

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет
«Дніпровська політехніка»

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
кваліфікаційної роботи ступеню бакалавра

студента Снісаревська Анастасія Володимирівна
академічної групи 172-16зск-1
спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка
спеціалізації _____
за освітньо-професійною програмою Телекомунікації та радіотехніка
на тему Дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка за шкалою		Підпис
		рейтинговою	інституційною	
кваліфікаційної роботи	д.т.н., проф. Корнієнко В.І.			
розділів:				
спеціальний	ас. Рибальченко Ю.П.			
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н.М.			
Рецензент				
Норм.контроль	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.			

Дніпро
2019

ЗАТВЕРДЖЕНО:

завідувач кафедри
безпеки інформації та телекомунікацій
_____ д.т.н., проф. Корнієнко В.І.

« _____ » _____ 20__ року

**ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу
ступеня бакалавра**

студенту Снісаревська Анастасія Володимирівна академічної групи 172-16зск-1
(прізвище ім'я по-батькові) (шифр)

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка
(код і назва спеціальності)

на тему Дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні

затверджену наказом ректора НТУ «Дніпровська політехніка» від _____ № _____

Розділ	Зміст	Термін виконання
Розділ 1	Огляд літератури за темою роботи, АЦП і їх характеристики.	15.01.2019 - 30.03.2019
Розділ 2	Характеристики радіоприймальних трактів, вплив характеристик АЦП на характеристики радіоприймальних трактів	30.03.2019 - 28.05.2019
Розділ 3	Визначення трудомісткості дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні.	28.05.2019 - 02.06.2019

Завдання видано

_____ (підпис керівника)

Корнієнко В.І.
(прізвище, ініціали)

Дата видачі: 15.01.2019 р

Дата подання до екзаменаційної комісії: 17.06.2019 р.

Прийнято до виконання

_____ (підпис студента)

Снісаревська А.В.
(прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 67 с., 26 рис., 3 табл., 4 додатків, 11 джерел.

Об'єкт дослідження: радіоприймальний тракт.

Предмет дослідження: аналого-цифрові перетворювачі.

Мета кваліфікаційної роботи: є оцінка впливу аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) на характеристики радіоприймальних трактів та розрахунок теоретично досяжних характеристик цифрових РПрП прямого посилення.

В першому розділі наведено теоретичну інформацію про параметри АЦП та характеристики радіоприймальних трактів, проаналізовано використання АЦП, що дають можливість виробляти цифрову обробку сигналів за допомогою спеціальних сигнальних процесорів, ПЛІС і тд.

В спеціальній частині проведений інженерний розрахунок теоретично досяжних енергетичних характеристик приймача прямого посилення з урахуванням впливу параметрів АЦП.

В економічній частині розраховані трудомісткість та капітальні витрати на дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні.

АЦП, ПАРАМЕТРИ АЦП, ЦИФРОВИЙ РАДІОПРИЙМАЧ ПРЯМОГО ПОСИЛЕННЯ, ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДІОПРИЙМАЛЬНОГО ТРАКТУ, РАДІОПРИЙМАЧ, ЧУТЛИВІСТЬ

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: 67 с., 26 рис., 3 табл., 4 приложений, 11 источников.

Объект исследования: радиоприемный тракт.

Предмет исследования: аналого-цифровые преобразователи.

Цель квалификационной работы: является оценка влияния аналого-цифровых преобразователей (АЦП) на характеристики радиоприемных трактов и расчет теоретически достижимых характеристик цифровых РПрУ прямого усиления.

В первом разделе приведены теоретическую информацию о параметрах АЦП и характеристики радиоприемных трактов, проанализировано использование АЦП, которые дают возможность производить цифровую обработку сигналов с помощью специальных сигнальных процессоров, ПЛИС и тд.

В специальной части проведен инженерный расчет теоретически достижимых энергетических характеристик приемника прямого усиления с учетом влияния параметров АЦП.

В экономической части произведен расчет трудоемкости капитальных затрат на исследование основных параметров радиоприемного устройства при аналого-цифровом преобразовании.

АЦП, ПАРАМЕТРЫ АЦП, ЦИФРОВОЙ РАДИОПРИЕМНИК ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ, ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОПРИЕМНЫХ ТРАКТОВ, РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА, ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ

THE ABSTRACT

Explanatory note: 67 pages, 26 fig., 3 tab., 4 appendixes, 11 sources.

Subject of development: radio path.

Subject of study: analog-to-digital converters.

The Purpose of qualifying work: is the evaluation of the impact of analog-to-digital converters (ADCs) on the characteristics of radio receivers and the calculation of the theoretically achievable characteristics of digital direct-current direct gain.

The first section provides theoretical information about the parameters of the ADC and the characteristics of the radio paths, analyzes the use of ADCs, which enable to produce digital signal processing using special signal processors, PLICs, and so on.

In the special section, an engineering calculation of the theoretically achievable power characteristics of the receiver of direct gain based on the influence of ADC parameters was carried out.

In the economic part, the calculation of the cost of completion of graduation work, on the basis of which was made economic substantiation.

KEY WORDS: ADC, ADC PARAMETERS, DIGITAL RADIO RECEIVER OF DIRECT AMPLIFICATION, CHARACTERISTICS OF RADIO RECEPTION TRAINS, RADIO-RECEPTION DEVICES, SENSITIVITY

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- АЦП** - аналого-цифрові перетворювачі;
- СКЗ** - середньоквадратичні значення;
- ПВЗ** - пристрій вибірки-зберігання;
- РПрП** - радіоприймальний пристрій;
- ПЧ** - проміжна частота;
- МШП** - малошумний підсилювач;
- НС** - нелінійні спотворення;
- ПП** - перехресні перешкоди;
- ІМП** - інтермодуляційні перешкоди;
- SFDR** - Spurious Free Dynamic Range (динамічний діапазон, вільний від гармонік);
- SNR** - Signal to Noise Ratio (співвідношення сигнал/шум).

ЗМІСТ

	с.
ВСТУП.....	9
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ	11
1.1 АЦП та їх характеристики.....	11
1.1.1 Архітектура АЦП.....	11
1.1.2 Основні параметри АЦП.....	14
1.2 Характеристики радіоприймального тракту.....	25
1.2.1 Основні характеристики РПТ.....	28
1.3 Постановка завдання.....	39
1.4 Висновки.....	39
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	40
2.1 Вплив характеристик АЦП на характеристики радіоприймального тракту.....	40
2.2 Розрахунок коефіцієнта шуму АЦП для приймача без переносу частоти.....	42
2.3 Розрахунок коефіцієнта шуму АЦП для приймача з перенесенням частоти.....	46
2.4 Вибір МШП.....	49
2.5 Розрахунок чутливості.....	50
2.6 Розрахунок динамічного діапазону.....	52
2.7 Розрахунок частотної вибіркості по сусідньому каналу та блокуючої заваді.....	52
2.8 Висновки.....	54
3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ.....	55
3.1 Визначення трудомісткості дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні.....	55
3.2 Розрахунок витрат на дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні.....	56

3.3 Висновок.....	60
ВИСНОВКИ.....	61
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	62
ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи.....	64
ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії.....	65
ДОДАТОК В. Відгук керівника економічного розділу.....	66
ДОДАТОК Г. Відгук керівника кваліфікаційної роботи.....	67

ВСТУП

Переважна більшість оточуючих нас електронних приладів є цифровими. Телевізори, телефони і радіостанції виконують обробку відцифрованих сигналів. Таким чином, якість одержуваної інформації безпосередньо залежить від точності представлення сигналів в цифровій формі. Однак перетворити аналоговий сигнал в цифрову форму без спотворень принципово неможливо. Цьому заважає як мінімум кінцева розрядність перетворювачів та кінцеві значення допустимих частот дискретизації сигналів.

Таким чином, ключовим елементом будь-якого сучасного радіоприймача є аналого-цифровий перетворювач, а його параметри та вплив, який чиниться на радіоприймальний тракт, повинні бути попередньо вивчені.

Існує кілька основних типів архітектури АЦП, хоча в межах кожного типу існує також безліч варіацій. Різні типи вимірювального обладнання використовують різні типи АЦП. Наприклад, в цифровому осцилографі використовується висока частота дискретизації, але не потрібно високий дозвіл. В цифрових мультиметрах потрібно більшу роздільну здатність, але можна пожертвувати швидкістю вимірювання. Системи збору даних загального призначення за швидкістю дискретизації та роздільної здатності зазвичай займають місце між осцилографами і цифровими мультиметрами. В обладнанні такого типу використовуються АЦП послідовного наближення або сигма-дельта АЦП. Існують також паралельні АЦП для додатків, що вимагають швидкісної обробки аналогових сигналів, та інтегрують АЦП з високими дозволами.

Велика частина існуючих цифрових радіоприймальних пристроїв має аналоговий гетеродинний тракт тому використовувані в них АЦП не здатні забезпечити необхідні характеристики в разі його відсутності. Але з плином часу на ринку з'являються більш досконалі перетворювачі, що дозволяють

будувати конкурентоспроможні цифрові приймачі прямого посилення. Мінімізація аналогової частини радіоприймальних трактів дозволяє зменшити вартість та габарити цифрових радіоприймальних пристроїв, а удосконалення АЦП - збільшити частотний діапазон і поліпшити характеристики. У дипломній роботі проводиться розрахунок теоретично досяжних характеристик цифрових приймачів прямого посилення з урахуванням сучасної апаратної бази.

Також в ході виконання дипломної роботи був проведений аналіз ринку радіоелектронних компонентів, який показав, що в даний час на ринку АЦП існують чотири основних фірми-виробника: Analog DevicesInc, Texas Instruments, Microchip TechnologyInc та Maxim Integrated. При цьому передове положення на ринку займає Analog Devices Inc

1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 АЦП та їх характеристики

Аналого-цифрові перетворювачі грають велику роль в сучасній вимірювальній та обчислювальній техніці. Однак та чи інша область застосування накладає на них певні технічні вимоги. У цьому розділі буде розібрана характеристиках АЦП, а також особливості їх застосування.

1.1.1 Архітектура АЦП

Архітектура, на основі якої побудований аналого-цифровий перетворювач, багато в чому визначає область його застосування та можливі технічні характеристики. Існує 3 види архітектури АЦП:

- сигма-дельта АЦП (Σ - Δ);
- АЦП послідовного наближення;
- конвеєрні АЦП.

Сигма-дельта АЦП (Σ - Δ) домінують в точних обчисленнях, тому що мають велику розрядність. Вони використовуються в промислових вимірах і при роботі з частотами звукового діапазону.

Сигма-дельта АЦП можуть забезпечувати роздільну здатність до 24 розрядів, але при цьому поступаються в швидкості перетворення. Так, в сигма-дельта АЦП при 16 розрядах можна отримати частоту дискретизації до 100К відліків/сек, а при 24 розрядах ця частота падає до 100-1К відліків/сек, залежно від пристрою.

Зазвичай сигма-дельта АЦП застосовуються в різноманітних системах збору даних і в вимірювальному обладнанні (вимірювання тиску, температури, ваги і т.п.), коли не потрібна висока частота дискретизації і необхідний дозвіл більше 16 розрядів.

Принцип роботи сигма-дельта АЦП складніше для розуміння. Ця структура відноситься до класу інтегруючих АЦП. Але основна особливість сигма-дельта АЦП полягає в тому, що частота проходження вибірок, при яких власне і відбувається аналіз рівня напруги вимірюваного сигналу, істотно перевищує частоту появи відліків на виході АЦП (частоту дискретизації). Ця частота проходження вибірок називається частотою передискретизації. Так, сигма-дельта АЦП зі швидкістю перетворення 100К відліків/сек, в якому використовується частота передискретизації в 128 разів більше, буде робити вибірку значень вхідного аналогового сигналу з частотою 12.8М відліків/сек.

Порядок модулятора визначається кількістю інтеграторів та суматорів в його схемі. Сигма-дельта модулятори N-го порядку містять N суматорів та N інтеграторів та забезпечують більше співвідношення сигнал/шум при тій же частоті відліків, ніж модулятори першого порядку. Прикладами сигма-дельта модуляторів високого порядку є одноканальний AD7720 сьомого порядку і двоканальний ADMOD79 п'ятого порядку.

Найбільш широко в складі ІМС використовуються однобітні сигма-дельта модулятори, в яких в якості АЦП використовується компаратор, а в якості ЦАП - аналоговий комутатор.

АЦП послідовного наближення використовуються здебільшого в системах збору даних. Вони більш швидкодіючі, ніж сигма-дельта АЦП, простіше в застосуванні, ніж конвеєрні, але при цьому не схильні до конвеєрним затримок.

Коли необхідний дозвіл 12, 14 або 16 розрядів і не потрібна висока швидкість перетворення, а визначальними факторами є невисока ціна і низьке енергоспоживання, то зазвичай застосовують АЦП послідовного наближення. На даний момент АЦП послідовного наближення дозволяють вимірювати напругу з точністю до 16 розрядів з частотою дискретизації від 1К (210) до 1М (220) відліків/сек. Рисунок 1.1 показує спрощену блок-схему АЦП послідовного наближення. В основі АЦП даного типу лежить

спеціальний регістр послідовного наближення. На початку циклу перетворення всі виходи цього регістра встановлюються в логічний 0 за винятком першого (старшого) розряду. Це формує на виході внутрішнього цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) сигнал, значення якого дорівнює половині вхідного діапазону АЦП. А вихід компаратора перемикається в стан, що визначає різницю між сигналом на виході ЦАП і вимірюваним вхідним напругою.

Наближення до аналогового сигналу відбуваються не "драбинкою", тобто починаючи з молодшого розряду, а стрибками, спочатку великими ступенями, так як заповнення регістра послідовного наближення починається зі старшого розряду коду, потім ступені зменшуються відповідно до "ваги" розряду.

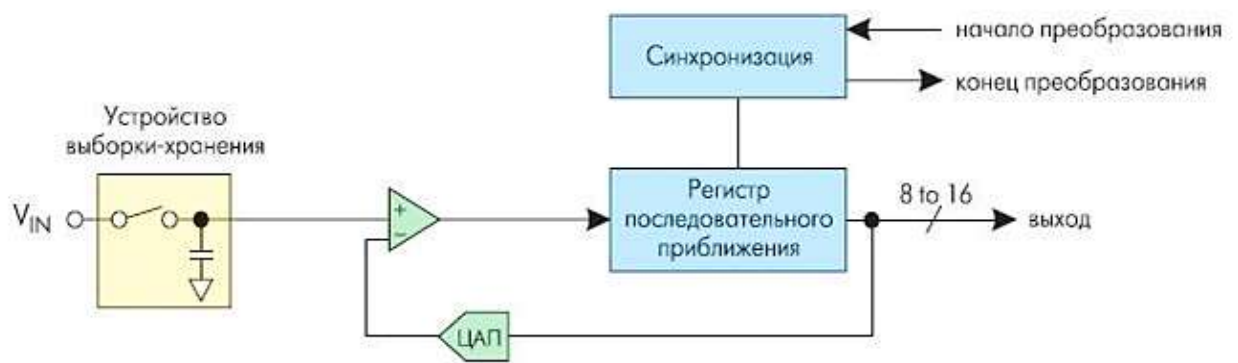


Рисунок 1.1 - АЦП послідовного наближення

Конверсні АЦП є найбільш швидкодіючими, але мають малу кількість розрядів, а, отже, і низьку точність обчислень. Такі перетворювачі застосовуються в програмному радіо, перетворенні проміжну частоту (ПЧ) та при роботі з відео.

Перераховані вище відмінності ілюструє рисунок 1.2.

1.1.2 Основні параметри АЦП

Перейдемо до розгляду основних параметрів АЦП. Існує дві ключові характеристики АЦП, які багато в чому визначають його можливості: розрядність і швидкодія (частота дискретизації).

Розрядність відображає точність представлення амплітудних характеристик дискретізуемого сигналу, кількісно визначається максимальним числом біт, яким може бути представлений дискретизований сигнал.

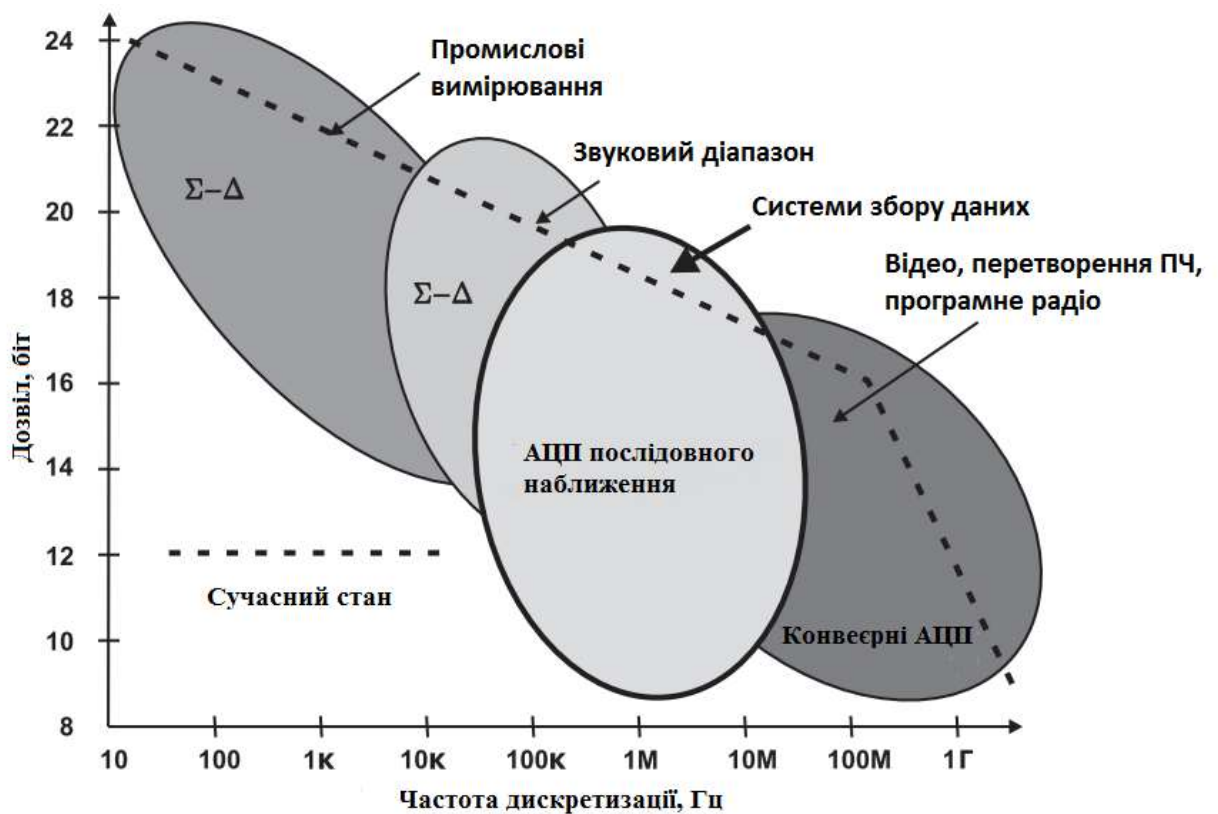


Рисунок 1.2 - Архітектура АЦП

Швидкодія (частота дискретизації) визначає точність відтворення часових характеристик перетворюється сигналу, кількісно характеризується частотою, з якою беруться вибірки з аналогового сигналу.

Однак для опису роботи АЦП в реальних умовах неможливо обмежитися тільки частотою дискретизації та розрядністю. У реальних АЦП розрізняють характеристики по постійному та змінному струму. Ми будемо розглядати тільки характеристики по змінному струмі. До них відносять:

- співвідношення сигнал/шум (SNR - Signal to Noise Ratio);
- співвідношення сигнал/(шум + спотворення) (SINAD - Signal to Noise And Distortion Ratio);
- ефективну розрядність (ENOB - Effective Number of Bits);
- величину повних нелінійних спотворень (THD - Total Harmonic Distortion);
- динамічний діапазон, вільний від гармонік (SFDR - Spurious Free Dynamic Range);
- інтермодуляційні спотворення (IMD);
- входні смуга пропускання (СП);
- системна частота помилок по бітам (BER - Bit Error Rate);
- мінімальна частота вибірки;
- конвеєрна затримка (час очікування).

Далі в дипломній роботі більш докладніше розібрані перераховані вище характеристики.

Введення поняття відносини сигнал-шум обумовлено наявністю шуму квантування, який, в свою чергу, обумовлений кінцевою розрядністю аналого-цифрового перетворення. Кінцева розрядність призводить до неточності уявлення сигналу в цифровій формі (рисунок 1.3).

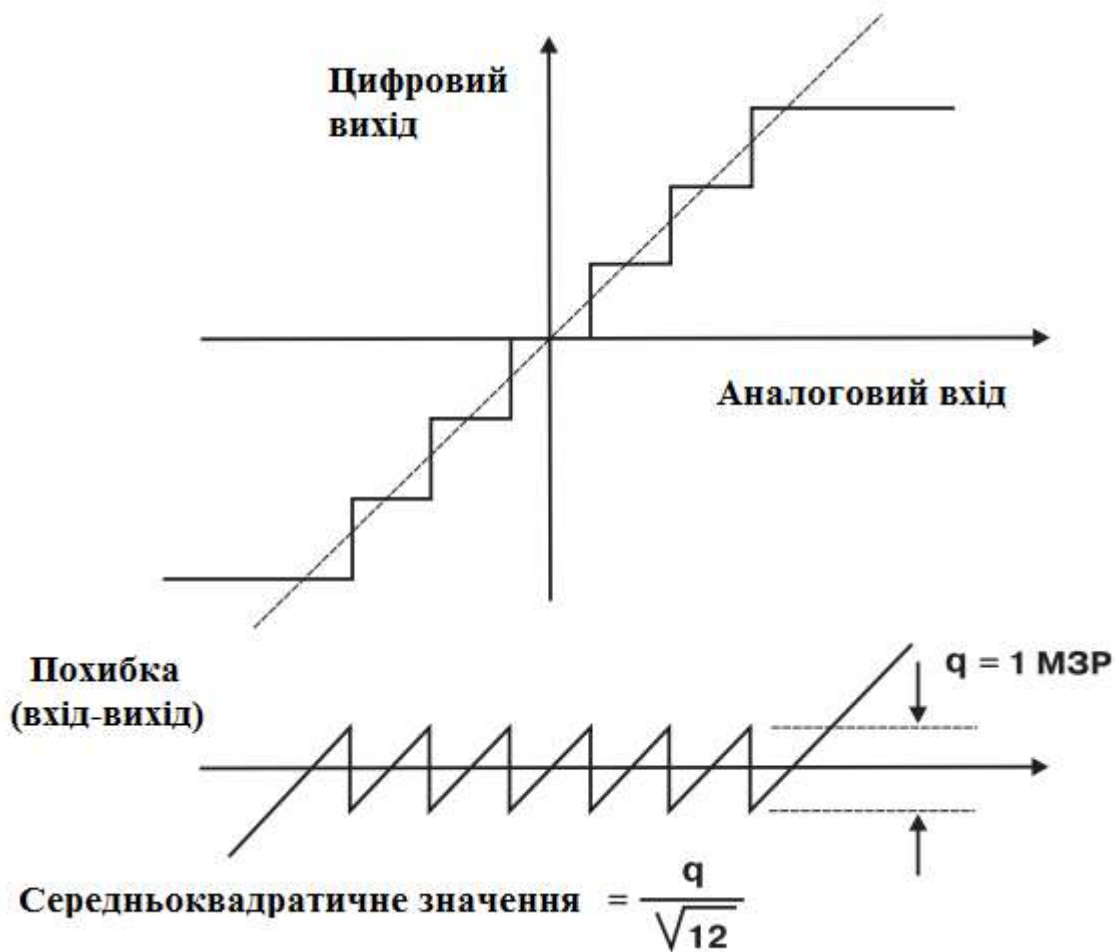


Рисунок 1.3 - Шум квантування ідеального АЦП

Шумом квантування називається різниця між значеннями вихідного та квантуваного сигналів (рисунок 1.3). Подібна пилоподібна похибка має діюче значення, рівне $q/12^{0.5}$ і створює гармоніки, що лежать далі смуги Найквіста (інтервал смуги - від 0 до $f_s/2$). Однак все вищі гармоніки переносяться в смугу Найквіста (рисунок 1.4) і створюють шум з діючим значенням $q/12^{0.5}$. Цей шум і називається шумом квантування. Значення шуму квантування лежать в межах половини відстані між сусідніми рівнями квантування. Він рівномірно розподілений в смузі Найквіста та має приблизно гаусовий розподіл. При цьому вважається, що шум квантування не корелірує із вхідним сигналом. В іншому випадку енергія шуму концентрується поблизу гармонік сигналу.

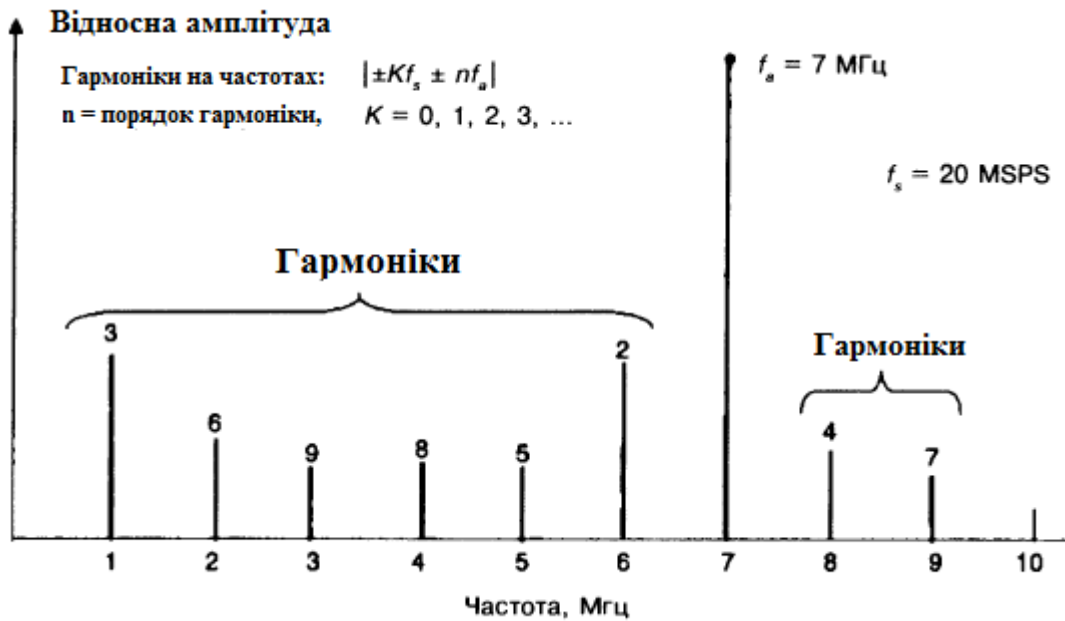


Рисунок 1.4 - Розташування складових спотворень (вхідний сигнал 7МГц, частота дискретизації - 20 МГц)

Тоді теоретичне значення відношення С/Ш для синусоїди з повним розмахом (рівним діапазону перетворення) буде визначатися формулою 1.1.

$$SNR = 6.02 N + 1.7 \text{ дБ}, \quad (1.1)$$

де N - розрядність АЦП.

Оскільки шум квантування розподілений по всій смузі Найквіста, а реальні сигнали займають смугу частот багато меншою смуги Найквіста, то для зменшення потужності шуму логічно використовувати смуговий фільтр з ПП рівній смузі частот вхідного сигналу (рисунок 1.5). В результаті в теоретичну формулу С/Ш для гармонійного сигналу з повним розмахом вноситься додатковий множник $10\lg(fs/2BW)$ (формула 1.2).

$$SNR = 6.02 N + 1.7 \text{ дБ} + 10\lg(fs/2BW), \quad (1.2)$$

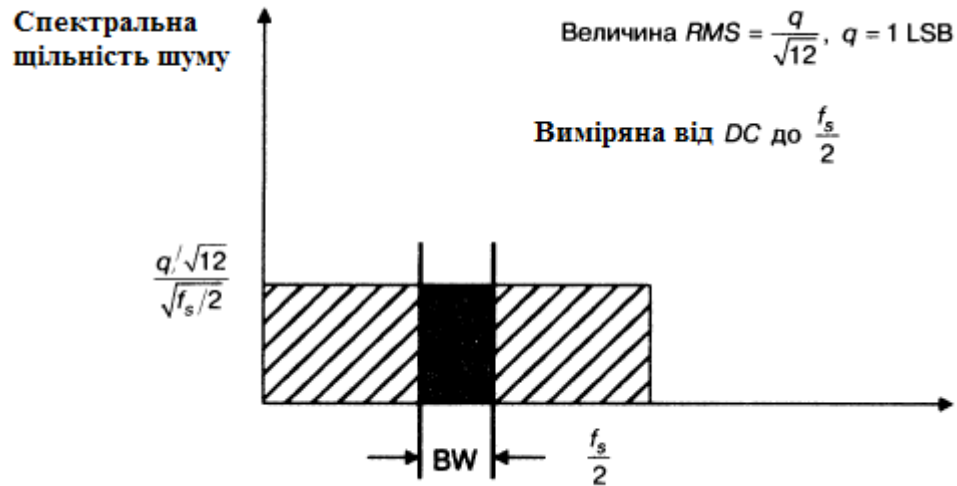


Рисунок 1.5 - Вплив присутності ППФ на ставлення сигнал-шум

Тепер перейдемо до визначення наступної характеристики - відносини сигнал-шум + спотворення. Її дуже часто плутають із відношенням сигнал-шум та навпаки. Для того щоб виявити різницю між ними, необхідно зрозуміти, чим різняться спотворення сигналу та шум. Якщо підійти до питання з інженерної точки зору і розглянути спектр будь якого відцифрованого гармонійного коливання, то можна вважати, що спотворення сигналу будуть визначатися гармоніками нижчих порядків (прийнято враховувати з 1 по 5-у), тому що вони вносять в сигнал більш помітні і суттєві (в статистичному плані) спотворення, а сукупність гармонік вищого порядку (починаючи з 6-ї) представляється в тимчасовій області якимсь швидкоплинним процесом, до якого більше застосуємо такий термін, як шум. Виходячи з цих міркувань, дані характеристики в загальному випадку можна розрахувати наступним чином:

Відношення С/Ш відношення середньоквадратичних значень (СКЗ) амплітуди сигналу (S) до середнього значення кореня з суми квадратів вищих гармонік (N) (зазвичай за винятком перших 5) (формула 1.3).

$$SNR = 20 \lg[S/N] \quad (1.3)$$

Відношення С/Ш + І (SINAD) - відношення СКЗ амплітуди сигналу (S) до середнього значення кореня з суми квадратів всіх інших складових спектра, виключаючи постійну складову (спотворень (D) та шуму (N)) (формула 1.4).

$$SINAD = 20lg[S/(N+D)] \quad (1.4)$$

На підставі всього вищесказаного можна дати визначення наступної характеристики - **повні нелінійні спотворення (THD)**. Під нею розуміється відношення СКЗ основної гармоніки сигналу (S) до середнього значення кореня з суми квадратів його гармонік (зазвичай істотні тільки перші 5) при цьому постійна складова виключається (формула 1.5).

$$THD = 20lg[S/D] \quad (1.5)$$

Таким чином, відношення сигнал-шум + спотворення також можна визначити через повні нелінійні спотворення та відношення сигнал-шум (формула 1.6).

$$SINAD = -10lg[10^{-SNR/10} + 10^{-THD/10}] \quad (1.6)$$

Ефективну розрядність (ENOB) можна визначити на основі раніше виведеного співвідношення для відносини сигнал-шум, якщо замінити SNR на SINAD і вирішити щодо N (формула 1.7).

$$ENOB = \frac{SINAD - 1,76\text{дБ}}{6,02\text{дБ}} \quad (1.7)$$

Наведені вище вислови є відомі математичні співвідношення між SINAD, SNR, THD та ENOB. Передбачається, що вони всі виміряні при

однаковій амплітуді і частоті вхідного сигналу. У цих співвідношеннях SNR, THD та SINAD виражені в децибелах і розраховані із реальних чисельних відносин S/N , S/D і $S/(N + D)$.

Якщо потрібно визначити характер частотної залежності, то логічно припустити, що значення SINAD, THD, ENOB і SNR знижуються з ростом частоти вхідного сигналу. Це пояснюється зростанням нелінійних спотворень при збільшенні швидкості зміни сигналів (при цьому вважається, що інші параметри АЦП залишаються незмінними).

Але найбільш важливою частотною характеристикою АЦП є вхідна смуга пропускання. Вона визначається частотою, на якій зниження потужності вхідного сигналу в результаті перетворення зменшується на 3 дБ щодо основної частоти.

Визначимо ще одну важливу характеристику АЦП - **динамічний діапазон, вільний від гармонік (SFDR)**. Він визначається, як відношення СКЗ сигналу до СКЗ найгіршої гармоніки, незалежно від того, в якій смузі частот вона наклалася і що є її джерелом. SFDR може вказуватися щодо повної шкали (дБ FS), або щодо конкретної амплітуди сигналу (дБс) (рисунок 1.6).

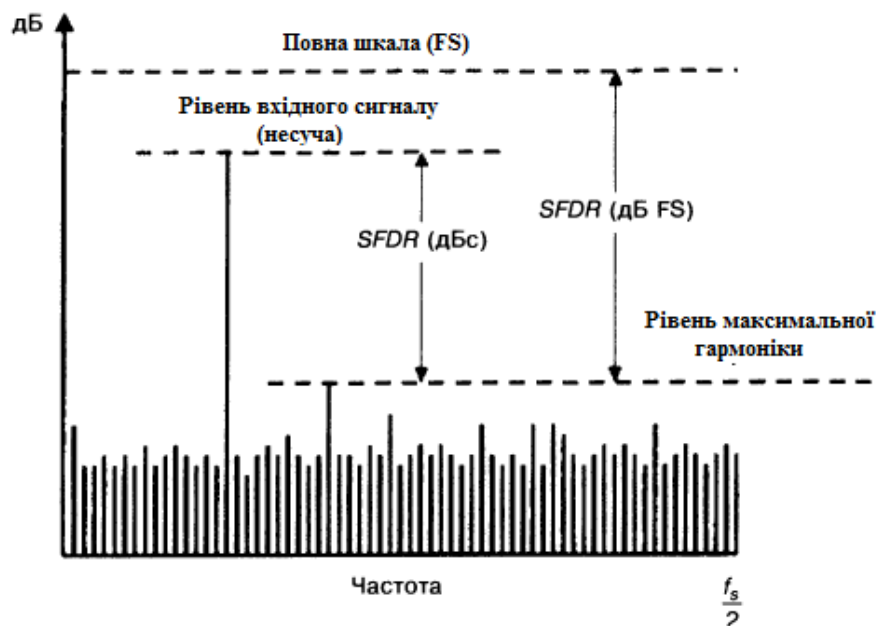


Рисунок 1.6 - Динамічний діапазон, вільний від гармонік

Значення SNR, SFDR та смуги пропускання пов'язані між собою. Пояснити цей взаємозв'язок можна за допомогою схеми спрощеної моделі вибірки-зберігання (рисунок 1.7).

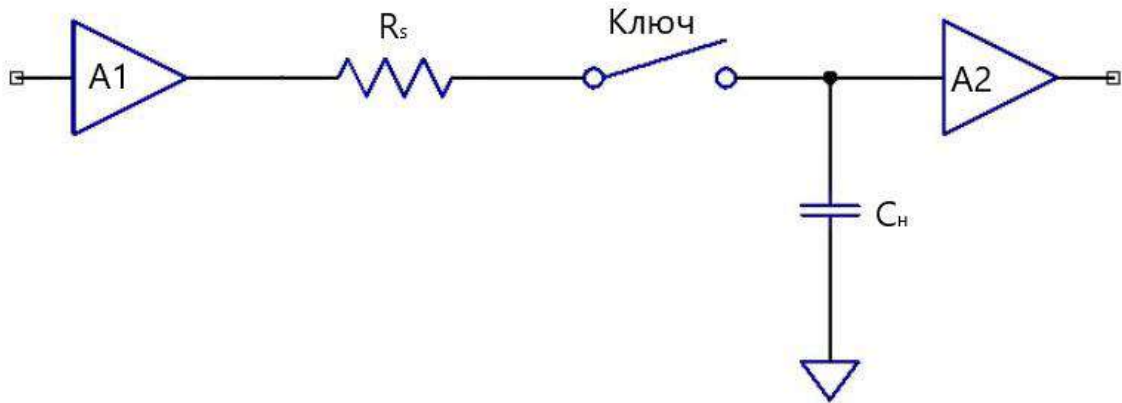


Рисунок 1.7 - Схема спрощена модель вибірки-зберігання

Припустимо, що A1 та A2 - широкосмугові підсилювачі, R_s вибирається виходячи з умови збереження стійкості схеми (відокремлює вихід A1 від C_n). Таким чином, єдиним змінним елементом в схемі є C_n .

З'єднання C_n та R_s в такому вигляді являє собою елементарний ФНЧ з $ПП = 1/\tau$, $\tau = R_s C_n$. При зменшенні ємності C_n збільшується ПП, що призводить до збільшення рівня шумів і до зменшення співвідношення С/Ш. Малі значення ємності також обумовлюють високий імпеданс навантаження для виходу широкосмугового підсилювача A1, що зменшує спотворення сигналу і збільшує SFDR. Аналогічним шляхом можна простежити за змінами в характеристиках, при збільшенні ємності C_n .

При малих значеннях C_n :

- вище ПП;
- нижче SNR;
- вище SFDR.

При великих значеннях C_n :

- нижче ПП;
- вище SNR;

- нижче SFDR.

При впливі на вхід АЦП 2-х та більше гармонійних сигналів з частотами f_1 і f_2 (причому $f_1 \approx f_2$) починають проявлятися інтермодуляційні спотворення (IMD): в спектрі вихідного сигналу з'являються додаткові небажані гармоніки з комбінаційними частотами $N_1 f_1 \pm N_2 f_2$ (рисунок 1.8).

Якщо гармоніки другого порядку ($N_1 + N_2 = 2$) досить просто відфільтрувати, то із гармоніками третього порядку ($N_1 + N_2 = 3$) ситуація кардинально змінюється тому складові з частотами $2f_1 - f_2$ або $2f_2 - f_1$ знаходяться поблизу основних гармонік f_1 і f_2 . Також варто відзначити, що в разі, коли частоти f_1 і f_2 близькі до $f_s / 4$ або $f_s / 3$, то перенесені другі і треті гармоніки основних частот можуть ускладнити ідентифікацію справжніх гармонік $2f_1 - f_2$ або $2f_2 - f_1$.

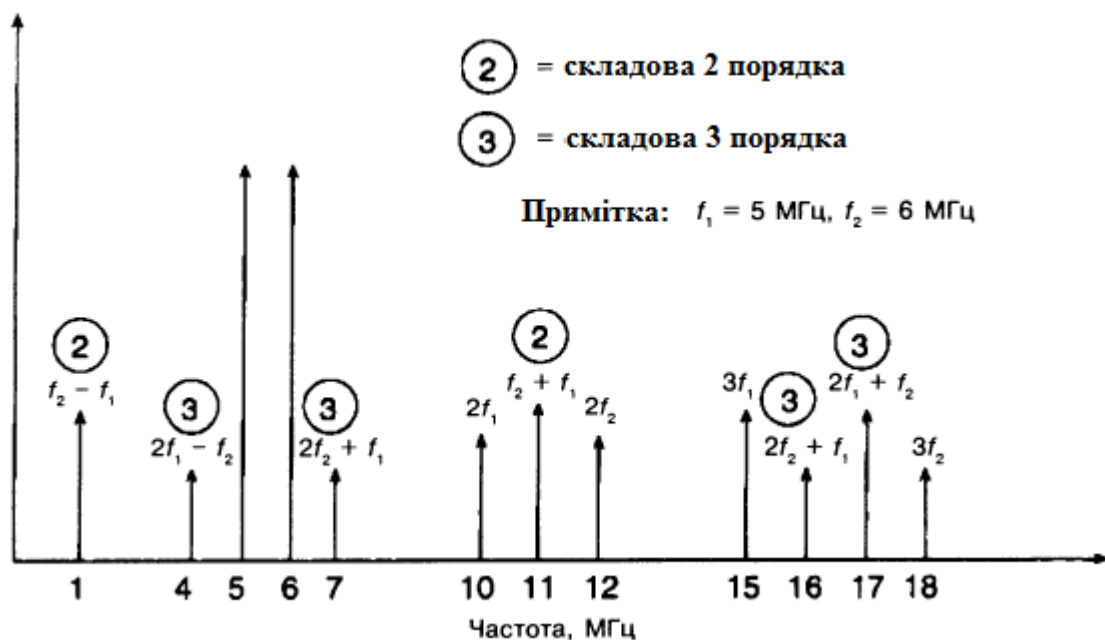


Рисунок 1.8 - Двотональні інтермодуляційні складові

АЦП, як цифровий пристрій, також можна характеризувати частотою помилок по бітам (BER). Це частота відхилень вихідного сигналу від очікуваних значень (викиди) (рисунок 1.9). Ці аномалії є довільними і

рідкісними що обумовлюються впливом зовнішніх і власних шумів АЦП. До таких помилок найсильніше схильні більш ранні моделі АЦП.

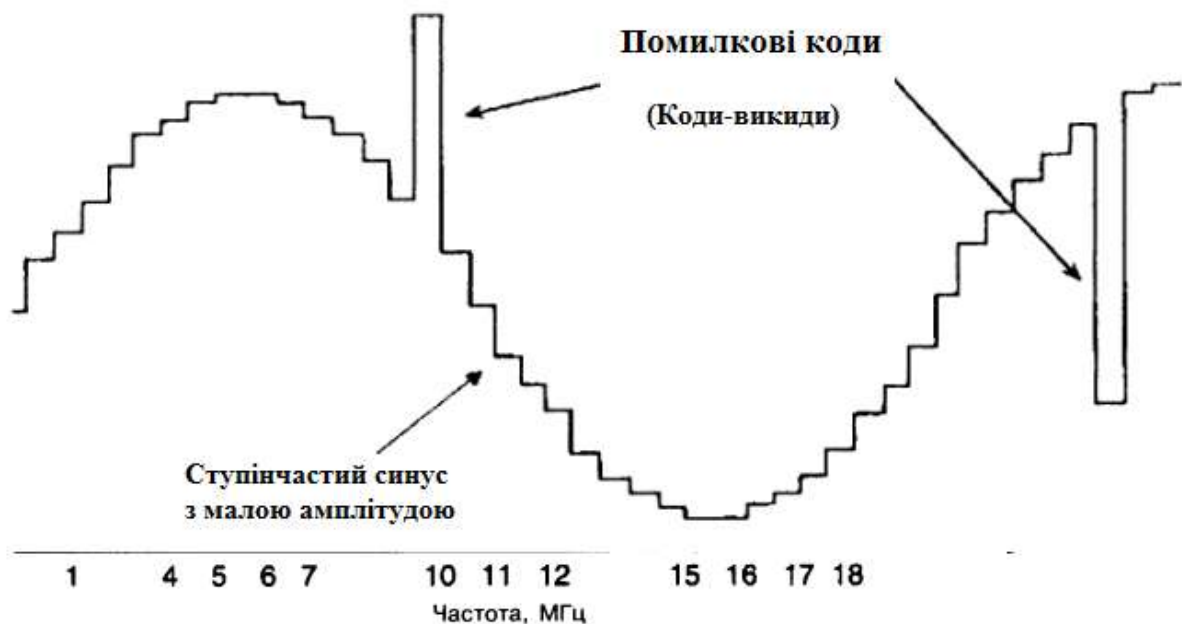


Рисунок 1.9 - Вихідний код АЦП з помилковими кодами

Конвеєрні АЦП, як говорилося раніше, є найбільш швидкодіючими, але при цьому мають 2 вагомих недоліки: низьку розрядність та наявність конвеєрних затримок. Конвеєрна затримка - час, за який сигнал проходить всі ступені конвеєрного АЦП і з'являється на виході у вигляді його відцифрованої копії. Залежить від архітектури та кількості ступенів конкретного АЦП. Конвеєрну затримку можна пояснити за допомогою діаграми тактування типового конвеєрного субінтервального АЦП (рисунок 1.10).

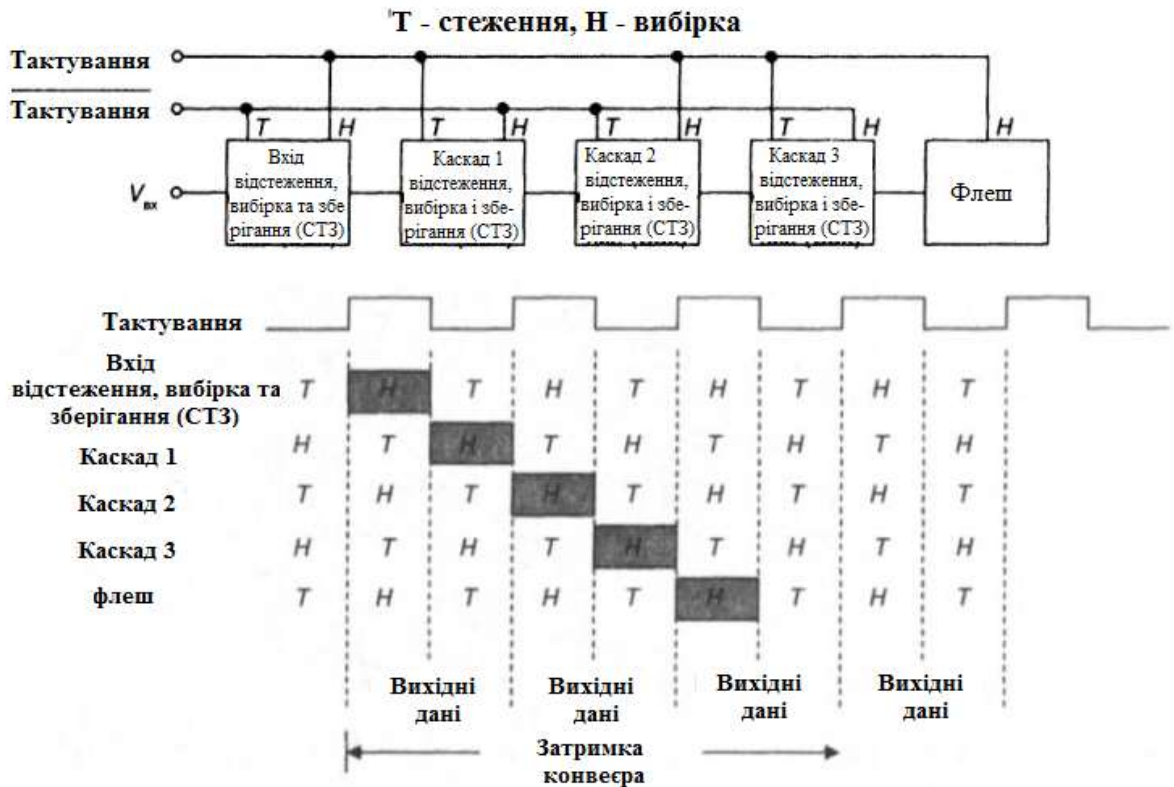


Рисунок 1.10 - Діаграма тактування конвеєрного субінтервального АЦП

Пристрої вибірки-зберігання (ПВЗ) тактуються в протифазі так, що при переході тактовим сигналом N -го каскаду в режим зберігання, $(N-1)$ -й і $(N+1)$ -й каскади будуть знаходитися в режимі вибірки. Таким чином, дані, які відповідають значенням аналогового сигналу в певний момент часу, будуть послідовно передаватися від каскаду до каскаду і з'являться на виході у вигляді остаточного значення через певний проміжок часу (рисунок 1.11).

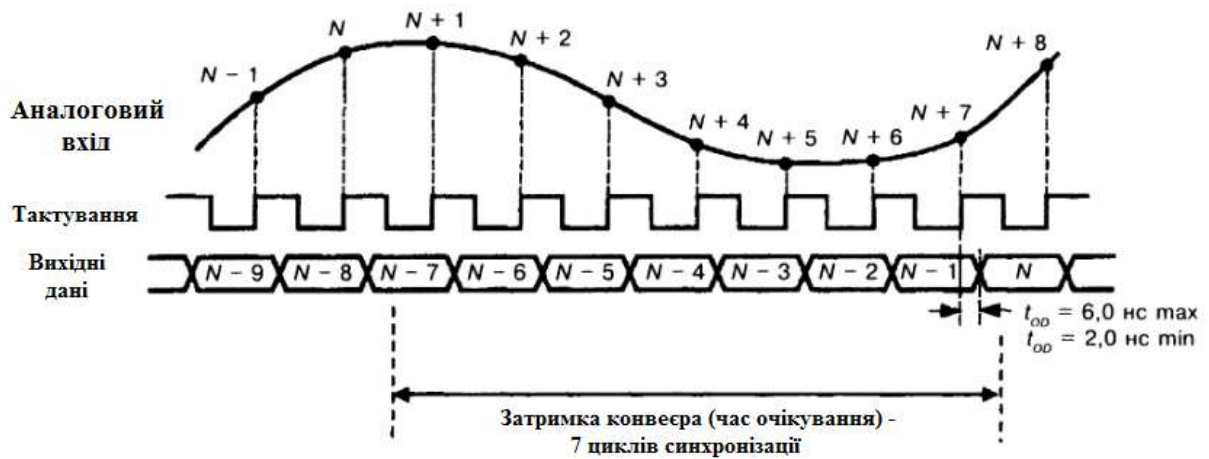


Рисунок 1.11 - Конвеєрна затримка

Наявність конвеєрних затримок ускладнює застосування конвеєрних АЦП в режимі однократного перетворення. В цьому випадку краще використовувати АЦП послідовного наближення.

Ще одна ключова особливість конвеєрних АЦП - наявність мінімальної частоти вибірки. Вона визначається мінімальною частотою тактового сигналу, при якій забезпечуються необхідна похибка точності перетворення. При низьких частотах тактового сигналу збільшується час зберігання сигналу у внутрішніх ПВЗ, що призводить до значного зниження рівня сигналу і збільшення похибки перетворення.

1.2 Характеристики радіоприймального тракта

Ключовим елементом будь-якої радіотехнічної системи є радіоприймальний пристрій (РПрП), що використовується для прийому сигналів на тлі перешкод та виділення з них корисної інформації. У цьому пункті дипломної роботи ми розглянемо види РПрП, що відрізняються особливостями побудови радіоприймальних трактів, та характеристики радіоприймальних трактів.

Радіоприймачі за принципом побудови тракту підрозділяються на 2 типи:

- приймачі прямого посилення (без переносу частоти сигналу);
- супергетеродинні приймачі (з перенесенням на проміжну частоту (ПЧ)).

Приймачі прямого посилення роблять обробку сигналу без переносу частоти. Ключовою відмінністю приймачів з перенесенням на ПЧ є те, що обробка сигналу в них проводиться не на частоті сигналу, а на ПЧ, куди сигнал попередньо переноситься за допомогою гетеродинного тракту. Також перенесення частоти сигналу можна здійснити за рахунок субдискретизації. Субдискретизація полягає в оцифрування з частотою дискретизації, меншою подвоєною верхньої частоти сигналу, тобто коли сигнал знаходиться поза першою зони Найквіста. При цьому смуга частот дискретизованого сигналу переноситься в першу зону Найквіста і містить всю необхідну інформацію про сигнал, за винятком початкового положення на осі частот. Крім гетеродинного тракту і субдискретизації перенесення частоти також можна здійснити за допомогою передискретизації вже оцифрованого сигналу. Передискретизація - зміна частоти дискретизації дискретного сигналу. Вона здійснюється програмним способом за рахунок інтерполяції - підвищення частоти дискретизації в ціле число раз і проріджування - зниження частоти дискретизації в ціле число раз. Таким чином, можна змінювати частоту сигналу в дробове число раз.

Загальний принцип роботи цифрового радіоприймального тракту можна описати за допомогою структурних схем цифрових радіоприймачів з прямим посиленням та із перенесенням на ПЧ за допомогою гетеродинного тракту, зображених на рис.1.12 і на рис. 1.13 відповідно.

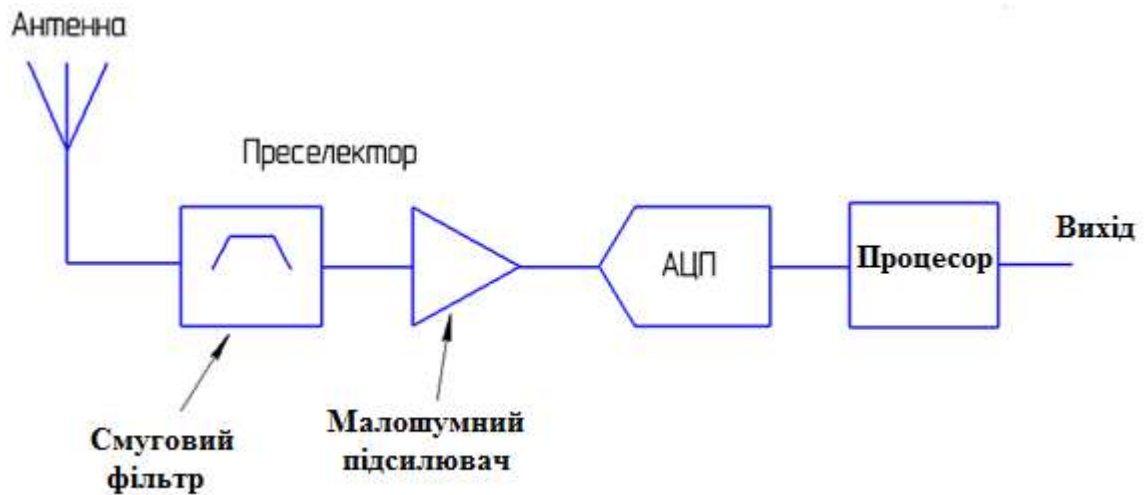


Рисунок 1.12 - Структурна схема цифрового приймача прямого посилення

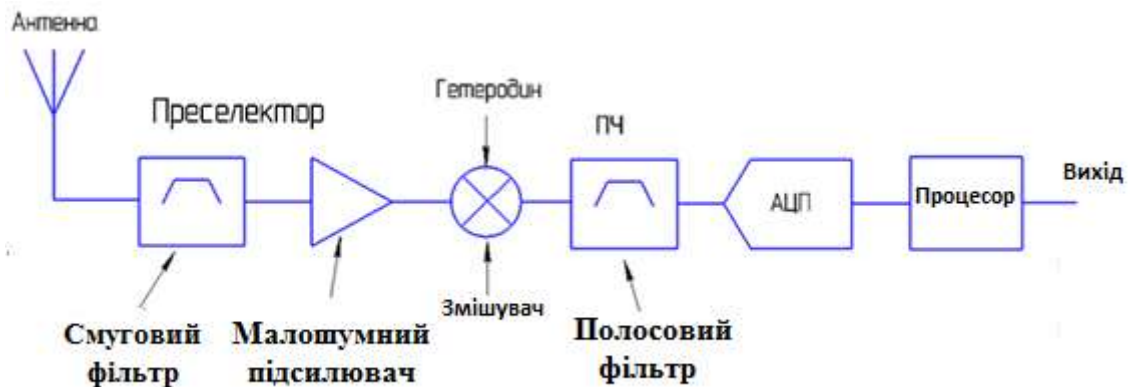


Рисунок 1.13 - Структурна схема цифрового приймача з перенесенням на ПЧ

Смуговий фільтр (вхідний ланцюг) забезпечує попередню фільтрацію сигналу, малешумний підсилювач (МШП) підсилює відфільтрований сигнал до рівня, необхідного АЦП. Разом СФ та МШП називаються преселектором. У блоці приймача з перенесенням на ПЧ сигнал за допомогою змішувача переноситься на ПЧ і фільтрується смуговим фільтром, настроєним на ПЧ. Після цього сигнал оцифровується АЦП і подається на блок цифрової обробки - процесор, в якому виконується демодуляція, предискретизація (за потребою) та інша необхідна обробка.

В аналогових приймачах блок АЦП відсутній, а процесору відповідає демодулятор (рисунок 1.14).

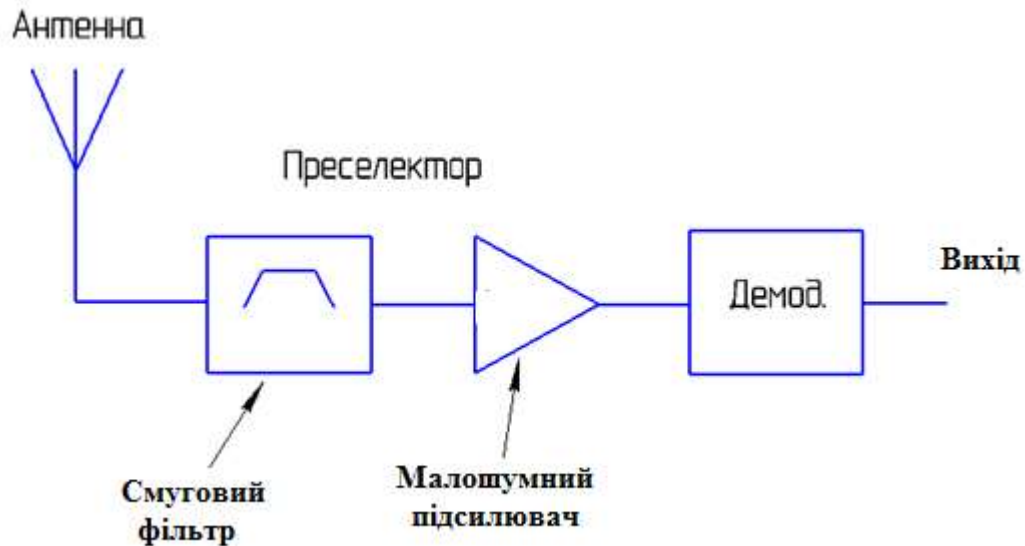


Рисунок 1.14 - Структурна схема аналогового радіоприймача прямого посилення

Крім преселектора в радіоприймальному тракті можна виділити більш широку структурну частину - лінійний тракт приймача (ЛТП). У нього, крім вхідного ланцюга (смугового фільтра) та МШП, також входить гетеродинний тракт.

Таким чином, можна сказати, що радіоприймальний пристрій в загальному випадку складається з 2-х основних блоків: лінійного тракту приймача (ЛТП) і демодулятора. Основними функціями РПрП є:

- прийом слабкого сигналу;
- виділення сигналу на тлі перешкод та посилення до рівня, необхідного демодулятором (або АЦП в разі цифрових РПрП);
- витягання закладеного в сигналі інформації і подання його одержувачу в зручному для нього вигляді.

1.2.1 Основні характеристики РПТ

Якість прийому і обробки сигналу РПрП можна оцінити через характеристики РПрП. До них відносять:

- стійкість;
- коефіцієнт нелінійний спотворень;
- коефіцієнт перехресних перешкод;
- коефіцієнт інтермодуляційних спотворень;
- частотна вибіркковість;
- чутливість;
- динамічний діапазон.

Тепер розглянемо характеристики більш докладно. РПТ в загальному випадку можна розділити на 2 частини - лінійний тракт приймача і демодулятор. Сигнал, прийнятий антеною, надходить в ЛТП. Тому почнемо розглядати характеристики, що відносяться до ЛТП. Як уже згадувалося вище, в ЛТП здійснюється попередня фільтрація, посилення і перенесення частоти сигналу. Сам по собі ЛТП - пристрій принципово нелінійний, проте на сигнал він повинен впливати виключно лінійно. При лінійних викривлення відбувається перерозподіл рівня гармонік між вже існуючими компонентами спектра, а при нелінійному впливі в спектрі сигналу з'являться нові складові. Прояв нелінійності ЛТП по відношенню до сигналу може привести до появи:

- нелінійних спотворень (НС);
- перехресних перешкод (ПП);
- інтермодуляційних перешкод (ІМП).

Тепер розглянемо процес утворення НС, ПП та ІМП більш докладно. Уявімо вхідний вплив, як суму корисного сигналу і перешкоди, зумовленої наявністю сусіднього каналу, що використовується іншим користувачем (формула 1.8).

$$U_{ex}(t) = U_c(t)\cos(\omega t) + U_n(t)\cos(\omega_n t), \quad (1.8)$$

де $U_c(t) = (1 + m_{AMc} x(t)) U_{c0}$, $U_n(t) = (1 + m_{AMn} x(t)) U_{n0}$, m_{AMc} і m_{AMn} - індекси АМ сигналу та перешкоди; U_{c0} , U_{n0} - амплітуди сигналу та перешкоди, $x(t)$ - модулюючі коливання (корисне повідомлення).

При наявності у вхідного сигналу постійної складової, розглянемо її вплив на передавальну характеристику підсилювача (рисунок 1.15).

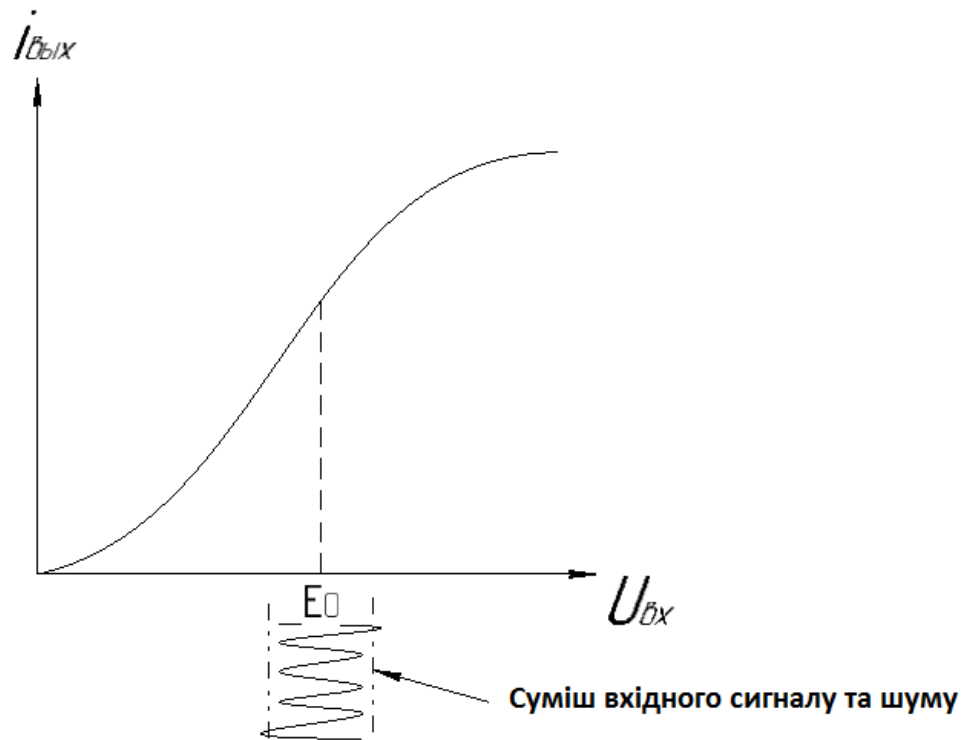


Рисунок 1.15 - Передатна характеристика підсилювача

Якщо врахувати, що $E_0 \gg U_{вх}$, то вихідний струм, як функцію від E_0 і $U_{вх}$ можна розкласти в ряд Тейлора (формула 1.9).

$$i_{вих} = f(E_0 + U_{вх}) \approx f(E_0) + \frac{f'(E_0)U_{вх}}{1!} + \frac{f''(E_0)U_{вх}^2}{2!} + \frac{f'''(E_0)U_{вх}^3}{3!} + \dots \quad (1.9)$$

Позначимо $f'(E_0)$, як крутизну S . Тоді вихідний струм може бути представлений таким чином (формула 1.10).

$$i_{вих} = f(E_0) + \frac{S U_{вх}}{1!} + \frac{S' U_{вх}^2}{2!} + \frac{S'' U_{вх}^3}{3!} + \dots \quad (1.10)$$

Оскільки перша і друга похідні крутизни в загальному випадку відмінні від нуля, то в вихідному струмі будуть присутні складові $U_{вх}^2$ та $U_{вх}^3$. Тепер необхідно зрозуміти, містять ці складові гармоніки з частотою ω_0 , які пройдуть через ПФ і складуться з корисним сигналом.

Якщо розкрити $U_{вх}^2$, то виявиться, що він не містить складові з частотою ω_0 , і, отже, через ППФ, що стоїть на виході радіоприйомного тракту (РПТ) не пройде. $U_{вх}^3$ містить складові з частотою сигналу, які пройдуть через ППФ і на виході РПТ матимуть коефіцієнти (формула 1.11).

$$\frac{1}{8} S'' U_c^3(t) \quad i \quad \frac{1}{4} S'' U_c(t) U_n^2(t) \quad (1.11)$$

Виходячи з вищесказаного, вихідний струм можна представити таким чином (формула 1.12 і 1.13).

$$I_{вих}(t) = S U_c(t) \left(1 + \frac{1}{8} U_c^2(t) \frac{S''}{S} + \frac{1}{4} U_n^2(t) \frac{S''}{S} \right) \quad (1.12)$$

$$i_{вих}(t) = I_{вих}(t) \cos(\omega_0 t) \quad (1.12)$$

Якщо припустити, що сусідній канал відсутній ($U_n = 0$). То вихідний струм можна записати в такий спосіб (формула 1.13).

$$I_{вих}(t) = S U_c(t) + \frac{1}{8} U_c^3(t) S'' \quad (1.13)$$

Другий доданок визначає нелінійні спотворення (НС) обвідної сигналу. Кількісно НС характеризуються коефіцієнтом НС $K_{НС}$ (формула 1.14).

$$K_{НС} = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}, \quad (1.14)$$

де U_1, U_2, \dots, U_n - середньоквадратичне значення відповідних гармонік.

Також нелінійні спотворення описуються через коефіцієнти нелінійних спотворень по i -ої гармоніці: $K_{HC\Omega_i} = \frac{U_{\Omega_i}}{U_{\Omega}}$ - відношення амплітуди при i -ої 1 -ої гармоніки (формула 1.15 і 1.16).

$$K_{HC\Omega_2} = \frac{3}{16} \frac{S''}{S} U_{c0}^2 m_{AM} \quad (1.15)$$

$$K_{HC\Omega_3} = \frac{1}{24} \frac{S''}{S} U_{c0}^2 m_{AM}^2 \quad (1.16)$$

При врахуванні того, що $m_{AM} < 1$, $K_{HC\Omega_2} > K_{HC\Omega_3}$.

Амплітуди інших гармонік занадто малі. Тому їх можна не враховувати. Таким чином, коефіцієнт НС можна визначити через коефіцієнти НС по i -м гармонікам (формула 1.17).

$$K_{HC} = \sqrt{\frac{K_{HC\Omega_2}^2 + K_{HC\Omega_3}^2}{1 + K_{HC\Omega_2}^2 + K_{HC\Omega_3}^2}} \quad (1.17)$$

Перехресні та інтермодуляційні перешкоди утворюються в результаті впливу сусідніх каналів прийому. В реальних умовах повністю позбутися від перехресних та інтермодуляційних перешкод неможливо, але можна значно зменшити їх рівень.

Для опису процесу появи ПП розглянемо наступну ситуацію: на вході РПТ присутня адитивна суміш з немодульованого сигналу $m_{AMc} = 0$, і перешкоди з АМ: $m_{AMn} > 0$. При цьому сигнал має наступний вигляд: $U_c(t) = U_{c0}$, а перешкода $P(t) = \cos(\Omega_n t)$. В такому випадку вихідний струм представлений у формулі 1.18.

$$\begin{aligned} I_{\text{вих}}(t) &= S U_{c0} + \dots + \frac{1}{2} S'' m_{AMn} U_{c0} U_{n0}^2 \cos(\Omega_n t) \rightarrow \\ &\rightarrow S U_{c0} \left(1 + \frac{1}{2} \frac{S''}{S} m_{AMn} U_{n0}^2 \cos(\Omega_n t) \right) \end{aligned} \quad (1.18)$$

Складову $\frac{1}{2} \frac{S''}{S} m_{AMn} U_{n0}^2$ можна уявити, як індекс АМ перешкоди на виході ($m_{AMn} U_{n0}^2$). Кількісно перехресні перешкоди характеризуються коефіцієнтом ПП (формула 1.19).

$$K_{ПП} = \frac{m_{AMn.вих}}{m_{AMn}} = \frac{1}{2} \frac{S''}{S} U_{n0}^2 \quad (1.19)$$

На підставі вищесказаного можна помітити, що:

- коефіцієнт нелінійних спотворень обвідної пф коеф. ПП залежать від відношення $\frac{S''}{S}$. Чим воно менше, тим нижче будуть коеф. НС і ПП. Тому

краще використовувати в якості підсилюючих приладів польові транзистори та підсилювачі на лампах, тому що у них друга похідна крутизни прагне до нуля;

- НС і ПП залежать від рівня сигналу і перешкоди. Тому доцільно використовувати системи АРП для підтримки рівня сигналу в відповідному діапазоні, щоб не викликати перевантаження каскадів;

- при формуванні коливань (якщо вони амплітудні) не можна вибирати великі індекси АМ.

Інтермодуляційне викривлення проявляються при впливі на вхід РПТ адитивної суміші з двох перешкод від сусідніх каналів (формула 1.20).

$$U_{BX}(t) = U_{n1}(t) \cos(\omega_{n1}t) + U_{n2}(t) \cos(\omega_{n2}t) \quad (1.20)$$

Однак утворюється інтермодуляційна перешкода лише в тих випадках, коли хоча б одна з цих комбінаційних частот дорівнює частоті настройки фільтра: $|mf_{n1} \pm mf_{n2}| = f_0$, де m і n - цілі числа. Також необхідною умовою виникнення інтермодуляційних спотворень є відмінність від нуля другої

похідної крутизни. Найбільш небезпечними вважаються інтермодуляційні спотворення 3го порядку: $m + n = 3$. Інтермодуляційне викривлення більш високих порядків є значно менш суттєвими.

У разі інтермодуляційних спотворень 3-го порядку, утворюється коливання, наведене у формулі 1.21.

$$\frac{1}{4} S'' U_{МП1}^2(t) U_{МП2}(t) \cos(\omega_0 t) \text{ чи } \frac{1}{4} S'' U_{МП1}(t) U_{МП2}^2(t) \cos(\omega_0 t) \quad (1.21)$$

Це коливання і буде інтермодуляційна перешкода.

Перш ніж перейти до опису інших характеристик РПТ, необхідно зрозуміти, що ключовою особливістю радіосигналу є те, що він несе в собі якусь корисну інформацію. Ця інформація міститься в повідомленні - безперервно змінюється в часі процесу. За характером зміни стану, повідомлення бувають 4х типів:

- безперервні;
- дискретні;
- безперервні станом та дискретні за часом;
- дискретні станом та безперервні за часом.

Тип повідомлення визначає показник якості прийому повідомлень. Для безперервних повідомлень оцінюється співвідношення С/Ш на виході демодулятора $q_{\text{вих.дем}}^2$. А мірою якості прийому дискретних повідомлень є ймовірність помилкового прийому $P_{\text{пом}}$.

Також істотний вплив на якість прийому повідомлень надають перешкоди. У загальному випадку їх можна розділити на 2 типи: сигналоподібні і шумові. Під шумовими перешкодами розуміються випадкові процеси, ширина спектра яких істотно більше смуги частот, займаної сигналом. За джерела появи шумові перешкоди підрозділяються на зовнішні (атмосферні і т.д.) і внутрішні (зумовлені шумами РПП). Сигналоподібні перешкоди є сигнали, які переносять якусь інформацію, передану від іншого

джерела та призначену для іншого одержувача. Однак, також можуть зустрічатися сигналоподібні перешкоди, що не несуть інформації.

Здатність РПП відтворювати передане повідомлення із заданою якістю при впливі як внутрішніх, так і зовнішніх перешкод, називається перешкодостійкістю і кількісно оцінюється характеристикою завадостійкості (рисунок 1.16).

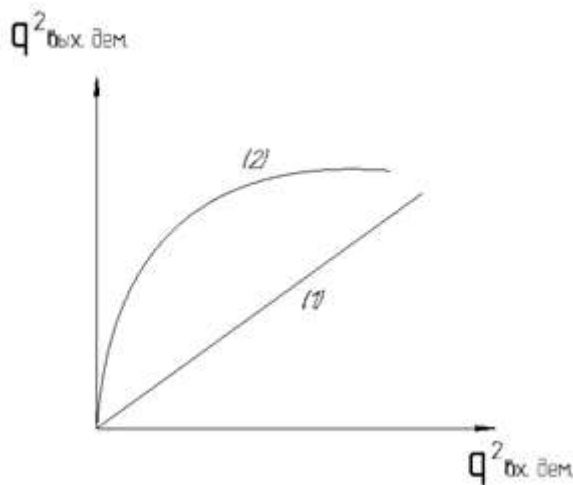


Рисунок 1.16 - Характеристики завадостійкості

В даному випадку (рисунок 1.16) характеристика завадостійкості другого демодулятора краще, ніж у першого. Оскільки при однаковому ставленні С/Ш на вході, відношення С/Ш на виході другого демодулятора буде завжди вище, ніж у першого.

Кількісно стійкість оцінюється через порогове відношення С/Ш. Під ним розуміється таке ставлення С/Ш на вході демодулятора (або на виході лінійного тракту приймача), при якому досягається задану якість прийому. Граничне ставлення С/Ш визначається необхідною якістю прийому, вибором демодулятора та його довершеністю. На підставі цього можна зробити висновок, що якість прийому повідомлень визначається:

- способом модуляції на передавальному боці;
- перешкодами в каналі передачі;
- способом демодуляції сигналу.

Спосіб демодуляції повинен визначатися способом модуляції, обраним на передавальній стороні (безглуздо приймати АМ-сигнал частотним детектором і т.д.).

Здатність РПП приймати слабкі сигнали при заданій якості і відновлювати повідомлення на тлі власних шумів називається чутливістю. Кількісно оцінюється мінімальною потужністю сигналу $P_{c.min}$ на вході приймача, при якій досягається граничне значення відношення С/Ш (формула 1.22).

$$P_{c.min} = k_b T \Delta f_{ЛТП} q_{пор}^2 (Ш - 1 - t_A), \quad (1.22)$$

де k_b - постійна Больцмана, T - температура навколишнього середовища, $\Delta f_{ЛТП}$ - ширина ПП ЛТП, $q_{пор}^2$ - порогове відношення С/Ш, Ш - коефіцієнт шуму ЛТП, $Ш = \frac{q_{ВХ}^2}{q_{ВИХ}^2}$, t_A - відносна шумова температура антени. $t_A = T_A/T$.

При експлуатації РПрП можуть виникати ситуації, коли на ряду з корисним сигналом присутні потужні заважаючі сигнали. В результаті чого корисний сигнал піддається ефектів блокуванні, перехресних і інтермодуляційних спотворень. Здатність РПП приймати корисний сигнал із заданою якістю при наявності декількох сигналів, що заважають називається частотною вибірковістю або селективністю. Частотна вибірковість підрозділяється на односигнальну і багатосигнальну. Односигнальна частотна вибірковість оцінює вибірковість приймача тільки по відношенню до впливу одного сигналу та не враховує нелінійні спотворення обвідної сигналу, перехресної та інтермодуляційної перешкоди. Характеристикою односигнальної вибіркової є частотна залежність, відображена у формулі 1.23 (рисунок 1.17).

$$D(f) = 10 \lg \left(\frac{P_c(f)}{P_{c.\min}} \right) \quad (1.22)$$

Односигнальна частотна вибірковість підрозділяється на:

- вибірковість по сусідньому каналу прийому $D_{ск}$;
- вибірковість по дзеркальному каналу $D_{зк}$.

Вибірковість по сусідньому каналу показує зменшення коефіцієнта передачі приймача на частоті $f_{ск}$ по відношенню до коефіцієнта передачі на резонансній частоті та повністю визначається частотною вибірковістю фільтра підсилювача проміжної частоти (ППЧ). Вибірковість по дзеркальному каналу показує зменшення коефіцієнта передачі приймача на частоті $f_{зк}$ по відношенню до коефіцієнта передачі на резонансній частоті і забезпечується преселектором та фільтром ППЧ (поблизу частоти $f_{зк}$).

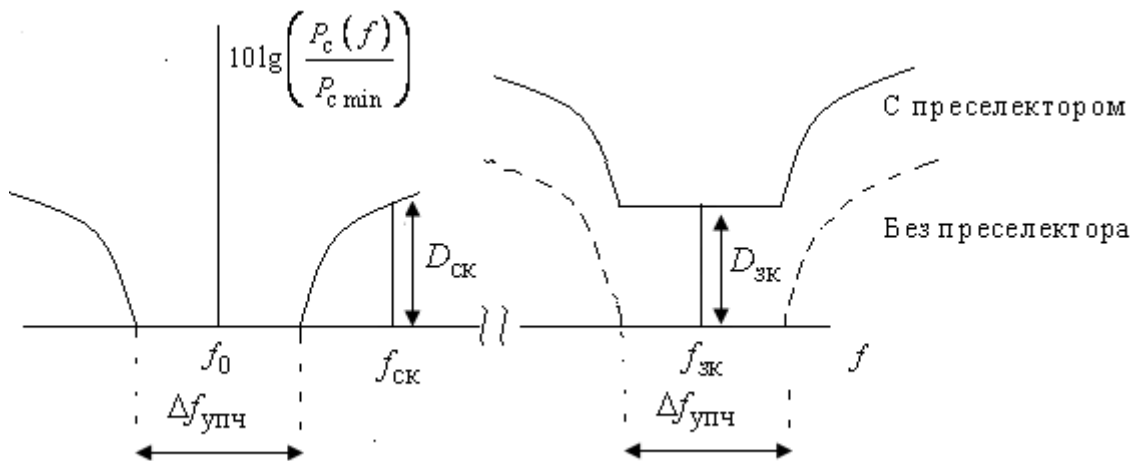


Рисунок 1.17 - Характеристика односигнальної вибірковості

Многосигнальна вибірковість передбачає присутність на виході РПТ крім корисного сигналу, кількох заважаючих, що тягне за собою утворення та облік блокуючої перешкоди, перехресних і інтермодуляційних спотворень. При цьому перехресна та блокуюча перешкоди виявляються тільки при наявності корисного сигналу. Приватним випадком багатосигнальної вибірковості є двухсигнальна частотна вибірковість. Двухсигнальна вибірковість визначається частотно-виборчими та підсилювальними

каскадами і показує допустиме відношення потужності перешкоди сусіднього каналу на частоті $f \neq f_{0к}$ чутливості по основному каналу при фіксованому коефіцієнті перехресних перешкод (рисунок 1.18). Для оцінки величини перехресних спотворень та блокуючої перешкоди на вході РПрП крім корисного сигналу, подається заважаючий на частоті, відмінній від резонансної. Для обліку інтермодуляційних спотворень на вході РПрП подається 2 сигнали з частотами, відмінними від частоти настройки приймача.

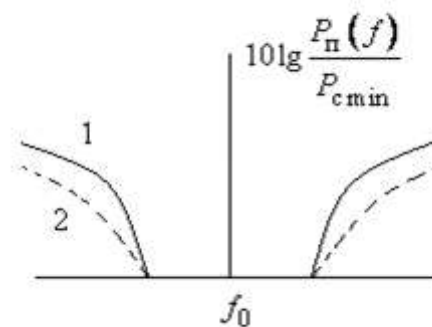


Рисунок 1.18 - Характеристики двохсигнальної вибіркової

Із рис 1.18, можна сказати, що двохсигнальна вибірковість у 1го пристрою вище, ніж у другого.

Ще однією основною характеристикою РПП є динамічний діапазон. Введення цієї характеристики обумовлено обмеженнями, як за мінімальною, так і по максимальній потужності сигналу, при якій забезпечується задана якість прийому. При надзвичайно високій потужності сигналу, коефіцієнт нелінійних спотворень та перехресних перешкод можуть перевищити допустимі значення. А сигнал малої потужності може бути втрачений на тлі зовнішніх шумів. Кількісно визначається відношенням максимально допустимої потужності сигналу $P_{c.max}$ до мінімальної $P_{c.min}$, вираженої в дБ (формула 1.23).

$$D[\text{дБ}] = 10\lg\left(\frac{P_{c.max}}{P_{c.min}}\right) \quad (1.23)$$

1.3 Постановка завдання

Метою даної роботи є аналіз впливу характеристик АЦП на РПрТ та розрахунок теоретично досяжних параметрів цифрового РПрТ з урахуванням застосування існуючих АЦП. Для цього буде зроблено вибір схеми включення АЦП в РПрТ та вибрані необхідні елементи, включаючи АЦП.

1.4 Висновки

В першому розділі розглянуті і детально описані всі основні характеристики РПрТ, основні параметри АЦП. На підставі викладеної теоретичної інформації, можна переходити до аналізу впливу параметрів АЦП на РПрТ.

2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

2.1 Вплив характеристик АЦП на характеристики радіоприймального тракта

Перш ніж приступити до розрахунку характеристик трактів, необхідно визначити місце включення АЦП в структурній схемі цифрового РПрТ. Найбільш простим варіантом буде включення АЦП в схему супергетеродинного приймача (рисунок 2.1).

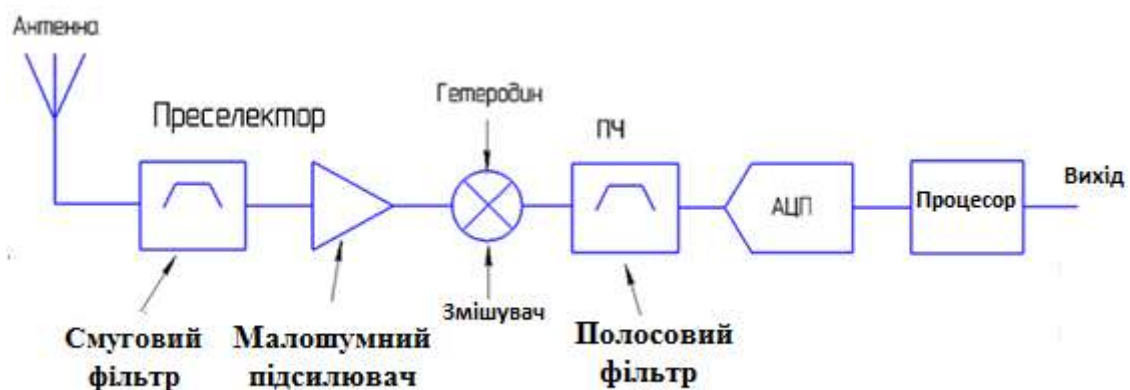


Рисунок 2.1 - Структурна схема цифрового приймача із перенесенням на ПЧ та подальшої відцифровуванням

Однак в такому випадку найбільший внесок в спотворення сигналу, утворення перехресних і інтормодуляційних перешкод, забезпечення частотної вибірковості, чутливості та динамічного діапазону буде визначатися аналоговою частиною приймача. А вплив параметрів АЦП на характеристики РПрТ буде мінімальним.

З цих міркувань найбільш правильно буде включення АЦП якомога ближче до приймальної антени. Розглянемо схему включення АЦП відразу після антени та преселектора, що виконує попередню фільтрацію (рисунок 2.2). Варто відзначити, що преселектор в даному випадку являє собою якийсь фільтр з одиничним коефіцієнтом передачі та одиничним коефіцієнтом шуму і в подальших розрахунках враховуватися не буде.

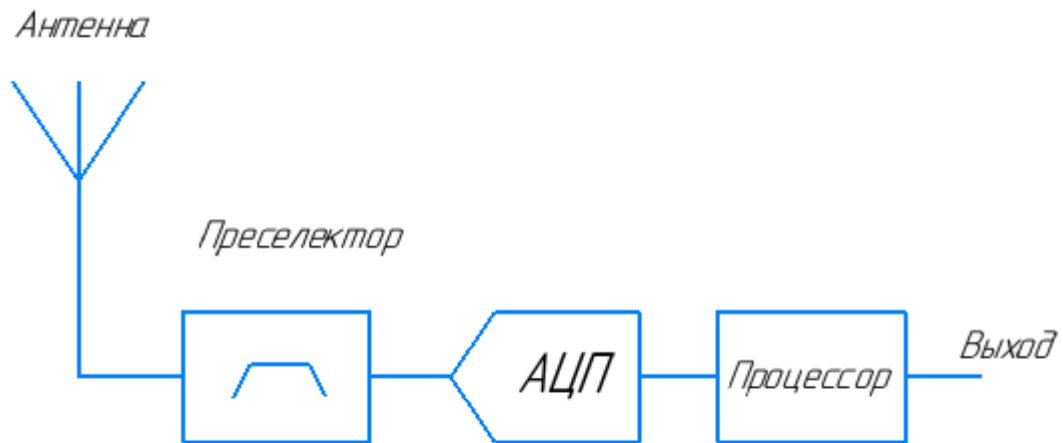


Рисунок 2.2 - Цифровий радіоприймальний тракт з мінімальною аналоговою частиною

Ця система є приймачем прямого підсилення, однак, в ньому може бути здійснено перенесення частоти за рахунок субдискретизації.

Для вибору АЦП та розрахунку досяжних характеристик такого РПрТ необхідно, перш за все, визначитися з призначенням РПрП. Будемо вважати, що нам необхідно виконати прийом і подальшу обробку сигналу діапазону LPD433 з квадратурної фазової модуляцією. При цьому потрібно забезпечити швидкість передачі даних, що дорівнює 512 Кбіт/с. Даний діапазон частот не вимагає сертифікації в більшості країн світу за умови використання малопотужних передавачів (до 10 мВт) і входить в міжнародну сітку промислових, наукових та медичних частот ISM [6]. Для спрощення сприйняття подальших розрахунків прийемо частоту вхідного сигналу, рівну 433 МГц, незважаючи на те, що діапазон частот LPD433 починається з 433.075 МГц.

2.2 Розрахунок коефіцієнта шуму АЦП для приймача без переносу частоти

Згідно з теоремою Найквіста, для дискретизації аналогового сигналу (та побудови приймача прямого посилення без переносу частоти) без втрат інформації необхідно, щоб частота дискретизації АЦП була як мінімум в 2 рази більше верхньої частоти спектра сигналу. На практиці ж необхідно врахувати не ідеальність виду АЧХ фільтра-преселектора і можливі прояви не лінійності верхньої межі ПП АЦП. На підставі цього, частота дискретизації повинна перевищувати трохи більше, ніж в 2 рази, максимальну частоту спектра сигналу. Ширина спектра сигналу за критерієм першого пелюстки для ФМ-4 буде дорівнює необхідної швидкості передачі даних, тобто 512 кГц [7]. Так як нас в першу чергу цікавить гранично досяжна чутливість РПрТ, то особливий вплив буде приділятися тим параметрам АЦП, які описують його шумові характеристики: SNR і SFDR.

Для реалізації приймача прямого посилення був обраний АЦП фірми Analog Devices AD9697 з частотою дискретизації 1.3 ГГц і розмахом вхідної напруги $U_{p-p} = 1,59$ В. При температурі 25 °С на частоті 433 МГц даний АЦП має наступні характеристики:

- вхідний імпеданс $R_{in} = 130$ Ом;
- SNR = 65.7 dB FS (рисунок 2.3);
- SFDR = 77 dBFS (рисунок 2.4) [8].

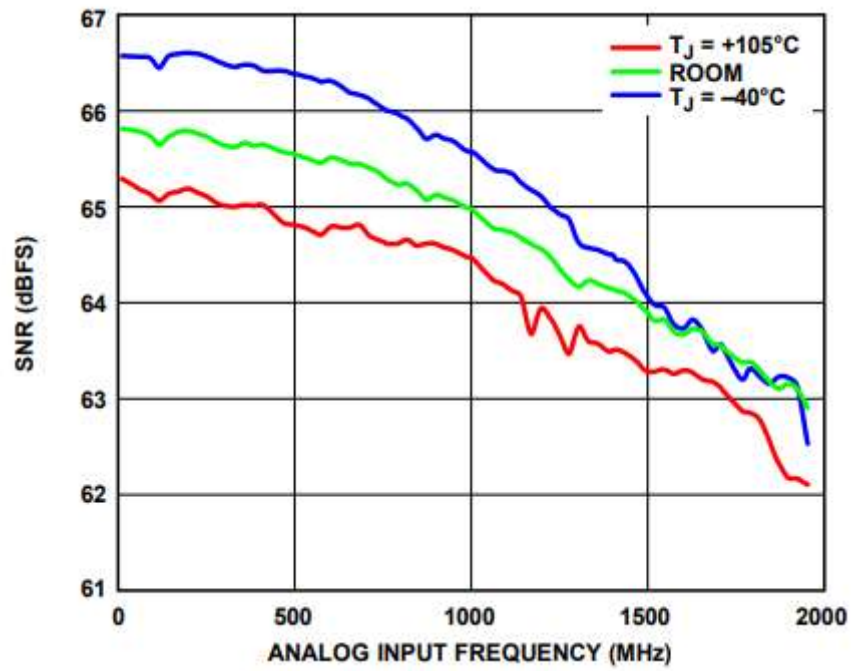


Рисунок 2.3 - Залежність SNR від температури та вхідної частоти для AD9697

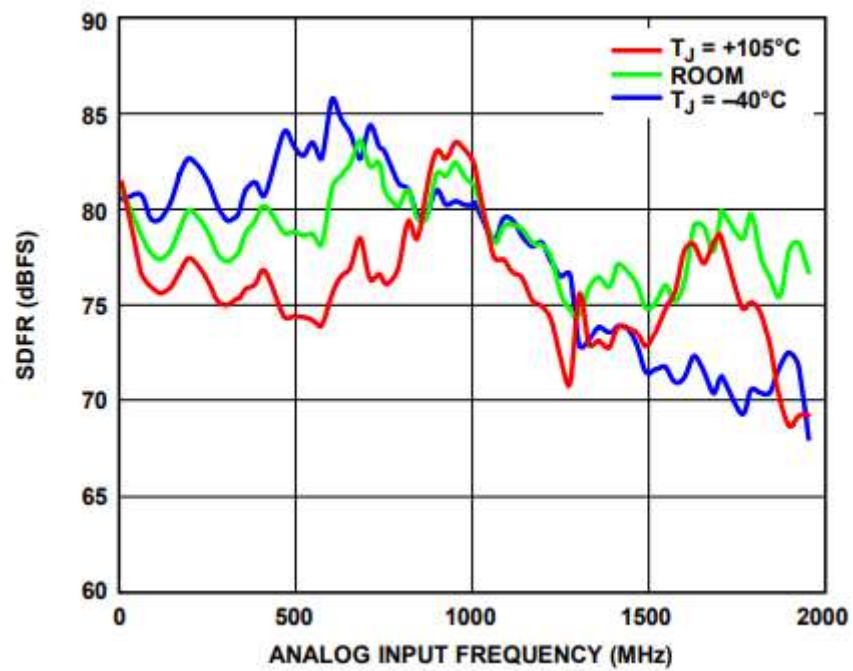


Рисунок 2.4 - Залежність SFDR від температури та вхідної частоти для AD9697

Тепер визначимо коефіцієнт шуму для AD9697. Коефіцієнт шуму (noise figure) АЦП - відношення значення SNR на вході АЦП по відношенню SNR на виході (формула 2.1) [9].

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} [\text{дБ}] \quad (2.1)$$

SNR на вході АЦП визначається відношенням максимально допустимої потужності на вході перетворювача до потужності теплових шумів, приведених до входу АЦП (формула 2.2).

$$SNR_{in} = \frac{P_{c.max}}{P_{BX}} \quad (2.2)$$

Максимально можлива потужність сигналу на вході АЦП обумовлюється СКЗ максимальної амплітуди сигналу. Обраний нами АЦП має розмах вхідного напруги рівний 1.59 В. Тоді максимально можлива амплітуда сигналу розраховується за формулою 2.3.

$$A_{c.max} = \frac{V_{p-p}}{2} = 0,795B \quad (2.3)$$

При цьому середньоквадратичне значення амплітуди сигналу можна розрахувати за формулою 2.4.

$$A_{c.max.СКЗ} = \frac{A_{max}}{\sqrt{2}} = 0,562B \quad (2.4)$$

Розрахунок потужності сигналу, що відповідає максимальному СКЗ амплітуди (формула 2.5):

$$P_{c.\max} = \frac{A_{\max.\text{СКЗ}}^2}{R_{in}} = \frac{0,562^2}{130} = 2.43\text{мВ} = 3.86\text{дБм} \quad (2.5)$$

Тепер визначимо потужність теплових шумів на вході АЦП. Щільність потужності теплових шумів на вході РПрТ при температурі 25 °С (формула 2.6) [9]:

$$P_{nl.\text{теп.вх}} = 10\lg(k_b T) = 10\lg(1,38 * 10^{-23} * 298) = -173,86 \frac{\text{дБм}}{\text{Гц}} \quad (2.6)$$

Коефіцієнт шуму будемо вимірювати у всій смузі Найквіста. Тоді нам необхідно отримати сумарну потужність від постійного струму до частоти Найквіста (формула 2.7):

$$\begin{aligned} P_{\text{теп.вх}} &= -173,86 \frac{\text{дБм}}{\text{Гц}} + 10\lg\left(\frac{f_s}{2}\right) = \\ &= -173,86 \frac{\text{дБм}}{\text{Гц}} + 10\lg\left(\frac{1,3 * 10^9}{2}\right) = \\ &= -173,86 \frac{\text{дБм}}{\text{Гц}} + 88,13\text{дБ} = -85,73\text{дБ}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Тепер можна визначити SNR на вході АЦП (формула 2.8).

$$SNR_{in} = \frac{P_{c.\max}}{P_{BX}} = P_{c.\max} \text{дБм} - P_{BX} \text{дБм} = 3,86 + 85,73 = 89,59\text{дБ} \quad (2.8)$$

Відношення сигнал-шум на виході АЦП відомо з його документації (формула 2.9):

$$SNR_{out} = 65,7 \text{ dB} \quad (2.9)$$

Тоді коефіцієнт шуму АЦП приймача прямого посилення без переносу частоти (формула 2.10):

$$NF_{АЦП} = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = SNR_{in} - SNR_{out} = 89,59 - 65,7 = 23,89 \text{ dB} \quad (2.10)$$

Коефіцієнт шуму в 23,89 дБ є занадто великим. Для порівняння розрахуємо коефіцієнт шуму з урахуванням використання субдискретизації.

2.3 Розрахунок коефіцієнта шуму АЦП для приймача з перенесенням частоти

Для початку необхідно визначитися з вибором частоти дискретизації. Припустимо, що частота дискретизації буде лежати в межах 100-400 МГц. Також в пріоритеті будуть моделі АЦП з великим SNR і SFDR.

Для реалізації субдискретизаційного приймача обраний АЦП фірми Analog Devices AD9656 з частотою дискретизації 125 МГц і розмахом вхідної напруги 2 В. Вхідний сигнал при такій частоті дискретизації потрапить в 7-у зону Найквіста. І в результаті субдискретизації буде перенесений на частоту 58 МГц. На частоті 433 МГц AD9656 має наступні характеристики:

- диференціальне вхідний опір $R_{in} = 2.6 \text{ кОм}$;
- SNR = 66 dB FS (рисунок 2.5);
- SFDR = 68 dB FS (рисунок 2.5) [10].

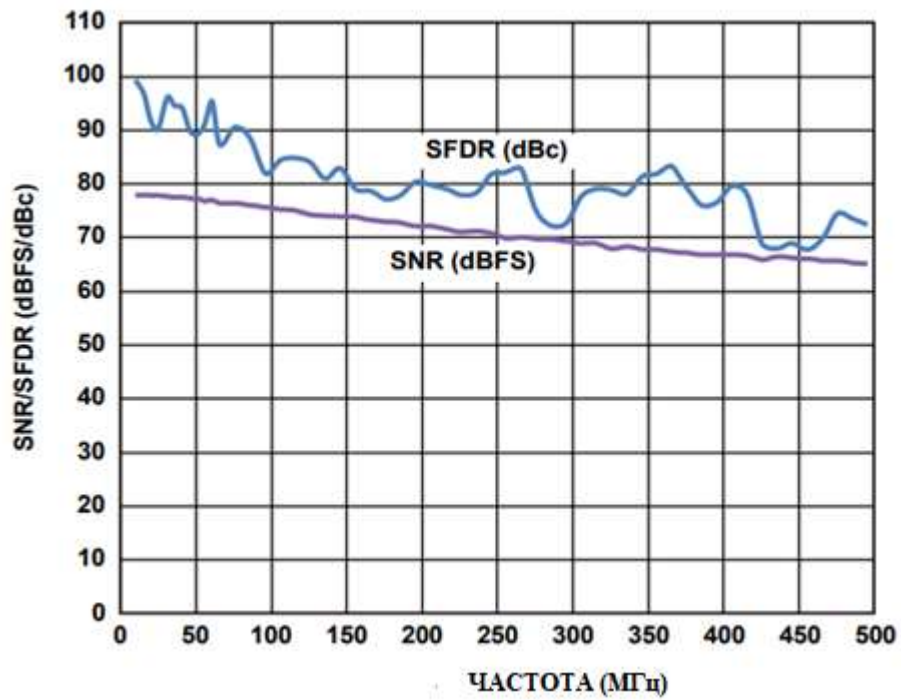


Рисунок 2.5 - Залежність SNR і SFDR для AD9656 від вхідної частоти при температурі 25 °C

Тепер визначимо коефіцієнт шуму для AD9656 (формула 2.11).

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} [dB] \quad (2.11)$$

Обраний нами АЦП має розмах вхідного напруги, що дорівнює 2 В. Тоді максимально можлива амплітуда сигналу (формула 2.12):

$$A_{c.max} = \frac{V_{p-p}}{2} = 1B \quad (2.12)$$

Звідси середньоквадратичне значення амплітуди сигналу (формула 2.13):

$$A_{c.max.ККЗ} = \frac{A_{max}}{\sqrt{2}} = 0,707B \quad (2.13)$$

Максимально можлива потужність сигналу на вході АЦП (формула 2.14):

$$P_{c.\max} = \frac{A_{\max.СКЗ}^2}{R_{in}} = \frac{0,707^2}{2600} = 0.19\text{мВ} = -7.2\text{дБм} \quad (2.14)$$

Як уже зазначалося, щільність потужність теплових шумів на вході при температурі 25 °С (формула 2.15):

$$P_{\text{пл.теп.вх}} = -173,86 \frac{\text{дБм}}{\text{Гц}} \quad (2.15)$$

Тоді потужність теплового шуму на вході РПрТ (і АЦП) в смузі Найквіста (формула 2.16):

$$\begin{aligned} P_{\text{теп.вх}} &= -173,86 \frac{\text{дБм}}{\text{Гц}} + 10 \lg\left(\frac{f_s}{2}\right) = \\ &= -173,86 \frac{\text{дБм}}{\text{Гц}} + 10 \lg\left(\frac{129 \cdot 10^6}{2}\right) = \\ &= -173,86 \frac{\text{дБм}}{\text{Гц}} + 78,09 \text{дБ} = -95,77 \text{дБ}. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Визначимо SNR на вході АЦП (формула 2.17):

$$SNR_{in} = \frac{P_{c.\max}}{P_{BX}} = P_{c.\max} \text{дБм} - P_{BX} \text{дБм} = -7,2 + 95,77 = 88,57 \text{дБ} \quad (2.17)$$

Тоді коефіцієнт шуму приймача прямого посилення з використанням субдискретизації (формула 2.18):

$$NF_{\text{пр.у}} = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = SNR_{in} \text{дБ} - SNR_{out} \text{дБ} = 88,57 - 66 = 22,57 \text{дБ} \quad (2.18)$$

Як ми бачимо, коефіцієнт шуму АЦП практично не змінився. Тому будемо розраховувати приймач прямого підсилення з огляду на його більшої універсальності.

2.4 Вибір МШП

Для досягнення найкращих показників РПрУ, необхідно перед АЦП поставити МШП з посиленням в 20-30 дБ (рисунок 2.6). При цьому також необхідно звернути увагу на коефіцієнт шуму підсилювача.

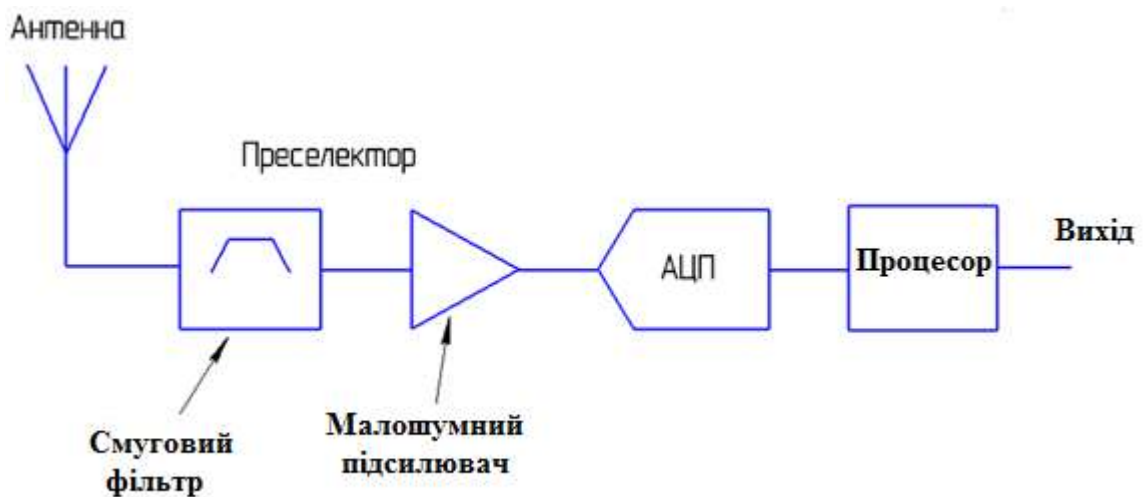


Рисунок 2.6 - Схема цифрового РПрТ з МШП

В результаті аналізу ринку, було виявлено, що підходять за частотного діапазону МШП мають посиленням не більш 22 дБ. Для подальших розрахунків був обраний МШП виробництва Analog Devices - НМС356. Його робочий діапазон частот 350-550 МГц. При цьому на частоті 433 МГц він має посилення 18 дБ та коефіцієнт шуму 1 дБ [11]. Варто зазначити, що у Texas Instruments є МШП з посиленням в 22 дБ, проте коефіцієнт шуму при цьому становить 3 дБ.

2.5 Розрахунок чутливості

Теоретично досягну чутливість РПрУ можна визначити виходячи з потужності теплового шуму в смузі сигналу BW при обліку відносини E_b/N_0 - відношення енергії біта до СПМ шуму, необхідну для забезпечення заданої ймовірності помилки [9]. Для помилки в 10^{-5} відношення E_b/N_0 має дорівнювати ~ 9.561 . Дане значення отримано за допомогою утиліти Bit Error Rate Analysis Tool в MATLAB (рисунок 2.7) при наступних умовах: вид модуляції - ФМ-4, адитивний білий гауссовський шум, кодування відсутня. При цьому необхідно врахувати, що для розрізнення сигналу, він повинен бути вище рівня шумів на 3 дБ (формула 2.19):

$$P_{c.min.теор} = \frac{E_b}{N_0} + 10\lg(k_b T) + 10\lg(BW) + 3\text{дБ} = \quad (2.19)$$

$$= 9,561 - 173,86 + 10\lg(512 * 10^3) + 3 = -104.21\text{дБм}$$

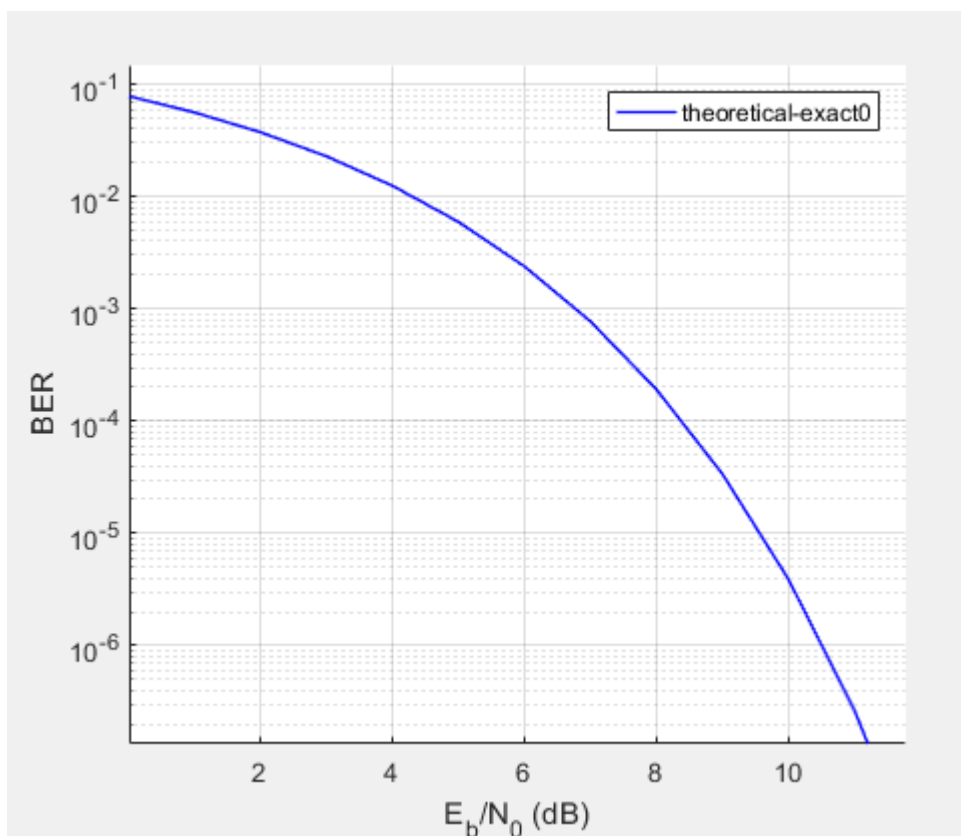


Рисунок 2.7 - Залежність значення E_b/N_0 від ймовірності помилки по бітам за умови АБГШ, ФМ-4 і відсутність кодування

Тепер, для остаточного розрахунку чутливості, необхідно із теоретично досяжною чутливістю відняти коефіцієнт шуму отриманого кола (рис. 2.8).

Коефіцієнт шуму багатокаскадного ланцюга розраховується за формулою 2.20 [5].

$$K_{ш} = Ш_1 + \sum_{i=2}^N \frac{Ш_i - 1}{\prod_{n=1}^{i-1} K_{pn}} \quad (2.20)$$

У наведеній формулі всі змінні виражені в разях. Зробимо перерахунок коефіцієнтів шуму і коефіцієнтів посилення по потужності:

- коефіцієнт шуму першого каскаду (МШП) = 1 дБ = 1.259 раз;
- коефіцієнт шуму другого каскаду (АЦП) = 23.89 дБ = 244.9 раз;
- коефіцієнт посилення за проектною потужністю першого каскаду (МШП) = 18 дБ = 63.1 раз.

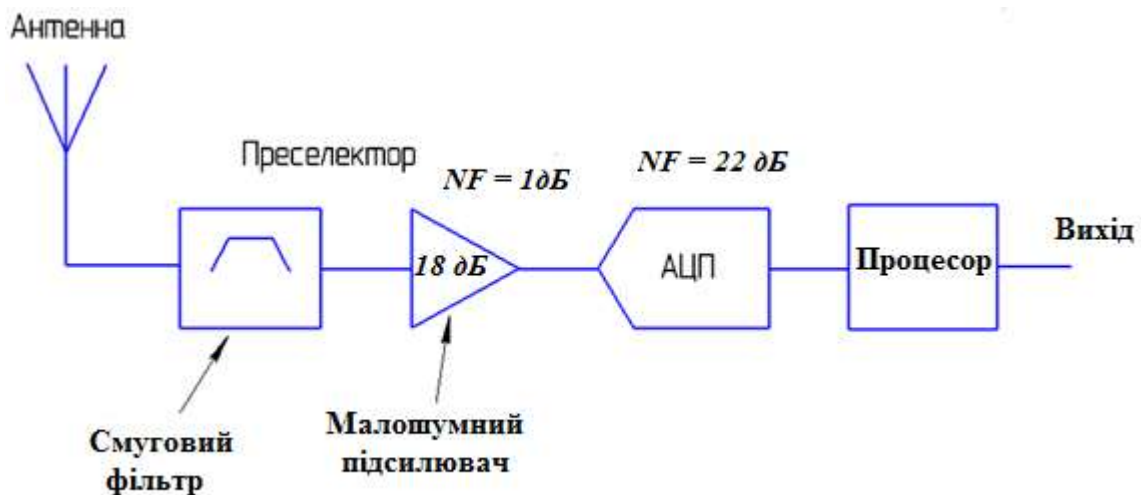


Рисунок 2.8 - Схема цифрового приймача прямого посилення з МШП

Коефіцієнт шуму ланцюга, наведений до входу (формула 2.21):

$$K_{ш} = Ш_1 + \frac{Ш_2 - 1}{K_{p1}} = 1.259 + \frac{244.9 - 1}{63.1} = 5.124 = 7.1 \text{ дБ} \quad (2.21)$$

Тоді чутливість РПрУ розраховується за формулою 2.22:

$$P_{c.\min.\text{вх}} = P_{c.\min.\text{теор}} + NF_{\text{РПРУ}} = -104,21 + 7,1 = -97,11 \text{ дБм} \quad (2.22)$$

2.6 Розрахунок динамічного діапазону

Для розрахунку динамічного діапазону необхідно визначити максимально допустиму потужність сигналу на вході РПРУ.

Як було наведено раніше, максимальна потужність сигналу на вході АЦП - 3.86 дБм. Тоді, на вході приймача, до посилення, максимально допустима потужність сигналу (формула 2.23):

$$P_{c.\max.\text{вх}} = 3,86 - G - NF = 3.86 - 18 - 7.1 = -21,24 \text{ дБм} \quad (2.23)$$

Тоді динамічний діапазон приймача дорівнює (формула 2.24):

$$D = P_{c.\max.\text{вх}} \text{ дБм} - P_{c.\min.\text{вх}} \text{ дБм} = -21.24 + 97.11 = 75.87 \text{ дБ} \quad (2.24)$$

2.7 Розрахунок частотної вибірковості по сусідньому каналу та блокуючої заваді

Тепер спробуємо визначити частотну вибірковість такого приймача по сусідньому каналу та блокуючої заваді. Якщо на вході приймача, крім корисного сигналу, присутня перешкода, що не давиться фільтром-преселектором, то в результаті прояви нелінійності АЦП, її гармоніки можуть потрапити в смугу сигналу та вплинути на якість прийому. Це є наслідком дискретизації і кореляції помилки квантування з частотою перешкоди, в результаті чого шум концентрується близько гармонік сигналу. [3] Подібні нелінійні спотворення АЦП враховуються таким параметром, як SFDR.

Тоді, для розрахунку вибірковості по сусідньому каналу та блокуванні заваді, необхідно: визначити потужність сигналу на виході, відповідну подачі на вхід потужності $P_{c.min}$. Після чого визначити рівень потужності перешкоди на виході АЦП, яка буде відповідати нелінійним спотворення заданої потужності. Після чого необхідно перерахувати цю потужність на вхід РПрТ та визначити вибірковість, як відношення потужності перешкоди на вході $P_{П.ВХ}$ до чутливості приймача $P_{C.min}$.

При подачі на вхід РПрТ сигналу потужністю $P_{C.min}$, на виході АЦП потужність сигналу буде дорівнює (формула 2.25):

$$P_{c.mix.вых.АЦП} = P_{c.mix} + G + NF = -97,11 + 18 + 7,1 = -72,01 \text{ дБм} \quad (2.25)$$

Тоді джерелом такої гармоніки є перешкода, потужністю (формула 2.26):

$$P_{П.вых.АЦП} = P_{c.mix.вых.АЦП} + SFDR = -72,01 + 77 = 4,99 \text{ дБм} \quad (2.26)$$

Потужність перешкоди, здатної породити гармоніку необхідної потужності, перевищує гранично допустиму потужність сигналу на вході. А як тільки потужність сигналу на вході АЦП перевищить максимально допустиму, система різко стане нелінійною, в результаті чого виникнуть критичні спотворення, що роблять прийом сигналу неможливим [3]. На підставі цього, можна зробити висновок про те, що нелінійні спотворення, що вносяться даним АЦП, занадто малі і сусідній канал і блокуюча перешкода не впливають на якість прийому при роботі приймача в нормальному режимі (потужність сигналу на вході менше гранично допустимої).

Вибірковість приймача по сусідньому і дзеркальному каналу в такому випадку будуть рівні динамічному діапазону (формула 2.27):

$$D_{зк} = D_{БП} = \frac{P(f)}{P_{c.min}} = D = 75.87 \text{ дБ} \quad (2.27)$$

На цьому розрахунок необхідних характеристик приймача прямого посилення закінчено. Всі отримані характеристики наведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 - Характеристики розрахованого РПрУ прямого посилення

Параметр:	Значення
Швидкість передачі даних	512 кбит/с
Імовірність помилки	10^{-5}
Чутливість	-97 дБм
Максимальна вхідна потужність	-21 дБм
Динамічний діапазон	76 дБ
Вибірковість по сусідньому каналу та блокуючої заваді	76 дБ
Коефіцієнт шуму	7.1 дБ

2.8 Висновки

У приведеному розділі наводиться розрахунок теоретично досяжних характеристик цифрового приймача прямого посилення. На підставі порівняння отриманих теоретично досяжних характеристик, можна зробити висновки про доцільність і перспективність переходу від аналогових приймачів або цифрових супергетеродинних приймачів до цифрових приймачів прямого посилення. Дане дослідження має пряму практичну користь тому наведені розрахунки можуть бути негайно застосовані при проектуванні систем радіозв'язку.

3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

3.1 Визначення трудомісткості дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні

Трудомісткість – показник, який характеризує витрати робочого часу на виробництво будь-якої споживчої вартості або на виконання конкретної технологічної операції. Трудомісткість дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні можливо розрахувати за формулою (3.1):

$$t = t_0 + t_d + t_{ан} + t_{роз} + t_{оц} + t_p \quad (3.1)$$

де t_0 – витрати праці на підготовку і опис поставленого завдання;

t_d – витрати праці на дослідження характеристики радіоприймального тракту;

$t_{ан}$ – витрати праці на аналіз впливу характеристик АЦП на характеристики радіоприймального тракту та з перенесенням частоти;

$t_{роз}$ – витрати праці на вибір МШП;

$t_{оц}$ – витрати праці на оцінку ефективності запропонованих результатів дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні;

t_p – витрати праці на підготовку документації та детальний опис запропонованого технічного рішення.

У таблиці 3.1 зведені данні тривалості процесів, що мали місце при дослідженні основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні.

Таблиця 3.1 – Тривалість робочих процесів при дослідженні основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні

Назва робочого процесу	Тривалість, год.
Витрати праці на підготовку і опис поставленого завдання	5
Витрати праці на дослідження характеристики радіоприймального тракту	20
Витрати праці на аналіз впливу характеристик АЦП на характеристики радіоприймального тракту та з перенесенням частоти	22
Витрати праці на вибір МШП	15
Витрати праці на оцінку ефективності запропонованих результатів дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні	43
Витрати праці на підготовку документації та детальний опис запропонованого технічного рішення	20

Отже, загальна трудомісткість за формулою 3.1:

$$t = 5 + 20 + 22 + 15 + 43 + 20 = 125 \text{ годин}$$

3.2 Розрахунок витрат на дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні

Витрати на дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні включають витрати на заробітну плату інженера телекомунікацій і вартість машинного часу. Заробітна плата – це винагорода, яку за трудовим договором власник або уповноважений ним орган виплачує працівнику за виконану роботу. Розмір

заробітної плати залежить від складності та умов виконуваної роботи, професійно-ділових якостей працівника, результатів його праці та господарської діяльності підприємства в цілому. Заробітна плата інженера телекомунікацій визначається за формулою 3.2:

$$Z_{\text{ЗП}} = t \times C_{\text{спр, год.}} \quad (3.2)$$

де t – загальна трудомісткість розробки, яка розраховується за формулою 3.1, годин;

$C_{\text{спр}}$ – середня годинна заробітна плата інженера телекомунікацій (основна і додаткова) з урахуванням єдиного соціального внеску, грн/год.

Середня заробітна плата інженера телекомунікацій на 01.04.2019р. складає 8540 грн. Отже, заробітна плата інженера телекомунікацій з урахуванням премій (30%) і можливих надбавок (10%) складає 11956 грн. Таким чином, річний фонд заробітної плати – 143472 грн. Єдиний соціальний внесок складає 36%, тобто 51649,92 грн.

Річний фонд заробітної плати включає: фонд денної зарплати; оплату відпусток; оплату часу, витраченого на виконання держобов'язків; виплати відрядженим на інші підприємства; оплату за вислугу років та ін. Разом, річний фонд заробітної плати з урахуванням відрахувань на соціальні потреби склав 195121,92 грн.

Номінальний річний фонд часу роботи одного робітника визначається відніманням з повного календарного фонду часу за рік неробочих (вихідних і святкових) днів, відпустки. Він є максимально можливим часом, протягом якого могла б вироблятися робота при встановленому режимі, якби не було жодних втрат робочого часу.

Визначимо номінальний річний фонд робочого часу за формулою 3.3, при цьому прийнявши середню тривалість робочого дня рівної 8 годинам:

$$F_{\text{н}} = (T_{\text{к}} - T_{\text{св}} - T_{\text{вих}} - T_{\text{від}}) \cdot 8 \quad \text{год}, \quad (3.3)$$

де T_k – кількість календарних днів у році, $T_k = 365$ днів;

$T_{св}$ – кількість святкових днів у році, $T_{св} = 10$ днів;

$T_{вих}$ – кількість вихідних днів у році, $T_{вих} = 104$ днів;

$T_{від}$ – календарна тривалість відпустки, $T_{від} = 23$ днів.

Отже, річний фонд часу за формулою 3.3 дорівнює:

$$F_H = (365 - 10 - 104 - 23)8 = 1824 \text{ годин}$$

Середня годинна заробітна плата інженера телекомунікацій визначається співвідношенням 3.4, яка має вигляд:

$$C_{зн} = \frac{\Phi ЗП_{сн}}{F_H} \quad \text{грн/год}, \quad (3.4)$$

де $\Phi ЗП_{сн}$ – річний фонд заробітної плати з урахуванням відрахувань на соціальні потреби;

F_H – річний фонд робочого часу.

Отже середня годинна заробітна плата інженера телекомунікацій за формулою 3.4 дорівнює:

$$C_{ЗП} = 195121,92 / 1824 = 106,97 \text{ грн}$$

Таким чином, витрати на оплату праці розробника складають з урахуванням формули 3.2 отримаємо:

$$З_{ЗП} = 125 \times 112,32 = 13371,25 \text{ грн}$$

Розрахунок вартості машинного часу, необхідного для розробки на ЕОМ включає витрати на програмне та апаратне забезпечення і витрати за електроенергію, здійснюється по формулі 3.5:

$$З_{мч} = C_o + C_{ел} \quad (3.5)$$

де C_o – витрати на обладнання, грн;

$C_{ел}$ – витрати на електроенергію, грн.

Для розрахунку вартості машино-часу необхідно знати вартість ЕОМ та ПЗ на момент їх придбання і введення в експлуатацію, і вартість споживаної електроенергії. Відповідні дані представлені в таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 – Вартість необхідного програмного та апаратного забезпечення

Найменування	Вартість, грн
Персональний комп'ютер	9190,00
Монітор	1970,00
Комплект клавіатура+миша	700,00
Операційна система Windows 7 SP1 Professional	2000,00
Matlab 6.5	4000,00
Разом:	17860

Витрати на електроенергію залежать від часу роботи на ЕОМ та собівартості машино-години роботи ЕОМ і розраховується за формулою:

$$C_{ел} = C_{мч} \cdot t \quad (3.6)$$

$$C_{мч} = W \cdot \Pi_{ел} \quad (3.7)$$

Де W – потужність ЕОМ, $W = 0,5$ кВт/год.

$\Pi_{ел}$ – вартість $1кВт \cdot год$ електроенергії. З 1.04.19 за обсяг, спожитий понад 150 кВт·год до 600 кВт·год електроенергії на місяць (включно) складає 1,825 грн.

$$C_{ел} = 0,5 \times 1,825 \times 125 = 114,06 \text{ грн}$$

Враховуючи вартість програмного й апаратного забезпечення та витрати на електроенергію отримаємо вартість машинного часу:

$$З_{мч} = 114,06 + 17860 = 17974,06 \text{ грн}$$

Отже, витрати на дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні:

$$В_{РОЗ} = 13371,25 + 17974,06 = 31345,31 \text{ грн}$$

3.3 Висновок

В економічному розділі розраховані трудомісткість дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні, заробітна плата інженера телекомунікацій, капітальні затрати. Загальні капітальні витрати становлять 31345,31 грн. трудомісткість дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні – 125 годин.

ВИСНОВОК

У кваліфікаційній роботі представлений розрахунок енергетичних характеристик цифрового приймача прямого посилення. Для виконання розрахунку була вивчена необхідна технічна література про параметрах АЦП та характеристиках РПрП. Отримана теоретична інформація представлена в першій главі даної роботи. Далі, на підставі отриманої інформації був проведений розрахунок необхідних енергетичних характеристик цифрового радіоприймача прямого посилення. Для проведення розрахунку були обрані конкретні моделі АЦП, представлені на ринку. Таким чином, в роботі було проведено розрахунок теоретично досяжних характеристик радіоприймальних пристроїв прямого посилення з урахуванням сучасної апаратної бази. Отримані характеристики наведені в таблиці 2.1.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Уолт Кестер Применение высокоскоростных систем / Перевод с английского под редакцией И.В. Кокоревой, ТЕХНОСФЕРА, Москва, 2009.
2. Taking the Mystery out of the Infamous Formula, "SNR = 6.02N + 1.76dB," and Why You Should Care // Analog Devices, Inc. – 2009 [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-001.pdf>
3. Уолт Кестер Аналого-цифровое преобразование / Перевод с английского под редакцией Е.Б. Володина, ТЕХНОСФЕРА, Москва, 2007.1019 с.
4. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов, СПб.: Питер, 2003. 604 с.
5. М.Е. Шевченко, Б.В. Сарафов Прием и обработка сигналов: учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2012. 48 с.
6. Разновидности сигналов ФМ-4 // Специальный технический центр СПИКА – 2010 [Электронный ресурс]. - URL: <http://stc-spica.ru/files/QPSK.pdf>
7. AD9697: 14-Bit, 1300 MSPS, JESD204B, Analog-to-Digital Converter Data Sheet // Analog Devices, Inc. – 2018 [Электронный ресурс]. - URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9697.pdf>
8. Bernard Sklar Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Второе издание, исправленное / Под редакцией А.В. Назаренко, Вильямс, Москва, 2007. 1104 с.
9. AD9656: Quad, 16-Bit, 125 MSPS, JESD204B 1.8 V Analog-to-Digital Converter Data Sheet // Analog Devices, Inc. – 2017 [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9656.pdf>
10. HMC356 Data Sheet // Analog Devices, Inc. – 2017 [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc356.pdf>

11. Basics of Designing a Digital Radio Receiver (Radio 101) // Analog Devices, Inc. – 2018 [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.analog.com/en/technical-articles/basics-designing-digital-radio-receiver.html>

ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітки
<i>Документація</i>				
1	A4	Реферат	3	
2	A4	Список умовних скорочень	1	
3	A4	Зміст	2	
4	A4	Вступ	2	
5	A4	Стан питання. Постановка задачі	33	
6	A4	Спеціальна частина	11	
7	A4	Економічний розділ	6	
8	A4	Висновки	1	
9	A4	Перелік посилань	2	
10	A4	Додаток А	1	
11	A4	Додаток Б	1	
12	A4	Додаток В	1	
12	A4	Додаток Г	1	

ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії

1. Пояснювальна записка
2. Презентація

ДОДАТОК В. Відгук керівника економічного розділу

Керівник розділу

(підпис)

Романюк Н.М.
(прізвище, ініціали)

ДОДАТОК Г. Відгук керівника кваліфікаційної роботи**В І Д Г У К****на кваліфікаційну роботу студента групи 172-16зск-1 Снісаревська А. В.****на тему: «Дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні»**

Пояснювальна записка складається зі вступу, трьох розділів і висновків, розташованих на 67 сторінках.

Мета кваліфікаційної роботи є актуальною, оскільки вона направлена на оцінку впливу аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) на характеристики радіоприймальних трактів та розрахунок теоретично досяжних характеристик цифрових РПрУ прямого посилення.

Характеризуючи роботу необхідно відзначити, що вибрана автором логіка дослідження, послідовність і зміст розділів дають змогу якісно розкрити тему.

В економічній частині розраховані трудомісткість та капітальні витрати на дослідження основних параметрів радіоприймального пристрою при аналого-цифровому перетворенні.

Практична цінність роботи полягає в тому, що наведені розрахунки можуть бути застосовані при проектуванні систем радіозв'язку.

Рівень запозичень у кваліфікаційній роботі відповідає вимогам "Положення про систему виявлення та запобігання плагіату".

Як зауваження необхідно відзначити деякі незначні неточності, що стосуються складання пояснювальної записки.

В цілому кваліфікаційна робота бакалавра заслуговує оцінки «задовільно», а її автор присвоєння кваліфікації «Бакалавр з телекомунікації та радіотехніки».

Керівник спеціальної частини,**асистент кафедри БІТ****Ю.П. Рибальченко****Керівник роботи,****д.т.н., проф. кафедри БІТ****В.І. Корнієнко**