices, digital-to-analog converter, oversampling, television signals, telecommunication systems

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП.....	8
1 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПОКРАЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИГНАЛІВ	12
1.1 Аналіз особливостей покращення завадостійкості аналого-цифрових перетворювачів телевізійних сигналів	12
1.2 Аналіз параметрів пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів	18
2 ВИБІР ТА ОБГРУНТУВАННЯ МЕТОДУ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИГНАЛІВ З НАДМІРНОЮ ЧАСТОТОЮ ДИСКРЕТИЗАЦІЇ	25
2.1 Аналіз особливостей АЦП телевізійних сигналів з надмірною частотою дискретизації	25
2.2 Аналіз шумових характеристик пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів у режимі надмірної дискретизації	26
2.3 Дослідження структур пристроїв аналого-цифрового перетворення з формувачами шуму	32
2.4 Метод покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення з надмірною дискретизацією	49
3 РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ ЦИФРОВОЇ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ	58
3.1 Вибір та обґрунтування структури пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів	58
3.2 Методика побудови структури пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів	64
4 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРИСТРОЮ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИГНАЛІВ З ПІДВИЩЕНИМ ЗНАЧЕННЯМ ЧАСТОТИ ДИСКРЕТИЗАЦІЇ	67

4.1	Обґрунтування та вибір моделювального пакету	67
4.2	Розробка комп'ютерної моделі пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів	68
4.3	Аналіз впливу режиму дискретизації на параметри пристрою аналого- цифрового перетворення з надмірною дискретизацією	70
4.4	Аналіз результатів комп'ютерного моделювання пристроїв аналого- цифрового перетворення.....	75
5	ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	77
5.1	Оцінювання наукового ефекту	77
5.2	Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи	80
5.3	Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи..	91
5.4	Висновки по розділу.....	92
	ВИСНОВКИ.....	93
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	95
	ДОДАТКИ.....	98
	Додаток А (обов'язковий) Ілюстративна частина.....	99
	Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень.....	106

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- АЦП – аналого-цифровий перетворювач
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика
ВІС – велика інтегральна схема
ГТІ – генератор тактових імпульсів
ДМ – дельта-модуляція
ДКМ – диференціальна імпульсно-кодова модуляція
ДП – диференціального підсилювача
ЕСЛ – емітерно-спряжена логіка
ІКМ – імпульсно-кодова модуляція
К – компаратор
МБК АЦП – мультиплексований багатокаскадний АЦП
МС – масштабувальний суматор
П – підсилювач
ПВЗ – пристрій вибірки та зберігання
РП – різницевий підсилювач
СВ – схема віднімання
ТТЛ – транзисторно-транзисторна логіка
ФНЧ – фільтр нижніх частот
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач

ВСТУП

Актуальність теми. В цифрових телекомунікаційних системах сабувають широкого використання аналого-цифрові перетворювачі (АЦП). Для покращення швидкості і якості передавання телевізійних сигналів у телекомунікаційних системах необхідно розробляти широкий клас швидкодійних АЦП.

Подальший прогрес у галузі електронних комунікацій значною мірою визначається наявністю високоефективних АЦП, що необхідні для спряження між аналоговими та цифровими частинами телекомунікаційних систем. Саме АЦП визначають швидкість та якість оброблення сигналів і в результаті – продуктивність телекомунікаційних систем. Необхідність у передаванні, обробленні та зберіганні телевізійних сигналів у реальному масштабі часу призвела до створення швидкодійних АЦП, здатних функціонувати у діапазоні високих частот [1].

На базі вищевикладеного актуальною задачею є розробка пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів, що дозволяють виконувати перетворення широкосмугових сигналів та характеризуються високою завадостійкістю.

Аналіз останніх досліджень. Існуючі широкосмугові АЦП не задовольняють усім вимогам, що до них висуваються. Насамперед це стосується завадостійкості та точності. Обмеження ширини спектра вхідного телевізійного сигналу АЦП зумовлено підвищенням похибки перетворення при збільшенні частоти сигналу [2, 3].

Динамічна похибка аналого-цифрового перетворення виникає внаслідок порушення умов дискретизації теореми відліків Найквіста, що є справедливою для сигналів з обмеженим спектром частот. Вхідні телевізійні сигнали АЦП є обмеженими у часі і мають нескінченний частотний спектр. Тому для усіх цифрових систем передавання інформації, що використовують цифрову форму

подання телевізійних сигналів характерна похибка квантування та дискретизації [4, 5].

Сучасні АЦП телевізійних сигналів повинні забезпечувати високу роздільну здатність у широкому динамічному діапазоні. Використання методу підвищеної частоти дискретизації дозволяє зменшити рівень шуму квантування телевізійних сигналів та покращити відношення сигнал-шум [6, 7].

Тому актуальною є задача покращення шумових властивостей АЦП телевізійних сигналів з високою частотою дискретизації та дослідження впливу на шумові характеристики АЦП методу підвищеної частоти дискретизації при перетворенні широкого класу телевізійних сигналів у цифрових телекомунікаційних системах.

Мета і завдання роботи. Метою даної магістерської кваліфікаційної роботи є покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів шляхом застосування методу підвищеної частоти дискретизації у телекомунікаційних системах.

Для досягнення цієї мети протягом проведення теоретичних та експериментальних досліджень висувались **такі задачі:**

- аналіз методу аналого-цифрового перетворення з підвищеним значенням частоти дискретизації;
- оцінювання закону змінювання шумових характеристик аналого-цифрового перетворення з підвищеним значенням частоти дискретизації для телевізійних сигналів;
- розробка пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів для цифрової системи передавання з покращеними шумовими характеристиками;
- аналіз ефективності методу аналого-цифрового перетворення з підвищеною частотою дискретизації при обробленні смугових сигналів;
- комп'ютерне моделювання АЦП телевізійних сигналів з підвищеним значенням частоти дискретизації;

– розробка методики побудови пристроїв аналого-цифрового перетворення для цифрової телекомунікаційної системи передавання телевізійних сигналів.

Об’єкт дослідження є процеси аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з підвищеним значенням частоти дискретизації у телекомунікаційних системах.

Предметом досліджень є метод і засоби покращення завадостійкості АЦП телевізійних сигналів на базі режиму з підвищеним значенням частоти дискретизації у телекомунікаційних системах.

Методи досліджень базуються на використанні: теорії аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів для аналізу похибок перетворення, теорії випадкових процесів для аналізу телевізійних сигналів; теорії цифрового оброблення сигналів для аналізу методів калібрування АЦП телевізійних сигналів; евристичного синтезу для розробки структур АЦП телевізійних сигналів; комп’ютерного моделювання для перевірки отриманих теоретичних положень.

Новизна одержаних результатів:

- уперше запропоновано спосіб покращення шумових характеристик пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів за рахунок режиму надмірної дискретизації;

- уперше запропоновано структуру мультиплексованого багатокаскадного пристрою аналого-цифрового перетворення з формувачами шумового сигналу, для якого рівень шумів квантування знижується обернено пропорційно числу каскадів у структурі АЦП;

- уперше виконано оцінювання закону змінювання шумових характеристик аналого-цифрового перетворення з підвищеним значенням частоти дискретизації для телевізійних сигналів;

- уперше отримано аналітичний вираз для оцінювання шумових характеристик пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів у режимі надмірної дискретизації;

- упершу запропоновано методику побудови пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів, що функціонують в складі цифрової телекомунікаційної системи, що дає можливість передавати телевізійний сигнал в цифровій формі з високою якістю.

Апробація результатів магістерської кваліфікаційної роботи. Основні положення роботи доповідались на LIV науково-технічній конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету у 2025 році.

1 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПОКРАЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИГНАЛІВ

1.1 Аналіз особливостей покращення завадостійкості аналого-цифрових перетворювачів телевізійних сигналів

Процес перетворення неперервного аналогового сигналу у його дискретне представлення - цифровий код складається з 3-х окремих етапів: фільтрації від ефекту накладання спектрів, дискретизації та квантування [8]. У класичній системі, що представлена на рис. 1.1, ці три фізичні операції виконуються окремо [9]. При реалізації оброблення сигналів на практиці з'являються задачі, що значно відрізняються як від дискретизації ідеалізованого аналогового сигналу, так і від кодування телевізійних сигналів з точки зору ефективності передавання даних [10].

Спочатку проаналізуємо структуру, що приведена на рис. 1.1.

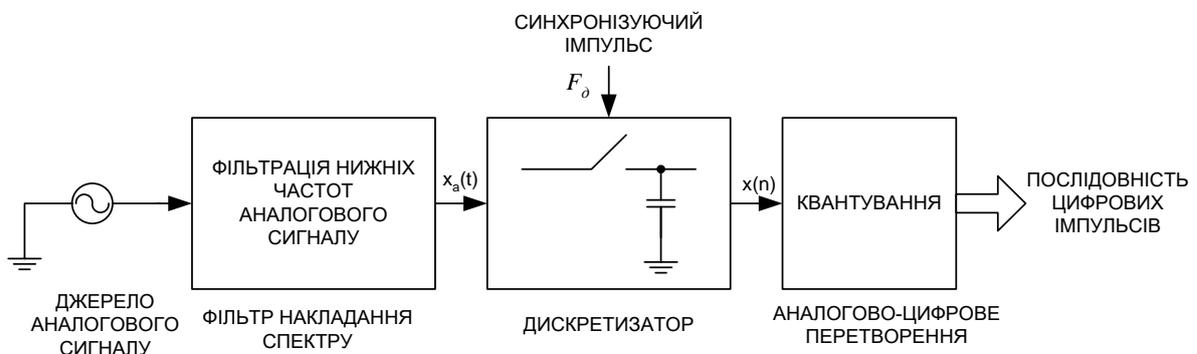


Рисунок 1.1 – Структура процесу перетворення сигналів

Процес квантування є перетворенням сигналу з аналогової форми у дискретну форму. Під процесом дискретизації розуміють процедуру квантування у часовій області. Частота дискретизації F_d при цьому у два рази перевищує максимальну частотну складову аналогового сигналу, що обробляється (тобто у двічі перевищує мінімально допустиму частоту цього сигналу). У такому випадку аналоговий сигнал можна як завгодно точно відновити за його дискретними

значеннями. Фільтр нижніх частот здійснює задане обмеження смуги частот, що знижує рівень шуму та завади перед дискретизацією сигналу. Без фільтра нижніх частот може виникнути ефект накладання високих частот на смугу частот модульовальних сигналів $F_d/2$.

Термін «надлишкова дискретизація» означає, що квантування у часі аналогового сигналу виконується при значенні частоти дискретизації, що значно вища мінімально необхідної частоти для даного сигналу [12]. У переважній більшості випадків це є проміжним етапом при поданні сигналу з використанням мінімально допустимого значення частоти дискретизації. Узагальнена структура процесу перетворення сигналів з надмірним значенням частоти дискретизації наведено на рис. 1.2.

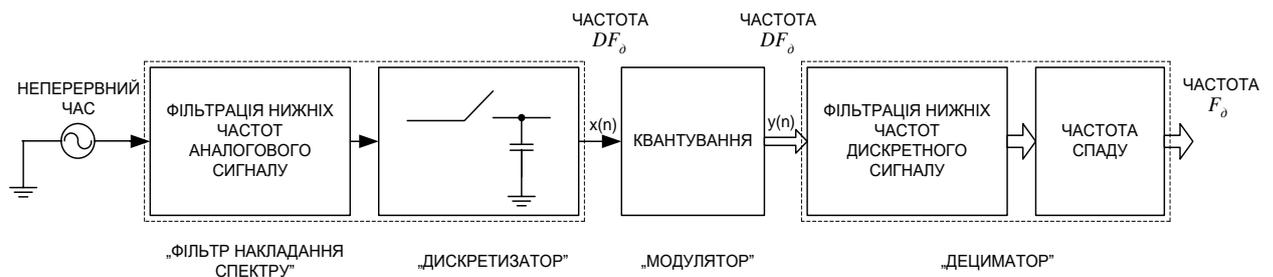


Рисунок 1.2 - Структура процесу перетворення сигналів з надмірним значенням дискретизації

У цій структурі дискретизатор і квантувач функціонують з підвищеним значенням частоти DF_d , де введено коефіцієнт D . При побудові перетворювачів аналог-код може бути реалізована схема, що використовує складові процесу, наведеного на рис. 1.2 та може бути застосовано фільтр, простіший у реалізації, ніж фільтр нижніх частот, що представлений на рис. 1.1. Тут продемонстровано, що підвищене значення проміжної частоти дискретизації не лише спрощує реалізацію фільтра нижніх частот аналогових сигналів та квантувача, але й дозволяє об'єднати процедури фільтрування, дискретизації та квантування, так, щоб вони не були окремими операціями, як в структурі на рис. 1.1.

Не існує фундаментального чинника, що обгрунтовує необхідність використання режиму надмірної дискретизації у пристроях аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів. Метою використання такого підходу пояснюють не з точки зору характеру завдання, а з точки зору технології реалізації системи, тобто копонентної бази, вартості і т.і. Будь-який засіб, що виконує аналогічні процедури, може бути реалізованим і без застосування режиму надмірної дискретизації. Водночас при цьому його вартість та компонентна база будуть іншими.

На рис. 1.3 наведено структуру енергетичного спектра дискретизованого та квантованого сигналів.

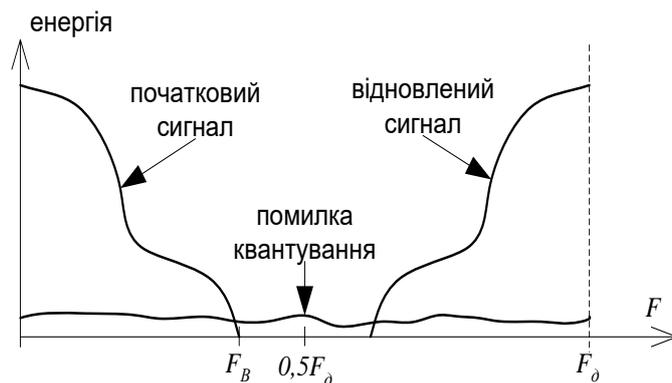


Рисунок 1.3 – Структура енергетичного спектра дискретизованого та квантованого сигналів

Крок дискретизації математично представляється як еквівалент згортання у частотній області в кінцевий відрізок вісі довжиною F_δ , що повторюється поза цією смугою частот. При зображенні частотної характеристики, вона має бути симетричною відносно середньої точки $F_\delta/2$. Аналоговий фільтр нижніх частот, що зображено на рис. 1.1, повинен подавляти будь-які складові з частотою, що перевищують $F_\delta/2$ з метою запобігання появі паразитних смуг нижче частоти $F_\delta/2$ в процесі дискретизації. Гранична частота $F_\delta/2$ традиційно наближена до

значення максимальної частоти вхідного сигналу $F_в$, що дозволяє запобігти занадто інтенсивній передачі цифрових даних. Наприклад, в телефонних цифрових системах максимальна вхідна частота дорівнює 3400 Гц, а частота дискретизації $F_{\delta}/2=4000$ Гц; у цифрових системах звукомовлення максимальна вхідна частота дорівнює 20 кГц, а частота дискретизації $F_{\delta}/2=22,05$ кГц. Фільтр з пласкою амплітудно-частотною характеристикою, повинен пропускати частотні компоненти нижче $F_в$, подавити частоти вищі $F_{\delta}/2$ з високим коефіцієнтом згасання і швидко перемикається з одного режиму дискретизації на інший. Такий фільтр нижніх частот є однією з найскладніших частин в структурі системи передавання сигналів без надмірної дискретизації і його реалізація ускладнена навіть при наявності відповідної інтегральної технології.

Створення аналогового фільтра нижніх частот на базі стандартних компонентів (із зосередженими параметрами) містить два основних етапи. Спочатку задана АЧХ апроксимується передатною функцією, що має кінцеве число екстремумів. Наближення на базі поліномів Чебишева і Баттерворта є прикладом різних підходів до розв'язання даної задачі. У ході другого етапа отримана характеристика з конкретними значеннями екстремумів реалізується з використанням електричних схем, що містить компоненти з конкретними параметрами, наприклад резистивно-ємнісних компонентів. Прикладами вдалої сучасної реалізації таких підходів можуть бути універсальний перетворювач повного опору та модифікована схема стробування ступінчастого типу (на базі стробування із затримкою). На стадії виконання апроксимації має місце компроміс між числом екстремумів (вартість виготовлення) та ідеальністю форми низькочастотної АЧХ (нерівномірність ЧХ у смузі пропускання та лінійність фази), а на стадії реалізації виникають проблеми, що пов'язані з особливістю ланок 2-го порядку.

Реалізація фільтрів є основною проблемою при виготовленні фільтрів нижніх частот для цифрової телекомунікаційної системи. Сучасний процес виготовлення інтегральних мікросхем не забезпечує прецизійних, стабільних параметрів у компонентів, наприклад RC-кіл. Тому оптимальною

альтернативою стандартним компонентам є нестандартні монолітні та гібридні інтегральні мікросхеми.

Одним із перспективних підходів до розв'язання цієї задачі в області кремнієвої технології є застосування різноманітних аналогових схем для стабілізації і лінеаризації нелінійних характеристик транзисторів і діодів разом з існуючими високоякісними електричними конденсаторами. Проте через складність налаштування реальних нелінійностей приладів, нелінійні спотворення сигналу досягають значень 0,5 %, що не допускається для пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів. Така методика не може бути використана при розв'язанні конкретних задач фільтрації сигналів, водночас використання методу надмірної дискретизації завжди призводить до позитивного ефекту. Це пов'язано з тим, що при застосуванні методу надмірної дискретизації не потрібно покращити характеристики RC -кіл, а просто обходяться без них.

Метод надмірної дискретизації усуває вимогу використання аналогового фільтра нижніх частот з крутою швидкістю зрізання. Це досягається за рахунок початкової дискретизації з підвищеним значенням частот DF_Δ , водночас, як кінцеве значення частоти дискретизації дорівнює F_Δ , як на рис. 1.4.

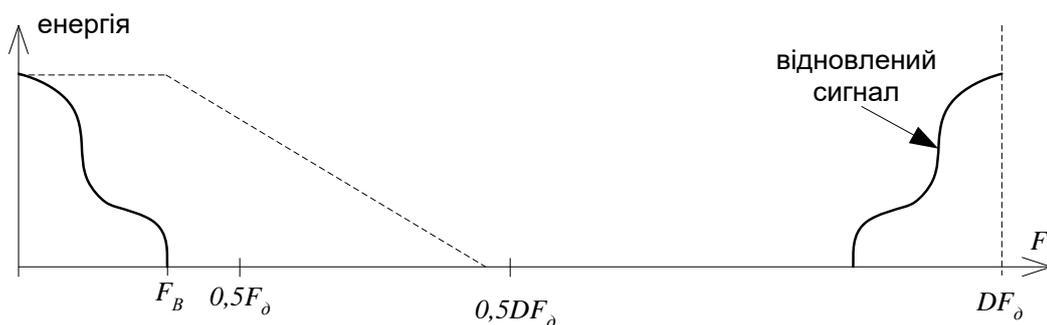


Рисунок 1.4 - Фільтрація з надмірною дискретизацією

Незважаючи на такі спрощення методу надмірної дискретизації фільтр нижніх частот у пристрої аналого-цифрового перетворення телевізійних

сигналів все ж необхідний для запобігання ефекта накладання спектра при високій частоті дискретизації DF_δ . Значна відмінність між смугою частот вихідного сигналу і нового значення частоти $DF_\delta/2$ означає, що смуга переходу фільтра нижніх частот в багато разів ширша його смуги пропускання, що і полегшує реалізацію такого аналогового фільтра. Наприклад, якщо $D=150$, то одиничний полюс пасивного RC-фільтра нижніх частот забезпечує згасання до 45 дБ між межами смуги пропускання і смуги затримання.

З метою отримання бажаного значення частоти дискретизації F_δ телевізійний сигнал, що підлягає надмірній дискретизації має ще раз пройти через фільтр нижніх частот для подавлення частотних складових, які перевищують межу $DF_\delta/2$. Водночас цю операцію можна виконати за допомогою використання цифрового фільтра після процесу квантування телевізійного сигналу, як представлено на рис. 1.2. Цифрова фільтрація нижніх частот і зниження значення частоти дискретизації на практиці здійснюються одночасно, що спрощує реалізацію арифметичних операцій. Засіб, що здійснює ці функції називається дециматором. Цей засіб є кінцевим в обробленні телевізійного сигналу і на його виході формується сигнал, значення частоти дискретизації якого дорівнює початковій частоті F_δ .

В результаті процесу дискретизації неперервна часова область джерела телевізійних сигналів перетворюється в область, що обмежена частотою F_δ . Ця зміна відбувається за рахунок виконання двох етапів з використанням проміжної частоти дискретизації, що дорівнює DF_δ . При цьому функції аналогового фільтра нижніх частот разом з дискретизатором і функції дециматора ідентичні.

1.2 Аналіз параметрів пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів

У магістерській кваліфікаційній роботі виконується дослідження методу аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів на базі режиму роботи з надмірною дискретизації.

Для аналізу параметрів пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з надмірною дискретизацією необхідно оцінити їх шумові властивості. Ідеальний N -розрядний пристрій аналого-цифрового перетворення, на виході якого є послідовність $x(n)$, характеризується широкосмуговою помилкою квантування, що еквівалентна послідовності адитивного білого шуму. Внаслідок цього такий пристрій аналого-цифрового перетворення моделюється джерелом білого шуму. Така модель є не зовсім коректною, тому що існують інші моделі [7].

Незважаючи на це, модель білого шуму для пристрою аналого-цифрового перетворення все ж є достатньо точною. Значення відношення сигнал-шум (SNR) на виході ідеального N -розрядного пристрою аналого-цифрового перетворення при наявності на його вході сигналу синусоїдальної форми дорівнює [8]

$$SNR = \left(\frac{3}{2}\right) 2^{2N} \left[\frac{A}{A_{\max}} \right]^2, \quad (1.10)$$

де A – значення амплітуди вхідного сигналу синусоїдальної форми, A_{\max} – значення максимальної амплітуди вхідного сигналу пристрою аналого-цифрового перетворення.

Це співвідношення набуває максимальних значень за умов, коли амплітуда сигналу синусоїдальної форми на виході АЦП дорівнює максимальній амплітуді ($A=A_{\max}$). Тоді вираз (1.10) набуде такого вигляду

$$SNR_{\max} = \left(\frac{3}{2}\right) 2^{2N} \quad (1.11)$$

чи

$$SNR_{\max} (dB) \approx 6,02N + 1,76. \quad (1.12)$$

При більшій амплітуді вхідного сигналу пристрій аналого-цифрового перетворення буде функціонувати в режимі обмеження. За таких умов значення помилки змінюються, але у будь-якому випадку значення відношення сигнал-шум буде знижуватись, як на рис.1.5.

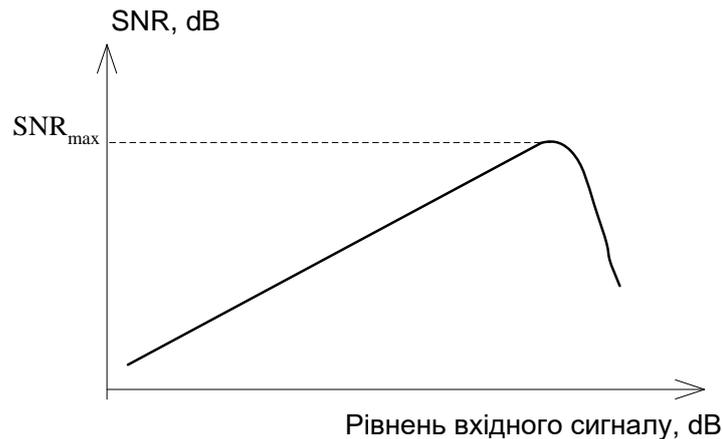


Рисунок 1.5 - Залежність значення відношення сигнал-шум від амплітуди вхідного сигналу АЦП

Для випадку відмінності форми вхідного сигналу АЦП від синусоїди його відношення максимальної та середньої потужностей відрізняються від аналогічного відношення для вхідного синусоїдального сигналу АЦП, то другий доданок в виразі (1.12) буде відрізнятись з урахуванням значення пік-фактора телевізійних сигналів.

Ідеальний 12-розрядний пристрій аналого-цифрового перетворення при наявності на вході сигналу синусоїдальної форми має максимальне відношення сигнал-шум, що дорівнює 74 дБ [7]. Ідентичне значення відношення сигнал-шум відповідає реальному АЦП, в якому здійснюється апроксимація сигналу ступінчатою характеристикою з точністю 0,5 одиниці молодшого розряду і при цьому не існує додаткових джерел помилок, що знижує співвідношення сигнал-шум.

Для випадку наявності вхідних сигналів АЦП з малою амплітудою можуть бути порушені твердження, на яких ґрунтується прийнята модель білого шуму [7]. У [7] доведено, що при наявності таких вхідних сигналів на виході пристроїв аналого-цифрового перетворення з точністю 0,5 одиниці молодшого розряду може мати місце як сильно корельована помилка квантування, відмінна від шуму, так і помилка, характеристики якої сильно відрізняються для різних перетворювачів однієї структури.

З іншої боку, широкосмугова помилка квантування шумоподібного типу може бути штучно утворена методом підсумовування вхідного сигналу з додатковим сигналом спеціальної форми. У деяких випадках додатковий сигнал послідовно віднімається від вхідного сигналу на цифровому рівні. Такий підхід є коректним, коли форма додаткового сигналу дозволяє здійснювати його синтез з необхідною точністю в аналоговій і у цифровій формі. Спосіб використання додаткового псевдовипадкового сигналу в пристроях аналого-цифрового перетворення використовується у цифрових телекомунікаційних системах. У пристроях аналого-цифрового перетворення з надмірною дискретизацією існують додаткові можливості застосування псевдовипадкових сигналів, проте при цьому реалізується інша мета [8].

Параметр роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення, що дорівнює N розрядам АЦП є коректним для ідеальних АЦП з лінійно-ступінчатою передатною характеристикою. Проте поняття роздільної здатності ускладнюється для АЦП загального типу, в яких наявна статистична залежна від сигналу помилка квантування. Водночас, якщо молодші розряди пристроїв аналого-цифрового перетворення відображають лише шум або спотворення, то число розрядів АЦП більше не може розглядатися як роздільна здатність. Це слід враховувати при аналізі пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з надмірною дискретизацією, вихідний цифровий код яких є вхідним сигналом цифрового фільтра.

Аналіз графіка на рис. 1.5 вказує, що залежність відношення сигнал-шум АЦП від рівня сигналу має інший вигляд, ніж ступінчата функція. Шумовий сигнал в

АЦП може використовуватися для подавлення на виході пристрою аналого-цифрового перетворення всіх помилок, що не є помилками лінеаризації та специфічними помилками цифрових схем. Цей метод покращення АЦП широко використовується при побудові і при моделюванні пристроїв аналого-цифрового перетворення. Сумарне уточнене відношення сигнал-шум ще називають відношенням сигнал-помилка АЦП або відношенням сигналу до сумарного шуму та спотворень АЦП. Будь-які відхилення характеристики від ідеальної (нелінійності, розбаланс значення кроку квантування, динамічні похибки, гармонічні спотворення, шуми або завади) будуть спричинити зменшення цього параметра АЦП. Різноманітні процеси квантування, що використовуються в цифрових телекомунікаційних системах будуть мати еквівалентну N -розрядну роздільну здатність у тому значенні, якщо відношення сигнал-шум цих процесів дорівнює цьому значенню для ідеального N -розрядного пристрою аналого-цифрового перетворення при наявності на його вході того ж самого телевізійного сигналу.

Графік, що представлено на рис. 1.5, фактично такий же і в багатьох аналогових компонентах, що містять джерело шуму за умови обмеження амплітуди телевізійного сигналу. Порівняння значень відношення сигнал-шум для аналогових телевізійних сигналів і цих же сигналів після АЦП неявно відображають точність процесу аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з високою роздільною здатністю.

Для аналогових телевізійних сигналів сигналу з шириною смуги частот F_6 , яка дорівнює 6 МГц і з максимальною амплітудою U_p , при тепловому шумі послідовного опору значенням

$$R_{\max} = \frac{U_p^2}{48kTF_6(2^{2N})} \quad (1.13)$$

або для випадку дробового шуму окремого p - n переходу, яким протікає прямий постійний струм, буде спостерігатись та ж границя відношення сигнал-шум, що і для ідеальних N -розрядних пристроїв аналого-цифрового перетворення.

$$I_{\min} = 6qF_e(2^{2N}), \quad (1.14)$$

де k – стала Больцмана,

T – абсолютна температура,

q – заряд електрона.

Для $U_p = 10$ В, то 10-розрядне лінійне аналого-цифрове перетворення здійснюється з точністю приблизно 10 мВ (в АЦП зі ступінчатою характеристикою). В чисто аналогових пристроях аналогічні вимоги до відношення сигнал-шум дозволяють використовувати послідовні резистори опором до 10 кОм незалежно від наявності джерела шуму в цих компонентах. При 12 розрядах АЦП ці обмеження мають опір резисторів 50 кОм (такі вимоги рідко використовуються для мікросхем з низьким рівнем сигналів). У реальних пристроїв аналого-цифрового перетворення з метою забезпечення необхідної роздільної здатності наведені вище обмеження мають бути вищими.

На базі залежності, що представлена на рис. 1.5, можуть бути знайдені інші параметри АЦП, що часто використовуються в телекомунікаціях для характеристики пристроїв аналого-цифрового перетворення [8]:

- максимальне відношення сигнал-шум SNR_{max} – параметр, що не є узагальненою характеристикою АЦП, тому що не в усіх АЦП існує залежність від максимального значення і спотворення, такі як нелінійність, обмежують його значення;

- динамічний діапазон – один з найпоширеніших параметрів і знаходиться як діапазон вхідного сигналу АЦП, при якому відношення сигнал-шум набуває значення нижче 0 дБ;

- рівень шуму в незайнятому каналі - є шумом на виході пристрою аналого-цифрового перетворення при незначному сигналі на вході АЦП. Цей параметр часто використовується у цифрових телекомунікаційних системах, хоча він є неточним, тому що при малих і великих значеннях вхідного сигналі АЦП може поводити себе неоднаково.

Ефективність функціонування пристроїв аналого-цифрового перетворення у телекомунікаційних системах визначається параметрами

надмірної дискретизації та децимації [10]. На рис. 1.3 наведено енергетичний спектр шуму квантування пристроїв аналого-цифрового перетворення, що має ту же частотну смугу, що і аналоговий сигнал. На рис. 1.6 представлено процес квантування з надмірною частотою значенням DF_δ , при цьому ширина смуги частот вхідного аналогового сигналу АЦП дорівнює $F_\delta/2$. N -розрядний пристрій аналого-цифрового перетворення, що використовується у цій структурі як квантувач, створює шум квантування залежно від роздільної здатності АЦП, але незалежно від значення частоти дискретизації. При вищій частоті дискретизації смуга частот шуму буде ширшою. Фільтрація складових з частотами, що перевищують $F_\delta/2$, за допомогою цифрового фільтра нижніх частот (пунктирна лінія на рис. 1.6.) дозволяє зменшити рівень шуму квантування та значно покращити роздільну здатність АЦП. Цифровий фільтр нижніх частот є дециматором, тому що після подавлення компонентів спектра, що знаходяться вище $F_\delta/2$ частота дискретизації може бути зменшена до значення F_δ .

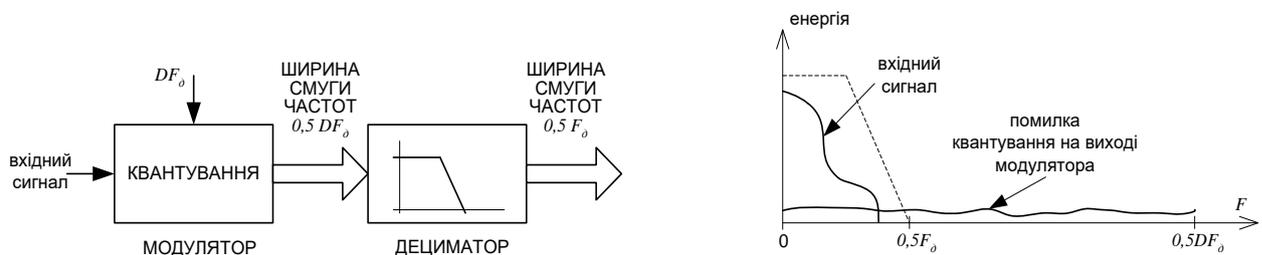


Рисунок 1.6 – Процес покращення роздільної здатності АЦП за рахунок використання надмірної дискретизації

Процес покращення роздільної здатності АЦП суперечить знанням розробників пристроїв аналого-цифрового перетворення, які аналізують ступінчасті характеристики перетворення АЦП. Роздільна здатність АЦП покращується за рахунок виконання додаткових арифметичних операцій у дециматорі, який має задану кількість розрядів, що забезпечувало б більшу розрядність вихідного коду, ніж розрядність вхідного (як показано на рис. 1.6.).

Водночас, такий процес передбачає наявність на виході АЦП широкосмугового шуму квантування. Хоча можливі випадки, при яких даний метод не забезпечує підвищення роздільної здатності АЦП. До них відносяться ідеальні пристрої аналого-цифрового перетворення зі ступінчатою передатною характеристикою з постійним сигналом на виході та без застосування додаткового випадкового сигналу.

При застосуванні режиму надмірної дискретизації та подальшої децимації з коефіцієнтом D (рис. 1.6.) і при наявності вихідного білого шуму квантування АЦП, дециматор зменшує потужність шуму квантування в D разів, при цьому потужність сигналу залишається незмінною. Це означає, що покращення відношення сигнал-шум буде дорівнювати $SNR(\text{зростання}) = D$. Відповідно для пристроїв аналого-цифрового перетворення, які є N -розрядними лінійними АЦП, максимальне відношення сигнал-шум при синусоїдальному вхідному сигналі знаходиться як

$$SNR_{\max}(dB) \approx 6,02N + 1,76 + 10\lg D. \quad (1.15)$$

Відомо також наступний вираз: $D=2^L$, де L – кількість октав надмірної дискретизації. Для цього випадку вираз (1.15) набуде вигляду:

$$SNR_{\max}(dB) \approx 6,02(N + 0,5L) + 1,76. \quad (1.16)$$

Формула (1.16) дає змогу стверджувати, що пристрої аналого-цифрового перетворення з надмірною дискретизацією мають ті самі значення відношення сигнал-шум для смуги частот вхідних сигналів, що і звичайний аналого-цифровий перетворювач вищої розрядності. При цьому одній октаві надмірної частоти дискретизації відповідає 0,5 вихідних розряда.

2 ВИБІР ТА ОБГРУНТУВАННЯ МЕТОДУ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИГНАЛІВ З НАДМІРНОЮ ЧАСТОТОЮ ДИСКРЕТИЗАЦІЇ

2.1 Аналіз особливостей АЦП телевізійних сигналів з надмірною частотою дискретизації

При побудові АЦП телевізійних сигналів з надмірною частотою дискретизації характеристики реальних компонентів відхиляються від ідеальних, при цьому будь-яке відхилення характеристик може призвести до обмеження покращення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення з надмірною дискретизацією. До таких чинників можна віднести такі [11]:

- неповне подавлення дециматором рівня шумів квантування поза робочою смугою частот вхідних сигналів. Це є основною задачею при розробці дециматорів. Підвищення ступеня подавлення пов'язане зі збільшенням апаратних витрат АЦП і тому з урахуванням ефективності дециматор буде настільки ускладнений, наскільки це необхідно для даного конкретного застосування. Водночас, будь-який шум поза смугою частот вхідних сигналів, що обробляються дециматором, буде знижувати значення відношення сигнал-шум на виходах пристроїв аналого-цифрового перетворення до значення, що може бути обчислене на базі параметрів цифрового фільтра;

- узгодження крутості характеристик АЦП може викликати значне спотворення сигналу;

- виробничі дефекти аналогових вузлів вхідних каскадів пристроїв аналого-цифрового перетворення з надмірною дискретизацією. Найпоширенішими є джерела шуму у блоках додавання та фільтрації, нелінійності характеристик і обмежена розрядність фільтра нижніх частот, а також шум типу $1/f$. Деякі із спотворень, що обумовлені даними дефектами,

можна передбачити аналітично, проте ефективнішим є комп'ютерне моделювання. У більшості пристроїв аналого-цифрового перетворення з надмірною дискретизацією використовуються ключові аналогові структури на базі МОН-мікросхем, для яких існують технологічні обмеження граничної швидкодії та роздільної здатності.

У пристроїв аналого-цифрового перетворення з надмірною дискретизацією, що мають високу роздільну здатність, значення відношення сигнал-шум обмежується похибками компонентів.

2.2 Аналіз шумових характеристик пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів у режимі надмірної дискретизації

Підвищення завадостійкості цифрових телекомунікаційних систем є однією з найважливіших проблем сучасних електронних комунікацій [13]. Ключовим елементом цифрової телекомунікаційної системи, який безпосередньо впливає на показники завадостійкості є пристрій аналого-цифрового перетворення [14]. Узагальненим критерієм ефективності пристроїв аналого-цифрового перетворення, що функціонують в цифрових телекомунікаційних системах є відношення сигнал-шум. Одним з методів покращення характеристик пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів є використання методу надмірної дискретизації [15]. Дослідженню особливостей пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з надмірною дискретизацією, що використовуються у цифровому телебаченні, присвячена праця [16], де отримано формули для визначення необхідного значення частоти дискретизації у заданій смузі частот вхідного сигналу АЦП. Водночас у роботі зовсім не досліджено впливу на шумові властивості АЦП режиму надмірної дискретизації при перетворенні телевізійних сигналів у цифрових телекомунікаційних системах.

У даній роботі розв'язується задача аналізу шумових властивостей пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів у режимі надмірної дискретизації. В АЦП вирішальним впливом є шум квантування, який знижує відношення сигнал-шум перетворювача.

Шум квантування АЦП можна подати за допомогою рівномірної функції густини ймовірностей значень їх квантів η [15]:

$$p(\eta) = \begin{cases} \frac{1}{q}, & -\frac{q}{2} \leq \eta \leq \frac{q}{2} \\ 0, & |\eta| > \frac{q}{2} \end{cases} \quad (2.1)$$

В інших випадках аналого-цифрового перетворення середнє значення потужності шумів при рівномірній шкалі квантування АЦП, визначається згідно виразу

$$P_{кв} = \frac{1}{12} q^2. \quad (2.2)$$

де q – значення кроку квантування.

Якщо поріг обмеження АЦП у k разів вищий, ніж середньоквадратичне значення вхідного сигналу ($\sigma_{с\ max}$) від максимального за рівнем сигналу, то отримаємо $u_{обм} = k\sigma_{с\ max}$.

Для випадку побудови шкали квантування так, щоб шуми обмеження не виникали, то значення $u_{обм}$ має відповідати піковому значенню вхідного сигналу. В цьому разі коефіцієнт k вважається пік-фактором вхідного сигналу. Загалом пік-фактор k встановлює зв'язок між параметрами сигналу і шкали квантування. Між $u_{обм}$, q і числом рівнів квантування M можна знайти такий зв'язок:

для квантування двополярних вхідних сигналів

$$M = 2\lfloor u_{обм} / q \rfloor + 1 \approx 2\lfloor u_{обм} / q \rfloor, \quad (2.3)$$

для квантування однополярних вхідних сигналів

$$M = |u_{обм}|/q . \quad (2.4)$$

Підставивши (2.2) – (2.4) у вираз (2.2), можна отримати іншу формулу для знаходження рівня шумів квантування. У випадку двополярного вхідного сигналу

$$P_{кв} = \frac{1}{3} \frac{u_{обм}^2}{M^2} = \frac{1}{3} \frac{k^2 \sigma_{с\max}^2}{M^2} . \quad (2.5)$$

У випадку вхідного однополярного сигналу

$$P_{кв} = \frac{1}{12} \frac{u_{обм}^2}{M^2} = \frac{1}{12} \frac{k^2 \sigma_{с\max}^2}{M^2} . \quad (2.6)$$

Шуми квантування вважаються послідовністю некорельованих імпульсів з випадковою амплітудою. Спектр потужності такої послідовності представляється виразом:

$$G_{кв}(f) = \frac{2 \cdot \tau^2}{T^2} \sigma_{кв}^2 \cdot \frac{\sin^2(2\pi f \tau / 2)}{(2\pi f \tau / 2)^2} , \quad (2.7)$$

де τ – значення тривалості імпульсу;

T – значення періоду дискретизації;

$\sigma_{кв}^2$ – значення дисперсії шумів квантування.

Форма спектра потужності шумів квантування представлена на рис.2.1. При зменшенні τ спектр потужності шумів квантування стає рівномірнішим і при $\tau \rightarrow 0$ шуми квантування трансформуються у білий шум, що має усталений спектр потужності у широкій смузі частот, що значно ширша за спектр вхідного сигналу.

Для відтворення вхідного сигналу, використовується фільтр нижніх частот з частотою зрізання, що дорівнює максимальній частоті спектра вхідного сигналу. Квантований сигнал АЦП на вході фільтра нижніх частот можна розглядати як суму вхідного сигналу та шумів квантування. Для оцінювання

відношення сигнал-шум квантування на виході АЦП слід розглянути проходження неспотвореного сигналу та шуму трактом фільтра нижніх частот.

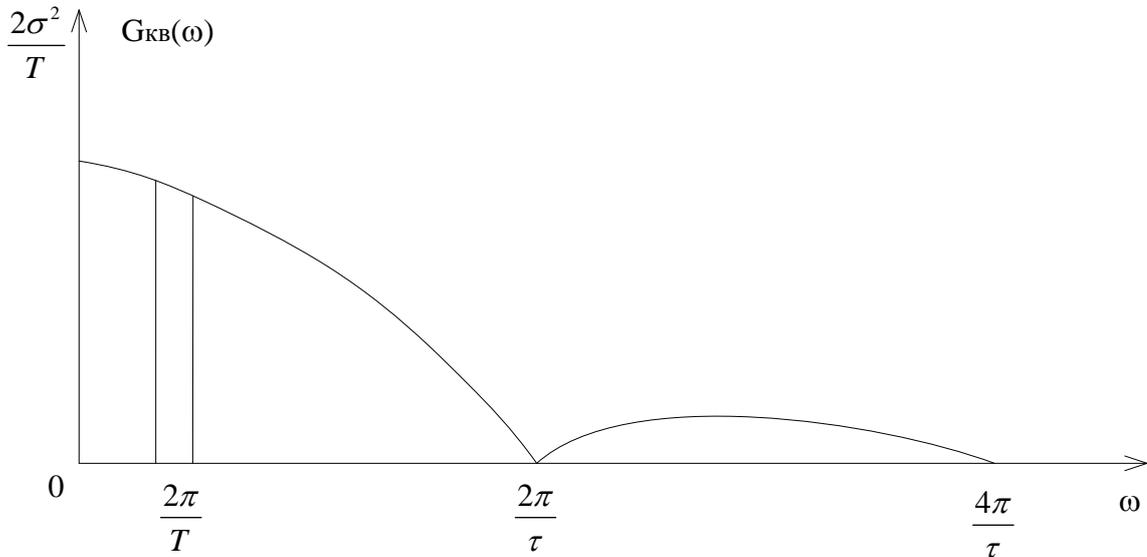


Рисунок 2.1 - Спектр потужності шумів квантування

Низькочастотна складова спектра цифрового сигналу за потужністю у τ^2/T^2 раз менша, ніж потужність вхідного аналогового сигналу, а максимальна частотна складова спектра не може перевищувати 0,5 значення частоти дискретизації. Потужність шумів квантування у досліджуваній смузі частот знаходиться так:

$$P_{\text{кв.вих}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{0,5f_d} G_{\text{кв}}(f) df = \frac{1}{2\pi} \int_0^{0,5f_d} \frac{2 \cdot \tau^2}{T} \sigma_{\text{кв}}^2 \cdot \frac{\sin^2(2\pi f \tau / 2)}{(2\pi f \tau / 2)^2} df. \quad (2.8)$$

На максимвльній частоті аргумент $\pi f \tau = \pi \tau / 2T$. Для випадку $\tau \ll T \cdot \frac{\sin(\pi \tau / 2T)}{(\pi \tau / 2T)} \approx 1$. Тоді вираз (2.8) набуде вигляд у

$$P_{\text{кв.вих}} = \sigma_{\text{кв}}^2 \frac{1}{2\pi} \frac{2\tau^2}{T} \frac{2\pi f_d}{2} = \sigma_{\text{кв}}^2 \frac{\tau^2}{T^2}. \quad (2.9)$$

Тоді значення вихідного відношення сигнал-шум АЦП дорівнює

$$P_{c.вих} / P_{кв.вих} = P_c \frac{\tau^2}{T^2} / \left(\sigma_{кв}^2 \frac{2\tau^2}{T^2} \right) = P_c / P_{кв}. \quad (2.10)$$

При дослідженнях АЦП можна вважати, що спектр шумів квантування зосереджено у змузі частот від 0 до $f_\delta/2$ і характеризується у межах цього діапазону рівномірною спектральною щільністю потужності:

$$G_{кв}(f) = \frac{\sigma_{кв}^2}{\pi f_\delta} 2\pi = \frac{2}{f_\delta} \sigma_{кв}^2. \quad (2.11)$$

Для визначення показника надмірності при дискретизації використовується коефіцієнт надмірної дискретизації:

$$D = \frac{f_\delta}{2 \cdot f_m}. \quad (2.12)$$

Потужність шумів квантування АЦП дорівнює його дисперсії, тому

$$\sigma_{кв}^2 = P_{кв}, \quad (2.13)$$

тоді спектральна щільність потужності шумів квантування пристроїв аналого-цифрового перетворення з надмірною частотою дискретизації, з урахуванням (2.11) і (2.13) визначиться як

$$G_{кв}(f) = \frac{2}{D \cdot f_\delta} P_{кв}. \quad (2.14)$$

Вираз (2.14) можна застосовувати для аналізу спектрів шумів квантування первинних телевізійних сигналів у режимі надмірної дискретизації.

Для первинного телевізійного сигналу пік-фактор $k = \sqrt{3}$, а для гармонічного сигналу пік-фактор $k = \sqrt{2}$. Тоді спектральна щільність потужності дорівнює:

для випадку гармонічного сигналу з урахуванням (2.5)

$$G_{кв}(f) = \frac{2}{D \cdot f_{\delta}} P_{кв}^2 = \frac{2}{3} \frac{k^2}{M^2} \frac{\sigma_{c \max}^2}{D \cdot f_{\delta}}; \quad (2.15)$$

а для випадку первинного телевізійного сигналу з урахуванням (2.5)

$$G_{кв}(f) = \frac{2}{D \cdot f_{\delta}} P_{кв}^2 = \frac{2}{12} \frac{k^2}{M^2} \frac{\sigma_{c \max}^2}{D \cdot f_{\delta}}. \quad (2.16)$$

Залежності спектральних щільностей потужності для різних класів сигналів від коефіцієнта надмірної дискретизації приведено на рис. 2.2.

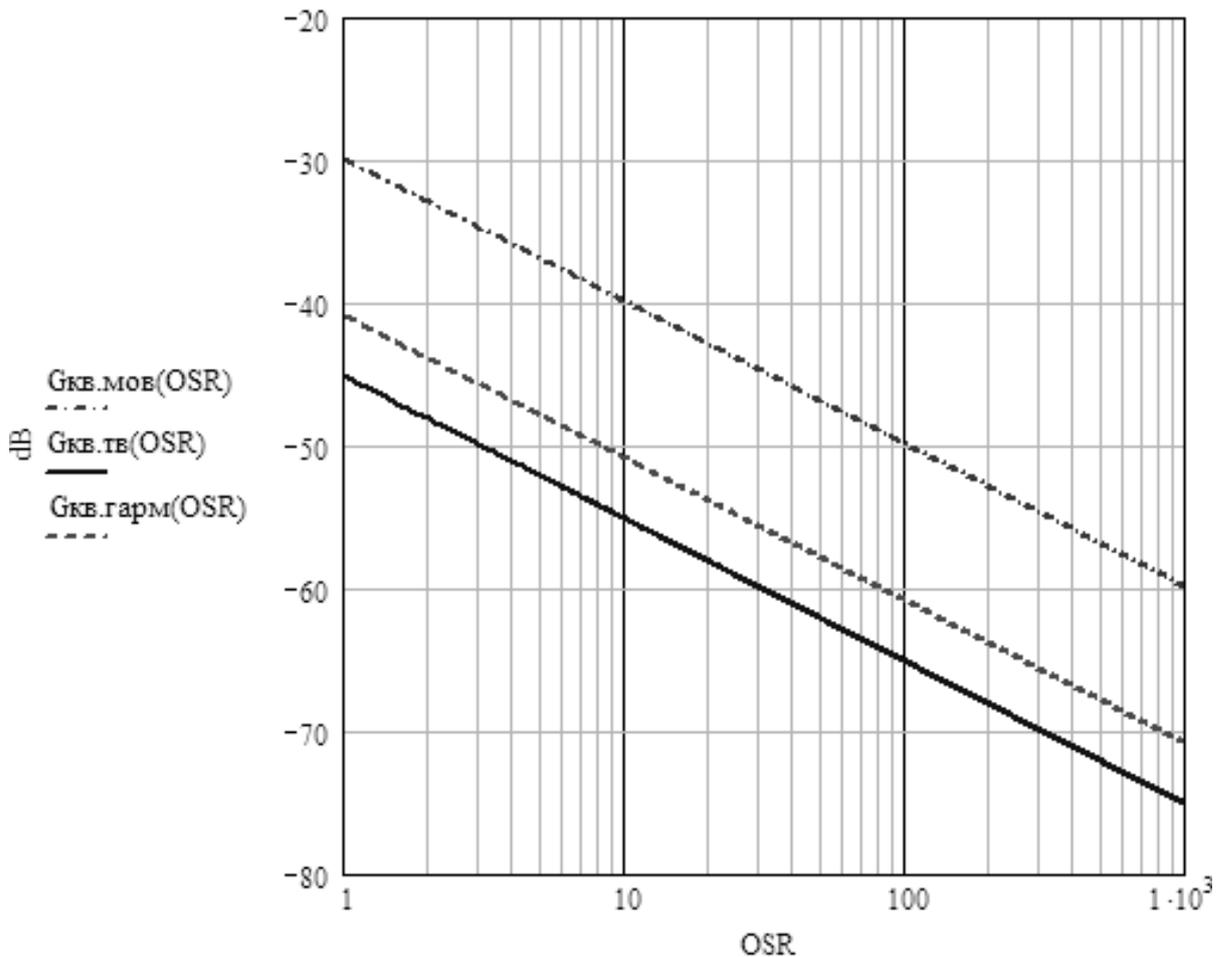


Рисунок 2.2 – Залежності потужностей шумів квантування від значень коефіцієнта надмірної дискретизації

Як видно графіків, найкращі значення відношення сигнал-шум квантування досягаються для класу первинних телевізійних сигналів.

2.3 Дослідження структур пристроїв аналого-цифрового перетворення з формувачами шуму

Метод надмірної дискретизації дозволяє підвищити роздільну здатність пристроїв аналого-цифрового перетворення. Цей метод полягає в усередненні цифрових значень після АЦП з надмірною дискретизацією у часовій області. Оптимальне розміщення АЦП, що дозволяє аналізувати форму спектра помилки квантування, забезпечує ефективніше усереднення порівняно з моделлю білого шуму. У результаті цього може бути досягнута вища роздільна здатність пристроїв аналого-цифрового перетворення [16].

Підвищення роздільної здатності АЦП може виявитись ефективним на практиці лише в тих пристроях аналого-цифрового перетворення, де необхідно невелике збільшення числа двійкових розрядів. Для підвищення роздільної здатності на 8 розрядів коефіцієнт D повинен дорівнювати 2 000 00 ($L=16$ октав), що звичайно є нереальним. Із наведеного очевидно, що підвищення роздільної здатності 0,5 розрядів на октаву є результатом усталення форми спектра шумів квантування. Трансформація його спектром, у якого значна частина потужності знаходиться поза робочою смугою частот вхідних сигналів призведе до сильнішого покращення ввідношення сигнал-шум у результаті надмірного квантування, який завдячує виконанню децимації. Ця задача розв'язується методом формування шумового сигналу.

На рис. 2.3 представлено структурну схему контуру зворотного зв'язку формування шумового сигналу. При цьому допускаються зміни у блоці $H(z)$ і у пристрої аналого-цифрового перетворення сигналів [17].

На рис. 2.3 позначення $H(z)$ є передатною функцією цифрового фільтра телевізійного сигналу. У найпростішому випадку це має бути дискретний інтегратор, що у часовій області представляється таким різницевим рівнянням:

$$u(n+1) = u(n) + v(n). \quad (2.17)$$

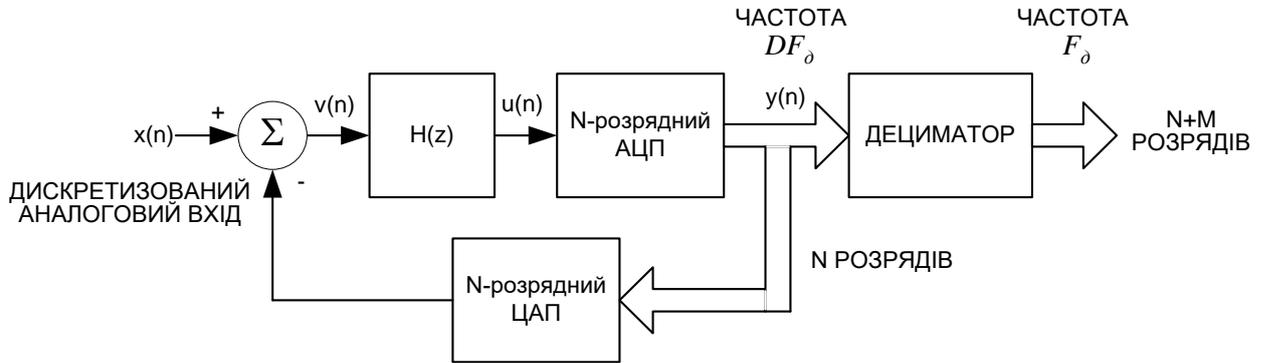


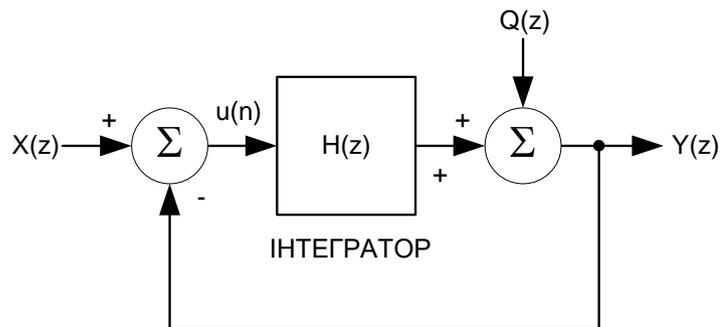
Рисунок 2.3 – Структурна схема замкненого кола формування шумового сигналу

Фільтр $H(z)$ та перетворювачі у структурі на рис. 2.3 функціонують при надмірній частоті дискретизації значенням DF_δ .

Вхідна послідовність $x(n)$ є дискретизованою з надмірною частотою, тому вона буде змінюватись дуже повільно порівнянно з частотою значенням DF_δ . Функціонування кола, що наведеної на рис. 2.3, можна подати так: АЦП і цифро-аналоговий блок формують швидкозмінну апроксимувальну послідовність $y(n)$, що пульсує навколо повільно змінної послідовності $x(n)$. Інтегратор керує послідовністю так, щоб на його вході $u(n)$ довготривале середнє значення дорівнювало 0. Це є аналогічним іншим інтегровальним колам зі зворотним зв'язком, наприклад колам фазового автоматичного налаштування частоти. У цій структурі похибка між аналоговим входом та цифровою апроксимацією прямує до 0.

На рис. 2.4 наведено лінійне замкнене коло, що базується на моделі адитивної похибки квантування, яка може розглядатись як аналог структури, що наведена на рис. 2.3. Функції $X(z)$ та $Y(z)$ символізують z -перетворення від

відповідних послідовностей $x(n)$ і $y(n)$. Квантування, що здійснюються у наведеній на рис. 2.3 структурі за допомогою АЦП подано на рис. 2.4 адитивною похибкою $Q(z)$, що в теорії керування називають збуренням. Структура демонструє, як низькочастотна частина амплітудно-частотної характеристики $H(z)$ забезпечує широкосмугову похибку на виході кола при умові наявності білого шуму квантування $Q(z)$.



$$Y(z) = \frac{H(z)}{1 + H(z)} X(z) + \frac{1}{1 + H(z)} Q(z)$$

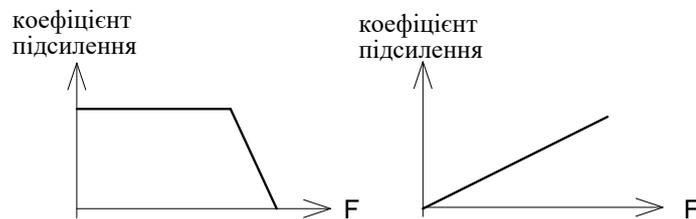


Рисунок 2.4 - Лінійне замкнене коло як аналог схеми формування шумового сигналу

Дециматор у структурі на рис. 2.3 виконує подавлення компонентів на частотах, що вищі смуги частот вхідних сигналів. При цьому виключаються похибки квантування у цих смугах частот як і при моделюванні білого шуму, в результаті цього покращується роздільна здатність АЦП при тому ж значення частоти дискретизації.

Якщо виконується апроксимація незалежного адитивного шуму квантування після процесу аналого-цифрового перетворювача, тоді структура,

що подана на рис. 2.4, адекватно модулює спектр помилки та сумарне відношення сигнал-шум у структурі на рис. 2.3 [18].

Виконаємо аналіз пристрою аналого-цифрового перетворення з надмірною дискретизацією, у якому процес дискретизації та децимації здійснюється з коефіцієнтом D , при цьому дециматор є ідеальним, а відношення сигнал-шум АЦП не обмежується. Загальний аналіз охоплює структури, що представлено на рис. 2.3 і 2.4. Першим етапом аналізу є z -перетворення з виходу АЦП

$$Y(z) = F_X(z)X(z) + F_Q(z)Q(z), \quad (2.18)$$

де $F_X(z)$ – функція передачі «вхід-вихід»,

$F_Q(z)$ – функція передачі за збуренням.

Цей вираз встановлює зв'язок між вихідним і вхідним сигналами, а також шумами квантування. Для структур, що наведені на рис. 2.3 і 2.4 ці функції передачі дорівнюють

$$F_X(z) = \frac{H(z)}{1 + H(z)}, \quad (2.19)$$

$$F_Q(z) = \frac{1}{1 + H(z)}.$$

Використовуючи особливості випадкового сигналу можна стверджувати, що загальну потужність вхідного сигналу АЦП розподілено по частотах відповідно до спектральної щільності потужності, а джерело шумів квантування характеризується потужністю P_q та спектральною щільністю потужності $S_Q(\lambda)$. При цьому шум не обов'язково має бути білим. Заміна λ є нормалізованою заміною у дискретній області, що набуває значень від 0 до 2π , при цьому величина λ відповідає тій частоті, яка дорівнює робочій частоті дискретизації.

Пристрій, що описаний виразом (2.18) може містити фільтр нижніх частот для вхідного сигналу і шумів квантування. Ці фільтри повинні враховуватися у результуючому рівнянні [18]. На базі виразу (2.18) можна сформулювати висновок, що на виході АЦП спектральні щільності потужності сигналу і шуму відповідно знаходяться так:

$$S_{Y_s}(\lambda) = |F_X(e^{j\lambda})|^2 S_X(\lambda), \quad (2.20)$$

$$S_{Y_n}(\lambda) = |F_Q(e^{j\lambda})|^2 S_Q(\lambda).$$

Потужність сигналу та потужність шуму на виході АЦП у смузі частот вхідного сигналу можуть бути визначені так:

$$P_{b_s} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/D} S_{Y_s}(\lambda) d\lambda = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/D} |F_X(e^{j\lambda})|^2 S_X(\lambda) d\lambda, \quad (2.21)$$

$$P_{b_n} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/D} S_{Y_n}(\lambda) d\lambda = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/D} |F_Q(e^{j\lambda})|^2 S_Q(\lambda) d\lambda.$$

Відношення цих двох значень потужностей є відношенням сигнал-шум на виході пристроїв аналого-цифрового перетворення. Це можна записати у такому вигляді:

$$SNR = \frac{P_{b_s}}{P_{b_n}} = \frac{\int_0^{\pi/D} |F_X(e^{j\lambda})|^2 S_X(\lambda) d\lambda}{\int_0^{\pi/D} |F_Q(e^{j\lambda})|^2 S_Q(\lambda) d\lambda}. \quad (2.22)$$

Для схем, що наведені на рис. 2.3 і 2.4, передатні функції яких мають вигляд (2.20) і при білому шумі квантування на виході аналого-цифрового перетворювача (при якому $S_Q(\lambda)$ постійна) вираз (2.23) може бути представлено в наступному вигляді:

$$SNR = \frac{\int_0^{\pi/D} |H(e^{j\lambda})/[1+H(e^{j\lambda})]|^2 S_x(\lambda) d\lambda}{P_q \int_0^{\pi/D} |1/[1+H(e^{j\lambda})]|^2 d\lambda}. \quad (2.23)$$

Для проведення аналізу відношення сигнал-шум потрібно знати передатну функцію фільтра $H(z)$. Для спрощення подальшого дослідження приймемо, що фільтр нижніх частот є дискретним інтегратором з одиничним коефіцієнтом підсилення, що представляється виразом (2.18). У цьому випадку передатна функція по виходу АЦП така:

$$H(z) = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}, \quad (2.24)$$

а коло формування шумового сигналу містить ланку 1-го порядку. У цьому випадку вихідна передатна функція (2.20) визначається так

$$\frac{H(z)}{1+H(z)} = z^{-1}, \quad (2.25)$$

а функція передачі за збуренням (2.18) визначається так

$$\frac{1}{1+H(z)} = 1-z^{-1}. \quad (2.26)$$

Функція передачі по виходу (2.25) є передатною функцією кола заданої затримки у дискретній формі. Водночас передатна функція за збуренням є ланкою 1-го порядку. Амплітудно-частотна характеристика кола, що відповідає передатній функції за збуренням за умови нормалізованої частоти і дорівнює

$$\frac{1}{|1+H(e^{j\lambda})|} = 2 \sin\left(\frac{\lambda}{2}\right). \quad (2.27)$$

Для дискретної форми подання ВЧ амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) на інтервалі від $\lambda=0$ до $\lambda=\pi$ має такий вид, що відповідає 1-й чверті періоду синусоїдального сигналу. У часовій області АЧХ буде лінійно зростати зі зростанням частоти.

Підстановка виразу (2.25) у вираз (2.26) призводить до спрощення останнього:

$$\int_0^{\pi/D} S_X(\lambda) d\lambda = \pi P_x, \quad (2.28)$$

де P_x – значення потужності аналогового сигналу.

Аналоговий сигнал знаходиться у смузі частот модульовального сигналу і тому дорівнює 0 для $\lambda \geq \pi/D$. При підстановці (2.27) у знаменник виразу (2.23), останній має вигляд

$$\int_0^{\pi/D} \frac{1}{|1 + H(e^{j\lambda})|^2} d\lambda = 4 \int_0^{\pi/D} \sin^2\left(\frac{\lambda}{2}\right) d\lambda = 2 \left[\frac{\pi}{D} - \sin\left(\frac{\pi}{D}\right) \right]. \quad (2.29)$$

Отже, значення відношення сигнал-шум на виході пристроїв аналого-цифрового перетворення з надмірною частотою дискретизації можна записати наступним чином:

$$SNR = \left[\frac{P_x}{P_q} \right] \frac{\pi/2}{\pi/D - \sin(\pi/D)}. \quad (2.30)$$

Перший співмножник у цьому виразі є відношенням сигнал-шум пристрою аналого-цифрового перетворення без надмірної дискретизації, на вхід якого подається сигнал $x(n)$. Другий співмножник у виразі (2.30) є відношенням сигнал-шум блоків дискретизації та децимації (структура на рис. 2.3.) і фільтра нижніх частот, поданого виразом (2.24).

При аналізі виразу (2.30) не робилось ніяких припущень про значення коефіцієнта D . Водночас при великому значенні коефіцієнта $D \gg \pi$ складова $[\pi/D - \sin(\pi/D)]$ може бути точно апроксимована шляхом розкладанням

синусоїдального сигналу у ряд Тейлора, що призводить до спрощення виразу для знаходження показника збільшення відношення сигнал-шум у виразі (2.30). Підвищення відношення потужностей буде визначатись за виразом

$$SNR \text{ збільшення} \approx \frac{3D^3}{\pi^2} (\text{перший порядок}). \quad (2.31)$$

Аналізуючи (2.31) можна вказати, що у показник збільшення відношення сигнал-шум виконаємо заміну $D=2^L$, тоді одержимо класичну форму виразу (2.31) у децибелах:

$$SNR(\text{дБ}) \approx 9,03L - 5,17. \quad (2.32)$$

Частинним випадком є наявність на вході АЦП сигналу синусоїдальної форми з максимальною амплітудою. Цей сигнал дає на виході N-розрядного лінійного пристрою аналого-цифрового перетворення без надмірної дискретизації значення відношення сигнал-шум, що дорівнює у дБ: $6,02N+1,76$. В цьому випадку максимальне значення відношення сигнал-шум буде знаходитись як:

$$SNR_{\max}(\text{дБ}) \approx 6,02(N + 1,5L) - 3,41, \quad (2.33)$$

тут N-розрядний АЦП входить в структуру блоку формування шуму, що наведена на рис. 2.3.

Порівнюючи вираз (2.33) з виразом (1.8) можна константувати, що такий підхід дозволяє підвищити роздільну здатність пристроїв аналого-цифрового перетворення на 1,5 двійкових розряда на октаву.

Підвищення порядку функції передавання АЦП (див. рис. 2.5) призведе до ще сильнішого підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення.

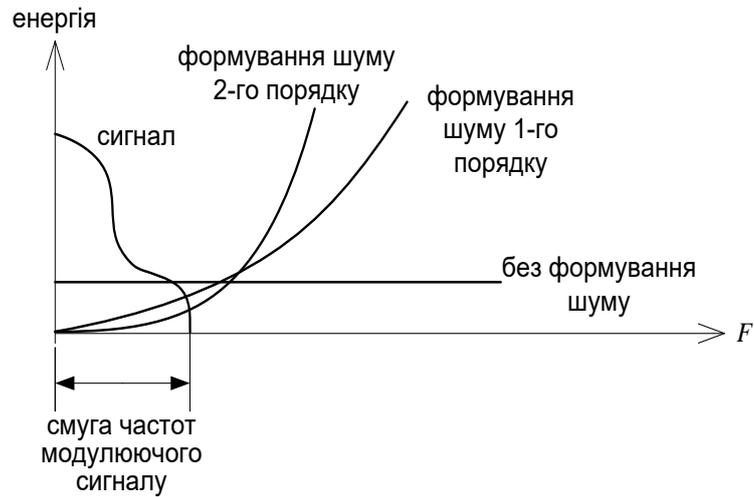


Рисунок 2.5 – Енергетичні спектри вихідного сигналу і помилки квантування пристроїв аналого-цифрового перетворення з надмірною частотою дискретизації в області смуги частот вхідного сигналу

Порівняно зі структурою з білим шумом, що наведена на рис. 1.6, у даній структурі при підвищенні значення відношення сигнал-шум існують втрати на рівні 15 дБ згідно (2.32), що є еквівалентом коефіцієнта $3/\pi^3$ у формулі (2.31), які пояснюються 1-м порядком функції передачі. Це можна пояснити тим, що коло формування шуму квантування здійснюється за допомогою спрощеної функції передачі, що збільшує при цьому загальну потужність. З підвищенням порядку функції передачі цей ефект проявляється сильніше.

Проаналізуємомо типову структуру формування шуму 2-го порядку. Коефіцієнт підсилення вхідного сигналу для такої структури знову дорівнює 1, а значення відношення сигнал-шум визначається так

$$SNR = \left[\frac{P_x}{P_q} \right] \frac{\pi}{6\pi/D - 8\sin(\pi/D) + \sin(2\pi/D)}. \quad (2.34)$$

У цьому виразі значення $D \gg \pi$. Підвищення значення відношення сигнал-шум буде дорівнювати

$$SNR \text{ збільшення} \approx \frac{5D^5}{\pi^4} \text{ (перший порядок)}. \quad (2.35)$$

Виконаємо заміну $D=2^L$, в результаті маємо підвищення значення відношення сигнал-шум у децибелах:

$$SNR \text{ збільшення (дБ)} \approx 15,05L - 12,90. \quad (2.36)$$

Для вхідного сигналу синусоїдальної форми і N -розрядних пристроїв аналого-цифрового перетворення отримаємо

$$SNR_{\max} (dB) \approx 6,02(N + 2,5L) - 11,14. \quad (2.37)$$

Цей вираз вказує про підвищення значення роздільної здатності на 2,5 двійкових розряда на октаву при фіксованих втратах близько 2 біт.

Для підвищення значення відношення сигнал-шум N -розрядного пристроїв аналого-цифрового перетворення на 60 дБ, тобто на 10 двійкових розрядів з використанням блоку формування шумового сигналу 2-го порядку у виразі (2.35) значення L має дорівнювати 4,9. Для таких початкових даних коефіцієнт надмірного квантування має дорівнювати $D=30$. Точнішим є вираз (2.34), з якого слідує, що при надмірному квантуванні 30:1 значення відношення сигнал-шум підвищується на 60 дБ.

На рис. 2.6 подано характерні залежності підвищення значення відношення сигнал-шум від значення коефіцієнта надмірної дискретизації для засобів формування шумового сигналу різного порядку.

Іще одним методом до формування шумового сигналу високого порядку, що не пов'язаний з проблемою забезпечення стійкості засобів високого порядку, є використання послідовно ввімкнених контурів 1-го та 2-го порядків, при цьому кожен з них здійснює оброблення залишкової похибки квантування попереднього блоку [18].

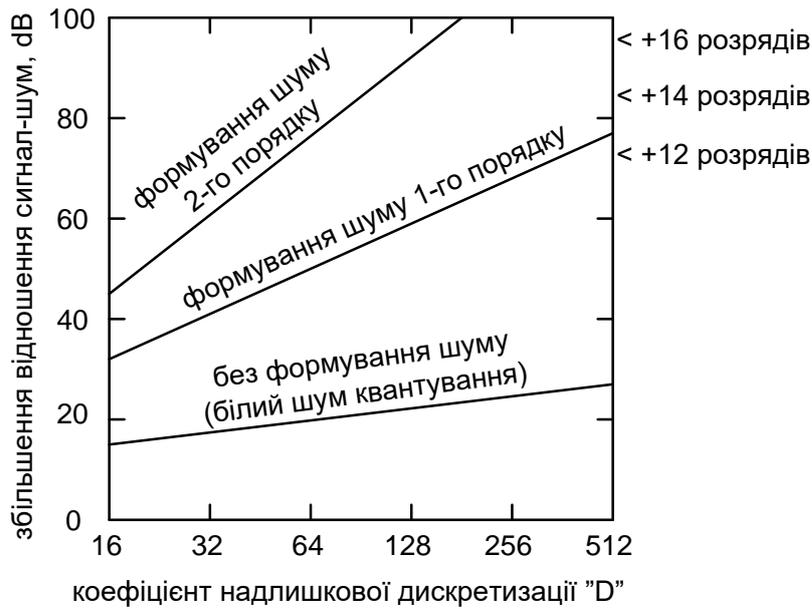


Рисунок 2.6 - Характеристики підвищення значення відношення сигнал-шум АЦП за рахунок режиму надмірної частоти дискретизації та процесу децимації

Цифрові виходи у пристроях аналого-цифрового перетворення формуються так, щоб отримати на виході дециматора цифровий сигнал з надмірним значенням частоти. На рис. 2.7 подано типовий приклад такої структури, що містить 2 блоки АЦП з формувачами шумових сигналів 1-го порядку. Різні варіанти такої структурної побудови використовуються давно. Така архітектура називається багатокаскадним формуванням шумового сигналу.

Декілька блоків АЦП, що використані в одній структурі, інколи називають каскадом, хоча адекватнішим визначенням засобів такого типу є термін „засоби з прямим зв'язком”. У блоках підсилення з прямим зв'язком залишкова похибка одного каскаду підсилюється наступними каскадами, а виходи усіх каскадів складаються.

На рис. 2.7 2-й блок АЦП з формувачем шумового сигналу формує цифровий код оцінки цієї складової похибки, що обумовлена наявністю 1-розрядного квантувача у 1-му блоці АЦП. Долі ця цифрова оцінка

диференціюється для виконання подальшої компенсації похибки квантувача 1-го АЦП.

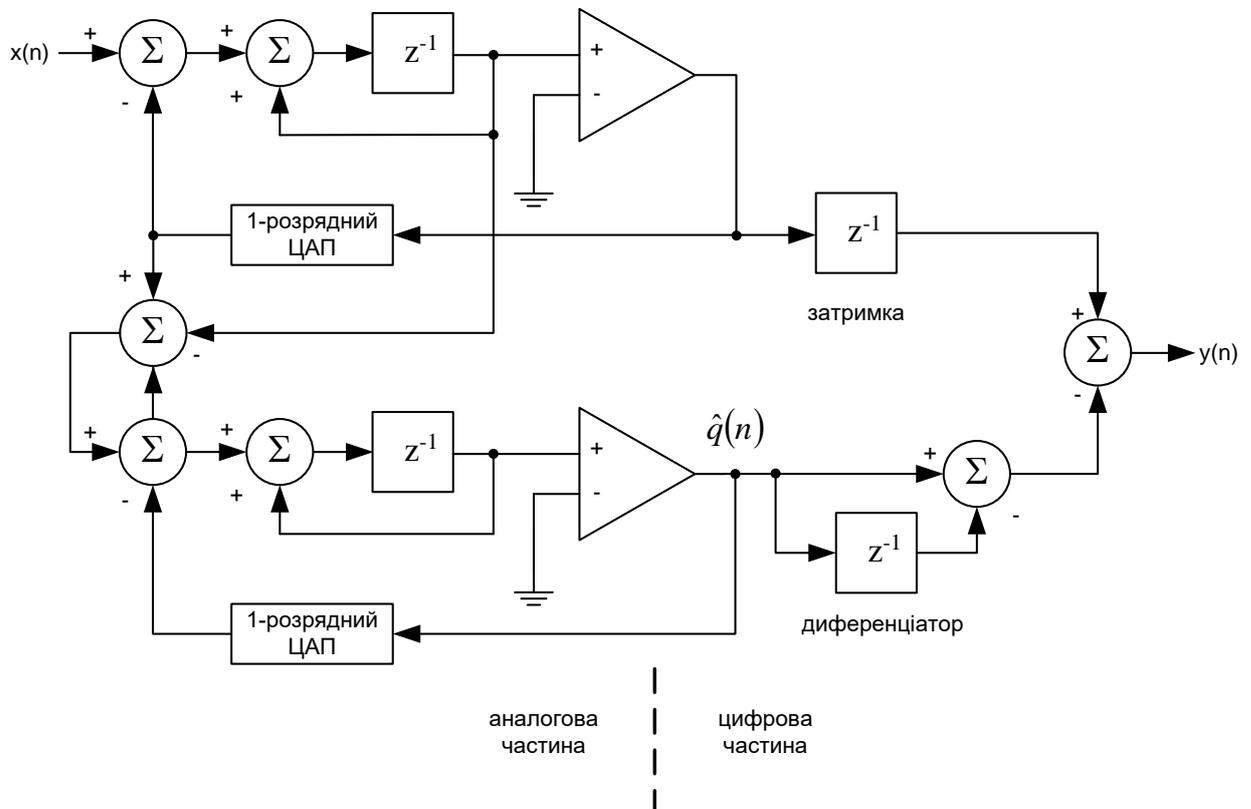


Рисунок 2.7 - Структурна схема пристрою аналого-цифрового перетворення з багатокаскадним формуванням шумового сигналу, який містить 2 дельта-сігма модулятори 1-го порядку

У цій структурі виконується затримка у часі вихідного цифрового сигналу 1-го АЦП, що узгоджує із затримкою вихідного цифрового сигналу 2-м АЦП. При підсумовуванні цифрових вихідних сигналів 2-х АЦП формується комбінований цифровий вихідний сигнал, що загалом є еквівалентом вихідного цифрового сигналу у колах зі зворотним зв'язком 2-го порядку. Водночас цю структуру реалізовано на іншій компонентній базі, що забезпечує необхідну точність формування шумового сигналу і ця структура може використовуватись у засобах формування шумового сигналу вищих порядків, на відміну від структур зі зворотними зв'язками.

Особливістю структури схеми, що подана на рис. 2.7 та інших структур з прямим зв'язком є наявність багаторозрядної цифрової вихідної шини навіть, якщо виходи окремих ступенів є 1-зрядними. У цій схемі не застосовуються блоки дециматорів з 1-розрядним входом. Водночас, в АЦП з прямим зв'язком використовується узгодження кута нахилу та існують проблеми, що характерні для усіх АЦП з надлишковою дискретизацією та багаторозрядним цифровим виходом. Але ці АЦП не мають проблем, що пов'язані з відніманням аналогових сигналів із заданою точністю, за якого похибка на кожній стадії перетворення відображає похибку в кожній точці структури.

Іншою вимогою до цього пристрою аналого-цифрового перетворення є необхідність узгодження передатних функцій 1-го і 2-го АЦП, що реалізовані на базі аналогових елементів, з коефіцієнтом підсилення диференціатора та лінії затримки, що реалізовані як дискретні схеми.

Мультиплексований багатокаскадний (МБК) пристрій аналого-цифрового перетворення з формувачем шумового сигналу має архітектуру, що відповідає 1-каскадному АЦП з формувачем шумового сигналу. На рис. 2.8 подано структурну схему МБК АЦП з формувачем шумового сигналу, яку можна порівняти з архітектурою багатокаскадного пристрою аналого-цифрового перетворення з формувачем шумового сигналу. В таких АЦП з формувачами шумових сигналів процес багатокаскадного формування шумів виконується на базі використання режиму мультиплексування. Завдяки цьому, проблема узгодження каскадів в МБК АЦП з формувачами шумових сигналів вирішується.

Цифрова частина пристрою аналого-цифрового перетворення з формувачем шумового сигналу, що має цифровий блок та декодувальний фільтр нижніх частот, аналогічна відповідній частині МБК АЦП з формувачем шумового сигналу. Докладний аналіз цифрової частини МБК АЦП з формувачем шумового сигналу наведено у роботі [18]. Тому потрібно слід акцентувати аналіз на аналоговій частині МБК АЦП з формувачем шумового сигналу.

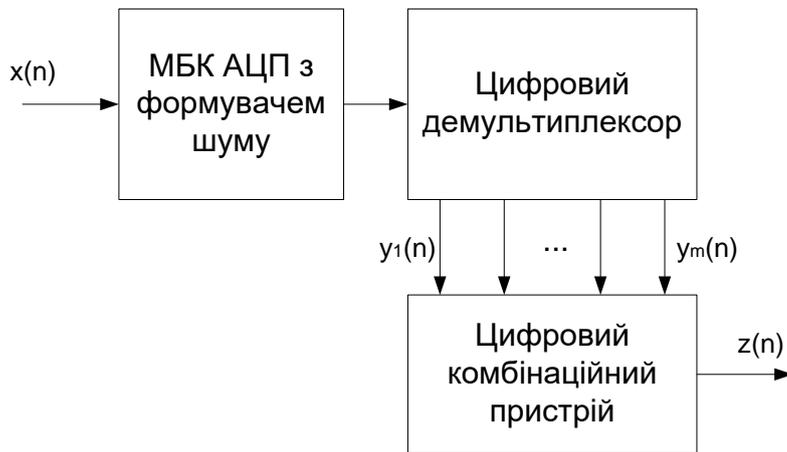


Рисунок 2.8 - Структурна схема АЦП з архітектурою МБК та формувачем шумового сигналу

На рис. 2.9 наведено структуру 2-каскадного МБК АЦП з формувачем шумового сигналу, у якій ключі $T1$ і $T2$ характеризуються двома положеннями. Вихідну шину АЦП з'єднано з входами цифрового демультимплексора з метою забезпечення синхронного функціонування різних каскадів АЦП з формувачем шумового сигналу.

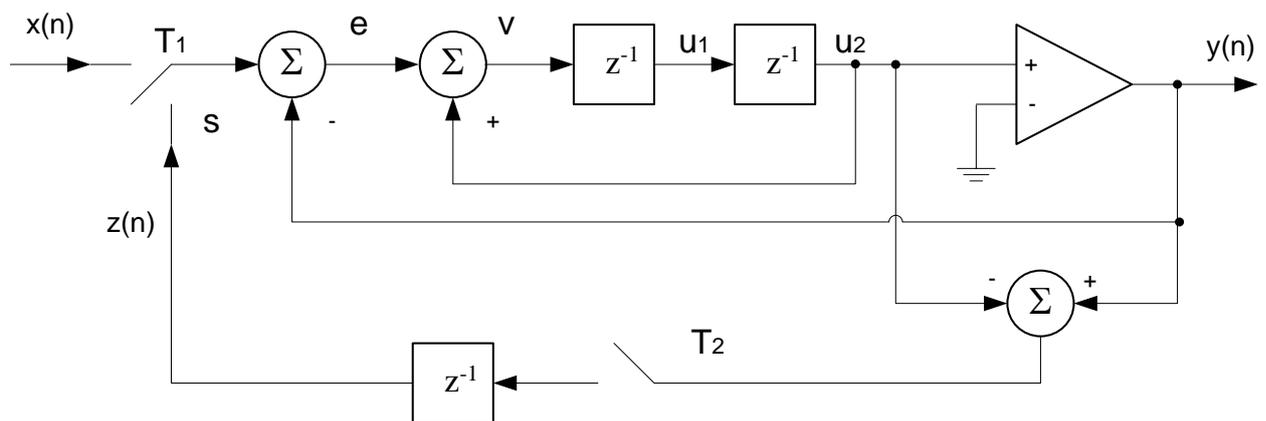


Рисунок 2.9 - Структура 2-каскадного МБК АЦП з формувачем шумового сигналу

В 2-каскадного МБК АЦП з формувачем шумового сигналу значення частоти дискретизації $f_{\partial}=(2D)2f_{max}$, тут f_{max} – максимальна частотна складова у спектрі вхідного аналогового сигналу. Ключ $T1$ перемикається на $x(n)$ у моменти часу $t = 2kT$, тут $T = (1/f_{\partial})$; а ключ $T1$ перемикається на $y(n)$ у моменти часу $t = (2k + 1)T$. Ключ $T2$ є замкненим лише у моменти часу $t = 2kT$, а в інші у моменти часу він є розімкнений. 1-розрядний вихід МБК АЦП з формувачем шумовим сигналом розподіляється на 2 однорозрядні послідовності $y(2n)$ та $y(2n + 1)$, що належать до виходів 1-го та 2-го каскадів пристрою аналого-цифрового перетворення.

Для реалізації m -каскадних пристроїв аналого-цифрового перетворення АЦП з формувачами шумових сигналів, необхідно у структурі здійснити архітектурну заміну: число затримок в колі прямого зв'язку та число каскадів цифрового демультимплексора. Стан ключів $T1$ та $T2$ залишаються без змін. На рис. 2.10 наведено структуру m -каскадного пристрою аналого-цифрового перетворення з формувачем шумового сигналу.

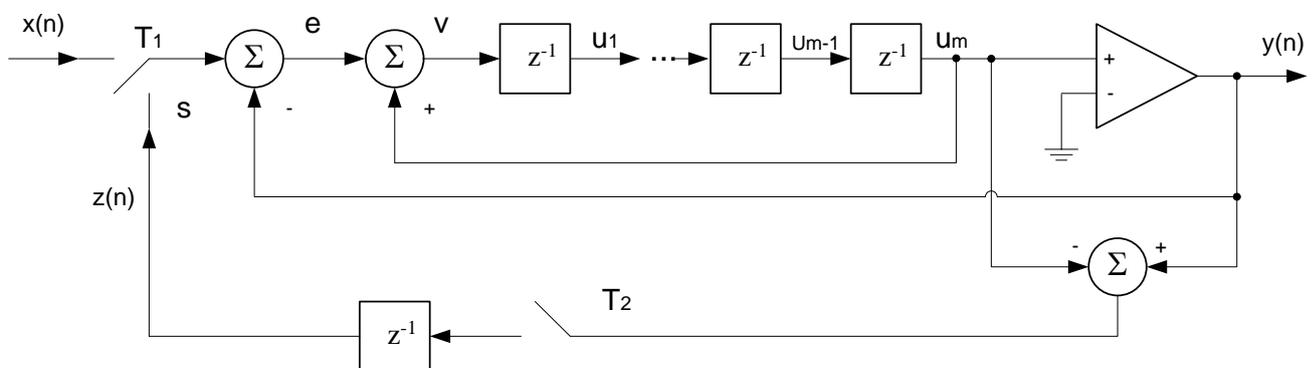


Рисунок 2.10 - Структурна схема m -каскадного пристрою аналого-цифрового перетворення з формувачем шумового сигналу

Для m -каскадного пристрою аналого-цифрового перетворення з формувачем шумового сигналу значення частоти дискретизації $f_{\partial}=(mD)f_N$, тут m – число каскадів, D – значення коефіцієнта надмірної дискретизації та f_N – значення частоти Шеннона- Найквіста. Ключ $T1$ перемикається на $x(n)$ у

моменти часу $t = mkT$, тут $T = (l/f_d)$. В іншому випадку ключ $T1$ перемикається на $z(n)$. Ключ $T2$ розмикається лише у моменти часу $t = mkT + (m - 1)T$. В іншому випадку стан його замкнений. Значення $y(mk + (rn - i))$ для $k = 1, 2, 3, \dots$ відповідають виходам 1-го каскаду, 2-го каскаду та m -го каскаду АЦП. m -каскадний пристрій аналого-цифрового перетворення з формувачем шумового сигналу з таким же значенням коефіцієнта надмірної дискретизації має такі ж функціональні можливості, що і звичайний m -каскадний пристрій аналого-цифрового перетворення з формувачем шумового сигналу.

Для аналізу m -каскадного пристроїв аналого-цифрового перетворення з формувачами шумових сигналів, необхідно довести, що вихід m -каскаду пристрою аналого-цифрового перетворення задовольняє такому виразу

$$y(mk) = y_1(k), \dots, y(mk + (rn - 1)) = y_m(k), \quad (2.38)$$

де $y_i(k)$ – вихідний сигнал i -го каскаду у моменти часу k .

У разі доведення цього, m -каскадний пристрій аналого-цифрового перетворення з формувачем шумового сигналу буде тотожним звичайному m -каскадному пристрою аналого-цифрового перетворення. Для i -го каскаду у моменти часу k , вихід інтегратора такий: $v_i(k)$. Покажемо, що сигнал u_m на рис. 2.10 дорівнює

$$u_m(mk) = v_i(k), u_m(mk + 1) = v_m(k). \quad (2.39)$$

Нехай $v_i(0) = 0$ в m -каскадному АЦП з формувачем шумового сигналу та $u_i(0) = 0$ в m -каскадному МБК АЦП з формувачем шумового сигналу (як на рис. 2.10). Водночас $u_m(n) = 0 = v_i(0)$ та формула (2.39) виконуються. Нехай вираз (2.39) виконується для $n < mk + l$, тоді

$$u_m(mk + l) = s(m(k - 1) + l) - y(m(k - 1) + l) + u_m(m(k - 1) + l). \quad (2.40)$$

Тут

$$s(m(k - 1) + l) = \begin{cases} x(k - 1) & \text{якщо } l = 0 \\ z(m(k - 1) + l) & \text{інакше} \end{cases}, \quad (2.41)$$

Виконаємо математичні перетворення та отримаємо

$$z(m(k-1)+l)=y(u_m(m(k-1)+l-1))-u_m(m(k-1)+l-1)=y(u_i(k-1))-u_i(k-1)=e_{i,k-1}. \quad (2.42)$$

Тут $e_{i,n}=y(u_{i,n})-u_i$ - вираз для визначення похибки квантування.

Звідси

$$u_m(mk+l)=v_{i+1}(k). \quad (2.43)$$

Таким чином, математичні результати, що отримані для звичайних багатокаскадних АЦП з формувачами шумових сигналів у [19] можуть застосовуватись для багатокаскадних пристроїв аналого-цифрового перетворення.

Багатокаскадні пристрої аналого-цифрового перетворення з формувачами шумових сигналів можна будувати також за однокаскадною структурою. При цьому не має проблем із сумісністю характеристик різних каскадів. Водночас, це бокує проблеми несумісності глибини зворотного зв'язку у колі квантування АЦП, тому що кожен каскад застосовує один і той же квантувальний блок. Вихідний сигнал кожного блоку проходить одними і тими ж колами і тому всі каскади багатокаскадних пристроїв аналого-цифрового перетворення ідентичні. Це дає змогу реалізації багатокаскадних пристроїв аналого-цифрового перетворення в інтегральному виконанні. Нарощення додаткового каскаду АЦП не має значного впливу на складність багатокаскадних пристроїв аналого-цифрового перетворення. Це означає, що багатокаскадні пристрої аналого-цифрового перетворення з формувачами шумових сигналів будуть мати таку ж вартість, що й однокаскадний АЦП з формувачем шумового сигналу.

Загальний коефіцієнт надмірної дискретизації для багатокаскадних пристроїв аналого-цифрового перетворення з формувачем шумового сигналу дорівнює реальному значенню коефіцієнта надмірної дискретизації, розподіленому на всі каскади. Тому в ідеалізованому випадку, роздільна здатність багатокаскадних пристроїв аналого-цифрового перетворення може бути підвищена при зростанні числа каскадів АЦП.

2.4 Метод покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення з надмірною дискретизацією

Похибки квантування пристроїв аналого-цифрового перетворення є критерієм завадостійкості АЦП телевізійних сигналів. Загальним методом дослідження похибок квантування є статистичний аналіз їх моделей у вигляді рівномірно розподіленого білого шуму. На базі моделі білого шуму згідно виразу (2.10) середньоквадратичне значення похибки квантування можна представити так [19]:

$$e(t) = \frac{1}{12} q^2 \frac{\tau}{T}. \quad (2.44)$$

Цей вираз є справедливим при великому числі рівнів квантування та малому значенні кроку квантування порівняно з динамічним діапазоном АЦП. Тому очевидно, що точність аналого-цифрового перетворення можна підвищити зміною параметрів процесів дискретизації чи квантування.

Значення кроку квантування залежить від складності структурної реалізації та точності аналогових компонентів структури АЦП. Висока точність сучасних пристроїв аналого-цифрового перетворення базується на використанні методу надмірної дискретизації. Водночас у разі представлення похибки квантування як функції розрядності, змінювання значень параметрів квантування є ефективнішим способом, ніж змінювання параметрів процесу дискретизації. Для випадку зменшення кроку квантування у 2 рази значення похибки квантування знижується у 4 рази, за рахунок використання додаткових двійкових розрядів. Для досягнення такого ж результату методом зменшення інтервалу дискретизації, значення коефіцієнта надмірної дискретизації, необхідно підвищити у 4 рази і тому загальна число розрядів збільшиться у стільки ж разів.

Для випадку зменшення кроку квантування на відповідному інтервалі дискретизації τ , значення похибки квантування знижуватиметься згідно

експоненціального закону з показником, що дорівнює розрядності АЦП [4]. Це можна записати так

$$e(t) = \frac{1}{12} A^2 \frac{\tau}{T} 2^{-2\pi N}, \quad (2.45)$$

де A – значення динамічного діапазону.

Водночас, у раз зменшення інтервалу дискретизації при усталеному кроці квантування, маємо

$$e(t) = \frac{1}{12} \frac{q^2}{T} \left(\log_2 \frac{A}{q} \right) \frac{1}{N}. \quad (2.46)$$

Це означає, що значення середньоквадратичної похибки квантування знижуватиметься пропорційно з числу розрядів АЦП. Такі результати отримано для лінійної схеми відтворення, тобто фільтрації у смузі нижніх частот та процесу на базі імпульсно-кодової модуляції (ІКМ). В роботах [18, 19] доведено, що у разі використання ефективної структури кодування у сукупності з оптимальним відтворенням, значення похибки квантування знижується згідно закону:

$$\|e(t)\|^2 = O(2^{-2\beta N}). \quad (2.47)$$

Параметр β у виразі (2.47) є тієї ж розмірності, що й інтервал дискретизації за Найквістом-Шенноном. Тому отримується така характеристика перетворення, що є подібної до тієї, коли значення кроку квантування прямує до 0 і досягаються суттєві покращення порівняно з традиційними методами.

Обсяг інформації, що міститься в цифровій формі представлення аналогового сигналу є результатом аналого-цифрового перетворення цього сигналу та дозволяє відтворити вхідний неперервний сигнал зі значенням похибки квантування $e(t)$, квадрат норми якої дорівнює $\|e(t)\|^2 = O(1/f_\delta^2)$. Кінцевий результат, що характеризує якість відтворення, визначає середньоквадратичне значення похибки квантування: $E(e(t))^2 = O(1/f)$. Покращення характеристики

відтворення досягається за рахунок виконання алгоритму оброблення, що дозволяє отримувати відновлений неперервний сигнал. У результаті аналого-цифрового перетворення формується цифрова двійкова послідовність, що є тотжною послідовності початкового аналогового сигналу. Похибка квантування досліджується за допомогою виконання детерміністичного аналізу, тому вона представляється як квадрат її норми.

Для випадку режиму надмірної дискретизації з частотою Найквіста-Шеннона, структура лінійного відтворення також є сумісною. Алгоритми для адекватного відтворення було запропоновано у роботі [17] і використовують проєкції на множини обмежень, що визначені цифровими представленнями даних.

Відтворення аналогового сигналу з обмеженим значенням похибки квантування

$$\|e(t)\|^2 = \frac{K}{f_\delta^2}, \quad (2.48)$$

важливе, щоб дискретні відліки здійснювались у точках перевищення порогів квантування вхідного сигналу, що забезпечить коректний опис відповідного класу аналогових сигналів. Для простору періодичних аналогових сигналів, ця умова виконується на базі будь-якої множини точок поки їх число більше вимірності використаного масиву.

Параметр пропорційності K у виразі (2.48) залежить від значення норми у відповідному масиві та від характеру розподілу перетинів порогів квантування. Для випадку, коли $f(t)$ є періодичним аналоговим сигналом і його цифрове подання забезпечує відновлення з похибкою, що прямує до 0 зі зростанням значення надмірної дискретизації згідно $\|e(t)\|^2 = O(1/f_\delta^2)$. У разі, якщо похибка відтворення прямує до 0, тоді дискретні відліки, що беруться при перевищенні значення порогу квантування вхідного сигналу, мають забезпечити коректний опис сигналів у даному масиві σ -функцій і тоді: $\|e(t)\|^2 = O(1/f_\delta^2)$.

Оптимальна структура кодування без втрат цифрового подання обумовлена тим, що дискретні відліки вхідного сигналу можуть бути знайдені з послідовності відповідних перевищень значень рівнів квантування. Для аналогового сигналу $f(t)$ та припущення, що його перетини відповідних рівнів квантування розділені $e > 0$ тоді, коли будь-які 2 перетини рівнів квантування розміщено один від одного ближче, ніж значення e . Аналоговий сигнал $f(t)$ зі скінченим значенням потужності має обмежену крутість наростання, так що значення $e_1 > 0$ та $f(t)$ не може перетнути більш ніж 1 рівень квантування на інтервалі, що менший значення e_1 .

Для інтервалу дискретизації, значення якого менше e всі точки перетину рівнів квантування сигналом виникають у заданий інтервал дискретизації. Відповідно до цієї умови, квантовані відліки чітко визначені послідовністю точок перетину відповідних рівнів квантування (як на рис. 2.11).

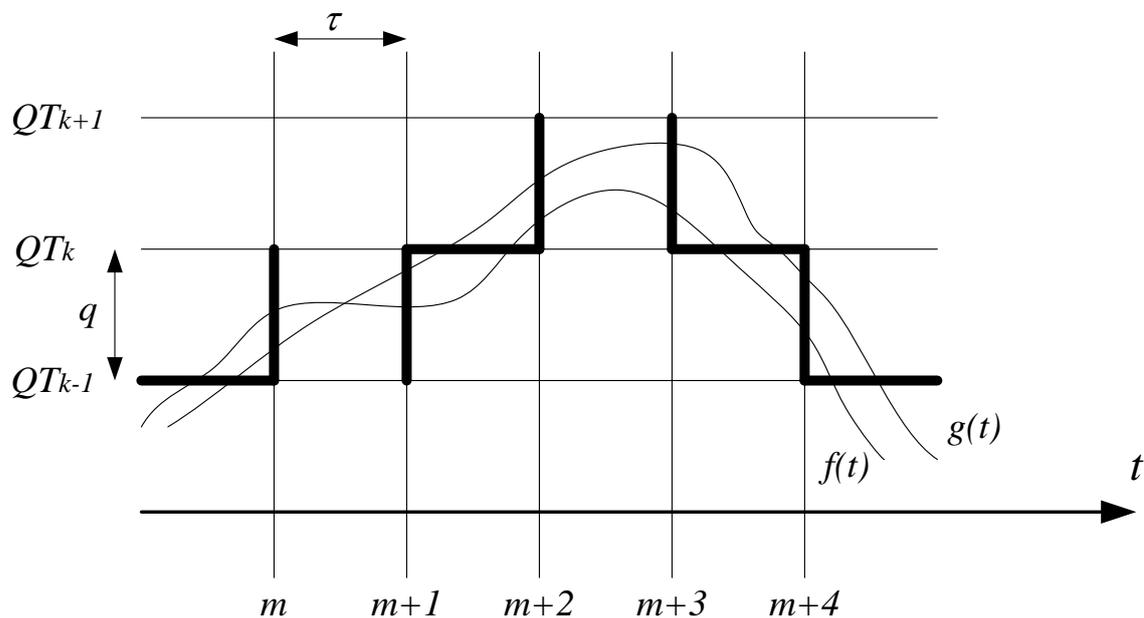


Рисунок 2.11 - Ілюстрація процесу перевищення рівнів квантування

Два аналогових сигнали $f(t)$ та $g(t)$, що характеризуються однаковим законом змінювання перевищень рівнів квантування, також мають однакові квантовані значення для дискретних відліків.

Перевагою також режиму надмірної дискретизації є той випадок, що квантовані значення двійкових відліків відрізняються з малою ймовірністю. Для ефективного цифрового подання, необхідно виконувати кодування напрямку змінювання значення вхідного сигналу у межах часового інтервалу дискретизації, замість прямого квантування відліків. Нижче наведено приклад такої кодувальної структури.

Точки перетинання рівнів квантування групуються на послідовних часових інтервалах довжиною T_q . При цьому, для кожної точки перетинання необхідно $1 + \log_2(T_q/\tau)$ розрядів для записування його позиції всередині часового інтервалу. Висота точки перетинання заданого рівня квантування може бути одержана на базі попереднього значення і для цієї інформації потрібно лише один додатковий розряд, щоб вказати напрямок перетинання (вгору або вниз). Водночас для записування інформації про Q точок перетинання заданих рівнів квантування на часовому інтервалі, необхідно менше $Q(2 + \log_2(T_q/\tau))$ розрядів, як на рис. 2.12.

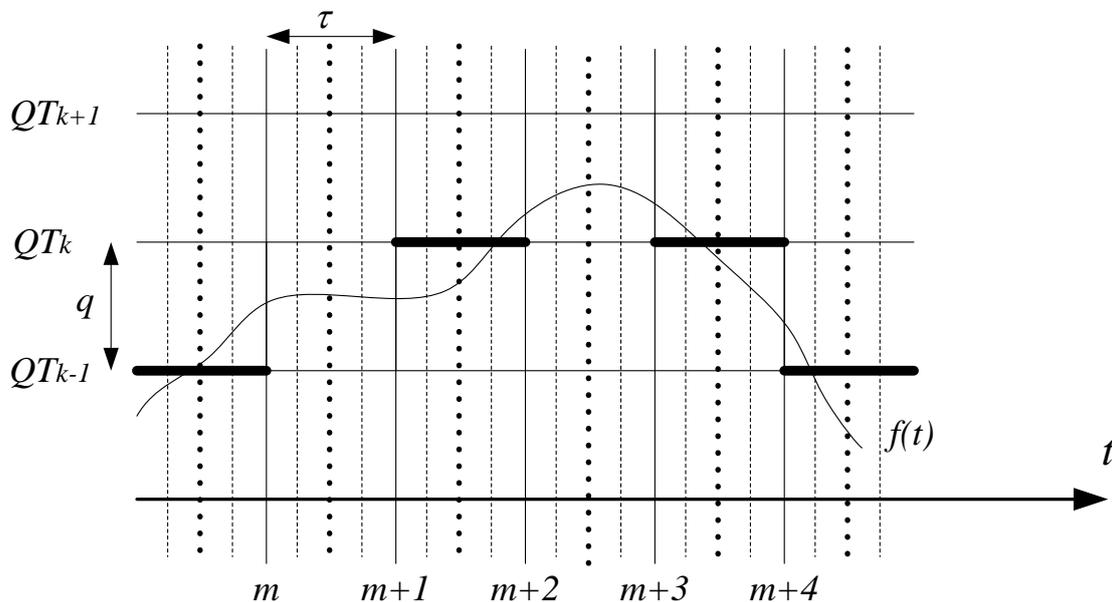


Рисунок 2.12 – Ілюстрація процесу кодування точок перетинання рівнів квантування

Число розрядів для такого методу можна знайти на базі такого виразу

$$E(e(t)^2) = \frac{Q_m}{T_q} \left(2 + \log_2 \left(\frac{T_q}{\tau} \right) \right), \quad (2.49)$$

де Q_m – максимальне число точок перетинання на заданому часовому інтервалі відповідної довжини.

У разі використання ефективного кодування сумісно з узгодженим відновленням, на базі виразів (2.48) і (2.49) слідує, що шумові параметри процесу аналого-цифрового перетворення з надмірною дискретизацією можуть знаходитись на базі виразу

$$\|e(t)\|^2 = 16KT_q^2 2^{-2\frac{T_q}{Q_m}N}, \quad (2.50)$$

чи

$$\|e(t)\|^2 = O(\exp(-2\beta N)), \text{ де } \beta = T_q/Q_m. \quad (2.51)$$

Тому деталізація часового інтервалу дискретизації у 2^k разів вимагає використання додаткових k двійкових розрядів на точку перетинання рівня квантування для здійснення кодування його позиції всередині часового інтервалу.

Результати аналізу, що отримані в даному підрозділі є справедливими для аналогових сигналів в просторі масиву $L^2(R)$, тому що подібні вирази для випадку періодичних вхідних аналогових сигналів прості. Для оцінювання коефіцієнта T_q/Q_m у виразі (2.50), необхідно проаналізувати 2 види точок перетинування рівнів квантування, означивши їх у вигляді точки типу d та типу s . Точка перетинання рівня квантування відноситься до типу d , якщо цій точці передують точки перетинання різних рівнів квантування. А точці типу s передують точки перетинання однакових рівнів квантування, як це зображено на рис. 2.13.

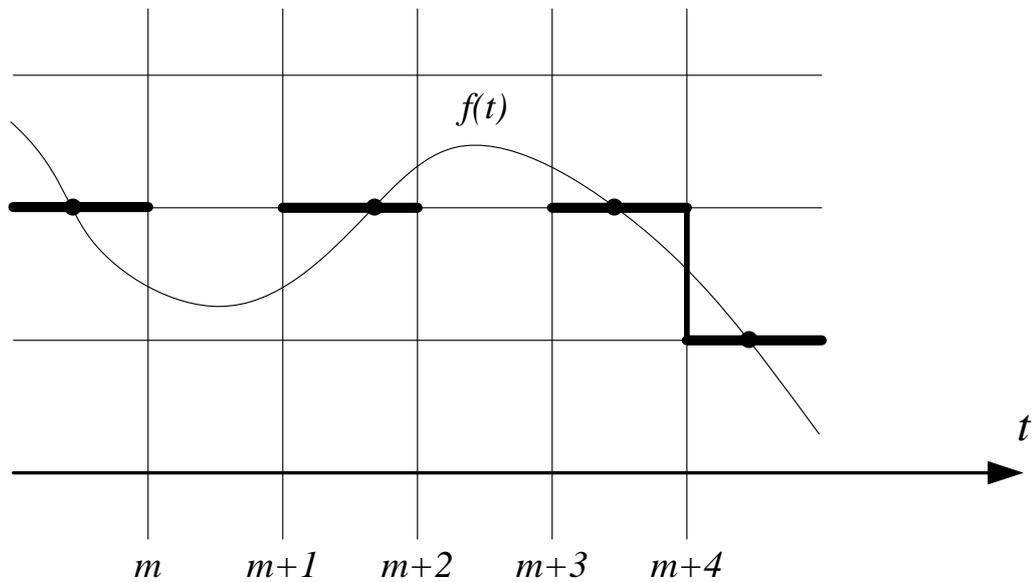


Рисунок 2.13 – Ілюстрація різних випадків перетинання точками заданих рівнів квантування

Заданій точці перетинання рівня квантування можуть одночасно передувати точки перетинання однакових рівнів квантування x_n та x_{n+1} . Це свідчить про те, що точці типу s передує екстремум сигналу. Точки перетинання рівнів квантування типу d тими, які слідує після точок перетинання різних рівнів квантування x_{n+2} .

Число точок перетинання рівнів квантування аналоговим сигналом на часовому інтервалі дорівнює сумі точок обох типів. Число точок типу d (Q_d) залежить від крутості $f(t)$ та від кроку квантування. Крутість сигналу може обмежуватись згідно

$$|f'(t)| \leq \|f\| \sigma^{\frac{3}{2}} \quad (2.52)$$

чи

$$\frac{Q_d}{T} \leq \frac{\sigma^{\frac{3}{2}}}{q} \|f\| \quad (2.53)$$

Для числа точок типу s (Q_s) можна проаналізувати середню щільність. Деяка послідовність точок $\{\lambda_n\}$ на часовій осі, має однорідну щільність d у разі, якщо є 2 такі числа $\delta > 0$ та $L < \infty$

$$\begin{aligned} \left| \lambda_n - \frac{n}{d} \right| &\leq L, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \\ |\lambda_n - \lambda_m| &\leq L, \quad n \neq m \end{aligned} \quad (2.54)$$

Кожна з точок щільності s з'являється перед локальним екстремумом функції $f(t)$. У разі створення точками типу s послідовності з однорідною щільністю d підмножина нулів $f'(t)$ теж утворює послідовність з однорідною щільністю d . На базі результатів виразів, отриманих при виконанні негармонічного перетворення Фур'є $d \leq F_m/\pi$ без випадку, коли $f'(t)$ дорівнює 0. Для послідовностей точок перетинання рівнів квантування, що є реалізацією ергодичного процесу часовий інтервал T зростає так

$$\frac{Q_s}{T} \rightarrow c \leq \frac{\sigma}{\pi} \quad (2.55)$$

Тоді шумові параметри АЦП матимуть такий вигляд

$$e(t)^2 = O\left(2^{-\frac{2}{\alpha_1 + \alpha_2} N}\right), \quad (2.56)$$

де $\alpha_1 \leq \|f\| \sigma^{\frac{3}{2}} / q$ та $\alpha_2 \leq \sigma / \pi$.

Для процесу аналого-цифрового перетворення з усталеним значенням частоти дискретизації $f_s \geq \sigma/\pi$ шумові параметри мають такий вигляд

$$E(e(t)^2) = O\left(2^{-\frac{2}{\alpha} N}\right), \quad (2.57)$$

де значення $\alpha = f_s$.

Проаналізуємо шумові параметри пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з підвищеним значенням частоти дискретизації для 4-х комбінацій відтворення та кодування. Розглянемо варіанти лінійного узгодженого відтворення та на базі ІКМ-кодування точок перетинання рівнів квантування. Таке порівняння представлено у табл. 2.1.

Таблиця 2.1 - Порівняння методів відтворення та кодування сигналів для пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів підвищеним значенням частоти дискретизації

Метод кодування	Спосіб лінійного відновлення	Спосіб консистентного відновлення
на базі ІКМ	$E(e(t)^2) = O\left(\frac{1}{N}\right)$	$E(e(t)^2) = O\left(\frac{1}{N^2}\right)$
на базі оптимального кодування	$E(e(t)^2) = O\left(2^{-\frac{T_q}{Q_m} N}\right)$	$E(e(t)^2) = O\left(2^{-2\frac{T_q}{Q_m} N}\right)$

Результати порівняння у табл. 2.1 підкреслюють ефективність відповідного кодування без втрати інформації. Застосування способів консистентного відтворення та кодування точок перетинання рівнів квантування призводить до покращення шумових параметрів пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з підвищеним значенням частоти дискретизації.

3 РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ ЦИФРОВОЇ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ

3.1 Вибір та обґрунтування структури пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів

Основними параметрами пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів є динамічний діапазон, частотна смуга пропускання та споживана потужність пристрою. Водночас ці параметри використовують для визначення ефективності пристроїв аналого-цифрового перетворення. Узагальненим критерієм якості оціювання роботи АЦП є такий вираз ефективності [15]:

$$FOM = \frac{P}{2^{ENOB} \cdot 2 \cdot ERBW} \quad (3.1)$$

де $ENOB$ – значення ефективного числа розрядів;

$ERBW$ – ефективна частотна смуга пропускання;

P – значення споживаної потужності.

Аналізуючи вираз (3.1) можна стверджувати, що знайти компромісний вибір цих параметрів є складною технічною задачею. У магістерській роботі розглядається можливість використання надмірної дискретизації аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з підвищеним значенням частоти дискретизації перед їх передаванням цифровою телекомунікаційною системою типу ІКМ-1920. Цифрова система передавання типу ІКМ-1920 відноситься до 4-го ступеня плезіосинхронної цифрової ієрархії. Тактова частота вихідних сигналів такої системи дорівнює 139 264 кбіт/с. Це створює умови для передавання великих масивів даних, у даному випадку одного каналу сигналу телевізійного сигналу [9].

Для аналого-цифрової перетворення первинного телевізійного сигналу потрібно використовувати АЦП паралельного типу, тому що вони забезпечують перетворення ВЧ-сигналів з високою швидкістю (рис. 3.1).

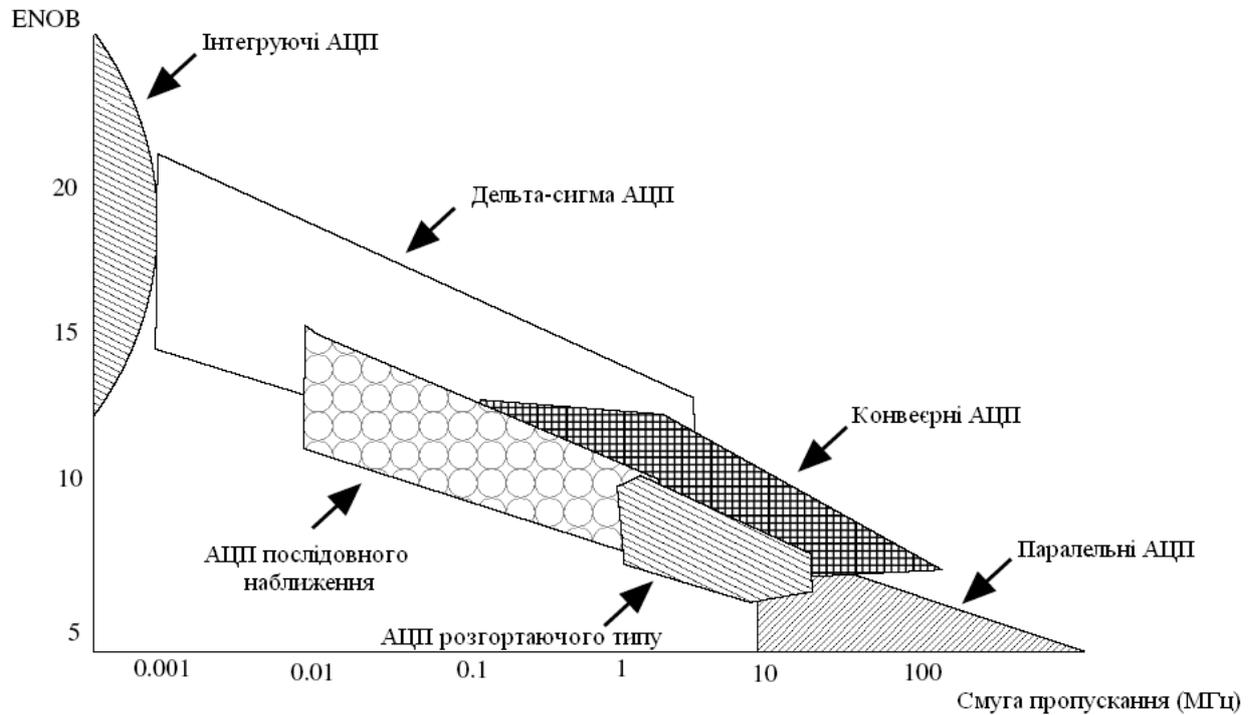


Рисунок 3.1 – Вибір АЦП різної архітектури залежно від смуги пропускання

Структура пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів містить: фільтр нижніх частот (ФНЧ), що призначений для обмеження частотного спектра вхідного сигналу, дискретизатор та квантувач (рис. 3.2).

При аналого-цифровому перетворенні телевізійних сигналів доцільно застосовувати активний ФНЧ з лінійною формою ФЧХ у смугі пропускання. До такого класу фільтрів відносяться фільтри Бесселя. Такий фільтр забезпечує максимально пласку форму АЧХ та усталений час затримки у смугі пропускання (рис. 3.3), що вважається обов'язковим для тракту оброблення телевізійного сигналу.

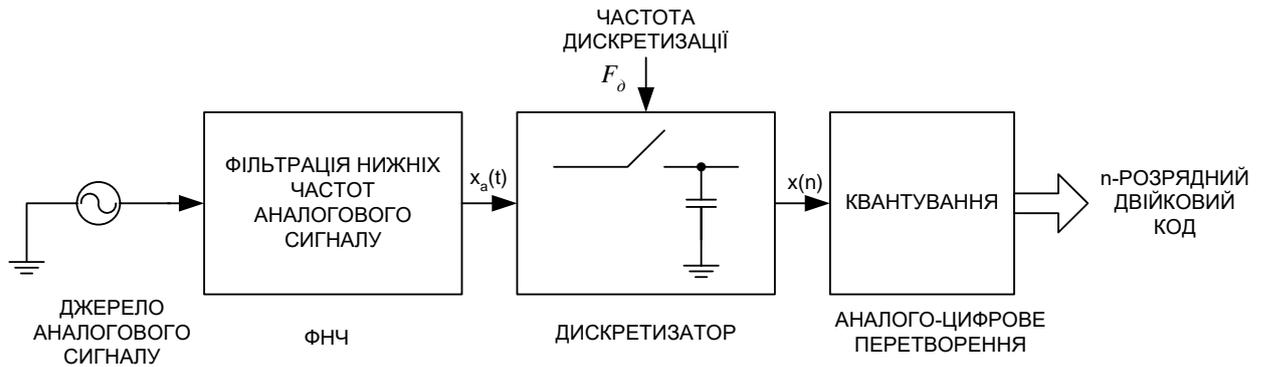


Рисунок 3.2 - Структура пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів

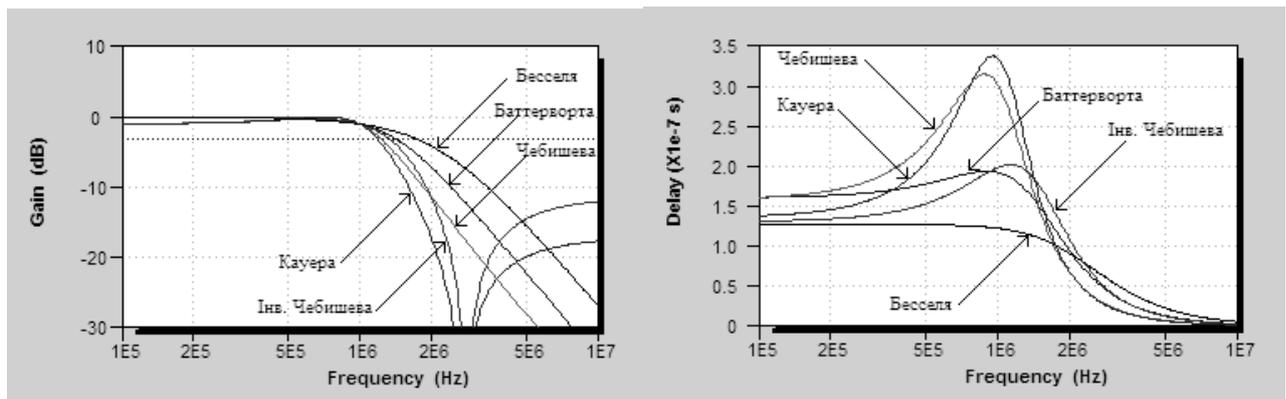


Рисунок 3.3 – Форма АЧХ та групового часу затримки ФНЧ первинних телевізійних сигналів

Блоки дискретизації та квантування поєднано в одній мікросхемі АЦП. Для аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів випускається серія спеціалізованих інтегральних мікросхем АЦП. Вони традиційно створюються за структурою паралельного аналого-цифрового перетворення що забезпечує найвищу швидкодію [17]. Електричні параметри деяких типів мікросхем АЦП наведено у табл. 3.1.

Таблиця 3.1 – Електричні параметри мікросхем АЦП

Тип мікросхеми АЦП	Число розрядів	Час перетворення, нс	Вхідна частота, МГц	Вхідна напруга, В	Вихідні логічні рівні
KP1107PB1A	6	100	6	- 2,0	ТТЛШ
KP1107PB3A	6	25	10	± 2,5	ЕЗЛ
KP1107PB5A	6	10	30	± 2,0	ЕЗЛ

Згідно даних з табл. 3.1 для застосування режиму надмірної дискретизації найбільше підходить мікросхема АЦП типу KP1107PB5A, що дозволяє виконувати аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з частотою дискретизації до 100 МГц.

При виборі значення частоти дискретизації потрібно враховувати наступні чинники. Чим вище значення частоти дискретизації порівняно з максимальною частотною складовою у спектрі телевізійних сигналів, тим на більшу відстань у частотному спектрі дискретизованого сигналу рознесено частоти F_{max} та f_0 і тим простіше на виході приймальної частини телекомунікаційної системи відновити телевізійний сигнал [12].

Водночас швидкість вихідного цифрового потоку цифрової телекомунікаційної системи ІКМ прямо пропорційна значенню частоти дискретизації. З точки зору підвищення ефективності телекомунікаційної системи при передаванні телевізійних сигналів потрібно знижувати значення частоти дискретизації. Проте вибір занадто низького значення частоти дискретизації може призвести до зниження допустимого значення F_{max} та до погіршення якості передавання інформації. Тому значення частоти дискретизації обираються виходячи з компромісу між допустимою швидкістю вихідного цифрового потоку цифрової телекомунікаційної системи та необхідною якістю відтворення телевізійних сигналів.

Впливають на вибір значення частоти дискретизації і системні чинники. Оскільки в цифрових телекомунікаційних системах сигнали кодуються та

передаються сумісно з іншими сигналами, тому значення частоти дискретизації повинна бути кратною частоті вихідного цифрового потоку системи. У протилежному випадку у загальній часовій структурі вихідного потоку цифрової телекомунікаційної системи неможливо забезпечити передавання інших ВЧ-сигналів.

Заходи подолання похибок аналого-цифрового перетворення через нестабільність частоти дискретизації полягають у обмеженні смуги частот сигналу фільтрами нижніх частот зі смугами пропускання $0 - F_{max}$ на вході АЦП та виході ЦАП, а також на виконанні вимог теореми Найквіста. Окрім того, висувуються відповідні вимоги до крутості спадання частотних характеристик ФНЧ поза смугою пропускання та стабільності значень частот тактових генераторів імпульсів.

Для зниження інформаційної надмірності своє використання знаходять засоби лінійного передбачення сигналів. Такі засоби враховують кореляційний зв'язок між миттєвими значеннями сусідніх відліків телевізійного сигналу. У засобах на базі ДІКМ кодуванню підлягають різниці між попередніми та наступними відліками вхідного сигналу (рис. 3.4).

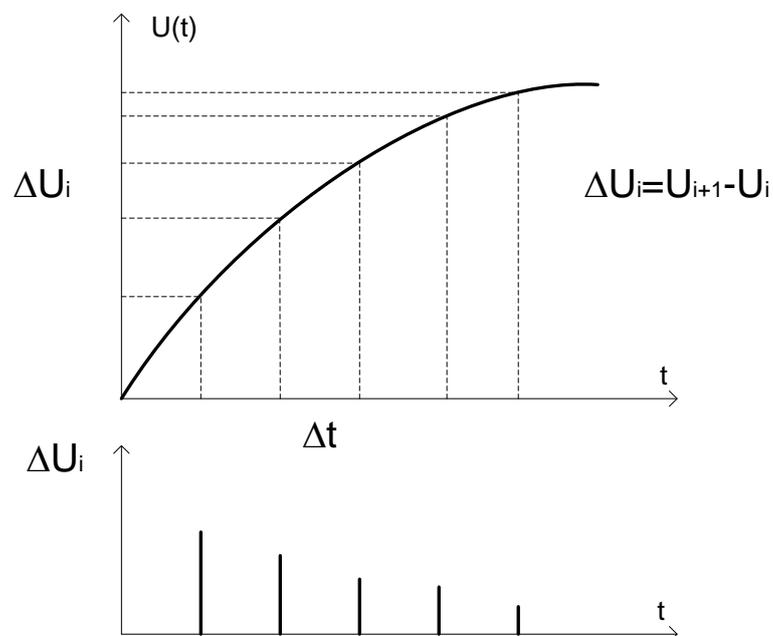


Рисунок 3.4 – Часові діаграми формування ДІКМ-сигналу

Використання кодування методу на базі ДІКМ дає вигоду при передаванні телевізійних сигналів, основна потужність яких зосереджена у смузі нижніх частот. Це дозволяє з урахуванням особливостей сприйняття телевізійних сигналів знизити число двійкових розрядів у кодовій групі з 8-10 біт до 5-6 біт [20].

У кодерах на базі використання принципів ДІКМ число розрядів АЦП залежить від значення частоти дискретизації. Зі збільшенням частоти дискретизації знижується розрядність ДІКМ-кодера і чим більше число відліків сигналу враховується при визначенні передбачених значень телевізійних сигналів. При цьому відмінність сигналу з формою ступінчатої функції від телевізійних сигналів буде мінімальною.

Швидкість цифрового сигналу на виході пристроїв аналого-цифрового перетворення повинна бути узгоджена зі швидкістю синхронної цифрової ієрархії SDH у складі синхронного транспортного модуля типу STM-1. Тому для зменшення розрядності вихідного коду і відповідно зниження тактової частоти вихідного сигналу АЦП доцільним буде застосування кодування на базі ДІКМ. Структурна електрична схема пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з використанням ДІКМ-кодера та режиму надмірної дискретизації наведена на рис. 3.5.

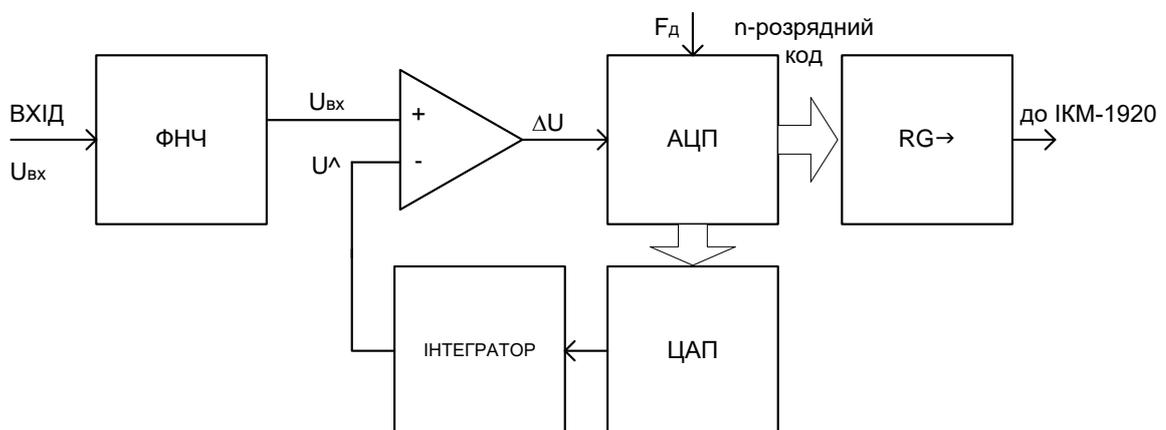


Рисунок 3.5 – Узагальнена структурна електрична схема пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з використанням ДІКМ-кодера

Після аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів використовується перетворювач паралельного коду у послідовний код на базі двійкового регістра.

Для реалізації кола зворотного зв'язку у ДІКМ-кодері слід обрати тип мікросхеми ЦАП. У табл. 3.2 наведено електричні параметри інтегральних мікросхем ЦАП [17].

Таблиця 3.2 - Електричні параметри інтегральних мікросхем ЦАП

Тип мікросхеми ЦАП	Число розрядів	Час установа-лення, нс	Опорна напруга, В	Вхідні логічні рівні
КР1118ПА1А	8	15	- 5,2	ЕЗЛ
КР1118ПА2А	10	40	$\pm 5,0$	ТТЛШ, ЕЗЛ
КР1118ПА3А	8	8	- 5,2	ЕЗЛ
КР1118ПА4А	10	25	- 5,0	ТТЛШ, ЕЗЛ

Згідно даних з табл. 3.2 для побудови ДІКМ-кодера найбільше підходить інтегральна мікросхема ЦАП типу КР1118ПА3А. Ця мікросхема забезпечує мінімальну затримку поширення сигналу у колі зворотного зв'язку кодера, що необхідне для коректної часової діаграми роботи пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів.

3.2 Методика побудови структури пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів

Для побудови повної структурної електричної схеми пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів необхідно визначити число

двійкових розрядів АЦП та значення частоти дискретизації для забезпечення умов режиму надлишкової дискретизації.

Для ДІКМ-кодера значення відношення сигнал-шум на виході кодера визначається так:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{ДІКМ}} = \frac{3}{4} \cdot \frac{N^2}{k^2} \cdot \frac{1}{1-R(\tau)} \cdot \frac{f_{\partial}}{F_m}, \quad (3.2)$$

де N – число кроків квантування;

F_m – максимальна частотна складова у спектрі вхідного сигналу;

k – значення пікфактору сигналу;

$R(\tau)$ – значення коефіцієнт кореляції сигналу.

Число двійкових розрядів АЦП визначається так:

$$n = \text{ent}(\log_2 N) + 1. \quad (3.3)$$

Для первинних телевізійних сигналів значення динамічного діапазону і відповідно значення відношення сигнал-шум дорівнює 40 дБ, максимальна частотна складова 6,0 МГц, пікфактор сигналу дорівнює $\sqrt{3}$, кореляційна функція - 0,98. Тоді, користуючись виразами (3.2) і (3.3) можна знайти значення частоти дискретизації та числа розрядів АЦП, які будуть узгоджені зі значенням тактової частоти на виході цифрової телекомунікаційної системи синхронної цифрової ієрархії SDH у складі синхронного транспортного модуля типу STM-1, а саме 155,52 МГц.

Для числа двійкових розрядів АЦП 4 біта значення частоти дискретизації дорівнює:

$$f_{\partial} = \frac{f_T}{n} = \frac{155520}{4} = 34,816 \text{ (МГц)}. \quad (3.4)$$

Звідси можна знайти значення коефіцієнта надлишковості частоти дискретизації:

$$D = \frac{f_{\delta}}{f_{\delta.\min}} = \frac{34,816}{13} \approx 2,8. \quad (3.5)$$

На базі отриманих результатів розрахунків можна побудувати структурну електричну схему пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів, що враховує особливості структури, зображеної на рис. 3.5.

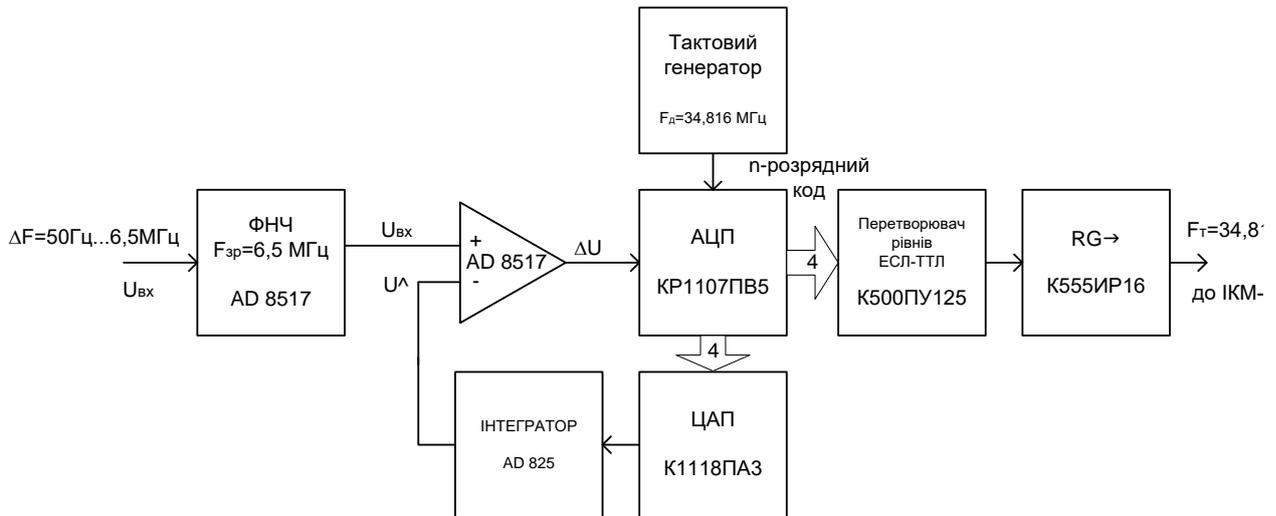


Рисунок 3.6 - Структурна електрична схема пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів

Блоки фільтра нижніх частот та диференційного підсилювача можуть використовуватися мікросхеми операційних підсилювачів типу AD8517A. Для блоку інтегратора доцільно використовувати мікросхему операційного підсилювача типу AD825A. Цифрова частина пристрою містить: мікросхему 6-розрядного АЦП типу KP1107PB5A і мікросхему 8-розрядного ЦАП типу KP1118ПА3A. Для виконання функції перетворення паралельного вихідного коду АЦП у послідовний код вихідної шини пристрою, може використовуватись мікросхема універсального 4-розрядного зсувного регістра типу KP555ИР16A [18]. Операцію перетворення вихідних логічних рівнів ЕЗЛ-ТТЛШ можна здійснити за допомогою мікросхеми перетворювача рівнів типу KP500ПУ125A [18].

4 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРИСТРОЮ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ТЕЛЕВІЗІЙНИХ СИГНАЛІВ З ПІДВИЩЕНИМ ЗНАЧЕННЯМ ЧАСТОТИ ДИСКРЕТИЗАЦІЇ

4.1 Обґрунтування та вибір моделювального пакету

Система MATLAB серед значного числа пакетів прикладних комп'ютерних програм займає особливе місце. Ця система останніми роками стала важливим інструментом для вчених, інженерів-розробників та студентів. Серед інженерів-зв'язківців і радіоінженерів система MATLAB набула широкого поширення і став засобом комп'ютерного міждисциплінарного та міжнародного спілкування. Особливо ефективно система MATLAB використовується в галузі оброблення сигналів, що безпосередньо стосується електронних комунікацій, радіолокації, радіонавігації, систем радіомовлення і телебачення [19].

Водночас, система MATLAB – це потужна комп'ютерна система засобів розв'язання різноманітних задач в різних областях електронних комунікацій та радіотехніки. Побудована за єдиними методами для різних галузей, система MATLAB одночасно є операційним середовищем та комп'ютерною мовою програмування. Для покращення технічних рішень в системі MATLAB розроблено та розвиваються:

- додаток TOOLBOXES з пакетами прикладних програм;
- система SIMULINK, що призначена для комп'ютерного моделювання схем, поданих у вигляді функціональних блоків, джерел сигналів, приймачів та вимірювальних приладів;
- набір програмних засобів MATLAB EXTENSIONS, що дозволяє спростити розробки, що виконані з використанням MATLAB;
- графічний інтерфейс користувача GUI, що дозволяє наочно створити інструменти для аналізу, які зустрічаються при розрахунках і проектуванні.

У магістерській роботі використано додатки, що пов'язані з обробленням сигналів. Для цього обрано 2 інструменти: MATLAB-SIMULINK та GRAPHICAL USER INTERFACE. Перший інструмент забезпечує комп'ютерне моделювання систем у різних режимах, а другий інструмент це графічний інтерфейс користувача, що призначений для розв'язання задач аналізу і синтезу різних засобів.

У багатьох випадках за допомогою такого інструмента розробник може вирішити завдання, з мінімальними витратами часу [12].

У магістерській роботі необхідно побудувати математичну модель пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з підвищеним значенням частоти дискретизації. Для цього використовується Simulink, що є потужним засобом розв'язання таких задач у галузі цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах.

4.2 Розробка комп'ютерної моделі пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів

Для створення моделі пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів, серед низки розділів Simulink Library найчастіше застосовуються розділи Simulink, Communications Blockset і DSP Blockset. У вікні моделі (рис. 4.1) розміщені блоки генераторів сигналів Signal Generator (синусоїдальної, прямокутної, пилкоподібної форми) і генератор шуму Band-limited White Noise. Окрім джерел сигналів вікно моделі містить такі складові:

- пристрій вибірки та зберігання (Zero-order Hold), що виконує вибірку миттєвого значення вхідного сигналу у задані моменти часу та збереження його на виході до наступної вибірки;

- квантувач, що здійснює квантування вхідного сигналу за рівнем;

- суматор, що виконує додавання вхідних цифрових сигналів;

- осцилограф, що відображає у часовій області вхідний сигнал;
- блок буферизації та обчислення квадрату перетворення Фур'є, що накопичує у буфері відліків вхідного сигналу, а потім обчислення квадрату результатів перетворення Фур'є.

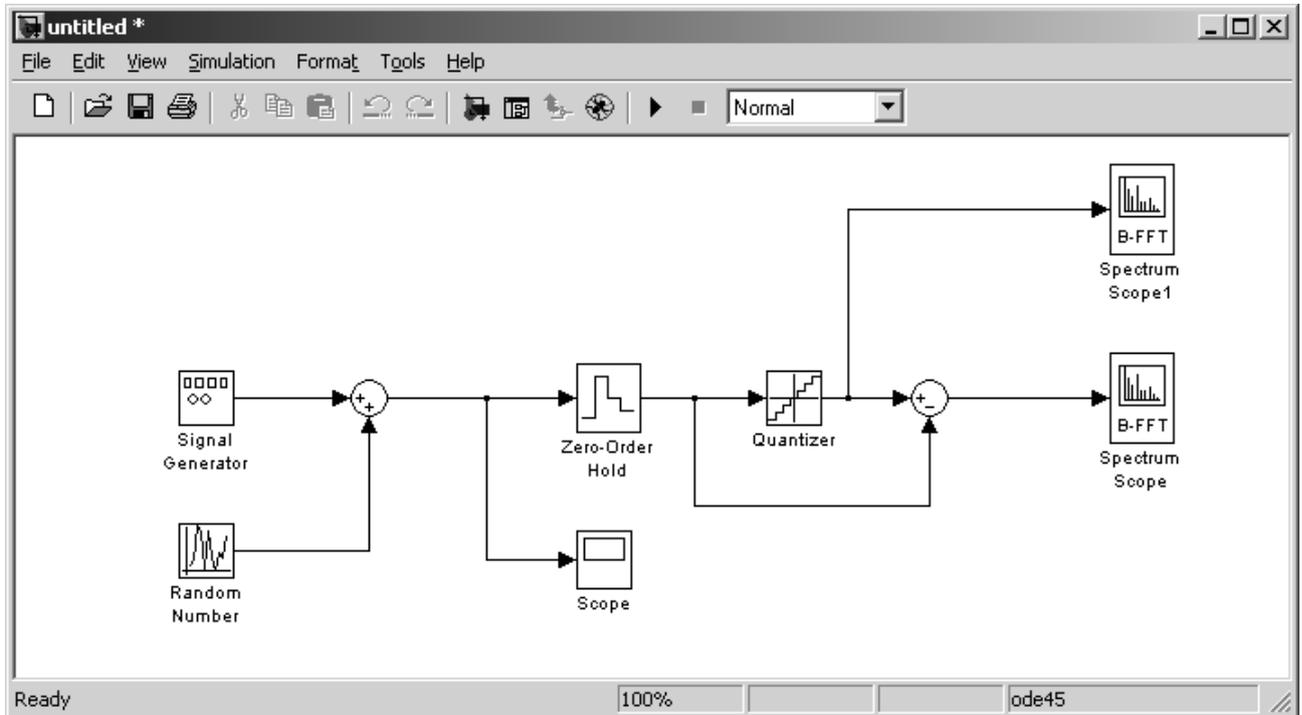


Рисунок 4.1 – Комп'ютерна модель пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів

Для побудови комп'ютерної моделі генератора сигналу використано блоки Random Number та Signal Generator, що дають змогу моделювати первинні телевізійні сигнали. У даних блоках регулюють параметри, що задають частоту змінювання випадкових значень.

Перед етапом запуску комп'ютерної моделі пристрою аналого-цифрового перетворення, задаються параметри моделі шляхом уведення змінних в командному рядку. До таких параметрів належать: інтервал дискретизації, число розрядів АЦП.

4.3 Аналіз впливу режиму дискретизації на параметри пристрою аналого-цифрового перетворення з надмірною дискретизацією

Середньоквадратичне значення шумового процесу математично розраховується за виразом $q/12^{1/2}$. Частотний розподіл АЦП залежить від параметрів вхідного телевізійного сигналу. Коефіцієнт кореляції набуває більших значень для періодичного сигналу невисокої амплітуди порівняно з випадковим сигналом великої амплітуди. Вважається, що шум квантування можна представити у вигляді моделі білого шуму, що рівномірно розподілений у всій ширині частотної смуги Шеннона-Найквіста. На практиці, в умовах великої кореляції шум квантування може бути сконцентрованим біля гармонік вхідного телевізійного сигналу [8].

У пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів, що змішані з деяким рівнем шуму, вихідні сигнали представлені у смугі частот з випадковим шумом квантування. Водночас, при виконанні в пристроях аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів спектрального аналізу вихідного сигналу на базі реалізації швидкого перетворення Фур'є (ШПФ), використовують сигнал синусоїдальної форми (рис. 4.2). При цьому кореляція між шумом квантування і вхідним сигналом залежить від значення відношення частоти дискретизації до значення частоти вхідного сигналу.



Рисунок 4.2 – Структурна схема визначення динамічних параметрів ідеального N-розрядного пристрою аналого-цифрового перетворення

Це подано на рис. 4.3, де цифровий вихід 12-розрядного пристрою аналого-цифрового перетворення наведено з використанням алгоритму 4096-точкового ШПФ. На рис. 4.3 відношення частоти дискретизації до значення вхідної частоти дорівнює 32, а паразитна гармоніка дорівнює 60 дБ від складової основної тестової частоти.

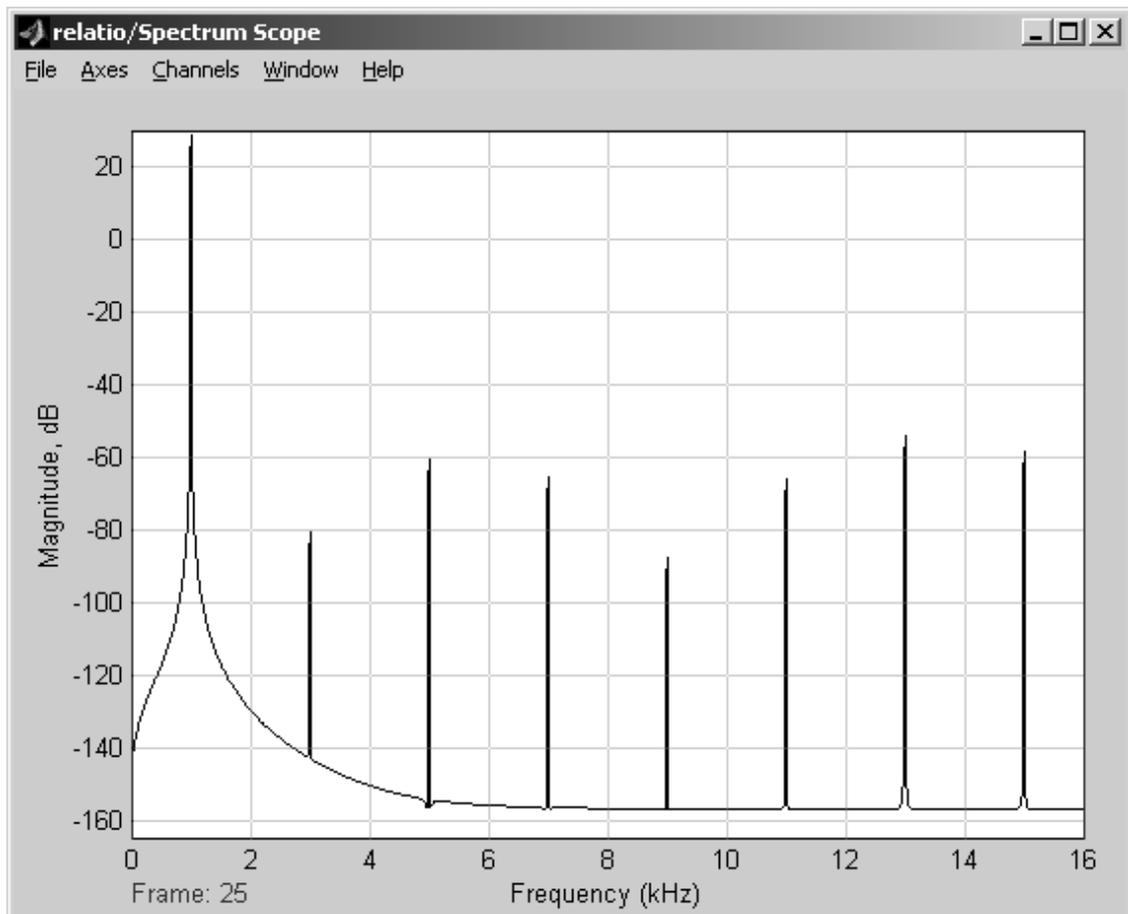


Рисунок 4.3 – Результати спектрального аналізу вихідного сигналу АЦП для випадку цілочисельного відношення частоти дискретизації до частоти вхідного сигналу

На рис. 4.4 подано спектр шумового сигналу, у якому спостерігається відносний розкид спектра випадкового шуму, при цьому динамічний діапазон АЦП, що вільний від гармонік, дорівнює 60 дБ. Для цих випадків середньоквадратичні значення усіх шумових складових дорівнюють $q/12^{1/2}$, але у 1-му випадку шум зосереджено біля гармонік основної частоти сигналу.

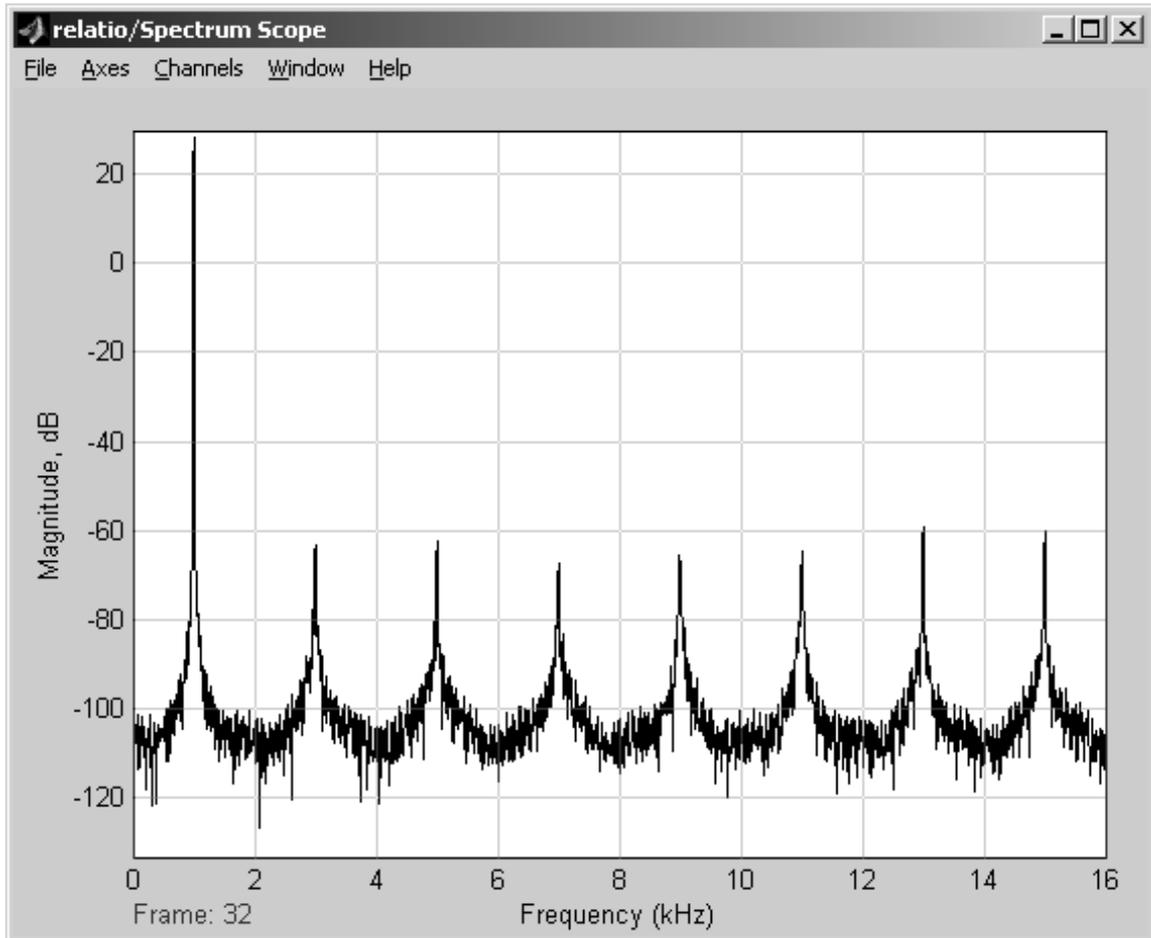


Рисунок 4.4 – Результати спектрального аналізу вихідного сигналу АЦП для випадку нецілочисельного відношення частоти дискретизації до частоти вхідного сигналу

Поява нелінійних спотворень у вихідному сигналі пристрою аналого-цифрового перетворення є наслідком процесу дискретизації та кореляції помилки квантування з частотою вхідного сигналу. У пристроях аналого-цифрового перетворення природа помилки квантування є випадковим шумом внаслідок випадкової природи вхідних телевізійних сигналів і того чинника, що як шум системи малої амплітуди діє підмішуваний псевдовипадковий сигнал для покращення параметрів АЦП.

Визначення динамічних параметрів пристроїв аналого-цифрового перетворення здійснюється на базі виконання ШПФ для вхідного сигналу синусоїдальної форми. Для коректного визначення нелінійних спотворень пристроїв аналого-цифрового перетворення потрібно здійснювати вимірювання

з урахуванням ефекту кореляції вхідного сигналу з шумами квантування. Для цього здійснюється коректний вибір співвідношення тестових частот вхідного сигналу та частот дискретизації. Одним з випадків є додавання до вхідного тестового сигналу псевдовипадкового сигналу.

Аналізуючи спектри на рис. 4.3 і 4.4, слід звернути увагу, що мінімальний рівень шумових складових, отриманих за допомогою ШПФ, дорівнює -100 дБ від повної шкали пристрою аналого-цифрового перетворення. Водночас, теоретичне відношення сигнал/шум 12-розрядного пристрою аналого-цифрового перетворення дорівнює 74 дБ. Мінімальний рівень шумів, отриманий від алгоритму ШПФ не дорівнює відношенню сигнал/шум АЦП. Це пояснюється тим, що алгоритм ШПФ функціонує як аналогового аналізатора спектра з шириною смуги f_s/M , тут M - порядок ШПФ.

Мінімальний рівень шуму на базі алгоритму ШПФ дорівнює $10 \lg(M/2)$. Цей рівень знаходиться нижче мінімального рівня шумів квантування внаслідок ефекту виграшу алгоритму ШПФ щодо значення відношенні сигнал/шум, як це представлено на рис.4.5.



Рисунок 4.5 – Спектральна характеристика вихідного сигналу 12-розрядного АЦП на базі алгоритму 4096-точкового ШПФ

Для ідеалізованої моделі 12-розрядного пристрою аналого-цифрового перетворення з відношенням сигнал/шум 73 дБ, використання 4096-точкового ШПФ призвело б до виграшу у значенні відношення сигнал/шум на $10 \log_{10}(4096/2) = 32$ дБ. Це призводить до граничного значення відношення сигнал/шум $73+32=105$ дБ. Загалом мінімальний рівень шумів від алгоритму ШПФ можна знизити за рахунок збільшення обсягу оброблюваних відліків ШПФ. Це відповідає аналоговому аналізатору спектра, у якому рівень шумів можна понизити за рахунок зменшення ширини смуги оброблюваних частот.

При аналізі пристроїв аналого-цифрового перетворення з використанням алгоритму ШПФ потрібно задавати такий обсяг масиву оброблюваних відліків ШПФ, щоб забезпечити достатню роздільну здатність за частотою при визначенні рівня нелінійних спотворень обумовлених наявністю паразитних гармонік у спектрі вихідного сигналу АЦП.

В реальних пристроях аналого-цифрового перетворення з інтегрованим пристроєм вибірки та зберігання оброблення сигналу незалежно від архітектури АЦП відбувається за наявності шумів і спотворень аналогового сигналу. Вхідний буферний підсилювач пристрою аналого-цифрового перетворення вносить широкосмуговий шум, має нелінійність та характеризується кінцевою шириною частотної смуги. Інтегрований пристрій вибірки та зберігання вносить власну нелінійність у оброблюваний сигнал, має обмеження частотної смуги та характеризується апертурною невизначеністю. Лінійка аналогових компараторів АЦП вносить шум квантування та має інтегральну й диференціальну нелінійності. В процесі комп'ютерного моделювання вважається, що арифметичні операції в алгоритмі ШПФ не вносять істотних похибок в роботу пристроїв аналого-цифрового перетворення.

4.4 Аналіз результатів комп'ютерного моделювання пристроїв аналого-цифрового перетворення

При моделюванні пристроїв аналого-цифрового перетворення використовувалися такі параметри АЦП: частота дискретизації 20 МГц , довжина буфера даних $M=256$ двійкових слів; число розрядів модельованого пристрою АЦП – 12; амплітуда вхідного сигналу $A=1$; потужність білого шуму – 1 мВт; крок квантування – $1/2028$; значення початкового та кінцевого часу моделювання: 0 та inf.

На рис. 4.6 і 4.7 подано результати моделювання спектрів шумів квантування для випадків коли значення коефіцієнта надмірної дискретизації дорівнює $D=4$ та $D=8$.

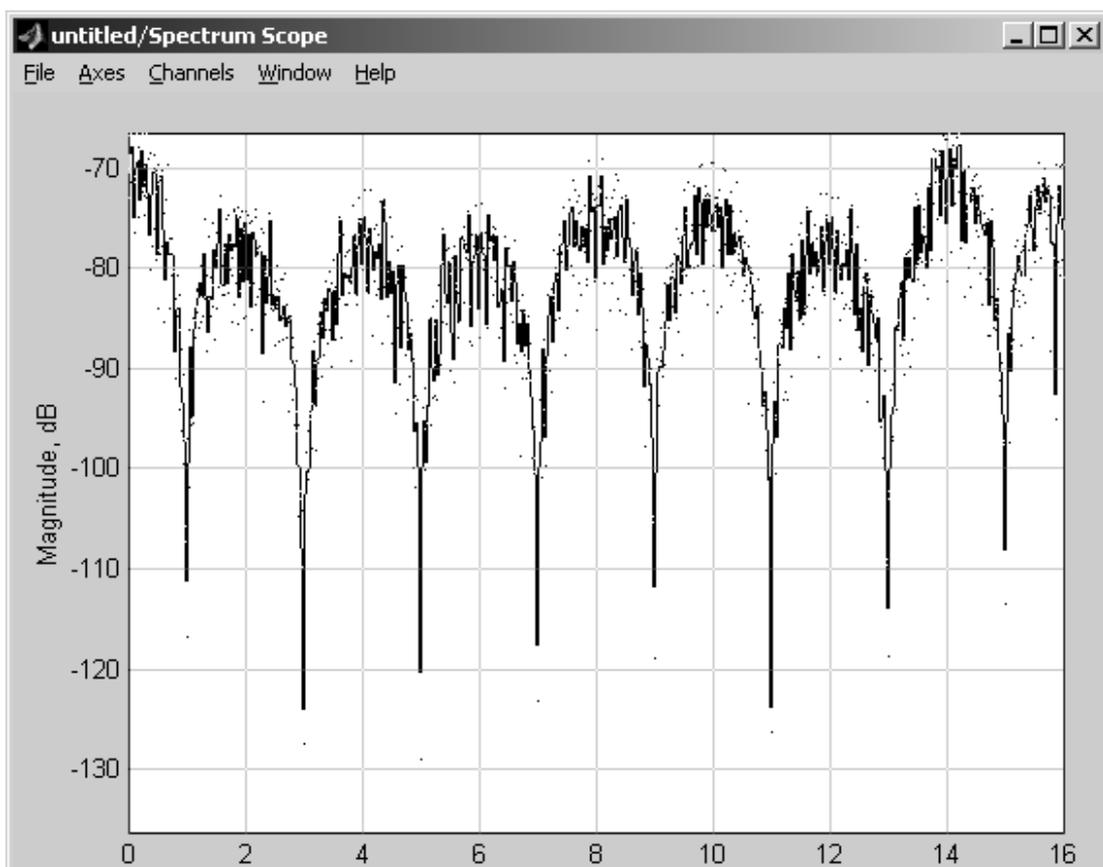


Рисунок 4.6 – Спектр потужності шумів квантування для $D=4$

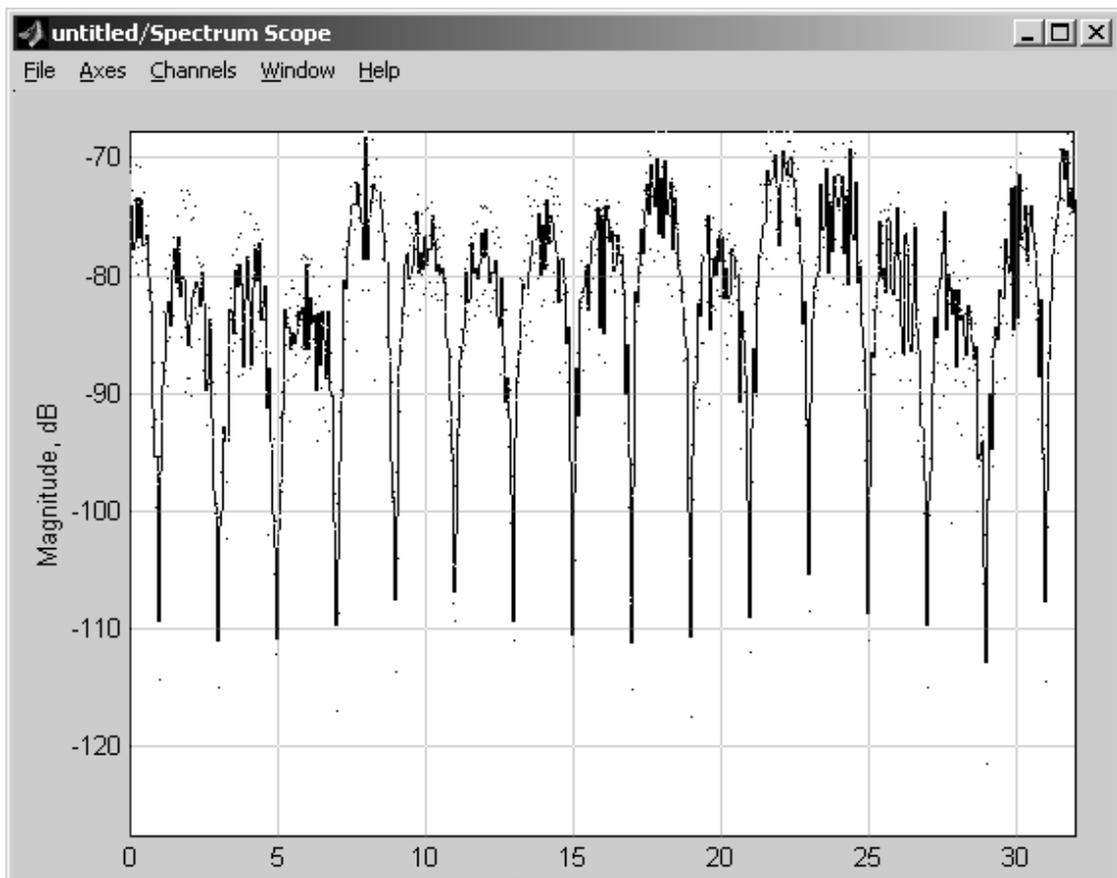


Рисунок 4.7 - Спектр потужності шумів квантування для $D=8$

Аналізуючи ці спектри вихідних сигналів АЦП можна стверджувати, що при зростанні значення частоти дискретизації потужність шумів квантування знижується, що підтверджує наведені вище положення. Зі зростанням значення коефіцієнта надмірної дискретизації АЦП рівень паразитних шумів у вихідному сигналі АЦП зменшується.

Результати, отримані в ході комп'ютерного моделювання АЦП, підтверджують теоретичні висновки магістерської роботи та наочно демонструють ефективність методу надмірної дискретизації у покращенні шумових характеристик пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Виконання науково-дослідної роботи завжди передбачає отримання певних результатів і вимагає відповідних витрат. Результати виконаної роботи завжди дають нам нові знання, які в подальшому можуть бути використані для удосконалення та/або розробки (побудови) нових, більш продуктивних зразків техніки, процесів та програмного забезпечення.

Дослідження на тему «Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів» може бути віднесено до фундаментальних і пошукових наукових досліджень і спрямоване на вирішення наукових проблем, пов'язаних з практичним застосуванням. Основою таких досліджень є науковий ефект, який виражається в отриманні наукових результатів, які збільшують обсяг знань про природу, техніку та суспільство, які розвивають теоретичну базу в тому чи іншому науковому напрямку, що дозволяє виявити нові закономірності, які можуть використовуватися на практиці.

Для цього випадку виконаємо такі етапи робіт:

- 1) здійснимо проведення наукового аудиту досліджень, тобто встановлення їх наукового рівня та значимості;
- 2) проведемо планування витрат на проведення наукових досліджень;
- 3) здійснимо розрахунок рівня важливості наукового дослідження та перспективності, визначимо ефективність наукових досліджень.

5.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації. Науковий ефект НДР на тему «Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів» можна охарактеризувати двома показниками: ступенем наукової новизни та рівнем теоретичного опрацювання.

Значення показників ступеня новизни і рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи в балах наведені в табл. 5.1 та 5.2.

Таблиця 5.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПШБ, посада)		
		1	2	3
Принципово нова	Робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження. Результати дослідження відкривають новий напрям в даній галузі науки і техніки. Отримані принципово нові факти, закономірності; розроблена нова теорія. Створено принципово новий пристрій, спосіб, метод	-	-	-
Нова	Отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних значень (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту). Проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів	50	60	-
Відносно нова	Робота має елементи новизни в постановці задачі і методах дослідження. Результати дослідження систематизують і узагальнюють наявну інформацію, визначають шляхи подальших досліджень; вперше знайдено зв'язок (або знайдено новий зв'язок) між явищами. В принципі відомі положення розповсюджені на велику кількість об'єктів, в результаті чого знайдено ефективне рішення. Розроблені більш прості способи для досягнення відомих результатів. Проведена часткова раціональна модифікація (з ознаками новизни)	-	-	40
Традиційна	Робота виконана за традиційною методикою. Результати дослідження мають інформаційний характер. Підтверджені або поставлені під сумнів відомі факти та твердження, які потребують перевірки. Знайдено новий варіант рішення, який не дає суттєвих переваг в порівнянні з існуючим	-	-	-
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	-	-	-
Середнє значення балів експертів		50,0		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів ступінь новизни характеризується як нова, тобто отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних знань (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту) та проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів.

Таблиця 5.2 – Показники рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи виставлені експертами

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
Відкриття закону, розробка теорії	-	-	-
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	65	75	-
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	-	-	60
Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	-	-	-
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	-	-	-
Середнє значення балів експертів	66,7		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів рівень теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи характеризується як глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу.

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою [23]:

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}}, \quad (4.1)$$

де $k_{\text{нов}}, k_{\text{теор}}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{\text{нов}} = 50,0, k_{\text{теор}} = 66,7$ балів;

$0,6$ та $0,4$ – питома вага (значимість) показників ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи.

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}} = 0,6 \cdot 50,0 + 0,4 \cdot 66,67 = 56,67 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника $E_{\text{нау}}$ проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Граничні значення показника наукового ефекту

Досягнутий рівень показника	Кількість балів
Високий	70...100
Середній	50...69
Достатній	15...49
Низький (помилкові дослідження)	1...14

Відповідно до визначеного рівня наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів», даний рівень становить 56,67 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

5.2.1 Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам,

технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників (Z_o) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [23]:

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (5.2)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

M_{ni} – місячний посадовий оклад конкретного дослідника, грн;

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=20$ дні.

$$Z_o = 18800,00 \cdot 5 / 20 = 3863,65 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.4 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник науково-дослідної роботи (проектний менеджер)	18800,00	772,73	5	3863,65
Інженер-дослідник телекомунікаційних систем	17500,00	750,00	26	19500,00
Старший науковий співробітник	18000,00	681,82	10	6818,20
Лаборант	8200,00	410,00	5	2050,00
Всього				32231,85

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Покращення завадостійкості пристроїв

аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів» розраховуємо за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (5.3)$$

де C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, грн/год;

t_i – час роботи робітника при виконанні визначеної роботи, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою:

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{zm}}, \quad (5.4)$$

де M_M – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), прийmemo $M_M=8000,00$ грн;

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [23];

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 20$ дн;

t_{zm} – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 8000,00 \cdot 1,10 \cdot 1,15 / (20 \cdot 8) = 63,25 \text{ грн.}$$

$$Z_{p1} = 63,25 \cdot 6,50 = 411,13 \text{ грн.}$$

Таблиця 5.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника, грн
Установка обладнання для забезпечення моделювання підвищення завадостійкості телекомунікаційних сигналів	6,50	2	1,10	63,25	411,13
Підготовка робочого місця інженера-дослідника телекомунікаційних систем	3,25	2	1,10	63,25	205,56
Інсталяція програмного забезпечення моделювання завадостійкості	8,00	4	1,50	86,25	690,00
Компіляція програмних блоків поведінки системи	10,00	5	1,70	97,75	977,50
Налагодження програмних блоків поведінки системи в умовах поширення завад	4,00	4	1,50	86,25	345,00
Формування бази даних поведінки системи в різних умовах	9,00	3	1,35	77,63	698,63
Тестування методів покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів	6,00	3	1,35	77,63	465,75
Всього					3793,56

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

Додаткову заробітну плату розраховуємо як 10 ... 12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$Z_{\text{доп}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{доп}}}{100\%}, \quad (5.5)$$

де $H_{\text{доп}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 11%.

$$Z_{\text{доп}} = (32231,85 + 3793,56) \cdot 11 / 100\% = 3962,80 \text{ грн.}$$

5.2.2 Відрахування на соціальні заходи

Нарахування на заробітну плату дослідників та робітників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою:

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{доп}}) \cdot \frac{H_n}{100\%} \quad (5.6)$$

де H_n – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (32231,85 + 3793,56 + 3962,80) \cdot 22 / 100\% = 8797,41 \text{ грн.}$$

5.2.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів».

Витрати на матеріали на даному етапі проведення досліджень в основному пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних математичних моделей або програмного забезпечення, тому дані витрати формуються на основі витратних матеріалів характерних для офісних робіт.

Витрати на матеріали (M), у вартісному вираженні розраховуються окремо по кожному виду матеріалів за формулою:

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{ej}, \quad (5.7)$$

де H_j – норма витрат матеріалу j -го найменування, кг;

n – кількість видів матеріалів;

C_j – вартість матеріалу j -го найменування, грн/кг;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$);

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

C_{ej} – вартість відходів j -го найменування, грн/кг.

$$M_1 = 2,0 \cdot 185,00 \cdot 1,05 - 0 \cdot 0 = 388,50 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.6 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Офісний папір	185,00	2,0	0	0	388,50
Папір для записів	125,00	3,0	0	0	393,75
Органайзер офісний	210,00	3,0	0	0	661,50
Набір офісного працівника	195,00	3,0	0	0	614,25
Картридж для принтера	1460,00	2,0	0	0	3066,00
Диск оптичний	27,00	5,0	0	0	141,75
Flesh-пам'ять 32 GB	139,00	2,0	0	0	291,90
Тека для паперів А4	92,00	3,0	0	0	289,80
Всього					5847,45

5.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_e), які використовують при проведенні НДР на тему «Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів» відсутні.

5.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спецустаткування необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення. Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду відсутні.

5.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою:

$$B_{npz} = \sum_{i=1}^k C_{inprz} \cdot C_{npz.i} \cdot K_i, \quad (5.8)$$

де C_{inprz} – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, грн;

$C_{npz.i}$ – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує інсталяцію, налагодження програмного засобу тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{npz} = 4630,00 \cdot 1 \cdot 1,05 = 4861,50 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 5.7 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Пакет Visual System Simulator	1	4630,00	4861,50
Пакет Microwave Office	1	4250,00	4462,50
Пакет MATLAB SIMULINK	1	4899,00	5143,95
Всього			14467,95

5.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо, розраховуємо з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою:

$$A_{обл} = \frac{Ц_{б}}{T_{г}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (5.9)$$

де $Ц_{б}$ – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, грн;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

$T_{г}$ – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{обл} = (33860,00 \cdot 1) / (5 \cdot 12) = 564,33 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.8 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
1	2	3	4	5
Програмно-аналітичний комплекс дослідження параметрів на базі Ryzen7 PRO 4650GE (11JJ0003UC)	33860,00	5	1	564,33
Графічно-обчислювальний комплекс обробки даних на базі i3-1115G4 (90PT02T2-M07510)	41399,00	5	1	689,98

Продовження таблиці 5.8

1	2	3	4	5
Обладнання виводу інформації	6699,00	4	1	139,56
Робоче місце інженера-дослідника спеціалізоване	8599,00	5	1	143,32
Офісна оргтехніка	8399,00	5	1	139,98
Приміщення лабораторії розробки та дослідження	502000,00	30	1	1394,44
ОС Windows 11	7890,00	5	1	131,50
Прикладний пакет Microsoft Office 2021	7120,00	5	1	118,67
Маршрутизатор 62-41BA	6899,00	5	1	114,98
Всього				3436,77

5.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою:

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (5.10)$$

де W_{yi} – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo $C_e = 11,02$ грн;

K_{eni} – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{eni} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

$$B_e = 0,25 \cdot 160,0 \cdot 11,02 \cdot 0,95 / 0,97 = 440,80 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.9 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Програмно-аналітичний комплекс дослідження параметрів на базі Ryzen5 PRO 4650GE (11JJ0003UC)	0,25	160,0	440,80
Графічно-обчислювальний комплекс обробки даних на базі i5-1115G4 (90PT02T2-M07510)	0,32	140,0	493,70
Обладнання виводу інформації	0,16	35,0	61,71
Робоче місце інженера-дослідника спеціалізоване	0,10	160,0	176,32
Офісна оргтехніка	0,42	2,1	9,72
Маршрутизатор 62-41BA	0,03	160,0	52,90
Всього			1235,14

5.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» відсутні.

5.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» відсутні.

5.2.11 Інші витрати

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$I_e = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{ie}}{100\%}, \quad (5.11)$$

де H_{ie} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{ie} = 60\%$.

$$I_e = (32231,85 + 3793,56) \cdot 60 / 100\% = 21615,25 \text{ грн.}$$

5.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

До статті «Накладні (загальновиробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціоналізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків; витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

Витрати за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{нзв} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{нзв}}{100\%}, \quad (5.12)$$

де $H_{нзв}$ – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийmemo $H_{нзв} = 111\%$.

$$B_{нзв} = (32231,85 + 3793,56) \cdot 111 / 100\% = 39988,21 \text{ грн.}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Покращення заводостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою:

$$B_{заг} = Z_o + Z_p + Z_{одд} + Z_n + M + K_v + B_{слец} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сн} + I_e + B_{нзв}. \quad (4.13)$$

$$B_{\text{заг}} = 32231,85 + 3793,56 + 3962,80 + 8797,41 + 5847,45 + 0,00 + 0,00 + 14467,95 + 3436,77 + 1235,14 + 0,00 + 0,00 + 21615,25 + 39988,21 = 135376,39 \text{ грн.}$$

Загальні витрати $ЗВ$ на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховується за формулою:

$$ЗВ = \frac{B_{\text{заг}}}{\eta}, \quad (5.14)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta=0,95$.

$$ЗВ = 135376,39 / 0,95 = 142501,46 \text{ грн.}$$

5.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи

Оцінювання та доведення ефективності виконання науково-дослідної роботи фундаментального чи пошукового характеру є достатньо складним процесом і часто базується на експертних оцінках, тому має вірогідний характер.

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи на тему «Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів» використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у виробництво, величину витрат на роботу.

Комплексний показник K_p рівня науково-дослідної роботи може бути розрахований за формулою:

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t}, \quad (5.15)$$

де I – коефіцієнт важливості роботи. Приймемо $I=4$;

n – коефіцієнт використання результатів роботи; $n=0$, коли результати роботи не будуть використовуватись; $n=1$, коли результати роботи будуть

використовуватись частково; $n=2$, коли результати роботи будуть використовуватись в дослідно-конструкторських розробках; $n=3$, коли результати можуть використовуватись навіть без проведення дослідно-конструкторських розробок. Прийmemo $n=2$;

T_C – коефіцієнт складності роботи. Прийmemo $T_C = 2$;

R – коефіцієнт результативності роботи; якщо результати роботи плануються вище відомих, то $R=4$; якщо результати роботи відповідають відомому рівню, то $R=3$; якщо нижче відомих результатів, то $R=1$. Прийmemo $R=4$;

B – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo $B = 142501,46$ грн;

t – час проведення дослідження. Прийmemo $t = 0,08$ років, (1 міс.).

Визначення показників I , n , T_C , R , B , t здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [23].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t} = 4^2 \cdot 2 \cdot 4 / 142,5 \cdot 0,08 = 10,78.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

5.4 Висновок до розділу 5

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів» складають 142501,46 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі успішно розв'язано задачу покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів для цифрової телекомунікаційної системи шляхом використання методу надмірної дискретизації сигналів.

У ході роботи проведено аналіз особливостей пристроїв аналого-цифрового перетворення з підвищеним значенням частоти дискретизації, який створює умови покращення шумових характеристик АЦП.

Виконано оцінювання закону змінювання шумових характеристик пристроїв аналого-цифрового перетворення з надмірною частотою дискретизації для первинних телевізійних сигналів. Доведено, що потужність шумів квантування залежать від значення пік-фактора сигналу та числа розрядів АЦП. Встановлено, що збільшення частоти дискретизації у 2 рази зумовлює зниження рівня шумів квантування на 3 дБ.

Запропоновано структуру мультиплексованого багатокаскадного пристрою аналого-цифрового перетворення з формувачами шумового сигналу, для якого рівень шумів квантування знижується обернено пропорційно числу каскадів у структурі АЦП.

Виконано дослідження основних етапів оптимізації режимів надмірної дискретизації при обробленні ВЧ-сигналів, які демонструють зниження рівнів шумів квантування на 6 дБ при збільшенні значення частоти дискретизації у два рази.

Розроблено методику побудови пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів, що функціонують як складові телекомунікаційної системи синхронної цифрової ієрархії SDH, що дає можливість передавати телевізійний сигнал в цифровій формі з високою якістю.

На базі розробленої методики побудови запропоновано структурну електричну схему пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних

сигналів, що використовує метод перетворення з підвищеним значенням частоти дискретизації.

Порівняння результатів розрахунків динамічних параметрів розробленого пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів з експериментальними даними, що отримані при комп'ютерному моделюванні, підтвердили достовірність запропонованих у магістерській кваліфікаційній роботі аналітичних виразів.

Комп'ютерне моделювання запропонованих АЦП, що виконано в системі MATLAB, підтвердило теоретичні положення роботи та результати синтезу структур пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів, що характеризуються високою завадостійкістю.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Бортник Г.Г. Методи та засоби аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів: монографія / Г.Г. Бортник, Г.Г. Бортник, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2013. – 128 с.
2. Бортник Г.Г. Цифрова обробка сигналів / Г. Бортник, В. Кичак. – Вінниця: УНІВЕРСАМ-Вінниця, 2006. -167 с.
3. Довгий С. О. Сучасні телекомунікації / С. О. Довгий, О. Я. Савченко, П. П. Воробієнко. – К. : Український видавничий центр, 2002. – 520 с.
4. Бортник Г.Г. Методи та засоби обробки високочастотних сигналів: монографія / Бортник Г.Г., Кичак В.М. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1998. – 132 с. – ISBN 966-7199-23-1.
5. Азаров О.Д. Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі надлишкових систем числення з ваговою надлишковістю: монографія / Азаров О.Д. – Вінниця: ВНТУ, 2010. – 232 с. – ISBN 966-641-354-6.
6. Азаров О.Д. Конвеєрні аналого-цифрові перетворювачі з ваговою надлишковістю: монографія / Азаров О.Д., Шапошніков О.В., Захарченко С.М. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 157 с. – ISBN 966-641-165-2.
7. Методи та засоби первинного цифрового оброблення радіосигналів: монографія / Г. Г. Бортник, М.В. Васильківський, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2016. – 168 с.
8. Бабак В.П. Обробка сигналів: підручник / В.П. Бабак, В.С. Хандецький, Е. Шрюфер. – К.: Либідь, 1996. – 392 с.
9. Волощук Ю.І. Сигнали та процеси у радіотехніці: підручник для студентів вищих навчальних закладів, том 1 / Волощук Ю.І. – Харків: Компанія СМІТ, 2003. – 580 с. – ISBN 966-8530-04-7.
10. Бортник Г.Г. Основи теорії багатоканального зв'язку: Навчальний посібник / Г.Г. Бортник, С.Г. Бортник, О.В. Стальченко. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – 146 с.

11. Бортник Г. Г. Системи доступу : підручник для вузів / Г. Г. Бортник, В. М. Кичак, О. В. Стальченко. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010.– 308 с.
12. Крупельницький Л.В. Аналого-цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювань і оброблення низькочастотних сигналів: монографія / Крупельницький Л.В., Азаров О.Д.; під. заг. ред. О.Д. Азарова. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005 – 167 с.
13. Бортник Г.Г. Аналіз ефективності аналого-цифрового перетворення сигналів у радіотехнічних комплексах / Г.Г. Бортник. М.Л. Мінов, О.В. Стальченко // Інформаційні технології та комп’ютерна інженерія. – 2011. – №2 (21). – С. 12–15.
14. H. Mafi, M. Yargholi, and M. Yavari, “Digital Blind Background Calibration of Imperfections in Time-Interleaved ADCs”, IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 64, no. 6, pp. 1504–1514, Jun. 2017.
15. B. T. Reyes, R. M. Sanchez, A. L. Pola, and M. R. Hueda, “Design and Experimental Evaluation of a Time-Interleaved ADC Calibration Algorithm for Application in High-Speed Communication Systems”, IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 64, no. 5, pp. 1019–1030, May 2017.
16. Бортник Г.Г. Паралельний аналого-цифровий перетворювач з коригуванням часової невизначеності вихідного сигналу / Г.Г. Бортник, С.Г. Бортник, С.О. Кирилюк // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2023. – № 4. – С. 46-52.
17. A. Salib, M. F. Flanagan, and B. Cardiff, “A High-Precision Time Skew Estimation and Correction Technique for Time-Interleaved ADCs”, IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 66, no. 10, pp. 3747–3760, Oct. 2019.
18. M. Tamba, A. Shimizu, H. Munakata, and T. Komuro, “A method to improve SFDR with random interleaved sampling method,” in International Test Conference, 2001, Proceedings., October 2001, pp. 512–520.
19. K. El-Sankary, A. Assi, and M. Sawan, “New sampling method to improve the SFDR of time-interleaved ADCs,” in Proceedings of the 2003 International

Symposium on Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03., vol. 1, May 2003, pp. 833–836.

20. C. Vogel, “The impact of combined channel mismatch effects in time-interleaved ADCs,” IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 54, no. 1, February 2005, pp. 415–427.

21. Bortnyk, G., Vasylykivskyi, M., Kychak, V. The method of improving the dynamic range of analog-digital conversion of phase jitter signals in telecommunications systems / 2016 IEEE International Scientific Conference "Radio Electronics and Info Communications", UkrMiCo 2016 - Conference Proceedings. - 2016, p. 1-7.

22. Бортник Г.Г. Пристрій аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів / Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, О.В. Стальченко. – Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.– 2013, № 2.– С. 82-85.

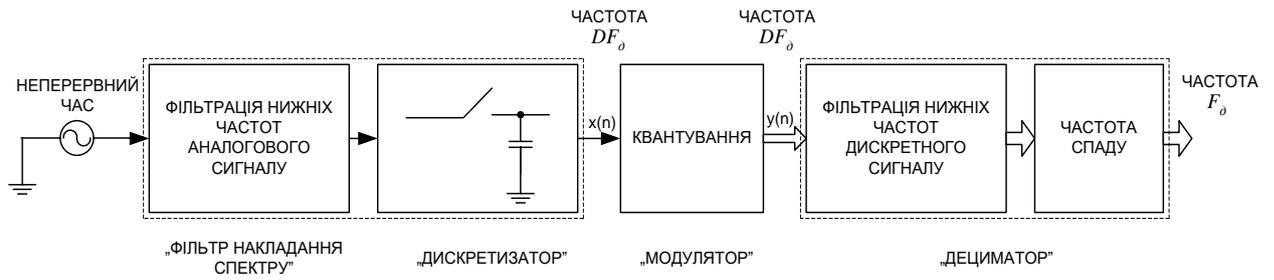
23. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.

ДОДАТКИ

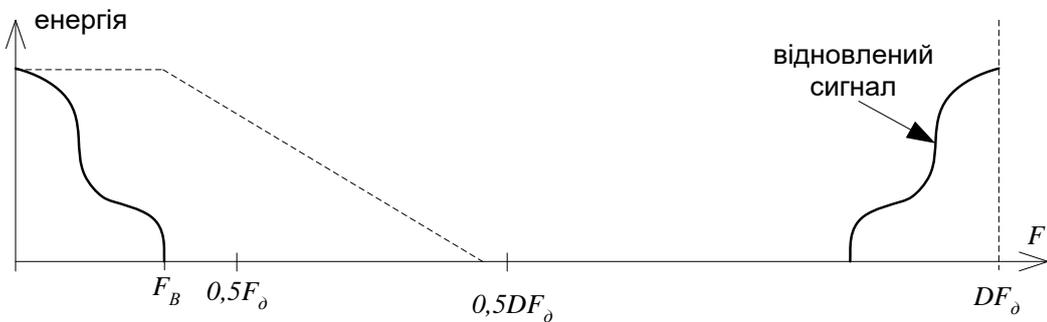
Додаток А
(обов'язковий)

Ілюстративна частина

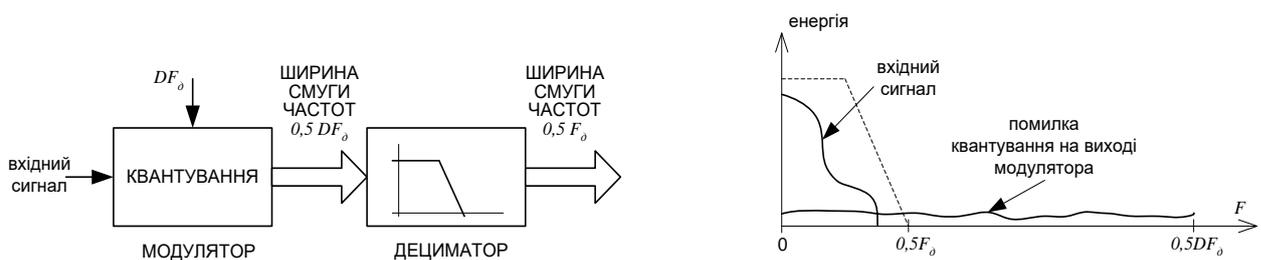
Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового
перетворення телевізійних сигналів
назва магістерської кваліфікаційної роботи



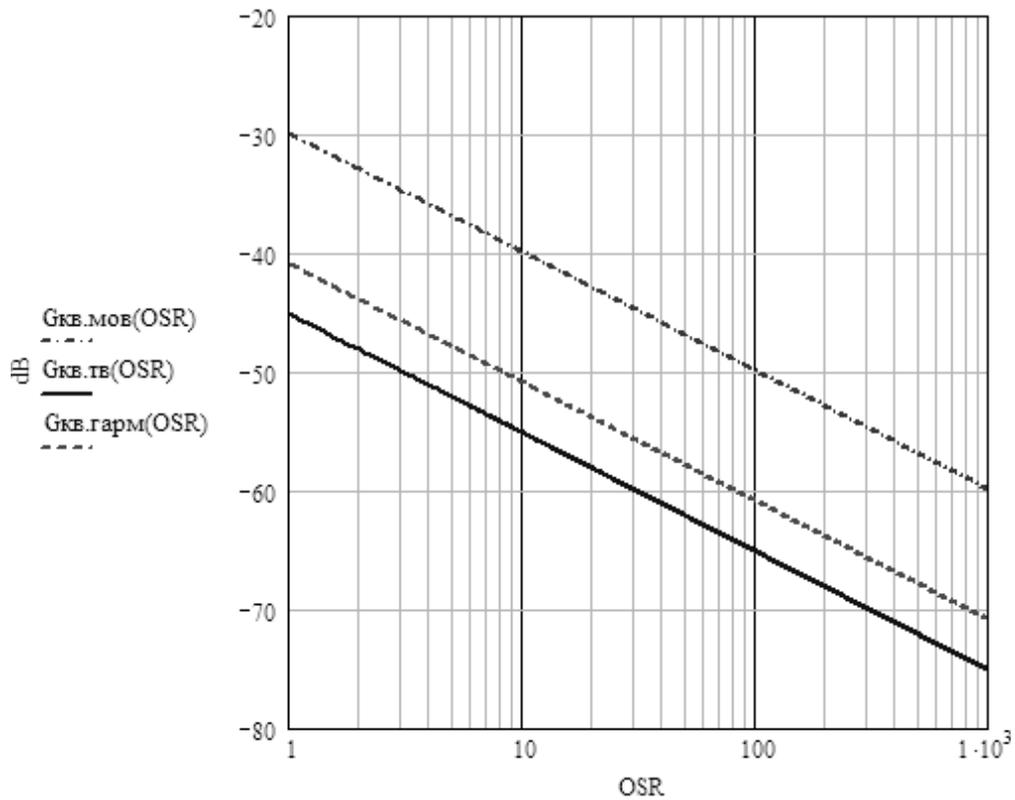
Структура процесу перетворення сигналів з надмірним значенням дискретизації



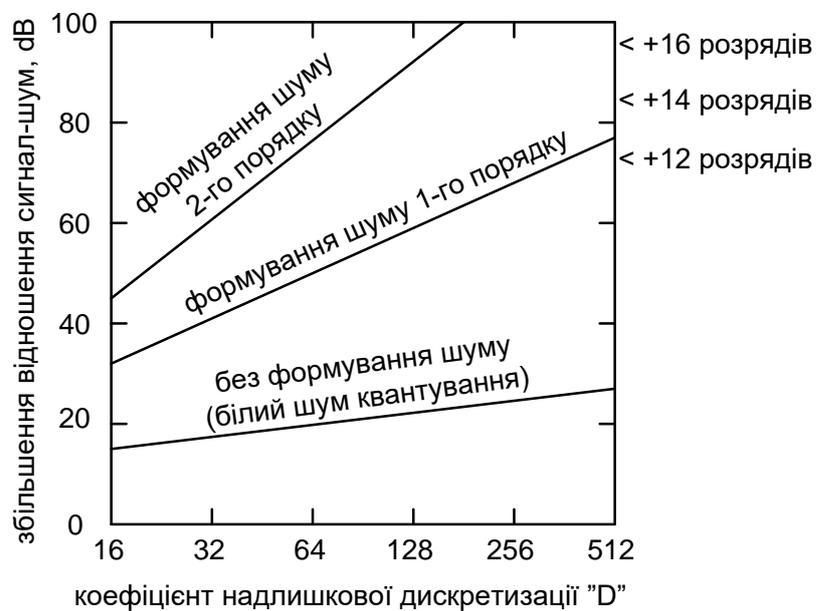
Фільтрація з надмірною дискретизацією



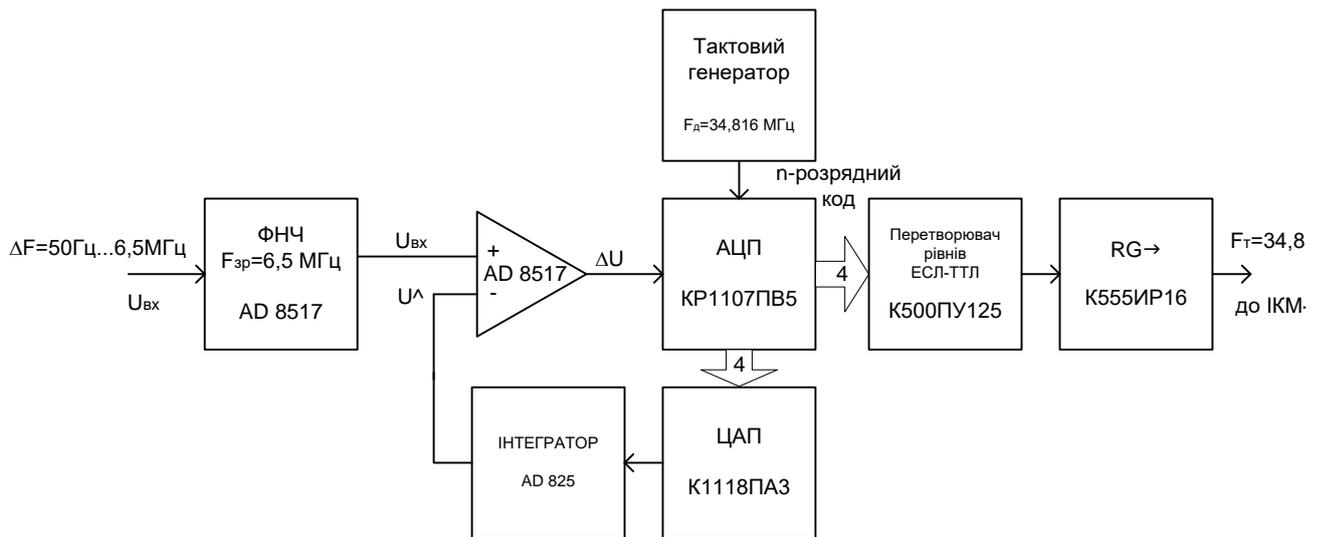
Процес покращення роздільної здатності АЦП за рахунок використання надмірної дискретизації



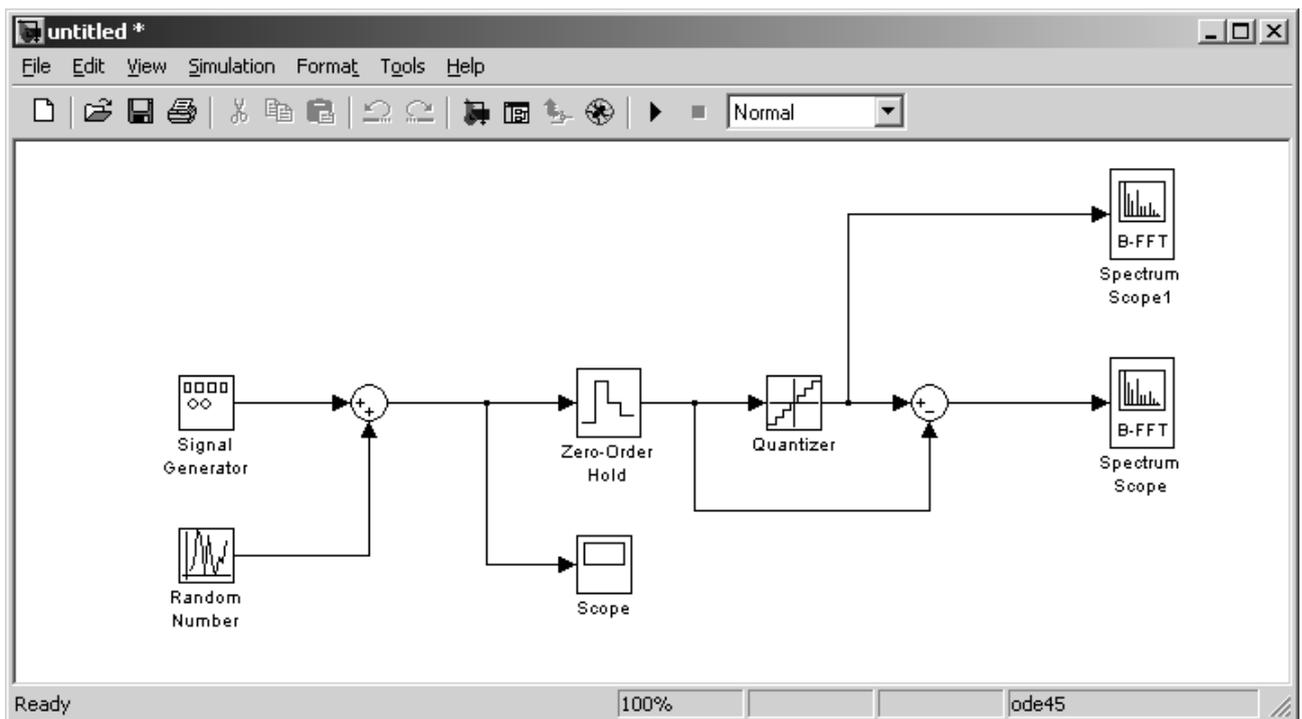
Залежності потужностей шумів квантування від значень коефіцієнта надмірної дискретизації



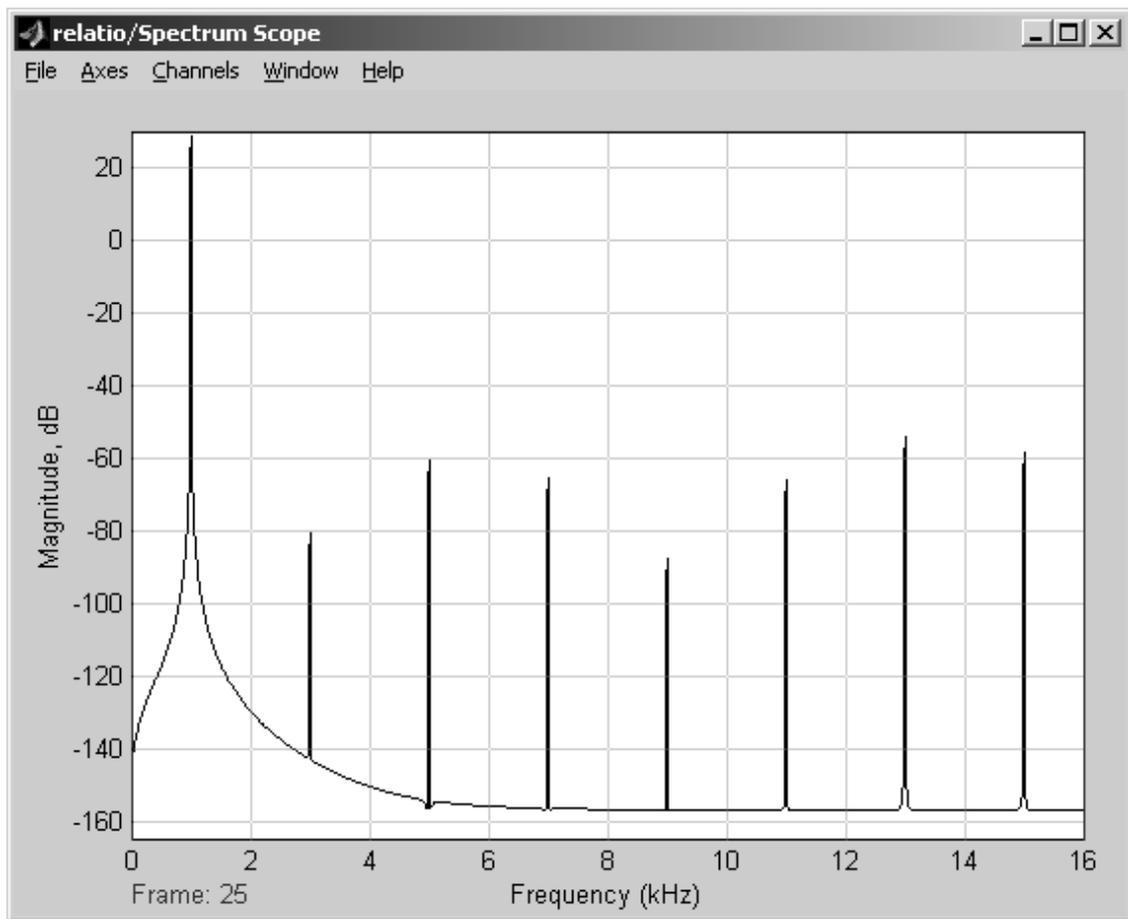
Характеристики підвищення значення відношення сигнал-шум АЦП за рахунок режиму надмірної частоти дискретизації та процесу децимації



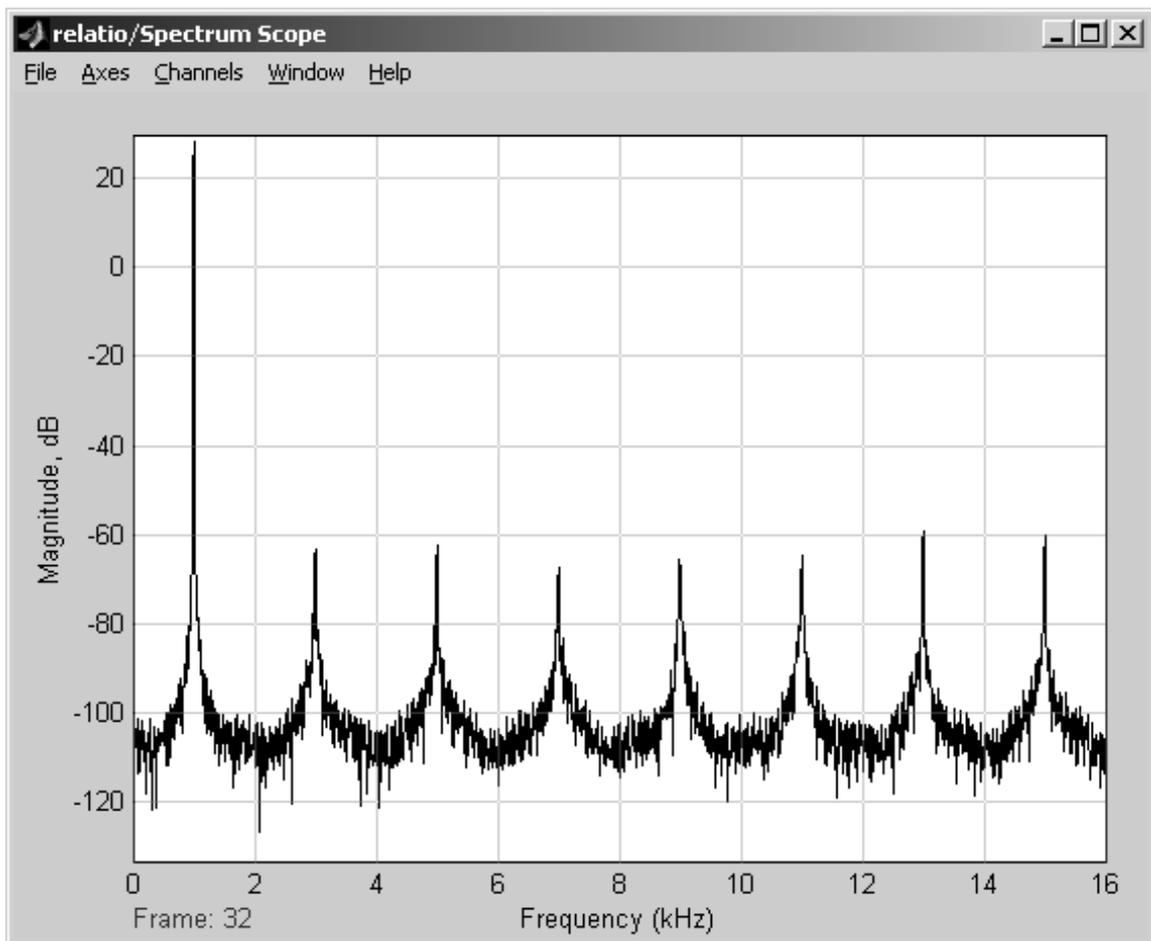
Структурна електрична схема пристрою аналого-цифрового перетворення
телевізійних сигналів



Комп'ютерна модель пристрою аналого-цифрового перетворення телевізійних
сигналів



Результати спектрального аналізу вихідного сигналу АЦП для випадку цілочисельного відношення частоти дискретизації до частоти вхідного сигналу



Результати спектрального аналізу вихідного сигналу АЦП для випадку нецілочисельного відношення частоти дискретизації до частоти вхідного сигналу

Додаток Б
(обов'язковий)

**Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових
запозичень**

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: Покращення завадостійкості пристроїв аналого-цифрового перетворення телевізійних сигналів

Тип роботи: магістерська кваліфікаційна робота
(бакалаврська кваліфікаційна робота / магістерська кваліфікаційна робота)

Підрозділ кафедра ІКСТ, факультет ІЕС, група ТСМ-23мз
(кафедра, факультет, навчальна група)

Коефіцієнт подібності текстових запозичень, виявлених у роботі системою StrikePlagiarism 17,2 %

Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

- Запозичення, виявлені у роботі, є законними і не містять ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації. Роботу прийняти до захисту
- У роботі не виявлено ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації, але надмірна кількість текстових запозичень та/або наявність типових розрахунків не дозволяють прийняти рішення про оригінальність та самостійність її виконання. Роботу направити на доопрацювання.
- У роботі виявлено ознаки плагіату та/або текстових маніпуляцій як спроб укриття плагіату, фабрикації, фальсифікації, що суперечить вимогам законодавства та нормам академічної доброчесності. Робота до захисту не приймається.

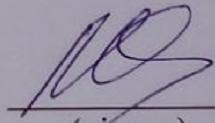
Експертна комісія:

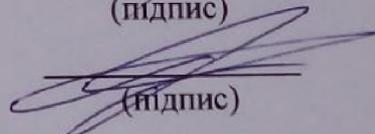
Кичак В.М., завідувач кафедри ІКСТ

(прізвище, ініціали, посада)

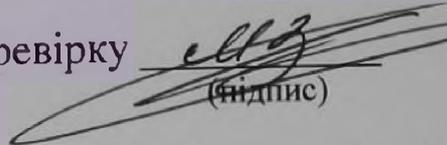
Бортник Г.Г., гарант ОПП

(прізвище, ініціали, посада)


(підпис)


(підпис)

Особа, відповідальна за перевірку

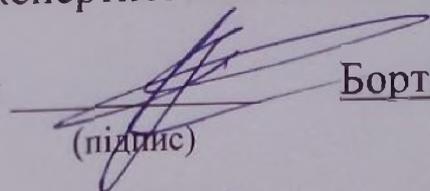

(підпис)

Васильківський М.В.

(прізвище, ініціали)

З висновком експертної комісії ознайомлений(-на)

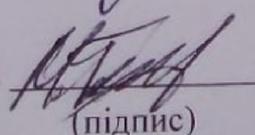
Керівник


(підпис)

Бортник Г.Г., професор кафедри ІКСТ

(прізвище, ініціали, посада)

Здобувач


(підпис)

Мазуренко Т.С.

(прізвище, ініціали)