

ЛІТЕРАТУРА



НАВЧАЛЬНО-МЕТОДИЧНА

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

Кафедра приладів та контрольно-вимірювальних систем

**Схемотехніка електронних вузлів приладів**  
конспект лекцій

Чайковський А.В.

Схемотехніка електронних вузлів приладів: конспект лекцій. Тернопіль: ТНТУ, 2021. – 60с.

Розроблено у відповідності до програми дисципліни „Схемотехніка електронних вузлів приладів”.

Відповідальний за випуск: Паламар М.І.

Розглянуто й затверджено на засіданні кафедри приладів та контрольно-вимірювальних систем.

Протокол № \_\_ від \_\_.\_\_.\_\_\_\_ р.

Розглянуто на засіданні методичної ради факультету контрольно-вимірювальних та радіокомп'ютерних систем. Протокол № \_\_ від \_\_.\_\_.20\_\_ р.

# Зміст

<b>Зміст</b> .....	<b>3</b>
<b>Перелік умовних скорочень</b> .....	<b>5</b>
<b>Вступ</b> .....	<b>6</b>
<b>1. Масштабування сигналів</b> .....	<b>7</b>
1.1. Резистивні елементи .....	7
1.1.1. Закон Ома .....	7
1.1.2. Паралельне та послідовне з'єднання резисторів .....	8
1.1.3. Електрична потужність.....	8
1.1.4. Шунт .....	8
1.1.5. Подільник .....	8
1.1.6. Подільник із зміщенням .....	9
<b>2. Операційні підсилювачі та зворотній зв'язок</b> .....	<b>10</b>
2.1.1. Ідеальний операційний підсилювач .....	10
2.1.2. Зворотний зв'язок .....	11
2.1.3. Інвертувальний підсилювач .....	11
2.1.4. Неінвертувальний підсилювач.....	12
2.1.5. Повторювач.....	13
2.2. Зміщення вихідної напруги.....	14
2.3. Різницевий (диференціальний) підсилювач .....	14
2.4. Перетворювач напруга-струм .....	15
2.5. Перетворювач струм-напруга .....	16
<b>3. Похибки схем на операційних підсилювачах</b> .....	<b>17</b>
3.1.1. Вхідний струм.....	17
3.2. Напруга зміщення .....	18
3.2.1. Номінал резистора $R$ .....	19
3.2.2. Скінченний коефіцієнт підсилення .....	19
3.2.3. Неточність опору кола зворотного зв'язку.....	21
3.3. Приклад аналізу похибок підсилювача.....	21
3.3.1. Адитивні складові похибок .....	22
3.3.2. Мультиплікативні складові похибок.....	22
<b>4. Схеми порівняння напруги</b> .....	<b>25</b>
<b>5. Принципи аналогово-цифрового перетворення</b> .....	<b>27</b>
5.1. Дискретизація та квантування .....	27
5.2. Теорема Котельникова.....	29
5.3. Оцифрування реальних сигналів .....	31
<b>6. Характеристики АЦП</b> .....	<b>33</b>
6.1. Статичні характеристики .....	34
6.2. Динамічні характеристики АЦП .....	37
6.3. Експлуатаційні характеристики АЦП.....	39
<b>7. Види АЦП</b> .....	<b>40</b>
7.1. АЦП двостадійного інтегрування.....	40
7.2. АЦП послідовних наближень .....	42
7.3. Сигма-дельта АЦП.....	43
7.4. Паралельне АЦП .....	44
7.5. Конвеєрне АЦП.....	45
<b>8. Вибір АЦП</b> .....	<b>46</b>
8.1. Критерії вибору АЦП .....	46

8.2. Характеристики та застосування деяких АЦП .....	46
8.3. Приклади вибору АЦП .....	47
8.4. Спряження АЦП із джерелом аналогового сигналу.....	51
8.5. Оцінка похибок АЦП.....	54
8.6. Калібрування вимірювального каналу.....	55
<b>9. Практична частина .....</b>	<b>57</b>
9.1. Завдання для практичної роботи .....	57
9.2. Приклад виконання .....	58
<b>Рекомендована література .....</b>	<b>60</b>

## Перелік умовних скорочень

<b>Скорочення, термін, позначення</b>	<b>Пояснення</b>
ОП	Операційний підсилювач
ЗЗ	Зворотній зв'язок
НЗЗ	Негативний зворотній зв'язок
ПЗЗ	Позитивний зворотній зв'язок

## Вступ

Метою вивчення дисципліни Схемотехніка електронних вузлів приладів є вивчення типових схемотехнічних рішень, що використовуються при побудові інформаційно-вимірювальних систем, основами спеціалізованого програмного забезпечення проектування та аналізу цих систем

У результаті вивчення дисципліни студент повинен *знати*:

- класифікацію та призначення основних компонент побудови електронних схем, фізичні принципи їх роботи;
- типові схемотехнічні рішення вузлів вимірювальних систем;
- основи розрахунку, аналізу та моделювання електронних схем з використанням пакетів програм схемотехнічного моделювання та проектування.

*Вміти*:

- оптимально вибрати схемотехнічні рішення для побудови вимірювальних систем;
- розбиратися в принципових, функціональних та структурних схемах вимірювальних систем;

Методичні вказівки розглядають ряд типових схемотехнічних рішень і пропонують практичні завдання для закріплення матеріалу.

# 1. Масштабування сигналів

## 1.1. Резистивні елементи

### 1.1.1. Закон Ома

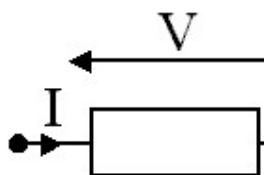


Рисунок 1.1 – Резистивний елемент

Закон Ома встановлює зв'язок між напругою, струмом та опором ділянки електричного кола. Сила струму в ділянці кола прямопропорційна прикладеній напрузі і оберненопропорційна опору ділянки кола. Математично це можна записати так

$$I = \frac{U}{R}$$

Іншими словами, електричний опір (скор. опір) – фізична величина, що характеризує провідник і рівна відношенню напруги прикладеної до кінців провідника до струму, що протікає провідником. В SI опір вимірюється в омах ( $1 \text{ Ом} = 1 \text{ В/1 А}$ ).

$$R = \frac{U}{I}$$

Величина, обернена до електричного опору називається електричною провідністю (скор. провідність). В SI одиницею провідності є сіменс ( $1 \text{ См} = 1 \text{ Ом}^{-1}$ )

$$G = \frac{1}{R}$$

Закон Ома виконується лише для лінійних елементів (резисторів, конденсаторів індуктивностей). Струм, що протікає через нелінійні елементи (діоди, транзистори, варистори, лампи розжарювання і т. д.) не є пропорційним до прикладеної напруги. Інколи для цих елементів вводять іншу характеристику – диференціальний опір  $dR$ .

$$dR = \frac{dU}{dI}$$

Як опір так і диференціальний опір нелінійних елементів в загальному випадку не є сталою величиною і може змінюватися в залежності від прикладеної напруги.

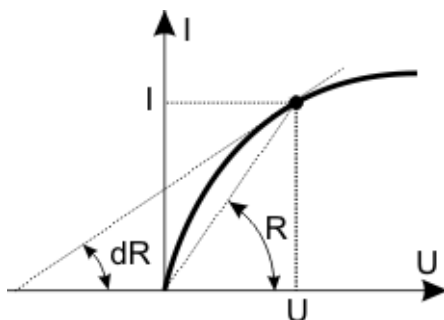


Рисунок 1.2 – ВАХ нелінійного елемента

### 1.1.2. Паралельне та послідовне з'єднання резисторів

Опір послідовно з'єднаних резисторів рівний сумі опорів резисторів. Провідність паралельно з'єднаних резисторів рівна сумі провідностей резисторів. Опір 2-х паралельно з'єднаних резисторів можна розрахувати так

$$R_{12} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

### 1.1.3. Електрична потужність

Потужність  $P$ , що виділяється будь-яким елементом через який тече струм  $I$  і на якому падає напруга  $U$  визначається залежністю (закон Джоуля-Ленца)

$$P = U \cdot I$$

Резистори розсіюють потужність у вигляді тепла. Для них, користуючись законом Ома, можемо записати вираз для потужності ще й таким чином

$$P = U \cdot I = R \cdot I^2 = \frac{U^2}{R}$$

### 1.1.4. Шунт

Шунтом називають пристрій, що дозволяє протікати струму в обхід ділянки схеми. Шунт у вигляді точного низькоомного резистора із чотирма виводами використовують для вимірювання струму. Чотириточкова схема під'єднання дозволяє виключити похибку опору підвідних провідників.



Рисунок 1.3 – Вимірювальний шунт

### 1.1.5. Подільник

Подільник напруги використовується для масштабування (послаблення) сигналу.

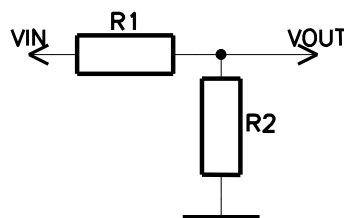


Рисунок 1.4 – Подільник напруги

Для аналізу схеми подільника будемо вважати, що до її виходу не під'єнане жодне навантаження, тобто вихідний струм рівний нулю. Тоді струм, що тече через резистори  $R_1$  та  $R_2$

$$I = \frac{V_{in}}{R_1 + R_2}$$



А напруга виходу тобто напруга, що падає на резисторі R2 рівна

$$V_{out} = I \cdot R_2 = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Таким чином коефіцієнт передачі подільника

$$K = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Вхідний опір подільника

$$R_{in} = R_1 + R_2$$

Вхідний струм

$$I_{in} = I = \frac{V_{in}}{R_{in}} = \frac{V_{in}}{R_1 + R_2}$$

Вихідний опір подільника

$$R_{out} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

### 1.1.6. Подільник із зміщенням

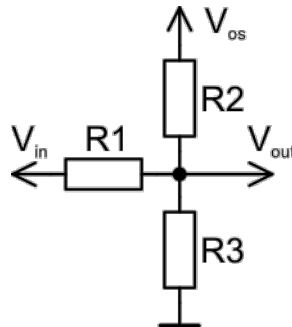


Рисунок 1.5 – Подільник із зміщенням

Подільник із зміщенням використовується для масштабування (послаблення) сигналу із одночасним зміщенням вихідної напруги. Вихідна напруга  $V_{out}$  подільника із зміщенням рівна

$$V_{out} = V_{in} \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_3} + V_{os} \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_3}$$

## 2. Операційні підсилювачі та зворотній зв'язок

### 2.1.1. Ідеальний операційний підсилювач

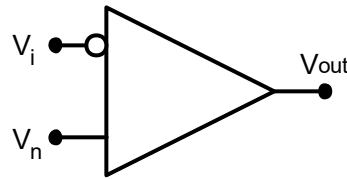


Рисунок 2.1 – Операційний підсилювач

Операційний підсилювач – підсилювач постійного струму із диференціальними входами і, як правило, єдиним виходом та високим коефіцієнтом підсилення. Завдяки низькій ціні, універсальності та характеристикам близьким до ідеальних операційні підсилювачі широко використовуються для побудови найрізноманітніших електронних вузлів.

Розглянемо роботу операційного підсилювач (ОП) не вникаючи в деталі внутрішньої реалізації. Вихідна напруга  $V_{out}$  пов'язана із напругами входів такою залежністю

$$V_{out} = (V_n - V_i) \cdot G$$

де

$V_{out}$  вихідна напруга (відносно спільної точки схеми);

$V_n$  напруга на неінвертувальному вході (відносно спільної точки схеми);

$V_i$  напруга на інвертувальному вході (відносно спільної точки схеми);

$G$  власний коефіцієнт підсилення ОП.

Для аналізу схем на ОП користуються поняттям ідеальний операційний підсилювач, який є фізичною абстракцією реального та дозволяє значно спростити розрахунки схем на ОП. Ідеальний ОП описується залежністю  $V_{out} = (V_n - V_i) \cdot G$  і володіє такими характеристиками.

- 1) нескінченно великий власний коефіцієнт підсилення  $G$ ;
- 2) нескінченно великий вхідний опір входів  $V^-$  та  $V^+$  (струм входів рівний нулю);
- 3) нульовий вихідний опір виходу ОП;
- 4) нескінченно велика швидкість наростання напруги на виході ОП;
- 5) смуга пропускання від постійного струму до безкінечності.

Наслідком першого пункту є те, що ідеальний ОП, охоплений негативним зворотнім зв'язком, підтримує нульову різницю потенціалів на своїх входах ( $V_n - V_i = 0$ ). Не слід думати, що ОП керує входами "із середини" – це б суперечило пункту 2. Рівність напруг забезпечується негативним зворотним зв'язком. Щоб переконатися в цьому допустимо, що різниця вхідних напруг відмінна від нуля. Тоді, внаслідок безмежного коефіцієнта підсилення  $G$  вихідна напруга буде теж безмежна, а це, за визначенням негативного зворотного зв'язку, зменшуватиме різницю до нуля.

Значення коефіцієнту підсилення реальних ОП знаходиться в межах  $10^5$ - $10^6$  і сильно залежить від екземпляра, температури, частоти, вихідної напруги, тощо. Тому ОП не використовують в схемах підсилення без негативного зворотного зв'язку.

### 2.1.2. Зворотний зв'язок

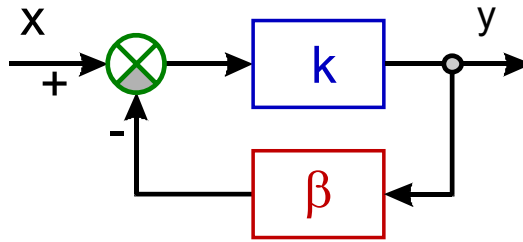


Рисунок 2.2 – Принцип зворотного зв'язку

Зворотний зв'язок – процес, який веде до того, що результат функціонування певної системи впливає на параметри від яких залежить функціонування цієї ж системи. Виділяють позитивний і негативний зворотний зв'язок (ЗЗ).

Позитивний зворотний зв'язок (ПЗЗ) впливає на систему таким чином, що збільшує результат її функціонування. Прикладом системи із ПЗЗ може бути неконтрольована ядерна реакція поділу урану – кожний акт розпаду породжує 2-3 нейтрони, кожний з яких може спричинити розпад іншого ядра урану. ПЗЗ виникає в акустичній системі при повторному підсиленні сигналу, що вловлюється мікрофоном від динаміка і спричинює збудження системи. В електроніці ПЗЗ в основному використовують для створення генераторів незатухаючих коливань та збільшення швидкодії компараторів.

Негативний зворотний зв'язок (НЗЗ) впливає на систему таким чином, що зменшує вихідний результат її функціонування. Як приклад можна назвати біологічну систему популяції певного виду – збільшення популяції приводить до виснаження бази харчування, що спричинює зменшення популяції цього виду. Таким чином НЗЗ стабілізує систему. В електроніці введенням НЗЗ стабілізують роботу підсилювальних та інших схем.

### 2.1.3. Інвертувальний підсилювач

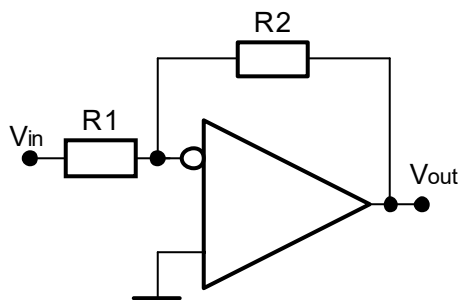


Рисунок 2.3 – Інвертувальний підсилювач

Інвертувальний підсилювач будується на основі ОП, охопленого негативним зворотним зв'язком. Вхідний сигнал подають на резистор подільника зворотного зв'язку, а неінвертувальний вхід з'єднують із спільною точкою схеми.

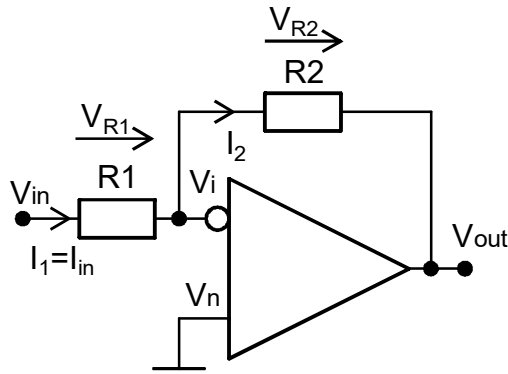


Рисунок 2.4 – Струми та напруги інвертувального підсилювача

Щоб визначити коефіцієнт передачі та вхідний опір інвертувального підсилювача скористаємось твердженням про рівність нулю вхідної напруги та струму ідеального ОП охопленого НЗЗ. Тоді справедливі такі залежності:

$$V_i = V_n = 0B$$

$$I_1 = I_2 = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{(V_{in} - 0)}{R_1}$$

$$V_{out} = (0 - V_{R2}) = I_2 \cdot R_2 = -V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Інвертувальне включення ОП

Вхідний струм:  $I_{in} = \frac{V_{in}}{R_1}$

Вхідний опір:  $R_{in} = R_1$

Вихідна напруга:  $V_{out} = -V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1}$

Коефіцієнт передачі:  $K = -\frac{R_2}{R_1}$

#### 2.1.4. Неінвертувальний підсилювач

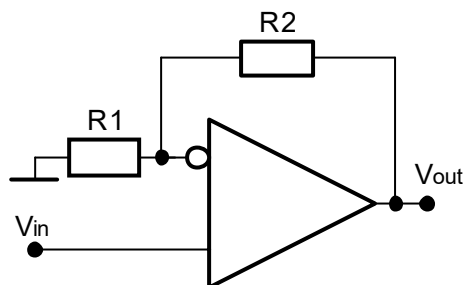


Рисунок 2.5 – Неінвертувальний підсилювач

Неінвертувальний підсилювач будується на основі ОП, охопленого негативним зворотним зв'язком. Вхідний сигнал подають на неінвертувальний вхід, резистор подільника зворотного зв'язку з'єднують із спільною точкою схеми.

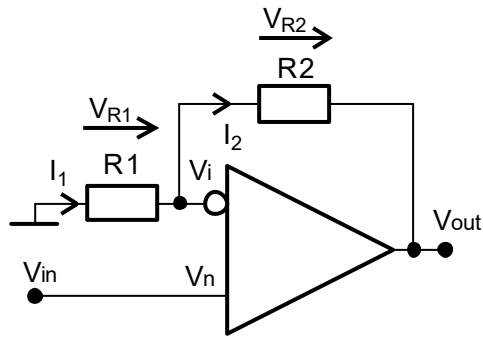


Рисунок 2.6 – Струми та напруги неінвертувального підсилювача

Скористаємось твердженням про рівність нулю вхідної напруги та струму ідеального ОП охопленого НЗЗ. Тоді справедливі такі залежності:

$$V_i = V_n = V_{in}$$

$$I_1 = I_2 = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{(0 - V_{in})}{R_1}$$

$$V_{out} = (V_{in} - V_{R2}) = I_2 \cdot R_2 = V_{in} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Неінвертувальне включення ОП

Вхідний струм:  $I_{in} = 0$

Вхідний опір:  $R_{in} = \infty$

Вихідна напруга:  $V_{out} = V_{in} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$

Коефіцієнт передачі:  $K = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$

### 2.1.5. Повторювач

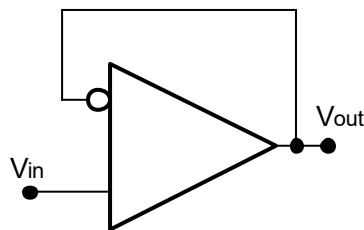


Рисунок 2.7 – Повторювач напруги

Повторювач напруги можна розглядати як частинний випадок неінвертувального підсилювача для якого  $R_1 = \infty$ ,  $R_2 = 0$ . Таку схему використовують для підключення джерел сигналу із високим вихідним опором до навантажень із низьким вхідним опором.

Повторювач напруги на ОП

Вхідний струм:  $I_{in} = 0$

Вхідний опір:  $R_{in} = \infty$

Вихідна напруга:  $V_{out} = V_{in}$   
 Коефіцієнт передачі:  $K = 1$

## 2.2. Зміщення вихідної напруги

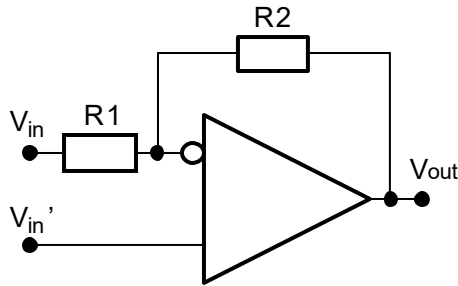


Рисунок 2.8 – Підсилювач із зміщенням

Якщо об'єднати схеми інвертувального та неінвертувального включення ОП то можемо отримати підсилювач із можливістю зміщувати вихідну напругу. Якщо зафіксувати  $V_{in}$ , то отримаємо неінвертувальний підсилювач вихідний сигнал якого зміщений на  $-V_{in} \cdot (R_2/R_1)$ . Якщо зафіксувати  $V_{in}'$ , то отримаємо інвертувальний підсилювач вихідний сигнал якого зміщений на  $V_{in}' \cdot (1+R_2/R_1)$ . Щоб налаштувати зміщення, можна поділити опорну напругу за допомогою подільника.

Підсилювач із зміщенням

$$\text{Вихідна напруга: } V_{out} = V_{in}' \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - V_{in} \frac{R_2}{R_1}$$

## 2.3. Різницевий (диференціальний) підсилювач

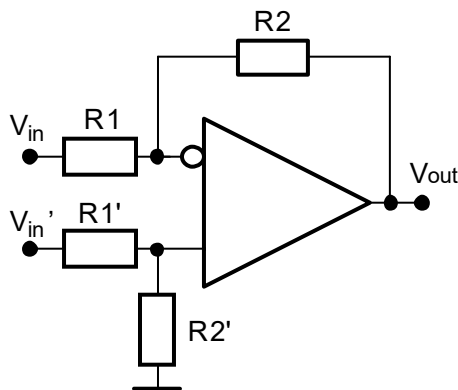


Рисунок 2.9 – Різницевий (диференціальний) підсилювач

Якщо об'єднати схеми інвертувального та неінвертувально включення ОП зі схемою подільника, то можемо отримати простий різницевий підсилювач із коефіцієнтом підсилення  $R_2/R_1$ . Якщо  $R_1'/R_2' = R_1/R_2$ , то вихідна напруга схеми буде пропорційна до різниці напруг  $V_{in}'$  та  $V_{in}$ . Недоліком такої схеми є те, що неточності опорів спричинюють чутливість до синфазної складової сигналу.

Різницевий (диференціальний) підсилювач

$$\text{Вихідна напруга: } V_{out} = (V_{in}' - V_{in}) \frac{R_2}{R_1}$$

## 2.4. Перетворювач напруга-струм

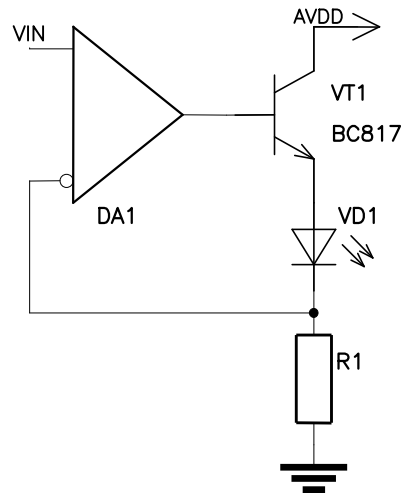


Рисунок 2.10 – Перетворювач напруга-струм

Іноколи виникає потреба керувати струмом, що тече через певний елемент. Наприклад, яскравість світлодіода лінійно залежить від струму, що тече через нього, однак вольт-амперна характеристика світлодіода має яскраво виражений нелінійний характер. Щоб лінійно керувати струм світлодіода вхідною напругою можна скористатися схемою зображеною на рисунку 2.10.

В першому наближенні можемо вважати, що напруга на катоді світлодіода буде на  $(0.7+2.2)$  В меншою від напруги на виході ОП (базі транзистора). Тоді зростання вихідної напруги ОП буде приводити до зростання спаду напруги на резисторі R1 (інвертувальному вході ОП), що зменшуватиме вихідну напругу ОП. Отже ОП охоплений негативним зворотнім зв'язком, і для аналізу його роботи можемо скористатися із твердження про рівність потенціалів входів ОП. Тому напруга та струм резистора R1 відповідно рівні вхідній напрузі  $V_{in}$  та  $V_{in}/R_1$ . Оскільки входи підсилювача не споживають струму, то весь струм резистора також тече через світлодіод що і є вихідним струмом.

Перетворювач напруга-струм

Вихідний струм:  $I_{out} = \frac{V_{in}}{R_1}$

Потужність на R1  $P_R = I^2 R$

## 2.5. Перетворювач струм-напруга

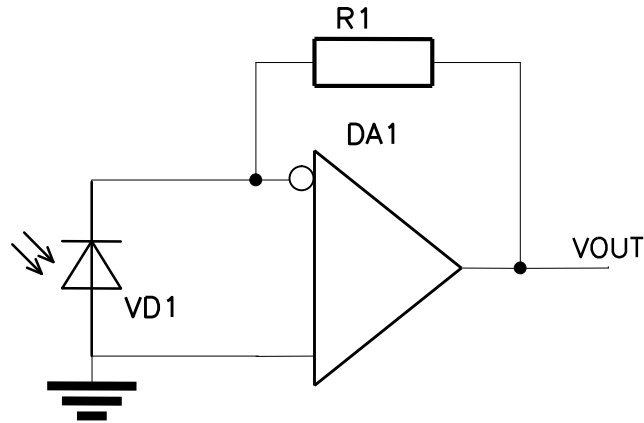


Рисунок 2.11 – Перетворювач струм- напруга

В ролі найпростішого перетворювача струм-напруга може виступати звичайний резистор. Однак щоб забезпечити лінійний режим роботи деяких пристроїв (наприклад фотодіодів) потрібно підтримувати нульову різницю потенціалів між їхніми виводами. Щоб перетворити струм в напругу можна скористатися схемою 2.11. Завдяки негативному зворотному зв'язку ОП підтримує нульову різницю потенціалів між анодом та катодом світлодіода. Оскільки вхід ОП не споживає струму, то вихідну напругу можемо розрахувати таким чином.

Перетворювач напруга-струм

Вихідна напруга:  $V_{out} = -I_{in} \cdot R_1$



### 3. Похибки схем на операційних підсилювачах

Досі для розрахунку схем на операційних підсилювачах (ОП) ми користувались ідеалізованою моделлю. Ми вважали, що власний коефіцієнт підсилення ОП безмежний, а входи не споживають жодного струму. Але реальність має прикру тенденцію не співпадати з моделями ідеального світу: дійсна передавальна характеристика схеми відтворює модельну наближено. Для того, щоб виявити основні джерела похибок та оцінити сумарну похибку схеми доводиться користуватися складнішою моделлю операційного підсилювача. Врахування додаткових особливостей реальних ОП дозволяє не тільки виявити але й частково компенсувати вплив паразитних параметрів схеми.

#### 3.1.1. Вхідний струм

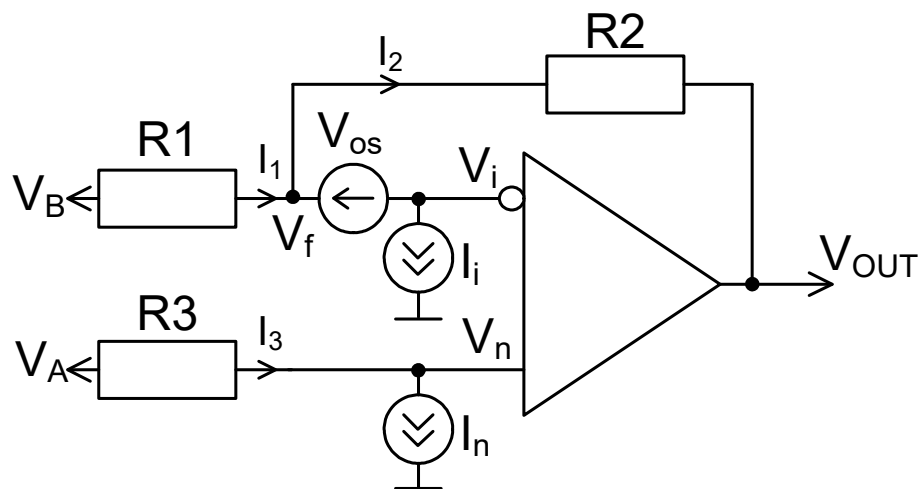


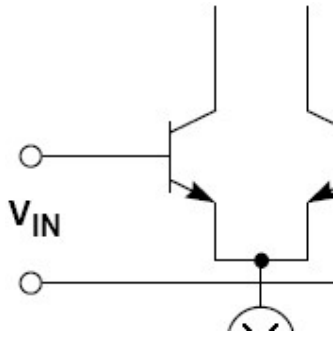
Рисунок 3.1 – Вплив струму та напруги зміщення

На відміну від ідеальної моделі, входи реальних операційних підсилювачів споживають струм. На рисунку 3.1 це враховано додатковими джерелами струму I<sub>i</sub> та I<sub>n</sub>. В англійській документації струми входів називають bias currents і позначають I<sub>B</sub>. Часто під I<sub>B</sub> мають на увазі середнє значення струму двох входів. Схожий термін – offset current I<sub>OS</sub> (струм зміщення, розбаланс вхідних струмів) визначає різницю вхідних струмів. Тобто:

$$I_B = (I_i + I_n) / 2$$
$$I_{OS} = I_i - I_n$$

Переважно, струми входів практично рівні між собою і I<sub>OS</sub> є значно меншим за I<sub>B</sub>. В деяких операційних підсилювачах струми входу компенсують за допомогою додаткових джерел струму. В таких ОП I<sub>OS</sub> приблизно рівна I<sub>B</sub>.

Некомпенсовані входи



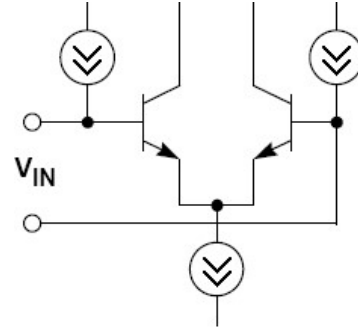
$$I_B = 50 \text{ нА} \dots 10 \text{ мкА}$$

$$I_B = 50 \text{ пА} \dots 5 \text{ нА}$$

$$I_i \approx I_n$$

$$I_{OS} \ll I_B$$

Компенсовані входи



$$I_B = 0.5 \text{ нА} \dots 10 \text{ нА}$$

$$I_i \approx I_n$$

$$I_{OS} \approx I_B$$

Більший шум струму

Рисунок 3.2 – Вплив струму та напруги зміщення

Для компенсації похибки вхідних струмів намагаються вирівняти опори під'єднані до обох входів. Для цього до неінвертувального входу приєднують резистор  $R_3$  номіналом рівним опорі паралельного з'єднання  $R_1$  та  $R_2$ .

### 3.2. Напряга зміщення

Навіть якщо з'єднати обидва входи операційного підсилювача із землею, то вихідна напруга не буде рівна нулю. Це відбувається тому, що внаслідок недосконалої технології виготовлення параметри вхідних кіл неоднакові. Для того, щоб встановити вихідну напругу рівною нулю, на вхід реального ОП слід подати деяку додаткову напругу зміщення. Для врахування цього факту додамо до моделі ОП джерело ЕРС  $V_{OS}$ , під'єднане послідовно до одного із його входів.

Вплив напруги зміщення та струмів входів на вихідну напругу визначимо додавши до моделі ідеального ОП джерела струму  $I_i$ ,  $I_n$  та джерело ЕРС  $V_{OS}$  (рисунок 3.1). Користуємось законом Ома для ділянки кола та законом Кірхгофа для струмів.

$$\begin{aligned} V_i &= V_n = V_A - R_3 I_n \\ V_F &= V_i + V_{OS} = V_A - R_3 I_n + V_{OS} \\ \frac{V_B - V_F}{R_1} - \frac{V_F - V_{OUT}}{R_2} - I_i &= 0 \end{aligned}$$

$$V_{OUT} = -V_B \frac{R_2}{R_1} + V_F \cdot \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) + I_i \cdot R_2$$

$$V_{OUT} = -V_B \frac{R_2}{R_1} + V_A \cdot \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) + V_{OS} \cdot \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) - I_n \cdot R_3 \cdot \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) + I_i \cdot R_2 \quad (3.1)$$

$$\Delta V_{OUT} = V_{OS} \cdot \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) - I_n \cdot R_3 \cdot \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) + I_i \cdot R_2 \quad (3.2)$$

Аналізуючи формулу (3.1) можемо побачити, що напруга зміщення передається на вихід з таким же коефіцієнтом як і напруга неінвертувального підсилювача  $V_A$ , а струми  $I_i$  та  $I_n$  впливають на вихідну напругу з протилежними знаками. Вплив напруги зміщення та вхідних струмів не залежить від вихідної напруги, а тому похибки спричинена ними є адитивною.

Хоча величина вхідних струмів змінюється від екземпляру до екземпляру, температури та ін поведінка  $I_i$  та  $I_n$  схожа, а тому  $I_{OS}$  змінюється менше  $I_B$ . Якщо  $I_i$

приблизно рівне  $I_n$ , то можемо скомпенсувати їхній вплив підбравши номінал резистора  $R_3$  рівним опору паралельного з'єднання  $R_1 \parallel R_2$ .

$$-I_n \cdot R_3 \cdot \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) + I_i \cdot R_2 = 0 \text{ якщо } I_i = I_n, \text{ то}$$

$$R_3 = \frac{R_2}{\left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right)} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.3)$$

При цьому на вихідну напругу впливатиме лише напруга зміщення та розбаланс вхідних струмів  $I_{OS}$

$$\Delta V_{OUT} = V_{OS} \cdot \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) + I_{OS} \cdot R_2 \quad (3.4)$$

Напруга зміщення та вхідні струми змінюються від екземпляру до екземпляру ОП, а тому їх можна відкалібрувати. Важче боротися із дрейфами напруги зміщення та розбалансу вхідних струмів. Зменшити його вплив можна періодичним автоматичним калібруванням.

### 3.2.1. Номінал резистора R

Резистор R виконує функцію компенсації струму зміщення інвертуючого входу. Якщо вибрана модель операційного підсилювача з компенсованими струмами входу, то максимальний струм зміщення приблизно рівний максимальному розбалансу струму зміщення і резистор не допоможе підвищити точності, а тому його номінал вибираємо рівним 0. У випадку некомпенсованих струмів входу номінал резистора R виберемо рівним опору  $R_1 \parallel R_2$ .

### 3.2.2. Скінченний коефіцієнт підсилення

Коефіцієнт підсилення G реальних ОП скінченний і складає для різних серій від десятків тисяч до мільйонів. Більше того, G сильно змінюється від екземпляра до екземпляра, а також залежить від температури, рівня вихідного сигналу, напруги живлення, та ін.

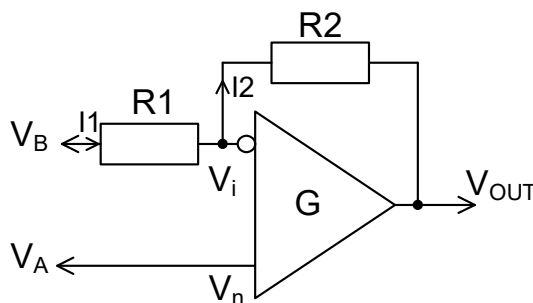


Рисунок 3.3 – Вплив скінченного коефіцієнта підсилення

Визначмо залежність вихідної напруги від потенціалів  $V_A$  та  $V_B$ , вважаючи коефіцієнт підсилення G скінченним. Для цього скористаємось залежністю (3.5), законом Кірхгофа для струмів вузла  $V_i$  та законом Ома для ділянки кола  $R_1$  та  $R_2$ .

$$V_{OUT} = (V_n - V_i) \cdot G$$

$$I_1 - I_2 = 0 \quad (3.5)$$

$$\frac{V_B - V_i}{R_1} - \frac{V_i - V_{OUT}}{R_2} = 0$$

$$V_i = V_{OUT} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_B \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.6)$$

В попередньому виразі позначимо

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right)^{-1}$$

Коефіцієнт  $\beta$  називається коефіцієнт зворотного зв'язку і показує яка частина вихідного сигналу передається на вхід. Коефіцієнт  $\beta$  зворотно пропорційний до коефіцієнта підсилення неінвертувального підсилювача.

$$V_i = V_{OUT} \beta + V_B \frac{R_2}{R_1} \beta \quad (3.7)$$

Підставивши (3.7) в (3.5) отримуємо (3.8)

$$V_{OUT} = \left( V_A - V_{OUT} \beta - V_B \frac{R_2}{R_1} \beta \right) \cdot G$$

$$V_{OUT} = \left( V_A \cdot \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) - V_B \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \left( 1 - \frac{1}{1 + \beta \cdot G} \right) \quad (3.8)$$

Вираз в перших дужках (3.8) рівний вихідній напрузі для ідеального ОП  $V_{OUT}'$ . Вираз в других дужках показує зменшення вихідної напруги через скінченність  $G$ . Відносну похибку  $\varepsilon_G$  знайдемо розділивши абсолютну похибку приведену до виходу на вихідну напругу.

$$V_{OUT} = V_{OUT}' \cdot \left( 1 - \frac{1}{1 + \beta \cdot G} \right)$$

$$\varepsilon_G = \frac{\Delta V_{OUT}}{V_{OUT}'} = \frac{V_{OUT} - V_{OUT}'}{V_{OUT}'} = \frac{1}{1 + \beta \cdot G} \quad (3.9)$$

Відхилення коефіцієнту підсилення від розрахованого через скінченність  $G$  для не надто великих коефіцієнтів підсилення схеми не перевищує похибки резисторів зворотного зв'язку. Ця похибка може бути усунена за допомогою початкового калібрування схеми. Більшою проблемою є залежність  $G$  від температури, напруги живлення та вихідної напруги.

Наприклад розрахуємо відносну похибку підсилення для TLV2254 включеного як неінвертувальний підсилювач з коефіцієнтом підсилення  $K_{ni}=200$  для різних температур. Для TLV2254 коефіцієнт підсилення  $G$  для температури  $0^\circ\text{C}$ ,  $25^\circ\text{C}$  та  $50^\circ\text{C}$   
 $\beta=1/K_{ni}=0.005$

$G_{0^\circ\text{C}}=130\ 000$      $\varepsilon_{G0^\circ\text{C}}=1540\text{ppm}$

$G_{25^\circ\text{C}}=100\ 000$      $\varepsilon_{G25^\circ\text{C}}=2000\text{ppm}$

$G_{50^\circ\text{C}}=80\ 000$      $\varepsilon_{G50^\circ\text{C}}=2490\text{ppm}$

Температурна нестабільність коефіцієнту підсилення приблизно рівна  $\pm 500\text{ppm}$

### 3.2.3. Неточність опору кола зворотного зв'язку

Через відхилення опорів R1 та R2 від номіналу, коефіцієнт підсилення схеми відрізнятиметься від розрахованого. Визначимо вплив похибки резисторів на коефіцієнт підсилення схеми.

Інвертувальне включення

$$\begin{aligned}
 K &= -\frac{R_2}{R_1} \\
 V_{OUT} &= V_{in} \cdot K \\
 \Delta V_{OUT} &= V_{in} \cdot \Delta K \\
 \varepsilon_{V_{OUT}} &= \frac{\Delta V_{OUT}}{V_{OUT}} = \frac{V_{in} \cdot \Delta K}{V_{in} \cdot K} = \varepsilon_K \\
 \Delta K &= \sqrt{\left(-\frac{R_2}{R_1^2} \cdot R_1 \cdot \varepsilon_{R_1}\right)^2 + \left(\frac{1}{R_1} \cdot R_2 \cdot \varepsilon_{R_2}\right)^2} \\
 \varepsilon_{V_{OUT}} = \varepsilon_K &= \frac{\Delta K}{K} = \sqrt{\varepsilon_{R_1}^2 + \varepsilon_{R_2}^2}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Неінвертувальне включення

$$\begin{aligned}
 K &= \frac{R_2}{R_1} + 1 \\
 V_{OUT} &= V_{in} \cdot K \\
 \Delta V_{OUT} &= V_{in} \cdot \Delta K \\
 \varepsilon_{V_{OUT}} &= \frac{\Delta V_{OUT}}{V_{OUT}} = \frac{V_{in} \cdot \Delta K}{V_{in} \cdot K} = \varepsilon_K \\
 \Delta K &= \sqrt{\left(-\frac{R_2}{R_1^2} \cdot R_1 \cdot \varepsilon_{R_1}\right)^2 + \left(\frac{1}{R_1} \cdot R_2 \cdot \varepsilon_{R_2}\right)^2} \\
 \varepsilon_{V_{OUT}} = \varepsilon_K &= \frac{\Delta K}{K} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \sqrt{\varepsilon_{R_1}^2 + \varepsilon_{R_2}^2} = \left(1 - \frac{1}{K}\right) \sqrt{\varepsilon_{R_1}^2 + \varepsilon_{R_2}^2}
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

Формули (3.10) та (3.11) виражають відносну похибку підсилення через відносні похибки опорів зворотного зв'язку. Зверніть увагу, що для неінвертувального включення (3.11) вплив неточності резисторів тим менший, чим ближче коефіцієнт підсилення до одиниці.

### 3.3. Приклад аналізу похибок підсилувача

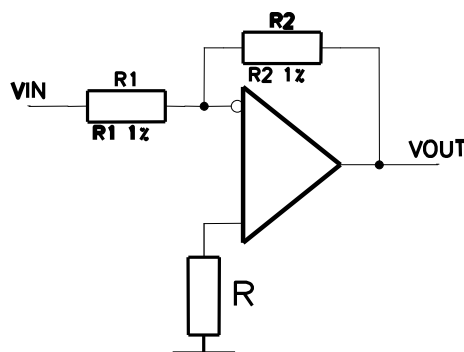


Рисунок 3.4 – Інвертуючий підсилувач

Оскільки струми входу операційного підсилювача LM2904 некомпенсовані ( $I_B=500$  нА а  $I_{OS}=300$  нА), то номінал резистора R обираємо рівним опорю  $R1||R2$ .

$$R=(R1 \cdot R2)/(R1+R2)=6.7 \text{кОм}$$

Для того, щоб оцінити сумарну похибку підсилювача розрахуємо вплив кожного джерела на вихідну напругу, тобто визначимо похибку, приведену до виходу  $\Delta V_{RTO}$ . Адитивні складові виражатимемо у вигляді приведенної похибки  $\gamma$ , для чого розділимо похибку приведену до виходу  $\Delta V_{RTO}$  на діапазон вихідної напруги  $FS_O$ .

$$\gamma=\Delta V_{RTO}/FS_O$$

$$FS_O=|FS_I \cdot K|,$$

де  $FS_I$  – діапазон вхідного сигналу,  $K$  – коефіцієнт підсилення.

$$FS_I=Vin_{max}-Vin_{min}$$

$$K=-R2/R1$$

Мультиплікативні складові виражатимемо у вигляді відносної похибки  $\varepsilon$ .

$$\varepsilon = \Delta V/V$$

### 3.3.1. Адитивні складові похибок

**Напруга зміщення  $V_{OS}$**  спричинює абсолютну похибку приведену до виходу  $\Delta V_{OS(RTO)}=V_{OS} \cdot (1+R2/R1)$ . Похибка напруги зміщення змінюється від екземпляра до екземпляра і може відповідно бути відкалібрована під час початкової настройки приладу.

**Дрейф напруги зміщення  $DV_{OS}/dT$**  спричинює абсолютну похибку приведену до виходу  $\Delta DV_{OS(RTO)}=DV_{OS} \cdot \Delta T \cdot (1+R2/R1)$ . Похибка дрейфу напруги зміщення залежить від температури приладу і не може бути усунена калібруванням.

**Струм зміщення  $I_b$  і дрейф струму зміщення  $DI_b/dt$**  не впливають на вихідну напругу через рівність опорів входів.

**Розбаланс струму зміщення  $I_{os}$  і дрейф струму зміщення  $DI_{os}/dt$**  впливають на вихідну напругу створюючи додатковий спад напруги на резисторі зворотного зв'язку  $R2$ .

### 3.3.2. Мультиплікативні складові похибок

**Неточність резисторів** приводить до похибки коефіцієнту підсилення в  $\sqrt{2}$  більшої за допуск на точність резисторів.

**Температурний коефіцієнт опорю** не впливатиме за умови рівності температури резисторів. Якщо різниця температури резисторів  $\Delta T$ , а температурний коефіцієнт опорю резисторів  $\alpha$ , то мультиплікативна похибка рівна

$$\varepsilon = \Delta V/V$$

Наприклад розрахуємо відносну похибку підсилення для TLV2254 включеного як неінвертувальний підсилювач з коефіцієнтом підсилення  $K_{ni}=200$  для різних температур. Для TLV2254 коефіцієнт підсилення  $G$  для температури  $0^\circ\text{C}$ ,  $25^\circ\text{C}$  та  $50^\circ\text{C}$

$$\beta=1/K_{ni}=0.005$$

$$G_{0^\circ\text{C}}=130\ 000 \quad \varepsilon_{G0^\circ\text{C}}=1540\text{ppm}$$

$$G_{25^\circ\text{C}}=100\ 000 \quad \varepsilon_{G25^\circ\text{C}}=2000\text{ppm}$$

$$G_{50^\circ\text{C}}=80\ 000 \quad \varepsilon_{G50^\circ\text{C}}=2490\text{ppm}$$

Температурна нестабільність коефіцієнту підсилення приблизно рівна  $\pm 500\text{ppm}$

Похибку, приведену до входу розраховуємо як приведену похибку  $\gamma$  помножену на діапазон вхідної напруги.

$$\Delta V_{RTO} = \gamma \cdot FS_I$$

№	Джерело похибки	Розрахунок вкладу	$\gamma$ , ppm	Характер зміни	Каліб
1	$V_{OS}=10\text{мВ}$	$V_{OS} \cdot (R2/R1+1)/V_{OutFS}$	6000	Адит.	+
2	$V_{OSTC}=7\text{мкВ}/^\circ\text{C}$ $\Delta T=20^\circ\text{C}$	$\Delta T \cdot V_{OSTC} \cdot (R2/R1+1)/V_{OutFS}$	84	Адит.	-
3	$I_{OS}=300\text{нА}$	$I_{OS} \cdot R2/V_{OutFS}$	1200	Адит.	+
4	$I_{OSTC}=10\text{пА}/^\circ\text{C}$ $\Delta T=20^\circ\text{C}$	$\Delta T \cdot I_{OSTC} \cdot R2/V_{OutFS}$	1	Адит.	-
5	$CMRR=50\text{dB}$ , $V_{CM}=0\text{В}$	$(V_{CM}/10^{CMRR/20})/V_{OutFS}$	0	Адит.	-
6	$PSRR=65\text{dB}$ , $\Delta V_S=0.2\text{В}$	$(\Delta V_S/10^{PSRR/20})/V_{OutFS}$	45	Адит.	-
7	$G=15 \cdot 10^3$	$1/(1 + \beta \cdot G)$ $\beta = R1/(R1+R2)$	100	Мульти.	+
8	$\epsilon_{R1} = \epsilon_{R2} = 1\%$	$\sqrt{\epsilon_{R1}^2 + \epsilon_{R2}^2}$	14000	Мульти.	+
9	$TKO=100\text{ppm}$ $\Delta \Delta T=2^\circ\text{C}$	$\Delta \Delta T \cdot TKO \cdot \sqrt{2}$	283	Мульти.	-

Приведена та абсолютна (приведена до входу та виходу) похибка без калібрування

$$\gamma_N = \sqrt{\gamma_1^2 + \gamma_2^2 + \gamma_3^2 + \gamma_4^2 + \gamma_5^2 + \gamma_6^2 + \gamma_7^2 + \gamma_8^2 + \gamma_9^2} = 15282 \text{ ppm} = 1.6\%$$

$$\Delta V_{OutN} = \gamma_N \cdot V_{InFS} = 77 \text{ мВ}$$

$$\Delta V_{OutN} = \gamma_N \cdot V_{OutFS} = 39 \text{ мВ}$$

Приведена та абсолютна (приведена до входу та виходу) похибка після калібрування

$$\gamma_C = \sqrt{\gamma_4^2 + \gamma_5^2 + \gamma_6^2 + \gamma_9^2} = 287 \text{ ppm} = 0.03\%$$

$$\Delta V_{InC} = \gamma_C \cdot V_{InFS} = 1.5 \text{ мВ}$$

$$\Delta V_{OutC} = \gamma_C \cdot V_{OutFS} = 0.8 \text{ мВ}$$

№	Джерело похибки	Розрахунок вкладу	$\gamma$ , ppm	Характер	Каліб.
1	Квантування	$\frac{1}{2} \cdot 2^{-N}$	123	нелін.	-
2	Інтегральна нелінійність	$INL \cdot 2^{-N}$	245	нелін.	-
3	Похибка зміщення	$Offset \cdot 2^{-N}$	733	адит.	+
4	Похибка підсилення	$Gain \cdot 2^{-N}$	733	мульти.	+
5	Струм входів	$R_S \cdot I_{IN} / V_{FS}$	60	?	-
6	Допуск ДОН	$\Delta V_{REF} / V_{REF}$	4000	мульти.	+
7	ТКН ДОН	$TC_{REF} \cdot \Delta T$	225	мульти.	-
8	КПНЖ ДОН	$(\Delta V_S \cdot 10^{-PSRR/20}) / V_{REF}$	23	мульти.	-

Розраховуючи оцінку сумарної похибки перетворення до калібрування  $\gamma_u$  слід додати квадратично всі похибки, а після калібрування  $\gamma_c$  – додати всі некомпенсовані похибки.

$$\gamma_u = \sqrt{\sum_{i=1}^8 \gamma_i^2} = 4148 \text{ ppm}$$

$$\gamma_c = \sqrt{\gamma_1^2 + \gamma_2^2 + \gamma_5^2 + \gamma_7^2 + \gamma_8^2} = 361 \text{ ppm}$$



## 4. Схеми порівняння напруги

**Компаратор** (англ. *comparator*, нім. *Komparator m*) – це елемент порівняння, який широко використовується в системах контролю та автоматичного керування. Компаратори відносяться до елементів імпульсної техніки. [1] Компаратор, виконаний на базі операційного підсилювача (ОП), порівнює вимірювану напругу  $U_{вх}$ , яка подається на один із входів (переважно на інвертувальний), із опорною напругою (наперед заданою)  $U_{оп}$ , яка подана на інший вхід. Опорна напруга є незмінною в часі, додатньої чи від'ємної полярності, а вхідна напруга — змінюється. Коли  $U_{вх}=U_{оп}$  вихідна напруга ОП змінює свій знак на протилежний (з  $U_{вих.макс}^+$  на  $U_{вих.макс}^-$  чи навпаки). Тому компаратор має ще назву «*нуль-орган*», оскільки зміна полярності вихідної напруги (перемикання) відбувається за умови, що  $u_{вх} - U_{оп} = 0$ , де  $U_{оп}$  — задана напруга.

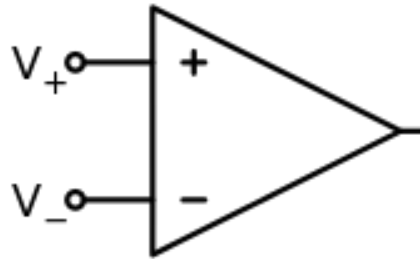


Рисунок 4.1. Компаратор

Через компаратори здійснюється зв'язок між безперервними сигналами, наприклад, напругами та логічними змінами цифрових пристроїв.

Використовуються в різних електронних пристроях, АЦП та ЦАП, пристроях сигналізації, допуску контролю та др.

Одна з напруг (сигналів), подавана на один з входів компаратора, звичайно називають опорним або пороговою напругою. Порогова напруга ділить весь діапазон вхідних напруг, поданих на інший вхід порівняння на два піддіапазони. Стан виходу компаратора, високий або низький, вказує, у якому з двох піддіапазонів знаходиться вхідна напруга. Компаратор з одним вхідним пороговим рівнем прийнято називати однопороговим компаратором, існують компаратори з двома або декількома пороговими рівнями, які відповідно ділять вхідну напругу на число піддіапазонів на 1 більшу числа порогів.

Сигнал може подаватися як на інвертований, так і на неінвертований вхід порівняння. Відповідно, залежно від цього, компаратор називають інвертувальним або неінвертувальним.

Схемотехнічно найпростіший компаратор є диференційний підсилювач з високим коефіцієнтом посилення (в ідеалі - нескінченним). Зазвичай в якості компараторів напруги в сучасній електроніці застосовують мікросхеми операційних підсилювачів (ОП). Але існують і випускаються спеціалізовані для застосування в якості компараторів мікросхеми.

Мікросхема компаратора відрізняється від звичайного лінійного ОП виконанням вхідного і вихідного каскадів: вхідний каскад компаратора повинен витримувати широкий діапазон диференціальних вхідних напруг, аж до значень напруги живлення, а також повний діапазон синфазних напруг.

Вихідний каскад компаратора звичайно конструюють сумісним по логічним рівням з поширеним типом входів логічних схем (технологій ТТЛ, ЕЗЛ та ін.). Можливі виконання вихідного каскаду компаратора на одиночному транзисторі з відкритим колектором, що забезпечує одночасну сумісність з ТТЛ і КМОП логічними мікросхемами.

Мікросхеми компараторів не розраховані для роботи з негативним зворотним зв'язком як ОП і при їх застосуванні негативний зворотний зв'язок не використовується. І навпаки, для формування гістерезисної передавальної характеристики компаратори часто охоплюють позитивним зворотним зв'язком. Це дозволяє уникнути швидких небажаних переключень стану виходу, обумовленому шумами у вхідному сигналі, при повільно змінюється вхідному сигналі.

При проектуванні мікросхем компараторів приділяється особлива увага швидкому відновленню вхідного каскаду після перевантаження і зміни знака різниці вхідних напруг. У швидкодіючих компараторах для підвищення швидкодії схемотехнічно не допускають вхід біполярних транзисторів у вихідному каскаді в режим насичення.

Компаратори охоплені позитивним зворотним зв'язком мають гістерезис і по суті є двухпороговими компараторами, часто такий компаратор називають тригером Шмітта.

## 5. Принципи аналогово-цифрового перетворення

Аналогово-цифровий перетворювач (АЦП) – один із найважливіших компонентів сучасних інформаційно-вимірювальних систем. АЦП перетворює аналоговий сигнал (найчастіше напругу) в цифровий код. Таким чином АЦП – це з'єднувальна ланка між реальним аналоговим світом і цифровим світом мікропроцесорів.

### 5.1. Дискретизація та квантування

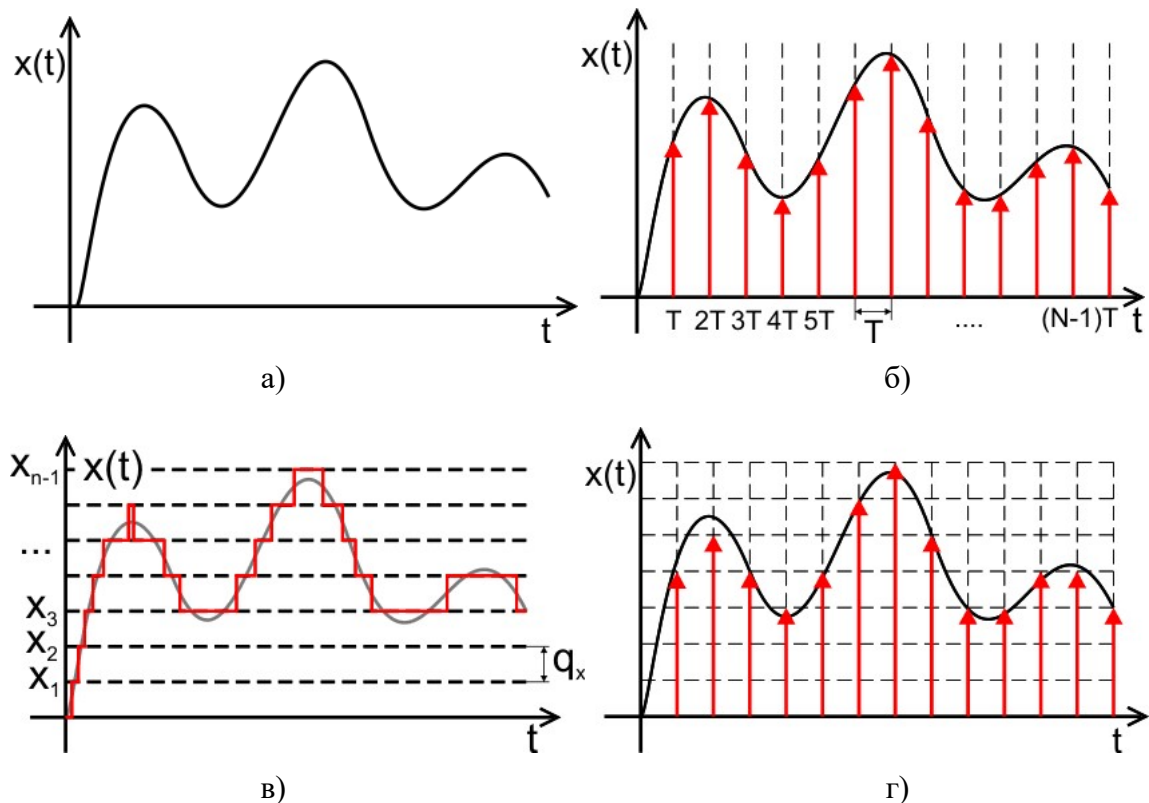


Рисунок 5.1 – Види сигналів

а) – аналоговий (неперервний) сигнал;

б) – дискретизація сигналу;

в) – квантування сигналу;

г) – оцифрування (дискретизація та квантування) аналогового сигналу.

**Сигнал** – матеріальний носій, що несе інформацію, кодовану у певний спосіб. Більшість сигналів в макросвіті є неперервними.

**Неперервний (аналоговий) сигнал** (англ. continuous, analog signal) – містить вимірювальну інформацію закодовану неперервною зміною параметру (інтенсивність, частота, тривалість, просторове розміщення і т. д.). Неперервний сигнал математично може бути описаний функцією  $x(t)$  (рисунок 5.1а) при цьому і аргумент і сама функція може приймати *довільне* значення на певному інтервалі  $t_1 \leq t \leq t_2$ ,  $x_1 \leq x \leq x_2$ . Під аргументом (незалежною змінною) найчастіше розуміють час, або просторову координату.

Прикладом аналогового сигналу є напруга, що виникає на вільних кінцях термопар і несе інформацію про температуру гарячого спаю, напруга, що виникає на затискачах мікрофона і несе інформацію про тиск в звуковій хвилі, або позиція

стрілки барометра, що несе інформацію про тиск. Прикладом аналогового сигналу із просторовим аргументом є розподіл миттєвої освітленості площини в залежності від координати.

Перевага аналогового сигналу є в тому, що він володіє теоретично безмежною роздільною здатністю і піддається простій обробці аналоговими колами. Недоліками аналогового сигналу є відсутність надлишковості – завада нічим не відрізняється від корисного сигналу і в загальному випадку не може бути усунена. Аналоговий сигнал неминуче спотворюється при передачі чи копіюванні.

Аналоговий сигнал не може безпосередньо оброблятися цифровою ІВС, але має бути перетворений в цифрову форму за допомогою операції дискретизації та квантування.

**Цифровий сигнал** – дискретний сигнал з певним значенням інформативного параметра, яке визначається у цифровій формі. Іншими словами цифровий сигнал представляється за допомогою набору чисел, які з певною точністю відображають миттєве значення сигналу в певному інтервалі (рисунок 5.1г).

**Дискретизація** (дискретизація в часі, англ. discretization від лат. discretus – роздільний, перервний) – процедура отримання миттєвих значень (відліків)  $x(n \cdot T)$  неперервного сигналу  $x(t)$  з інтервалом, рівним періоду дискретизації  $T$ . Значення відліків  $x(n \cdot T)$  співпадають із значеннями сигналу  $x(t)$  в моменти часу  $t = n \cdot T$  (рисунок 5.1б). Сукупність відліків  $x(n \cdot T)$ ,  $n = 0, 1..N$  називають **дискретним сигналом**.

$$x(n \cdot T) = x(t) \Big|_{t=n \cdot T}$$

Дискретний сигнал описується рядом  $x(n \cdot T)$ , який приймає довільні значення з діапазону  $x_1 \leq x \leq x_2$ , водночас незалежний аргумент  $n$  приймає лише цілі значення  $n = 0, 1..N-1$ .

Іншими словами дискретизація полягає в заміні неперервного сигналу на послідовність імпульсів, які можуть приймати довільні значення по амплітуді, але відмінні від нуля лише в дискретні моменти часу  $t = n \cdot T$ . Період квантування  $T$  – інтервал між сусідніми імпульсами. Обернена величина – частота дискретизації  $f = 1/T$  – показує наскільки часто будуть розташовуватися імпульси.

**Квантування** (квантування по рівню, англ. quantization) – розбивка діапазону значень неперервної по рівню величини на скінченне число рівнів  $x_0, x_1, \dots, x_{Q-1}$ .

При квантуванні вся область значень сигналу  $x$  розбивається на скінченне число рівнів  $x_0, x_1, \dots, x_n$ . При однорідному квантуванні відстань між цими рівнями однакова і називається кроком квантування  $q_x$ . Кожному рівню присвоюється деякий код, відліки сигналу порівнюються із рівнями квантування і в якості сигналу за певними правилами вибирається код, відповідний рівню квантування (рисунок 5.1в).

Іншими словами квантування – це заміна неперервного по амплітуді сигналу на квантований – що може приймати одне із скінченного числа значень і представляється кодом. Кожному рівню сигналу у відповідність ставлять певний код. Чим більша кількість рівнів квантування, тим з більшою точністю сигнал може бути представлений в кодованій формі. Найчастіше сигнали кодуються в двійковій формі, тому кількість рівнів квантування рівна степені двійки. Наприклад для восьмибітного АЦП кількість рівнів квантування рівна  $2^8 = 256$ . Результатом квантування є сигнал, що може приймати лише обмежене число рівнів.

Інколи використовують квантування із неоднорідним кроком. Наприклад, щоб представляти із однаковою відносною точністю сигнали малої та великої амплітуди використовують дрібний крок квантування на початку діапазону і великий вкінці.

Прикладом природно-квантованої величини може бути кількість  $\gamma$ -часток зафіксованих лічильником за одиницю часу. Прикладом штучного квантування є вимірювання відстані за допомогою шкального інструменту – хоч відстань є неперервною величиною, результат вимірювання величина дискретна. Наприклад якщо вимірювати відстань між двома штрихами рознесеними на 10.213 мм за допомогою лінійки із ціною поділки 1 мм, то отримаємо значення 10 мм. 0.213 мм в цьому випадку називають похибкою квантування.

**Аналогово-цифрове перетворення** (оцифрування, англ. digitizing) – процедура представлення із певною точністю неперервного сигналу у формі цифрового сигналу.

Оцифрування зводиться до *квантування* та *дискретизації* неперервного сигналу і представляє неперервну функцію  $x(t)$  у вигляді набору чисел  $\{x_n\}$  скінченної точності, що кодують миттєві значення сигналу, виміряного в моменти часу  $\{t_n\}$ ,  $n=0,1..N-1$ . Результатом оцифрування є набір чисел – вектор у випадку одновимірного сигналу, чи  $m$ -вимірний масив для  $m$ -вимірного сигналу (рисунок 5.2).

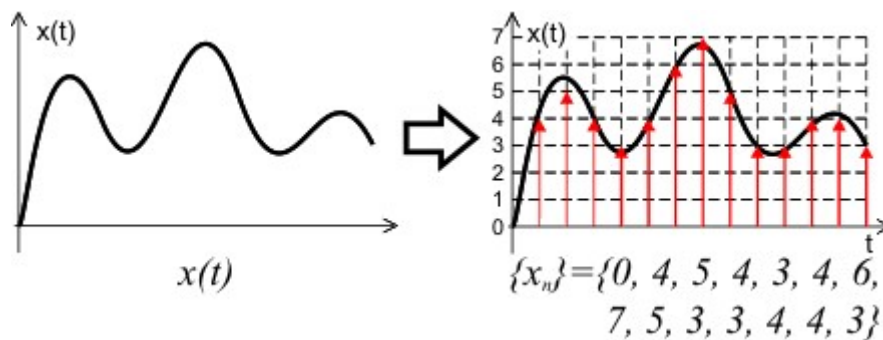


Рисунок 5.2 – Аналогово-цифрове перетворення

Отже, в процесі аналогово-цифрового перетворення аналоговий (неперервний) сигнал  $x(t)$  перетворюється в послідовність чисел  $\{x_n\}$  які представляють миттєві значення сигналу в моменти часу  $t=n \cdot T$  із похибкою квантування.

## 5.2. Теорема Котельникова

Виникає питання наскільки малим має бути період дискретизації, щоб по цифровому сигналу можна було реконструювати аналоговий? Відповідь на це питання дає теорема Котельникова (в англійській літературі – теорема Віттакера–Найквіста–Котельникова–Шеннона, теорема відліків, англ. sample theorem).

Якщо безперервний сигнал  $x(t)$  має спектр, обмежений частотою  $f_{max}$ , то він може бути однозначно і без втрат відновлений за своїми дискретними відліками, взятими з частотою дискретизації  $f_s$  вдвоє більшою за  $f_{max}$ .

$$f_s > 2 \cdot f_{max}$$

Що відбудеться, якщо сигнал частотою  $f_a$  буде дискретизуватися із частотою  $f_s < 2 \cdot f_a$ ? При цьому у спектрі дискретизованого сигналу з'явиться сигнал частотою, яка не була присутня у вхідному неперервному сигналі. Цей ефект називають **накладання спектрів**, аліасинг (англ. aliasing), ефект стробоскопа.

В часових координатах ефект накладання можна продемонструвати такою діаграмою (рисунок 5.3). Вхідний неперервний сигнал  $f_a$  дискретизується на частоті  $f_s < 2f_a$  (умова теореми Котельникова не виконується). В результаті отримані відліки

нічим не відрізняються від відліків, які були б отримані при дискретизації сигналу, частотою  $f_i = f_s - f_a$ .

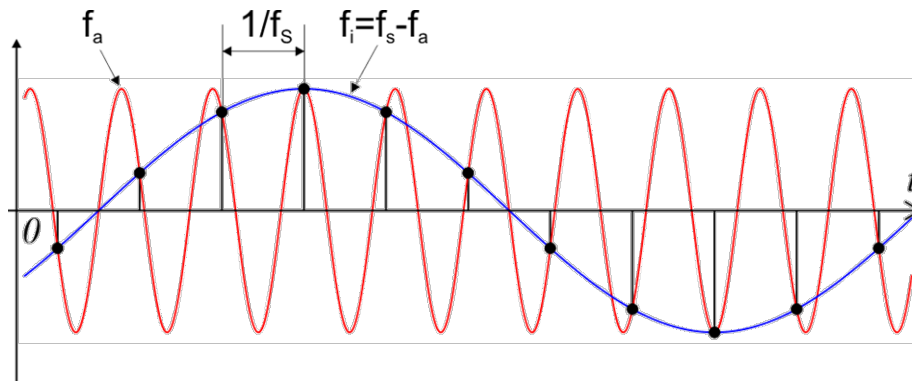


Рисунок 5.3 – Ефект накладання частот в часовій області

В частотній області це виглядає так (рисунок 5.4). Вся вісь частоти від  $-\infty$  до  $\infty$  розділяється на безмежну кількість зон Найквіста кожна по  $f_s/2$ . В спектрі аналогового сигналу частотою  $f_a$  дискретизованого на частоті  $f_s$  присутні складові з частотами  $f_i = |\pm K \cdot f_s \pm f_a|$ ,  $K=0,1,2,\dots$  Якщо  $f_a$  менша за  $0.5f_s$  (рисунок 5.4 А) то всі фіктивні складові будуть знаходитися поза межами першої зони Найквіста. Якщо ж частота сигналу потрапляє в довільну іншу зону, то її фіктивний образ буде проектуватися в першу зону із прямим або дзеркально відбитим спектром (рисунок 5.4 В, рисунок 5.5).

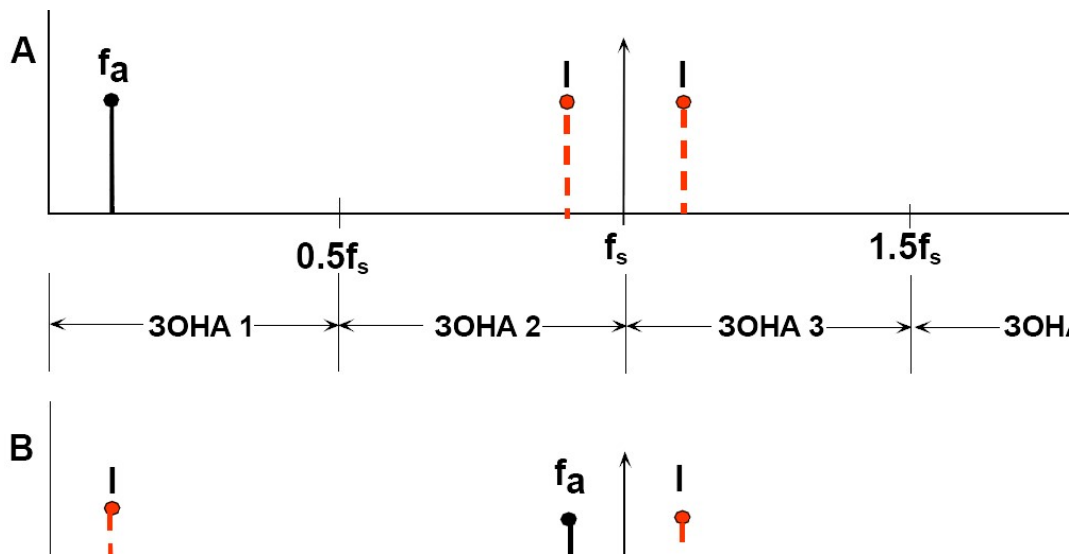


Рисунок 5.4 – Ефект накладання частот в частотній області

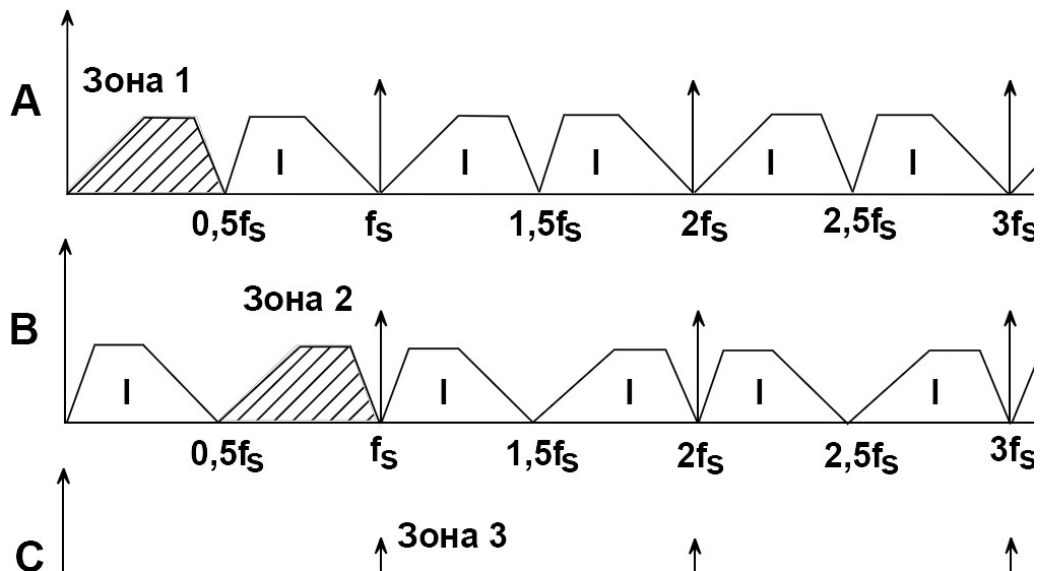


Рисунок 5.5 – Використання дискретизації на пониженій частоті

**Частота Найквіста** – частота рівна половині частоти дискретизації. Згідно теореми Котельникова, ефекту накладання частот не відбудеться, а сигнал можна буде відтворити без втрат, якщо ширина спектру аналогового сигналу менша частоти Найквіста.

### 5.3. Оцифрування реальних сигналів

Реальні сигнали можуть мати дуже широкий спектр, основна частина якого локалізується в певній смузі частот. Так, наприклад, основна частина спектру голосу людини локалізується в смузі частот 100..3500 Гц (рисунок 5.6), тобто нас цікавить смуга пропускання  $f_a=3500$  Гц. Яку частоту дискретизації обрати? Теорема Котельникова говорить, що частота дискретизації має бути принаймні в два рази більша за подвоєну максимальну частоту спектру, тобто  $f_s > 2 \cdot f_a$ ,  $f_s > 7000$  Гц. Однак в спектрі голосу окрім найбільш інформативної частини шириною 3500 Гц присутній шум та так звані "хвости" – вищі гармоніки, що повільно спадають із зростанням частоти. Якщо дискретизувати такий сигнал на частоті 7000 Гц, то внаслідок ефекту накладання всі спектральні складові із частотою вищою за 3500 Гц потраплять в першу зону Найквіста і спотворять цифровий сигнал.

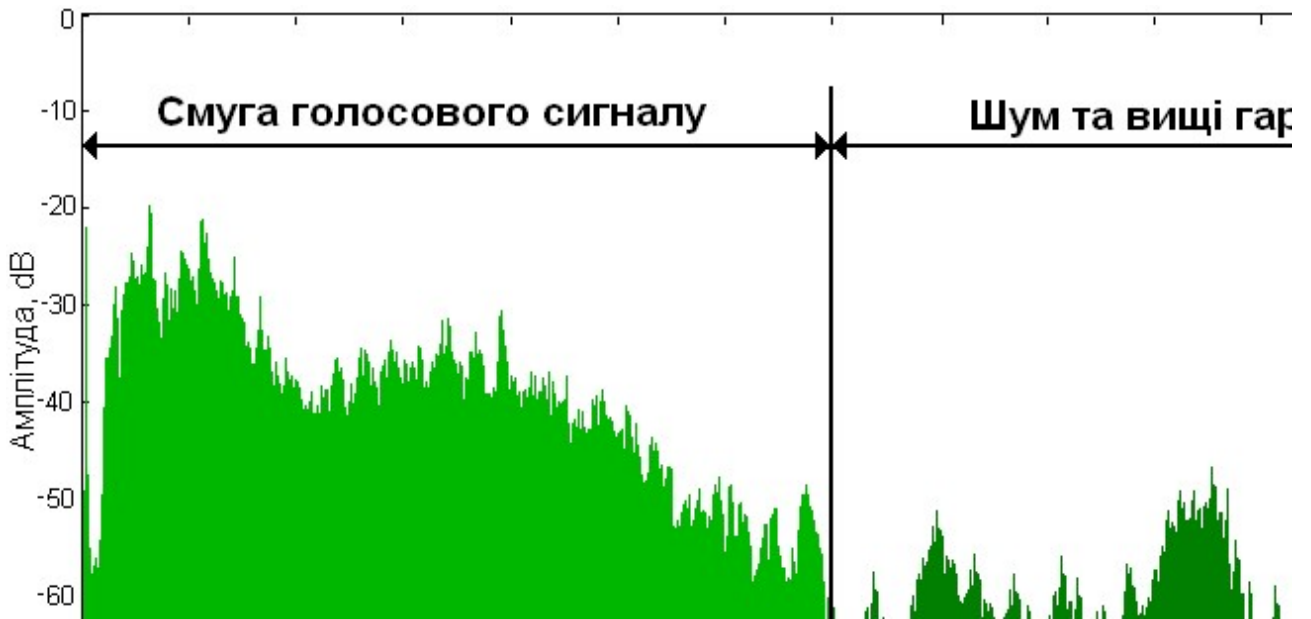


Рисунок 5.6 – Спектр голосового сигналу

Щоб уникнути спотворення через ефект накладання спектрів перед дискретизацією аналоговий сигнал слід відфільтрувати, залишивши лише інформативну частину. Частоту зрізу фільтра  $f_c$ , обирають так, щоб вона співпадала із максимальною частотою корисного сигналу. Реалізувати фільтр із прямокутною амплітудно-частотною характеристикою неможливо, тому частоту дискретизації обирають так, щоб в першу зону Найквіста потрапляв не лише корисний сигнал, але й перехідна зона затухання фільтра. В нашому прикладі оберемо частоту зрізу фільтра  $f_c=3500$  Гц, частоту дискретизації  $f_s=8000$  Гц. Запас в 500 Гц потрібний для реалізації перехідної зони фільтра (рисунок 5.7).

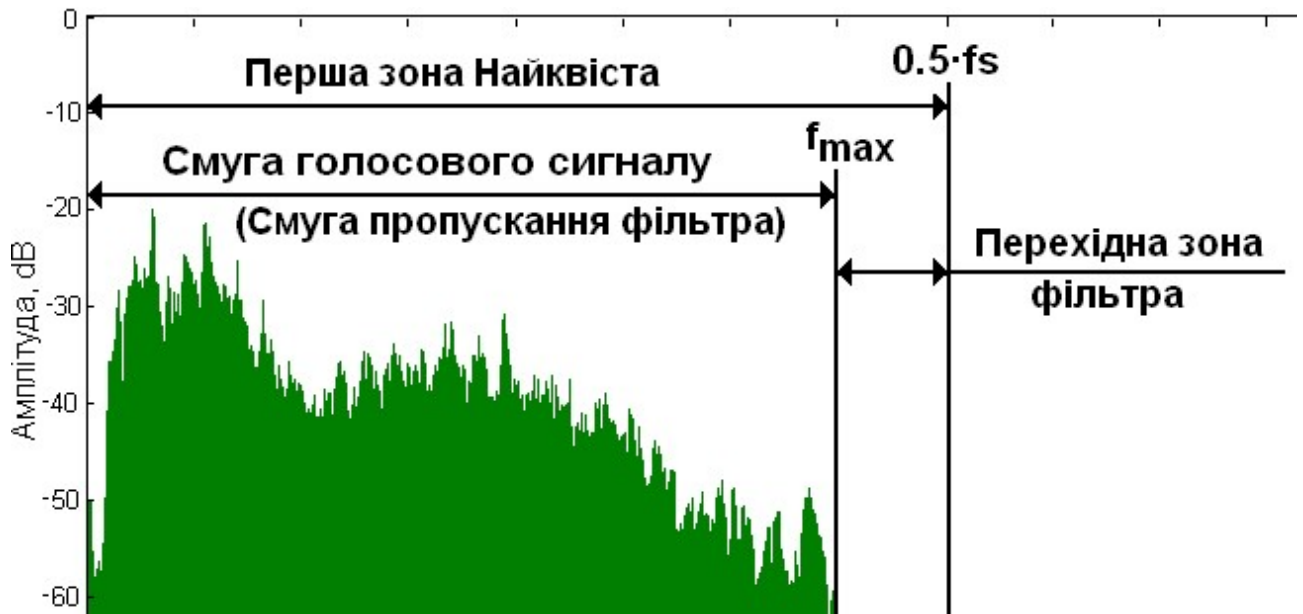


Рисунок 5.7 – Вибір частоти дискретизації

Інший приклад із реального життя. Яку частоту обрати для оцифрування музичних творів? Відомо, що людське вухо сприймає коливання частотами від 20 Гц до 20 кГц. Теорема Котельникова встановлює обмеження на мінімальну частоту дискретизації  $f_s$  в  $20 \text{ кГц} \cdot 2 = 40 \text{ кГц}$ . Стандарт CDA (аудіо компакт-диски) передбачає



використання частоти дискретизації  $f_s=44.1$  кГц. Надлишкові  $(4.1 \text{ кГц})/2$  необхідні для реалізації попередньої аналогової фільтрації сигналу.

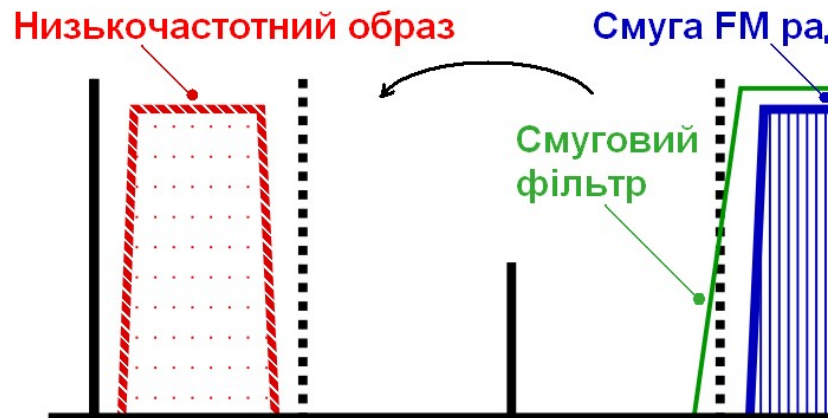


Рисунок 5.8 – Використання дискретизації на пониженій частоті

**Супердискретизація (oversampling).** Реалізація аналогового фільтра низьких частот із достатньо крутою характеристикою є досить громіздкою (катушки індуктивності, операційні підсилювачі). Тому, інколи, простіше обмежитися простим фільтром першого порядку, однак оцифровувати сигнал на частоті, що набагато перевищує подвоєну максимальну частоту корисного спектру. Далі, за допомогою алгоритмів цифрової обробки сигналів (ЦОС), виконують остаточну фільтрацію і прорідження (decimation) даних. ЦОС дозволяє реалізовувати фільтри надзвичайно високого порядку і навіть переналаштовувати частоту зрізу. Таким чином супердискретизація дає змогу зменшити вимоги до характеристик аналогових фільтрів, що зменшує габарити та вартість системи. Супердискретизація характерна для  $\Sigma$ - $\Delta$  АЦП про які йтиме мова далі.

**Субдискретизація (undersampling).** Найчастіше при оцифруванні сигналів задля уникнення ефекту накладання частоту дискретизації вибирають більшою за максимальну частоту в спектрі вхідного сигналу. Однак, інколи, ефект накладання частот використовують для прямого оцифрування високочастотних сигналів. Так, якщо в спектрі неперервного сигналу присутні гармоніки з частотами 10.1..10.2 МГц, то, оцифрувавши його на частоті 1МГц ми перенесемо сигнал із 10 зони Найквіста в першу і виконаємо таким чином пониження частоти. Такий прийом називається субдискретизація (undersampling). Субдискретизація дозволяє зменшити вимоги до швидкодії АЦП та процесора, але може спричинити додаткові похибки через нестабільність фази (див. Jitter)

## 6. Характеристики АЦП

В наш час випускаються тисячі моделей АЦП, які відрізняються принципом роботи, ціною та продуктивністю. Щоб правильно підібрати АЦП для конкретної задачі і оцінити похибку перетворення потрібно знати і розуміти суть параметрів АЦП. Задача ускладнюється тим, що різні виробники можуть по-різному називати один і той же параметр, і розуміти під однією і тією ж назвою різні параметри. Тому рекомендуємо уважно читати документацію на АЦП, особливо розділ із визначенням вжитих термінів та умов тестування. Нижче приведені поширене трактування

параметрів АЦП. Можна виділити групу статичних, динамічних та додаткових параметрів АЦП.

## 6.1. Статичні характеристики

В багатьох застосуваннях АЦП використовуються для оцифрування повільнозмінних сигналів (наприклад від датчика температури, тиску, ваги, лінійних розмірів). За таких умов точність перетворення визначається переважно статичними параметрами АЦП. До них відносять адитивну похибку (Offset error), мультиплікативну похибку (full-scale error), диференційну нелінійність (differential nonlinearity) та інтегральну нелінійність (integral nonlinearity).

**Ідеальна передавальна функція** – показує зв'язок між вхідною напругою та вихідним кодом (рисунок 6.1). Передавальна функція приводиться в документації на АЦП. В багатьох АЦП передавальна функція має такий вигляд:

$$C = \frac{V_{in}}{V_{ref}} 2^N,$$

де  $C$  – вихідний код (ціле число);

$V_{in}$  – вхідна напруга, В;

$V_{ref}$  – опорна напруга, В;

$N$  – розрядність АЦП, біт.

Якщо на вхід АЦП подати напругу з-поза меж вхідного діапазону, вихідний код насититься прийнявши мінімальне або максимальне значення

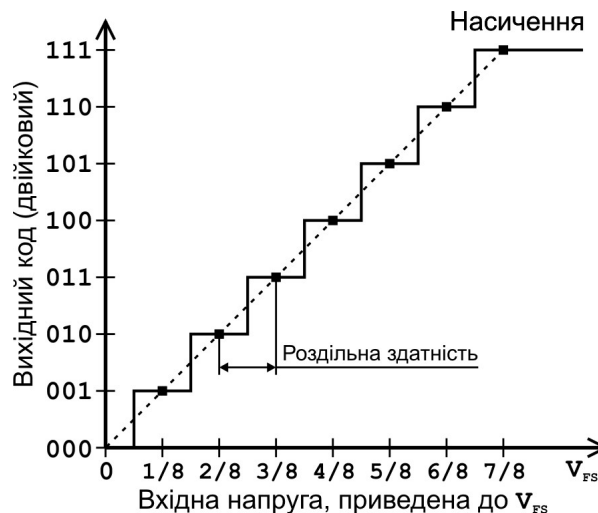


Рисунок 6.1 – Передавальна функція ідеального 3 бітного АЦП

**Розрядність (resolution)  $N$**  – кількість розрядів вихідного коду АЦП.

**Вага молодшого розряду (least significant bit)  $LSB$**  – крок квантування виражений в одиницях вхідної величини.  $LSB$  часто використовується при вказуванні похибок АЦП.

$$LSB = V_{FS} / 2^N$$

**Розділена здатність (resolution)  $\Delta V$**  – мінімальна зміна аналогового сигналу, яка може бути зафіксована за допомогою АЦП. Для АЦП із рівномірним квантуванням розділена здатність співпадає із кроком квантування. Якщо не

враховувати похибки і шум, то роздільна здатність визначається розрядністю. Скінченна роздільна здатність породжує похибку квантування  $\pm\frac{1}{2}\text{LSB}$ .

$$\Delta V = \frac{V_{FS}}{2^N}$$

Наприклад АЦП із розмахом вхідного сигналу  $-1.28\text{ В}..+1.28\text{ В}$  і розрядністю  $N=8$  біт має роздільну здатність  $\Delta V=2.56\text{ В}/256\approx 1\text{ мВ}$ . Роздільна здатність ADuC841 при використанні внутрішнього джерела опорного сигналу  $V_{\text{ref}}=2.5\text{ В}$   $\Delta V=2.5\text{ В}/4096\approx 610\text{ мкВ}$ .

Не слід путати роздільну здатність з точністю АЦП. Роздільна здатність показує скільки окремих значень може бути зафіксовано в межах вхідного діапазону. Точність характеризує відхилення результату перетворення від ідеального значення для даної вхідної напруги. Так, наприклад, точність 16-бітного АЦП може бути нижчою, за точність 14-бітного.

На практиці роздільна здатність додатково обмежується шумами і похибками. Якщо сигнал сильно зашумлений чи спотворений, то молодші розряди вихідного коду виявляються неінформативними. Через це вводять поняття ефективної розрядності (англ. effective number of bits – ENOB).

**Динамічний діапазон** (dynamic range)  $D$  – логарифм відношення максимального до мінімального сигналу що може бути зафіксований АЦП.

$$D = 20\log_{10} \frac{V_{FS}}{\Delta V}$$

Динамічний діапазон ідеального АЦП (без шуму та похибок)

$$D = 20\log_{10} 2^N = 6.02 \cdot N$$

Роздільна здатність можна виразити декількома способами: вагою молодшого розряду (LSB), частиною повної шкали (ppm), мілівольтами, децибелами та ін. Різні пристрої навіть одного і того ж виробника характеризуються по-різному. Для порівняння характеристик АЦП в таблиці 6.1 наводяться параметри АЦП розрядністю 6..24 біт. Перша колонка містить розрядність, друга – кількість кроків квантування, третя – крок квантування для вхідного сигналу АЦП розмахом 2.5 В, четверта крок квантування, перерахований для вхідного сигналу системи розмахом 1 м, четверта – приведена похибка квантування, п'ята – теоретичний динамічний діапазон АЦП.

Таблиця 6.1 – Параметри АЦП різної розрядності

Розрядність N, біт	Кількість кроків квантування ( $2^N$ )	Крок квантування ( $V_{FS}=2.5\text{ В}$ )	Крок квантування ( $V_{FS}=1\text{ м}$ )	Похибка квантування, ppm	Теоретичний динамічний діапазон, dB
6	64	39.1 мВ	15.6 мм	15625	36
8	256	9.77 мВ	3.91 мм	3906	48
10	1024	2.44 мВ	977 мкм	977	60
12	4096	610 мкВ	244 мкм	245	72
14	16384	153 мкВ	61.0 мкм	61	84
16	65536	38.1 мкВ	15.3 мкм	15	96
18	262144	9.54 мкВ	3.81 мкм	4	108
20	1048576	2.38 мкВ	954 нм	1	120

22	4194304	596 нВ	238 нм	0.24	132
24	16777216	149 нВ	59.6 нм	0.06	144

**Похибка квантування** (quantization error)  $\Delta V_q$  – похибка викликана скінченністю кроку квантування. Похибка квантування є наслідком самого процесу аналогово-цифрового перетворення і не може бути виключена жодним способом. Похибка квантування визначається лише розрядністю і рівна половині молодшого розряду.

$$\Delta V_q = \pm \frac{1}{2} LSB$$

**Похибка зміщення** (адитивна похибка, offset error)  $\Delta V_{OS}$  – відхилення реальної передавальної характеристики від ідеальної в нульовій точці. Іншими словами це напруга, яку слід прикласти до входу АЦП, щоб отримати код "0" (рисунок 6.2 а). Ідеальний АЦП перетворює нульову вхідну напругу в код "0", вихідний код змінюється на "1" при досягненні вхідної напруги рівня  $\frac{1}{2} \cdot LSB$ . Похибка зміщення проявляється в зміщенні всієї передавальної характеристики. Похибка зміщення може бути виражена у вольтах, частинах від повного діапазону (ppm) або одиницях молодшого розряду (LSB).

**Похибка підсилення** (мультиплікативна похибка, gain error, full scale error)  $\Delta V_g$  – відхилення реальної передавальної характеристики від ідеальної в кінці діапазону, при умові, що похибка зміщення відсутня. Похибка підсилення проявляється в зміні нахилу всієї передавальної характеристики (рисунок 6.2 б).

**Диференційна нелінійність** (Differential NonLinearity) DNL – відхилення реального кроку дискретизації від ідеального.

В ідеального АЦП ширина кожної сходинки передавальної характеристики має складати  $LSB = V_{FS} / 2^N$ . Відхилення різниці напруг двох *сусідніх* кодів від кроку квантування і складає величину диференційної нелінійності (рисунок 6.2 в). Якщо диференційна нелінійність перевищує половини ваги молодшого розряду, то деякі коди можуть ніколи не з'являтися у вихідній послідовності (ефект втрачених кодів). Наприклад, на рисунку 6.2 в) код 101 ніколи не з'явиться на виході АЦП.

**Інтегральна нелінійність** (Integral NonLinearity) INL – максимальне відхилення реальної передавальної характеристики від ідеальної (рисунок 6.2 г).

**Вхідний струм** (Input Current)  $I_{IN}$  – струм, що споживають входи АЦП. Якщо вихідний опір джерела аналогового сигналу рівний  $R$ , а діапазон вхідної напруги  $V_{INFS}$ , то вхідний струм буде спричинювати похибку  $\gamma_{I_{IN}} = R \cdot I_{IN} / V_{INFS}$ .

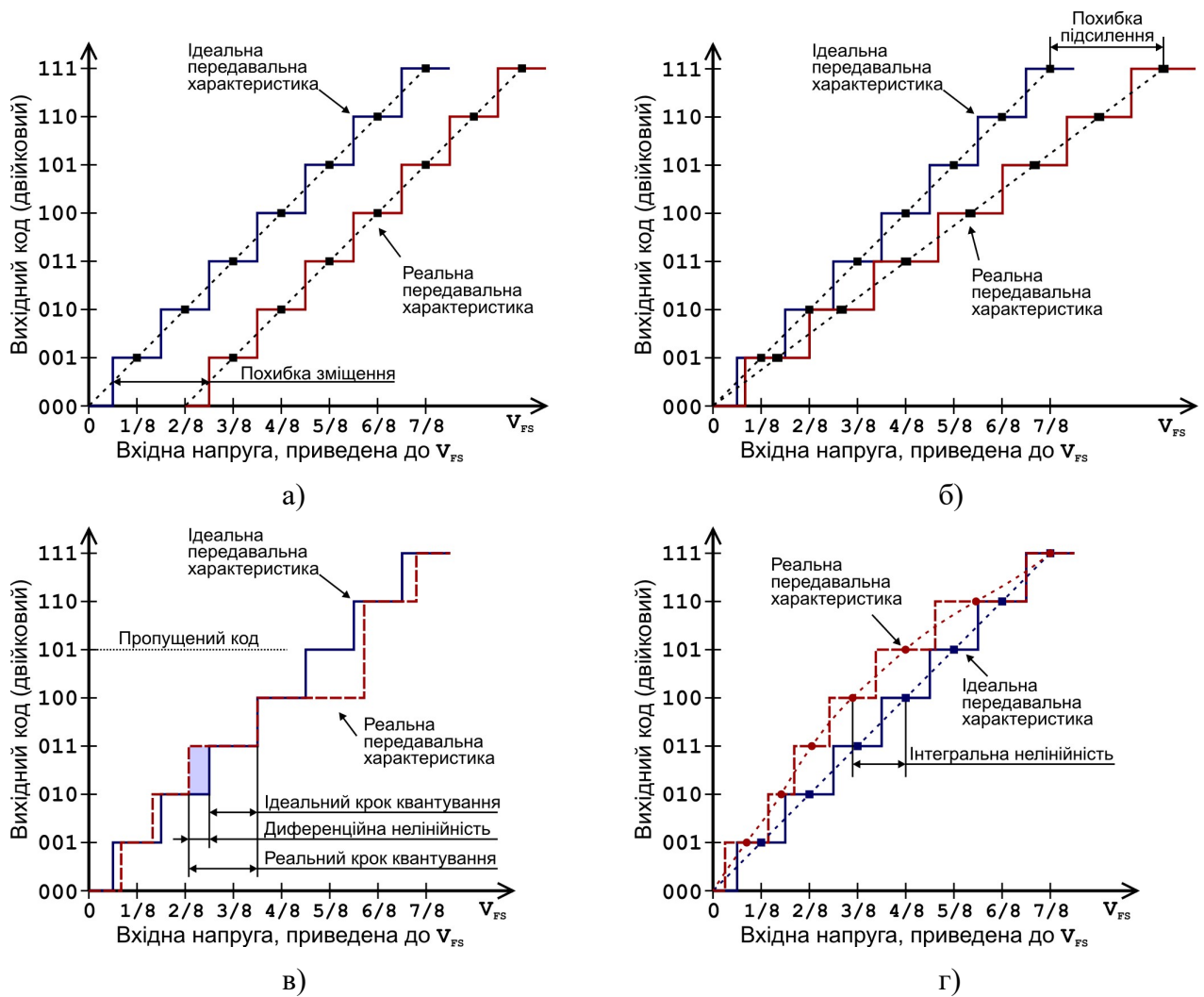


Рисунок 6.2 – Статичні похибки АЦП а) похибка зміщення; б) похибка підсилення; в) диференційна нелінійність; г) інтегральна нелінійність.

## 6.2. Динамічні характеристики АЦП

Динамічні характеристики АЦП впливають на точність перетворення швидкозмінних сигналів. Динамічні характеристики визначають аналізуючи спектр цифрового сигналу, отриманого з виходу АЦП на вхід якого поданий тестовий аналоговий сигнал. Як тестовий сигнал використовують гармонічне коливання (чиста синусоїда) певної частоти  $f_1$ . Аналіз спектру вихідного цифрового сигналу виконують за допомогою дискретного перетворення Фур'є. Нелінійність АЦП приводить до того, що в спектрі цифрового сигналу окрім тестового сигналу буде присутній шум та гармоніки із частотами кратними  $f_1$  ( $f_n = n \cdot f_1$ ) (рисунок 6.3).

**Допустима частота дискретизації** (sample rate),  $f_s$  – діапазон частот в межах якого, АЦП може дискретизувати сигнал. Для високочастотних АЦП специфікуються як максимальна так і мінімальна частоти дискретизації на яких параметри АЦП знаходяться в заданих межах.

**Час перетворення** (conversion time),  $T_s$  – час, за який АЦП може виконати одне перетворення.

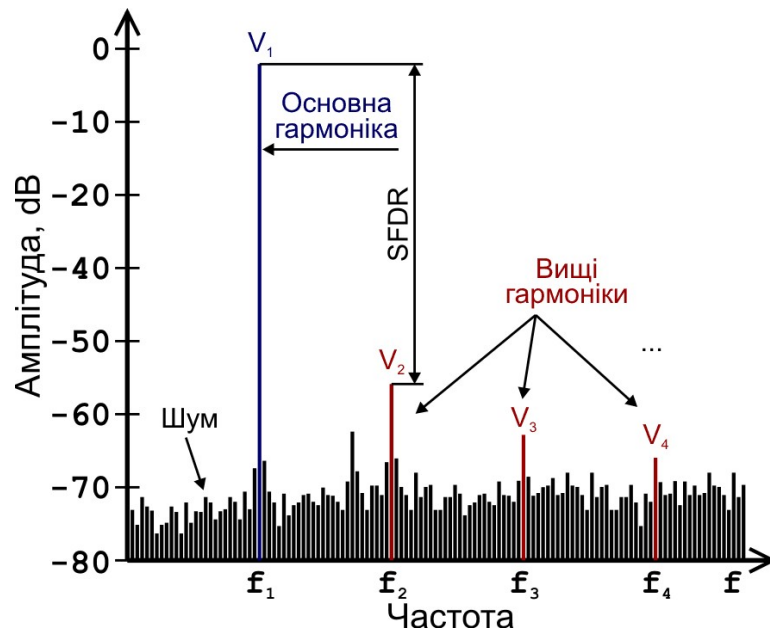


Рисунок 6.3 – Динамічні похибки АЦП

**Коефіцієнт нелінійних спотворень** (Total Harmonic Distortion), THD – величина, що виражає ступінь нелінійних спотворень АЦП і рівна відношенню середньоквадратичної суми амплітуд всіх вищих гармонік до амплітуди основної гармоніки вираженому в децибелах

$$THD = 20 \log_{10} \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}}{V_1}$$

**Відношення сигнал/шум** (Signal to Noise Ratio), SNR – відношення середньоквадратичної величини вхідного сигналу ( $V_1$ ) до середньоквадратичної величини шуму ( $V_N$ ) (за виключенням гармонічних спотворень) виражене в децибелах.

$$SNR = 20 \log_{10} \frac{rms(V_1)}{rms(V_N)}$$

При розрахунку SNR не включають гармонічні спотворення, проте включають шум квантування. Це означає, що SNR N-бітного АЦП не може бути вищим за  $6.02 \cdot N + 1.76$ . Відношення сигнал/шум реальних АЦП додатково погіршується тепловим, дробовим та фазовим шумом.

**Відношення сигнал/шум та спотворення** (Signal-to-Noise And Distortion ratio), SINAD – відношення амплітуди основної гармоніки до середньоквадратичної суми вищих гармонік та шуму.

$$SINAD = 20 \log_{10} \frac{V_1}{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2 + V_N^2}}$$

SINAD враховує шум та гармонічні спотворення таким чином більш повно описує динамічні характеристики АЦП.

**Динамічний діапазон вільний від паразитних складових** (Spurious-free dynamic range), SFDR – відношення між амплітудою корисного сигналу і гармонікою

або шумом найвищої амплітуди виражену в децибелах. SFDR може бути виражений в dBc чи dBFS. Перший спосіб (dBc - dB below carrier) означає вказування відношення між рівнем сигналу і рівнем спотворень (величина сильно залежить від рівня тестового сигналу). Другий спосіб (dBFS – dB below fullscale) означає, що рівень сигналу приводиться до повного діапазону (величина мало залежить від рівня тестового сигналу).

**Ефективна кількість бітів** (Effective Number of Bits), ENOB – кількість бітів, неспотворених шумом та вищими гармоніками. ENOB може бути розрахована таким чином:

$$ENOB = \frac{SINAD - 1.76}{6.02}$$

де,

6.02 – коефіцієнт переходу від децибел до бітів  $20 \cdot \log_{10}(2) \approx 6.02$

1.76 –  $10 \cdot \log_{10}(3/2)$

**Фазовий шум частоти дискретизації** (англ. Jitter) – випадкові відхилення моменту захоплення частоти дискретизації. Фазовий шум частоти дискретизації викликаний нестабільністю генератора частоти дискретизації та випадковими флуктуаціями затримки поширення тактового сигналу всередині АЦП. Якщо присутній фазовий шум частоти дискретизації  $t_j$  при оцифруванні сигналу частотою  $f$  то це спричинить додаткове погіршення величини SNR

$$SNR_j = 20 \log_{10} \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot t_j}$$

### 6.3. Експлуатаційні характеристики АЦП

**Напруга живлення** – одна або декілька напруг необхідні для живлення АЦП.

**Вхідний діапазон  $V_{FS}$**  – діапазон вхідної напруги, в межах якого виконується перетворення. Наприклад вхідний діапазон АЦП ADuC841 – 0..2.5 В. Вхідний діапазон задається опорною напругою.

**Допустимий діапазон опорної напруги.** Специфікуються допустимі межі опорної напруги. Наприклад АЦП ADuC841 допускає використання опорної напруги від 1 В до напруги живлення (3.3 В або 5 В).

**Допустимі напруги** – межі напруг (живлення, вхідні, опорні) перевищивши які мікросхема вийде з ладу.

**Однопровідний/диференційний вхід.** Однопровідний (single-ended) вхід означає, що вихідний код залежатиме від напруги між спільним виводом і аналоговим входом. Диференційний вхід означає, що вихідний код залежатиме від різниці напруг на двох входах.

**Кількість мультиплексованих каналів, кількість паралельних каналів.** Щоб збільшити кількість входів АЦП можуть містити вхідний аналоговий мультиплексор, який дозволяє програмно активізувати один із декількох входів. Існують також багатоканальні АЦП, які можуть виконувати перетворення *одночасно* по декількох каналах.

**Спосіб передачі результату перетворення.** Після завершення перетворення мікросхема АЦП має передати цифровий код процесору для подальшої обробки чи

індикації. АЦП із паралельним виходом передає результати по паралельній шині (одночасно передається декілька/всі біти результату). АЦП із послідовним виходом (інтерфейс spi, i2c, sport, ...) передає результат вимірювання по одному провіднику. Паралельна шина зазвичай швидша, однак займає більше місця на платі та більше виводів мікроконтролера. Послідовна шина повільніша, однак економить місце на платі та виводи мікросхеми-процесора.

**Формат вихідних даних.** Вихідний цифровий код може бути представлений в двійковому коді, двійковому коді із знаковим бітом, доповняльному коді, двійковому коді із зміщенням, кодом Грея.

**Наявність додаткових пристроїв** – сучасні мікросхеми АЦП найчастіше включають пристрій вибірки/зберігання, джерело опорної напруги чи програмований підсилювач.

## 7. Види АЦП

Сучасна АЦП будуються на основі декількох найпопулярніших архітектурах: АЦП двостадійного інтегрування, АЦП послідовних наближень,  $\Sigma$ - $\Delta$  (сигма-дельта) АЦП, паралельне АЦП, конвеєрне АЦП та ін. Знання особливостей цих архітектур допоможе зорієнтуватися при виборі перетворювача для конкретного застосування.

### 7.1. АЦП двостадійного інтегрування

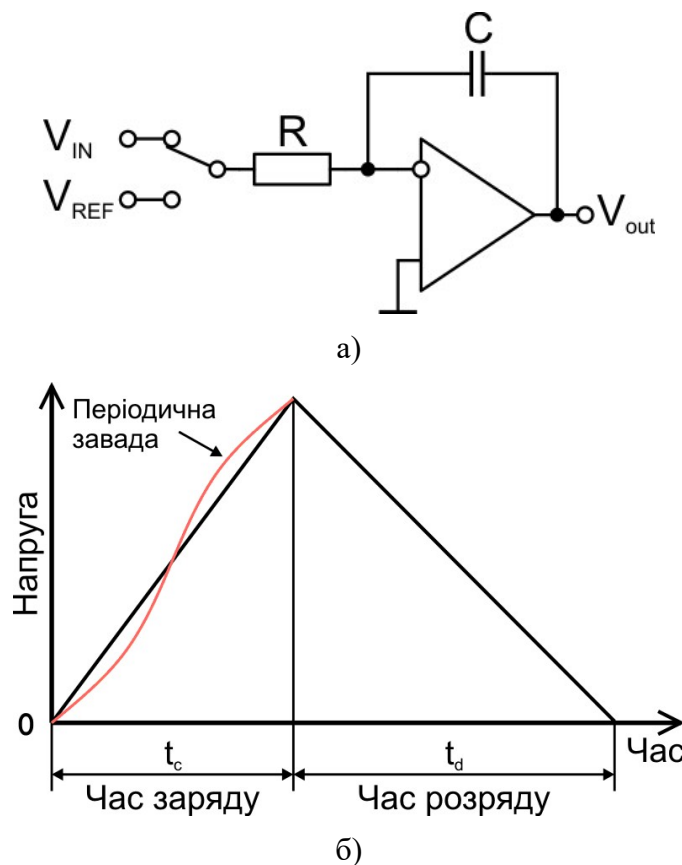


Рисунок 7.1 – АЦП двостадійного інтегрування  
а) – функціональна схема б) – графік зміни напруги на інтеграторі

АЦП двостадійного інтегрування містять джерело опорної напруги, інтегратор, компаратор, комутатор, тактовий генератор та лічильник. Перетворення відбувається



в два етапи. На першому етапі вхідний сигнал подається на інтегратор (попередньо інтегратор онуляється) та інтегрується протягом деякого часу  $t_c$ . Якщо прийняти що вхідна напруга залишається сталою під час інтегрування то вихідна напруга інтегратора  $V_c$ , накопичена за час заряду  $t_c$ , буде рівна

$$V_c = -\frac{V_{in}}{RC} t_c$$

Коли накопичення заряду закінчене, вхід інтегратора відключається від входу АЦП і підключається до джерела опорної напруги зворотної полярності  $V_{ref}$ , що розряджає інтегратор із сталою швидкістю. Процес розряду триває до тих пір, поки вихідна напруга інтегратора  $V_d$  не зменшиться до нуля, тобто

$$V_d = V_c - \frac{V_{ref}}{RC} t_d = 0$$

З цього виразу можемо знайти вхідну напругу

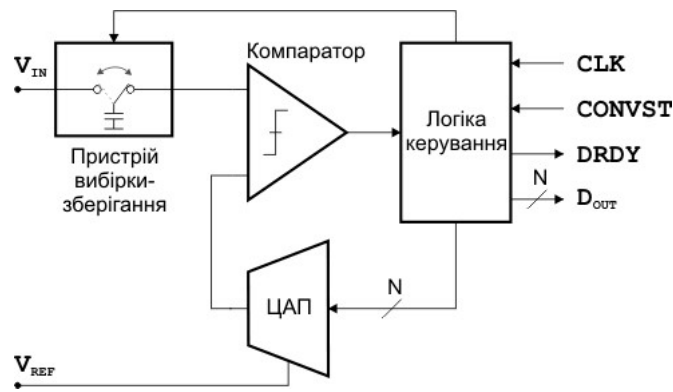
$$-\frac{V_{in}}{RC} t_c - \frac{V_{ref}}{RC} t_d = 0$$

$$V_{in} = -V_{ref} \frac{t_d}{t_c}$$

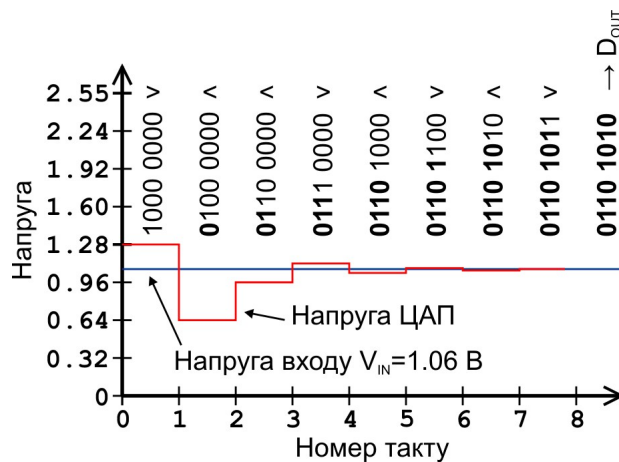
Таким чином, нестабільні параметри АЦП (опір резистора та ємність конденсатора) не входять в підсумковий вираз, а вхідна напруга пропорційна до опорної та до відношення часу заряду та розряду. Час заряду та розряду вимірюється шляхом рахунку тактових імпульсів від моменту початку вимірювання до моменту початку розряду та від моменту початку розряду до досягнення нульового заряду на інтеграторі відповідно. За вихідний код АЦП приймають кількість тактових імпульсів, що пройшли за час розряду.

Перевагою АЦП двостадійного інтегрування є потенційно висока розрядність (10-18 біт) та висока лінійність перетворення. Додатковою перевагою є можливість побудови перетворювачів, нечутливих до періодичних завад (наприклад, завад від мережевого живлення 50 Гц) шляхом вибору періоду інтегрування рівним періоду завади. Недоліком АЦП даного типу є низька швидкість перетворення. АЦП двостадійного інтегрування використовуються у вимірювальних приладах високої точності (цифрові вольтметри, вимірювання ваги, тиску).

## 7.2. АЦП послідовних наближень



а)



б)

Рисунок 7.2 – АЦП послідовних наближень  
а) – функціональна схема б) – послідовність роботи

Принцип роботи АЦП послідовних наближень (successive approximation, SA) складається із пристрою вибірки-зберігання (track and hold), компаратора, цифроаналогового перетворювача та логіки керування. Принцип роботи АЦП послідовних наближень полягає в порозрядному зрівноваженні вхідної напруги за допомогою N-бітного ЦАП.

Пристрій вибірки-зберігання (ПВЗ) унеможливорює зміну напруги під час перетворення. Під час фази захоплення (track) запам'ятовуючий конденсатор під'єднаний до джерела вхідної напруги і відслідковує її зміну. На час перетворення конденсатор від'єднується від джерела вхідної напруги і приєднується до компаратора (зберігання, hold).

Алгоритм роботи зводиться до таких кроків. Після надходження сигналу запуску (CONVSTAT) пристрій вибірки-зберігання запам'ятовує поточну аналогову напругу на вході  $V_{IN}$  і встановлює в нуль всі біти регістру результату перетворення. Далі логіка керування встановлює в 1 найстарший біт регістру результату і подає його на вхід ЦАП (це еквівалентно встановленню половини вхідної напруги на виході). Якщо вихід компаратора залишається нульовим, то це означає що вхідна напруга більша за напругу ЦАП і одиниця в старшому розряді зберігається. Якщо вихід компаратора встановився в 1, то це означає, що вхідна напруга менша за напругу ЦАП і одиниця в старшому розряді скидається. Далі процес повторюється для решти

бітів і таким чином після  $N$  кроків регістр містить код, що відповідає вхідній напрузі. Після цього результат перетворення переписується у вихідний регістр і встановлюється сигнал DRDY.

### 7.3. Сигма-дельта АЦП

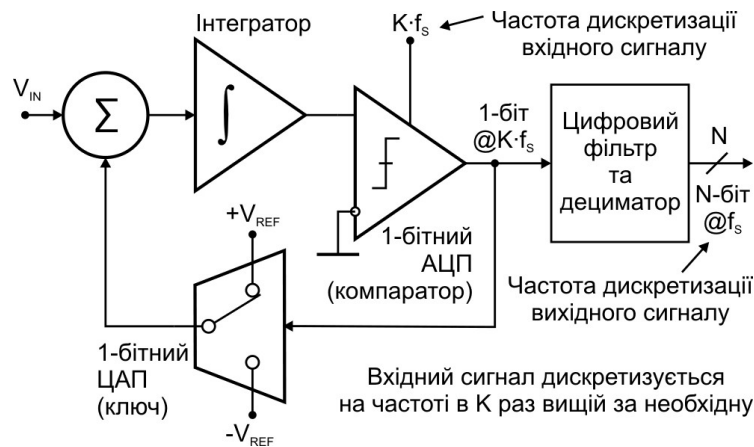


Рисунок 7.3 – Сигма-дельта АЦП

Сигма-дельта АЦП ( $\Sigma$ - $\Delta$  АЦП, Sigma-Delta ADC) дискретизують аналоговий сигнал на частоті в  $K$  раз більшій за задану із роздільною здатністю 1 біт. Далі, одnobітний цифровий потік обробляється цифровим фільтром, який виділяє лише задана смугу пропускання, інтерполіує дані в  $N$ -бітний потік та проріджує їх до заданої частоти дискретизації. Завдяки надлишковій дискретизації із подальшою цифровою фільтрацією зменшуються вимоги до крутизни вхідного аналогового фільтра проти накладання спектрів (антиаліасингового фільтра), а використання одnobітних АЦП та ЦАП (тобто компаратора та ключа) дозволяє забезпечити високу лінійність передавальної характеристики. Сигма-дельта АЦП найчастіше використовують при оцифровуванні звуку (стають в пригоді низькі шуми, невеликі нелінійні спотворення, простота реалізації аналогових фільтрів) а також для високоточних вимірювань статичних сигналів (важлива висока лінійність та роздільна здатність).

Цифрова фільтрація дозволяє отримати вихідний потік з довільною роздільною здатністю (існують  $\Sigma$ - $\Delta$  АЦП з роздільною здатністю 24-біт), однак результуюча точність сильно залежить від обраної частоти дискретизації (коефіцієнту прорідження). Чим вищу частоту дискретизації обирає користувач, тим більше вихідний сигнал буде спотворюватися шумами.

Іншою особливістю  $\Sigma$ - $\Delta$  АЦП є суттєвий час реакції на зміну вхідного сигналу. Внаслідок того, що цифровий сигнал додатково проходить фільтрацію, вихідний сигнал реагує на зміну вхідного з певною затримкою. Це означає, що для коректності вихідних даних перетворення має виконуватися постійно, а тому комутувати вхід на декілька джерел сигналу за допомогою аналогового мультиплексора немає сенсу.

## 7.4. Паралельне АЦП

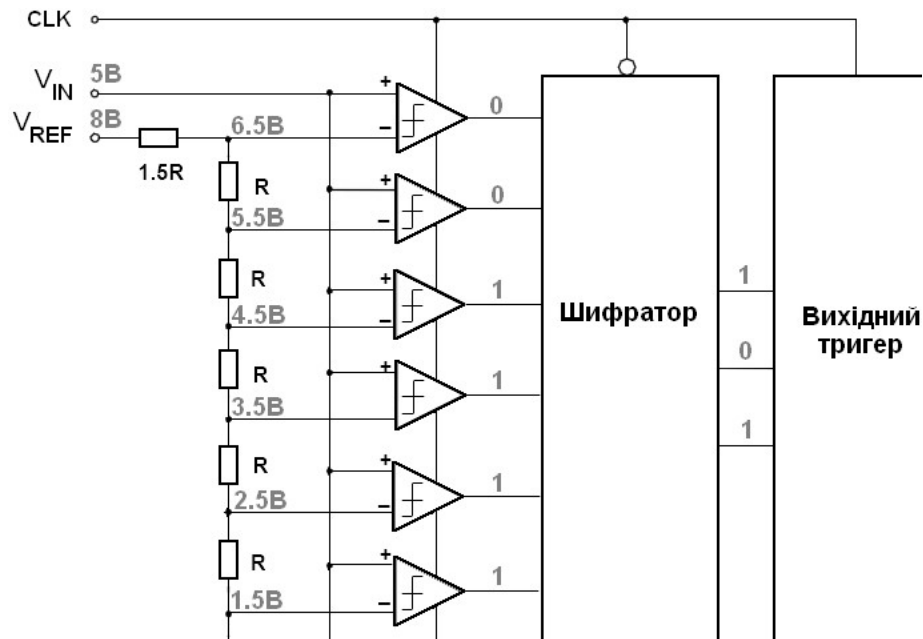


Рисунок 7.4 – Паралельне АЦП

Паралельне АЦП (parallel ADC, Flash ADC) розрядністю  $N$  складається із  $2^N$  резисторів та  $2^N-1$  компараторів, шифратора та вихідного тригера. За допомогою послідовно ввімкнених резисторів опорна напруга  $V_{REF}$  ділиться і подається на інвертувальний вхід кожного компаратора так, що напруга спрацювання сусідніх компараторів відрізняється на один крок квантування. На неінвертувальний вхід компараторів подається вхідна напруга  $V_{IN}$ . Для певної вхідної напруги виходи частини компараторів будуть в стані "1". Шифратор декодує позиційний код в двійковий, а вихідний тригер гарантує, що стан вихідних сигналів змінюватиметься одночасно.

На рисунку 7.4 приведена схема паралельного 3-бітного АЦП. Якщо як опорну напругу подати 8 В а як вхідну – 5 В, то в одиничному стані будуть всі компаратори окрім двох верхніх, а дешифратор декодує стан входів "1111100" в 101, що відповідає  $5_{10}$ . Такий самий результат отримаємо при подачі вхідної напруги від 4.5 В до 5.5 В.

Перевагою паралельних АЦП є висока швидкодія (виконання перетворення за один такт). Недоліком – великі габарити та споживання а також висока ціна. Для побудови  $N$ -бітного АЦП потрібно  $2^N-1$  компаратори. Паралельні АЦП можуть бути використані при оцифровуванні швидкозмінних сигналів (наприклад відео чи радіосигнали). Паралельні АЦП були популярні в 80-тих та ранніх 90-тих і були витіснені конвеєрними АЦП. В наш час випускаються лише декілька моделей з частотою дискретизації порядку гігагерц. Паралельне АЦП є складовою частиною поширених тепер конвеєрних АЦП.

## 7.5. Конвеєрне АЦП

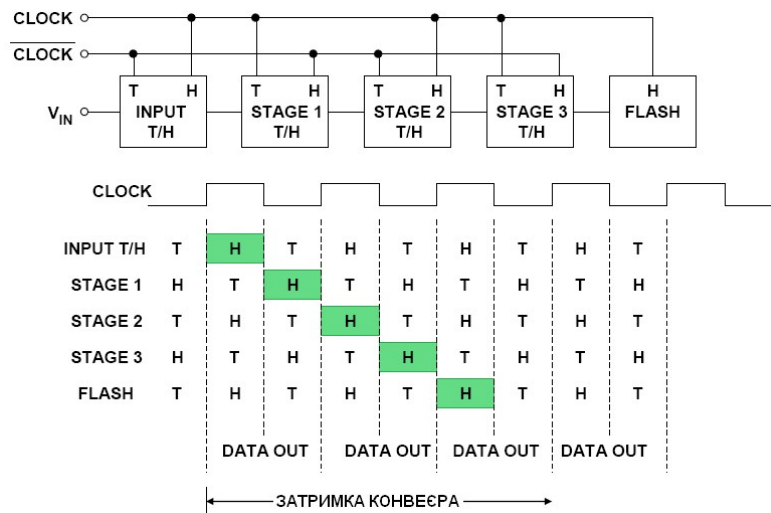


Рисунок 7.5 – Конвеєрне АЦП

Конвеєрне АЦП (Pipelined ADC) складається із вхідного пристрою вибірки-зберігання (Т/Н), декількох ступенів перетворення (Stage1..Stage3) та паралельного АЦП малої розрядності (рисунок 7.5). Кожний ступінь складається із пристрою вибірки-зберігання, паралельного АЦП та ЦАП малої розрядності. Всі ступені працюють паралельно за принципом конвеєра – в кожному наступному такті ступінь обробляє результати роботи попереднього. Кожний цикл перетворення складається із двох стадій (низький і високий рівень тактового сигналу CLOCK).

Впродовж першої стадії (CLOCK – низький) пристрої вибірки-зберігання парних ступенів знаходяться в стані утримування (hold), а їх паралельні АЦП оцифровують вхідні сигнали. Наприкінці першої фази цифрове перетворення парних ступенів завершується і на своєму виході вони формують аналоговий сигнал рівний похибці квантування – різниці вхідного сигналу і сигналу сформованого за допомогою ЦАП із коду АЦП (принцип піддіапазонів, subranging). В цей час пристрої вибірки-зберігання непарних ступенів знаходяться в стані захоплення (track) і відслідковують сигнал, сформовані попередніми ступенями. Впродовж другої стадії (CLOCK – високий) непарні ступені виконують перетворення, а парні відслідковують сигнал.

Таким чином результат перетворення аналогового сигналу з'являється на виході чотириступінчатого АЦП за 3 цикли (затримка конвеєра). Оскільки всі ступені працюють одночасно (одночасно виконується перетворення чотирьох відліків), то результуюча частота дискретизації рівна вхідній тактовій частоті. Допоміжна логіка об'єднує результати квантування відліку всіма ступенями і формує на виході АЦП результат перетворення розрядністю рівній сумі розрядностей ступенів.

Конвеєрна архітектура використовується для побудови сучасних високошвидкісних АЦП із частотою дискретизації до сотень мегагерц та розрядністю 8-16 біт. Водночас АЦП даного типу є досить дорогими (десятки-сотні USD), споживають значну потужність (~1 Вт) та не можуть працювати на малих частотах дискретизації. Окрім того високошвидкісні АЦП вимагають високоякісного тактового сигналу та швидкісних процесорів для обробки вихідних сигналів. Конвеєрні АЦП використовують для оцифрування радіо та відеосигналів.

## 8. Вибір АЦП

Вибір АЦП як будь-якого іншого компоненту системи є багатоваріантною задачею, розв'язання якої вимагає зважування багатьох аргументів. В цьому параграфі ми намагатимемось встановити напрямні, які допоможуть зорієнтуватися в широкому діапазоні сучасних аналогово-цифрових перетворювачів, приведемо параметри деяких АЦП а також розглянемо процес вибору на прикладі декількох типових задач.

### 8.1. Критерії вибору АЦП

Обираючи АЦП для конкретного застосування найперше слід з'ясувати параметри сигналу, який потрібно оцифрувати та визначитися із допустимою похибкою перетворення. Слід мати на увазі, що результуюча похибка вимірювання буде включати похибки внесені на всьому шляху проходження сигналу і часто буде визначатися найменш точною ланкою. Наприклад немає сенсу використовувати дороге 16-бітне АЦП для оцифрування сигналу від потенціометричного давача переміщення із нелінійністю 1% – це не допоможе підвищити точність.

Найчастіше перед проектувальником одночасно стоїть задача вибору давача, схеми спряження та АЦП, а отже розподілу допустимої похибки між цими ланками вимірювального каналу. Прийнятним підходом є більш-менш рівномірний розподіл допустимої похибки між цими ланками каналу вимірювання (наприклад по 0.3γ для давача, підсилювача та АЦП). Інший підхід передбачає виділення для підсилювача та АЦП меншу частину допустимої похибки, залишаючи більше простору для похибки давача та механіки (наприклад 0.6γ для давача, 0.2γ для підсилювача та 0.2γ для АЦП).

Обираючи частоту дискретизації варто зважати на необхідну смугу пропускання. Немає сенсу платити за додаткові мегагерци частоти дискретизації, якщо вхідний сигнал є низькочастотний. Інколи високочастотний смуговий сигнал оцифровують за допомогою низької частоти дискретизації, використовуючи метод недодискретизації (undersampling). При виборі АЦП для оцифрування повільнозмінних сигналів опираються на прийнятний період перетворення.

Ціна АЦП може бути більш чи менш важливим фактором вибору в залежності від застосування. Ціна є визначальною в масовому чи крупносерійному виробництві. Водночас при розробці одиничних чи малосерійних виробів більш важливим є простота схеми та доступність мікросхеми.

Окрім розрядності, швидкодії та ціни важливими параметрами є формат вхідних і вихідних сигналів, напруга живлення, допустимий температурний діапазон, тип корпусу мікросхеми та ін. Варто звернути увагу на те, що сучасні мікроконтролери переважно мають в своєму складі вбудоване АЦП. Якщо його характеристики достатні для оцифрування сигналів із заданою точністю, а швидкодії мікроконтролера достатньо для обробки потоку цифрових даних, то немає сенсу використовувати додаткову зовнішню мікросхему АЦП.

### 8.2. Характеристики та застосування деяких АЦП

В таблиці 8.1 наведено характеристики деяких типових АЦП згрупованих за архітектурами. Для наступних застосувань можна передбачити такі застосування.

1. Вимірювання статичних або повільнозмінних сигналів (переміщення, освітленість, вологість, температура, позиція органів керування та ін.) – не ставляться високі вимоги до точності та частоти дискретизації. В таких випадках варто використовувати АЦП послідовних наближень (С8051F340, AD7457 та схожі).
2. Прецизійне вимірювання статичних або повільнозмінних сигналів (давачі ваги, тиску, температури та ін.). Важливо забезпечити лінійність та роздільну здатність, однак частота дискретизації не є обмежувальним фактором. Після виконання калібрування основну похибку вноситиме нелінійність, шум квантування та дрейфи зміщення/підсилення. Для таких застосувань варто використовувати  $\Sigma$ - $\Delta$  АЦП (ADuC845, ADuC848, AD7714).
3. Оцифрування аудіосигналів. Посередні вимоги до частоти дискретизації, високі вимоги до динамічних параметрів (SNR, THD, SINAD). Варто використовувати спеціалізовані кодеки – мікросхеми, що реалізують АЦП, ЦАП, підсилення, аналогову та цифрову фільтрацію в одному корпусі і будуються на основі  $\Sigma$ - $\Delta$  модулятора (TLV320AIC10, PCM3008).
4. Фіксація швидкоплинних процесів (профілографи, розривні машини, фіксація перехідних процесів, фотометрія, керування двигунами, експериментальне обладнання) – середні вимоги до точності і частоти дискретизації. Розпочніть пошуки від якісних АЦП послідовних наближень (ADuC841, AD7452 та схожі).
5. Оцифрування високочастотних сигналів (захоплення відео, цифрові приймачі, передача даних, медичне обладнання). Ставляться високі вимоги до частоти дискретизації, фазового шуму та ширини смуги пропускання аналогового сигналу. Також нормуються динамічні характеристики (SINAD, SFDR та ін.). Розпочніть пошуки із високошвидкісних АЦП послідовних наближень та конвеєрних АЦП (AD6644, MAX1422, MAX1422 та ін.).

### 8.3. Приклади вибору АЦП

**Приклад 1.** Підібрати АЦП для оцифрування результатів вимірювання товщини деталі (повний діапазон  $X_{FS}=10$  мм) за допомогою потенціометричного давача переміщення із приведеною похибкою  $\gamma_{\text{давача}}=0.5\%$ . Допустима похибка вимірювання  $\Delta=0.1$  мм. Максимальний час вимірювання  $T_s=50$  мс. За допомогою калібрування усуваються похибки зміщення та підсилення.

Приведена інструментальна похибка не повинна перевищувати  $\gamma=\Delta/X_{FS}=0.1$  мм/10 мм=1%. Основна інструментальна похибка складатиметься із похибки давача та похибки АЦП.

$$\gamma=\gamma_{\text{давача}}+\gamma_{\text{АЦП}}$$

Тому приведена похибка АЦП не повинна перевищувати (грубо)

$$\gamma_{\text{АЦП}}=\gamma-\gamma_{\text{давача}}=1\%-0.5\%=0.5\%$$

Щоб забезпечити похибку перетворення  $\gamma_{\text{АЦП}}=0.5\%$  слід обирати АЦП із ефективною роздільною здатністю

$$ENOB = -\log_2 \gamma_{\text{АЦП}} = -\log_2 0.005 = 7.7 \text{ біт}$$

Мінімальну частоту дискретизації для часу перетворення  $T_s=50$  мс можна розрахувати так

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{50 \text{ нс}} = 20 \text{ МГц}$$

Заданим параметрам відповідає наприклад АЦП вбудоване в контролер С8051F340. Розрядність – 10 біт, інтегральна нелінійність – 977 ppm, ефективна розрядність – 8.1 біт, мінімальний час перетворення  $T_{s,\min} = (200 \text{ кГц})^{-1} = 5 \text{ нс}$ .

Далі слід скласти бюджет похибок і оцінити результуючу похибку. Якщо вона не задовольняє вимоги технічного завдання, слід проаналізувати шляхи підвищення точності. Якщо точність обмежуються похибками АЦП, є сенс підібрати точніше АЦП.



Таблиця 8.1 – Характеристики деяких АЦП

Модель	Архітектура <sup>1</sup>	Кількість каналів (входів)	Розрядність, біт	Макс. частота дискретизації, кГц	Інтегральна нелінійність, ppm	SINAD (SNR) <sup>2</sup> , dB	ENOB (ENOB SNR), біт <sup>3</sup>	Формат входу <sup>4</sup>	Формат виходу <sup>5</sup>	Ціна, USD	Додатково <sup>6</sup>
TLC7135C	IN	1(1)	14	3	30				PAR	5	
MAX135	IN	1(1)	15	0.015	62			D	PAR	11	
C8051F340	SA	1(?)	10	200	977	51	8.1	S,D	MC	10	REF
AD7457	SA	1(1)	12	100	245	70	11.3	D	I2C	2	
ADuC841	SA	1(8)	12	420	245	71	11.5	S	MC	12	REF
AD7452	SA	1(1)	12	555	245	70	11.3	D	I2C	6	
AD7992	SA	2(2)	12	500	245	70.5	11.4	S	I2C	7	
C8051F064	SA	2(?)	16	1000	31	84	13.6	S,D	MC	15	REF
ADuC848	ΣΔ	1(10)	16	1	15	(98)	(16)	S,D	MC	12	REF, PGA
ADS1610	ΣΔ	1(1)	16	10000	23	83	13.5	D	PAR	30	
ADuC845	ΣΔ	2(10)	24	1	15	(119)	(19.5)	S,D	MC	18	REF, PGA
AD7714	ΣΔ	1(3)	24	1	15	(137)	(22.5)	D	SPI	18	PGA
C8051F350	ΣΔ	1(?)	24	1	15	(115)	(18.9)	S,D	MC	5	REF, PGA
TLV320AIC12	ΣΔ	1(3)	16	26		79	12.8	S,D	SER	4	REF, PGA
PCM3008	ΣΔ	2(2)	16	48		84	13.6	D	SER	5	REF, PGA
AD9214	PL	1(1)	10	105000	2442	50	8	D	PAR	20	REF

<sup>1</sup> SA – АЦП послідовних наближень

ΣΔ – Σ-Δ АЦП

PL – конвертер АЦП

IN – АЦП двостадійного інтегрування

<sup>2</sup> Відношення сигнал/шум та спотворення (SINAD) для Σ-Δ АЦП залежить від обраної частоти дискретизації

<sup>3</sup> Ефективна розрядність (ENOB) для Σ-Δ АЦП залежить від обраної частоти дискретизації. Значення в дужках означає ефективну роздільну здатність розраховану за значенням SNR, не SINAD. Справжнє ENOB додатково обмежується нелінійністю

<sup>4</sup> S – однопровідний вхід

D – диференційний вхід

<sup>5</sup> MC – вбудований мікроконтролер

PAR – паралельна шина даних

SER – послідовна шина даних

SPI – послідовна шина SPI

I2C – послідовна шина I2C

<sup>6</sup> REF – вбудоване джерело опорної напруги

PGA – вбудований підсилювач із програмованим коефіцієнтом підсилення

SS – одночасне захоплення по декількох каналах

Модель	Архітектура <sup>1</sup>	Кількість каналів (входів)	Розрядність, біт	Макс. частота дискретизації, кГц	Інтегральна нелінійність, ppm	SINAD (SNR) <sup>2</sup> , dB	ENOB (ENOB_SNR), біт <sup>3</sup>	Формат входу <sup>4</sup>	Формат виходу <sup>5</sup>	Ціна, USD	Додатково <sup>6</sup>
MAX1422	PL	1(1)	12	20000	489	60	9.7	D	PAR	8	REF
AD6644	PL	1(1)	14	65000	31	72	11.7	D	PAR	70	REF

**Приклад 2.** Підібрати АЦП для оцифрування результатів вимірювання ваги за допомогою тензометричного моста із приведеною похибкою  $\gamma_{\text{давача}}=0.02\%$ . Межа вимірювання  $m_{\text{FS}}=250$  кг, межа основної інструментальної похибки  $\Delta=0.1$  кг. Допустимий час вимірювання – 200 мс. За допомогою калібрування усуваються похибки зміщення та підсилення.

Межа приведеної інструментальної похибки  $\gamma=\Delta/m_{\text{FS}}=0.1 \text{ кг}/250 \text{ кг}=0.04\%=400 \text{ ppm}$ . Тому приведена похибка АЦП не повинна перевищувати (грубо)  $\gamma_{\text{АЦП}}=\gamma-\gamma_{\text{давача}}=0.04\%-0.02\%=0.02\%=200\text{ppm}$ . Ефективна роздільна здатність АЦП, що забезпечить задану похибку можна оцінюємо так

$$ENOB = -\log_2 \gamma_{\text{АЦП}} = 12.3 \text{ біт}$$

Час вимірювання не накладає суттєвих обмежень на вибір АЦП. Мінімальна частота дискретизації

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{200 \text{ мс}} = 5 \text{ кГц}$$

Задані параметри забезпечує наприклад  $\Sigma$ - $\Delta$  АЦП, вбудоване в контролер ADuC848. Далі слід перевірити детальніше перевірити характеристики вибраної мікросхеми – скласти бюджет похибок для вибраної частоти дискретизації та діапазону. Вбудований підсилювач із коефіцієнтом підсилення до 128 дозволяє пряме підключення тензомоста до АЦП.

**Приклад 3.** Підібрати АЦП для оцифрування сигналу із акселерометра вібростенда. Частота зрізу вхідного аналогового фільтра  $f_c=100$  кГц, ширина перехідної зони фільтра  $f_t=50$  кГц, допустиме відношення сигналу до шуму та гармонічних спотворень SINAD=60 дБ.

Щоб уникнути ефекту накладання спектрів частота дискретизації повинна бути принаймні в два рази більша за ширину спектру вхідного сигналу. На вхід АЦП подається сигнал із шириною спектру  $f_B=f_c+f_t=100 \text{ кГц}+50 \text{ кГц}=150 \text{ кГц}$ . Тому частота дискретизації має бути більша за 300 кГц.

$$f_s > 2 \cdot f_B$$

Вказаним параметрам (частота дискретизації та SINAD) відповідає, наприклад АЦП мікроконтролера ADuC841. Однак повноцінно обробити цифровий потік в 300 кГц на цьому мікроконтролері не вдасться. Інший варіант – використання незалежної мікросхеми АЦП та цифрового сигнального процесора. Як АЦП в такому

випадку можна вибрати AD7452 із граничною частотою дискретизації 555 кГц та SINAD=70 дБ.

## 8.4. Спряження АЦП із джерелом аналогового сигналу

Щоб правильно приєднати АЦП до джерела сигналу слід вважати на такі зауваги.

- Діапазон аналогового сигналу має максимально використовувати вхідний діапазон АЦП, але не перевищувати його. Для масштабування сигналу слід скористатися підсилювачем або подільником. Якщо на вході АЦП може з'явитися напруга вища за допустиму, слід передбачити захисні діоди. Деякі АЦП (часто сигма-дельта) мають вбудований диференційний підсилювач і не потребують додаткової аналогової обробки сигналу.
- Опір джерела сигналу має бути достатньо малим щоб не виникали похибки, спричинені вхідним струмом АЦП. Давачі із великим вихідним опором слід підключати через буферний підсилювач.
- Для АЦП із пристроєм вибірки-зберігання слід передбачити конденсатор безпосередньо перед аналоговим входом АЦП. Конденсатор служить резервуаром заряду для конденсатора запам'ятовування пристрою вибірки-зберігання.
- Слід вибрати джерело опорної напруги, яке б забезпечувало необхідну точність. Більшість сучасних АЦП мають вбудоване джерело опорної напруги. Якщо вихідна напруга давача пропорційна до напруги живлення, то як джерело опорної напруги доцільно використовувати напругу живлення давача.
- Слід передбачити аналогові фільтри для уникнення ефекту накладання спектрів (антиаліасингові фільтри). Фільтр має без спотворень пропускати корисний сигнал і послаблювати складові сигналу частотами вищими за половину частоти дискретизації.

Як приклад розглянемо **схему спряження АЦП із джерелом аналогового сигналу 0..10мВ** (рисунок 8.1).

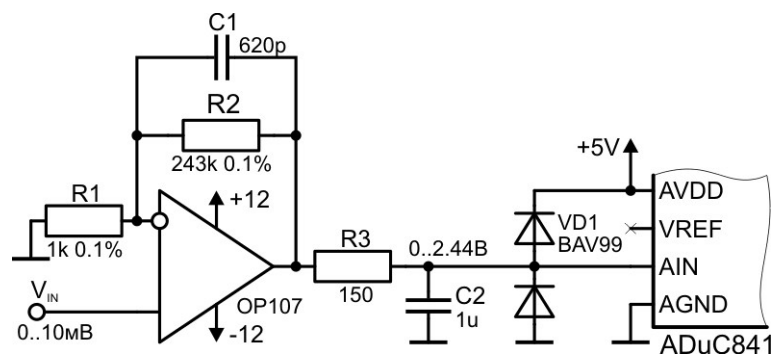
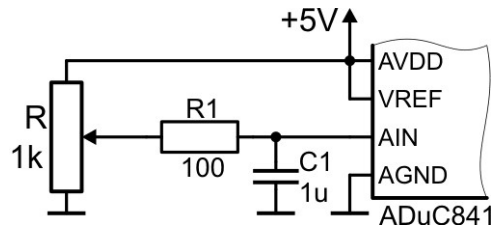


Рисунок 8.1 – Спряження аналогового сигналу із АЦП ADuC841

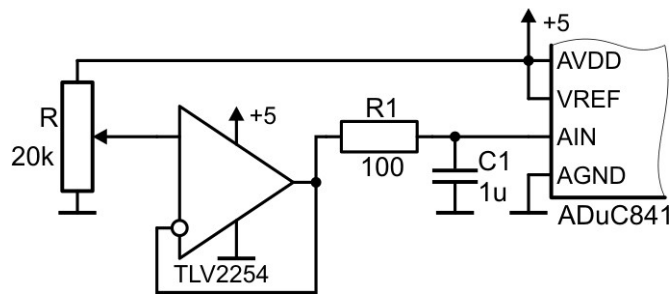
Вхідний діапазон АЦП ADuC841 при використанні внутрішнього джерела опорної напруги складає 0..2.5 В, розмах вхідного сигналу – 0..10 мВ. Для узгодження цих діапазонів підсилимо сигнал в 244 рази за допомогою неінвертувального підсилювача реалізованого на OP107. Тоді вихідна напруга підсилювача при максимальній вхідній напрузі складатиме  $10 \text{ мВ} \cdot 244 = 2.44 \text{ В}$ . Запас в 0.06 В залишимо щоб компенсувати розкид номіналів резисторів та параметрів джерела опорної напруги.

Антиаліасингові фільтри реалізуємо за допомогою двох RC-ланок (R2C1 та R3C2) – фільтр другого порядку. Конденсатор C1 ємністю 680 пФ, ввімкнений в коло

зворотного зв'язку, разом із резистором R2 формує фільтр нижніх частот першого порядку із частотою зрізу  $f_{c1}=1/(2\pi\cdot R_2\cdot C_1)=1\text{кГц}$ , частота зрізу фільтра R3C2  $f_{c2}=1/(2\pi\cdot R_3\cdot C_2)=1\text{кГц}$ . Збільшення номіналу R3 недоцільне через похибку, спричинену вхідним струмом АЦП. Конденсатор C2 також грає роль джерела заряду для схеми вибірки-зберігання.



а)



б)

Рисунок 8.2 – Спряження потенціометра із АЦП ADuC841  
а) – без буферного підсилювача; б) – з буферним підсилювачем

Оскільки операційний підсилювач живиться від джерела напруги  $\pm 12\text{ В}$ , то його вихідна напруга може вийти за межі допустимої вхідної напруги ADuC841 (0..5 В). Щоб не допустити виходу із ладу АЦП вхідна напруга ADuC841 обмежується захисними діодами BAV99 (два діоди в одному корпусі). При перевищенні вихідної напруги підсилювача рівня  $5\text{ В}+0.7\text{ В}$  відкриється верхній діод і почне пропускати струм в лінію живлення. І навпаки, якщо вихідна напруга буде меншою за  $-0.7\text{ В}$ , відкриється нижній діод і пропускатиме струм в лінію землі.

Наступним прикладом є **схема спряження АЦП із аналоговим потенціометричним давачем переміщення** (рисунок 8.2). Потенціометричний давач переміщення – це резистор із рухомим середнім контактом який використовується для вимірювання лінійного або кутового переміщення. Потенціометр можна розглядати як регульований подільник напруги – переміщення повзунка змінює відношення між резисторами дільника і приводить до зміни вихідної напруги. Вихідна напруга потенціометра прямопропорційна відношенню повзунка  $\lambda$  та напрузі живлення  $V_{DD}$ .

$$V_{OUT} = \lambda \cdot V_{DD}$$

$$\lambda = \frac{l}{L}, \text{ де}$$

$V_{OUT}$  та  $V_{DD}$  – вихідна напруга та напруга живлення відповідно;  
 $\lambda$  – відносне положення повзунка;

$l$  – абсолютне положення повзунка;

$L$  – діапазон переміщення повзунка.

Вихідний опір потенціометра змінюється від 0 в крайніх положеннях до  $R/2$  в центральному положенні. Вхідний струм АЦП та вихідний опір потенціометра спричинюватиме додаткову похибку нелінійності яку можна оцінити як  $R/2 \cdot I_{ADC}$ . Щоб зменшити її можна скористатися буферним підсилювачем (повторювач), однак при цьому слід зважати на похибки операційного підсилювача та діапазон вихідної напруги. Так на схемі, зображеній на рисунку 8.2 використано операційний підсилювач TLV2254 вихідний діапазон якого всього лиш на 20 мВ менший за напругу живлення (rail to rail).

Використання буферного підсилювача має бути обґрунтованим. Власна нелінійність потенціометрів лежить в межах сотих – десятих відсотка. Нелінійність спричинена вхідним струмом АЦП ADuC841 ( $I_{ADC}=1$  мкА) при спряженні його із потенціометром номінальним опором  $R=20$  кОм та власною нелінійністю  $\gamma_{nl}=0.05\%$  становить  $\gamma_{IADC}=0.5R \cdot I_{ADC}/V_{FS}=0.2\%$ . Оскільки  $\gamma_{IADC} > \gamma_{nl}$  є сенс скористатися буферним підсилювачем. При виборі операційного підсилювача слід звернути увагу на діапазон його вихідної напруги.

При спряженні цього ж АЦП із потенціометром RC13-25 номінальним опором  $R=1$  кОм нелінійність, спричинена струмом АЦП, становить  $\gamma_{IADC}=R/2 \cdot I_{ADC}/V_{FS}=0.01\%$ . Зважаючи на те, що власна нелінійність RC13-25 становить  $\gamma_{nl}=0.1\%$  (що є більше  $\gamma_{IADC}$ ), використання буферного підсилювача недоцільне.

Оскільки вихідної напруги потенціометра пропорційна до напруги живлення, варто як опорну напругу АЦП використати напругу живлення. Таким чином вихідний код АЦП,  $C$  буде нечутливий до змін напруги живлення  $V_{DD}$ .

$$C = \frac{V_{INADC}}{V_{REF}} \cdot 2^N = \frac{V_{DD} \cdot \lambda}{V_{DD}} \cdot 2^N = \lambda \cdot 2^N$$

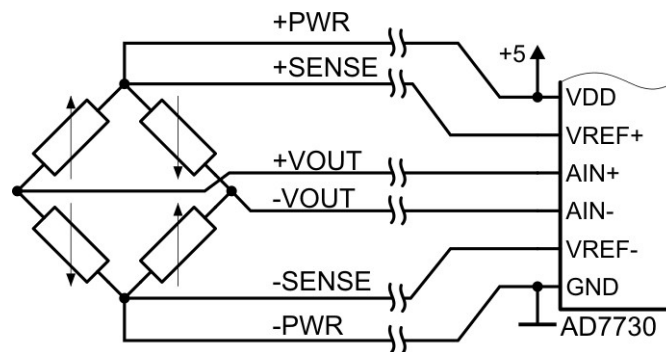


Рисунок 8.3 – Спряження датчика сили із АЦП AD7730

Для оцифрування результатів **вимірювання сили чи тиску за допомогою мостових тензорезистивних схем** можна скористатися спеціалізованими АЦП. Наприклад AD7730 включає вбудований диференційний підсилювач, 24 бітне АЦП, кола калібрування та дозволяє безпосереднє приєднуватися до тензорезистивного моста за допомогою шестипровідної схеми.

Шестипровідна схема (рисунку 8.3) зменшує похибки, спричинені опором приєднувальних провідників і працює таким чином. Лінії +PWR та -PWR використовуються для живлення тензомоста – по них тече порівняно великий струм. Дві додаткові лінії +SENSE та -SENSE використовуються для відслідковування

напруги живлення безпосередньо на тензомості і приєднуються до входів опорної напруги AD7730 (VREF+ та VREF-). Вихідна напруга моста за допомогою ліній +VOUT та -VOUT подається на вхід АЦП (AIN+ та AIN-). Порівняно невелика вихідна напруга моста (близько 10 мВ) підсилюється вбудованим диференційним підсилювачем та оцифровується за допомогою 24 бітного сигма-дельта АЦП.

## 8.5. Оцінка похибок АЦП

Щоб оцінити статичну похибку аналогово-цифрового перетворення слід визначити вклад кожного джерела в приведену похибку а потім оцінити сумарну похибку додавши квадратично похибки всіх некорельованих джерел. Для прикладу оцінимо сумарну приведену похибку аналогово-цифрового перетворення сигналу розмахом  $V_{FS}=2.5$  В за допомогою ADuC841, якщо опір джерела сигналу  $R_S=150$  Ом, температурний діапазон  $\Delta T=\pm 10^\circ\text{C}$ , нестабільність напруги живлення  $\Delta V_S=\pm 0.1$ В, використовується внутрішнє джерело опорної напруги (ДОН). Оцінимо похибку до та після процедури калібрування.

Статичні характеристики АЦП ADuC841 приведені в таблиці 8.2. Деякі параметри наведені в одиницях молодшого розряду (LSB). Для 12-бітного АЦП  $1\text{ LSB}=1/2^{12}=245$  ppm. Розрахунки виконуємо за максимальними значеннями відхилень, якщо вони вказані, або за типовими, якщо максимальні значення невідомі.

Таблиця 8.2 – Параметри АЦП ADuC841

№	Параметр	Познач	Знач.	Один.	Прим
1	Розрядність (Resolution)	N	12	біт	
2	Інтегральна нелінійність (Integral Nonlinearity)	INL	$\pm 1$	LSB	макс.
3	Диференційна нелінійність (Differential Nonlinearity)	DNL	+1 -0.9	LSB	макс.
4	Похибка зміщення (Offset Error)	Offset	$\pm 3$	LSB	макс.
5	Похибка підсилення (Gain Error)	Gain	$\pm 3$	LSB	макс.
6	Струм входів	$I_{IN}$	1	мкА	макс.
7	Номинальна напруга ДОН	$V_{REF}$	2.5	В	тип.
8	Допуск напруги ДОН	$\Delta V_{REF}$	10	мВ	макс.
9	Температурний коефіцієнт напруги ДОН (ТКН ДОН)	$TC_{REF}$	$\pm 15$	ppm/ $^\circ\text{C}$	тип.
10	Коефіцієнт послаблення впливу напруги живлення на напругу ДОН (КПНЖ ДОН)	PSRR	65	дБ	тип.

Далі аналізуємо всі відомі нам джерела похибок і враховуємо їх вплив на сумарну приведену похибку. Результати зводимо в таблицю 8.3.

1. Похибка квантування становить  $\pm 1/2 \cdot 2^{-N}$  що для 12-бітного АЦП складає 123 ppm. Ця похибка проявляє себе як нелінійність і не може усуватися калібруванням.
2. Інтегральна нелінійність 1 LSB, що складає 245 ppm проявляє себе як відхилення передавальної характеристики від прямої і не буде усунена обраною процедурою калібрування.
3. Похибка зміщення складає 733 ppm і має адитивний характер зміни в діапазоні. Адитивна і стала в часі похибка буде усунена після калібрування.

4. Похибка підсилення складає 733 ppm, має мультиплікативний характер і залишається сталою в часі, що означає, що вона може бути усунена калібруванням.
5. Струм входу створює на внутрішньому опорі джерела сигналу падіння напруги  $R_S \cdot I_{IN}$ , що веде до приведеної похибки  $R_S \cdot I_{IN} / V_{FS}$ . Характер зміни стуму входу невідомий.
6. Допуск на параметри джерела опорної напруги (ДОН)  $\Delta V_{REF}$  приводить до мультиплікативної похибки величиною  $\Delta V_{REF} / V_{REF}$ . Похибка усувається калібруванням.
7. Вплив температури на напругу джерела опорної напруги характеризується температурним коефіцієнтом ДОН  $TC_{REF}$ . Оскільки ця похибка залежить від температури, то вона не може бути усунена за допомогою одноразового калібрування.
8. Вплив напруги джерела живлення на напругу ДОН характеризується коефіцієнтом послаблення напруги живлення ДОН вираженим в дБ. Оскільки напруга живлення може змінюватися в часі, то усунути цю похибку одноразовим калібруванням не вдасться.

Таблиця 8.3 – Бюджет похибок АЦП

№	Джерело похибки	Розрахунок вкладу	$\gamma$ , ppm	Характер	Каліб
1	Квантування	$\frac{1}{2} \cdot 2^{-N}$	123	нелін.	-
2	Інтегральна нелінійність	$INL \cdot 2^{-N}$	245	нелін.	-
3	Похибка зміщення	$Offset \cdot 2^{-N}$	733	адит.	+
4	Похибка підсилення	$Gain \cdot 2^{-N}$	733	мульти.	+
5	Струм входів	$R_S \cdot I_{IN} / V_{FS}$	60	?	-
6	Допуск ДОН	$\Delta V_{REF} / V_{REF}$	4000	мульти.	+
7	ТКН ДОН	$TC_{REF} \cdot \Delta T$	225	мульти.	-
8	КПНЖ ДОН	$(\Delta V_S \cdot 10^{-PSRR/20}) / V_{REF}$	23	мульти.	-

Розраховуючи оцінку сумарної похибки перетворення до калібрування  $\gamma_u$  слід додати квадратично всі похибки, а після калібрування  $\gamma_c$  – додати всі некомпенсовані похибки.

$$\gamma_u = \sqrt{\sum_{i=1}^8 \gamma_i^2} = 4148 \text{ ppm}$$

$$\gamma_c = \sqrt{\gamma_1^2 + \gamma_2^2 + \gamma_5^2 + \gamma_7^2 + \gamma_8^2} = 361 \text{ ppm}$$

## 8.6. Калібрування вимірювального каналу

Інколи забезпечити задану точність зразу ж після збирання приладу не вдається. Однак, аналізуючи бюджет похибок можна з'ясувати, що більша частина похибок спричинена розкидом параметрів елементів і залишається сталою в часі. Так визначальний вклад в похибку аналогово-цифрового перетворення із попереднього прикладу вносить розкид параметрів джерела опорної напруги (4000 ppm) – опорна

напруга змінюється від екземпляру до екземпляру, слабо змінюється із температурою (225 ppm) та не змінюється з часом. Це означає, що підняти точність вимірювання можна встановивши реальну передавальну характеристику конкретного екземпляру приладу.

Процедура калібрування полягає у встановленні істинної передавальної характеристики вимірювального каналу та її коригування за допомогою елементів настройки чи програмно. Істинну передавальну характеристику встановлюють шляхом подачі на вхід вимірювального каналу еталонних сигналів або порівнянні отриманих результатів вимірювання невідомої величини із результатами вимірювання тієї ж величини еталонними приладами. В залежності від процедури калібрування може усувати адитивні, мультиплікативні похибки і навіть похибки нелінійності.

Для прикладу розглянемо процедуру калібрування приладу для вимірювання товщини деталі на основі потенціометричного давача переміщень. Аналогово-цифровий перетворювач ставить у відповідність вхідному положенню потенціометра певний цифровий код. В першому наближенні (якщо не враховувати нелінійності) можна вважати, що отриманий цифровий код пропорційний до товщини деталі.

$$C = k \cdot x + b$$

де  $C$  – цифровий код,  $k$  – коефіцієнт пропорційності,  $b$  – зміщення нуля.

Процедура калібрування полягатиме у встановленні невідомих коефіцієнтів  $k$  та  $b$ . Для цього проведемо вимірювання двох еталонних деталей відомої товщини  $x_0$  та  $x_1$  в результаті чого отримаємо цифрові коди  $C_0$  та  $C_1$ , що відповідають товщинам еталонних деталей (плоскопаралельних мір). Далі, із рівняння прямої, що проходить через точки  $(x_0, C_0)$  та  $(x_1, C_1)$  визначаємо коефіцієнт пропорційності  $k$  та зміщення  $b$ .

$$\frac{C - C_0}{C_1 - C_0} = \frac{x - x_0}{x_1 - x_0}$$

$$C = \frac{C_1 - C_0}{x_1 - x_0} x + C_0 - x_0 \frac{C_1 - C_0}{x_1 - x_0}$$

$$k = \frac{C_1 - C_0}{x_1 - x_0} \quad b = C_0 - x_0 \frac{C_1 - C_0}{x_1 - x_0}$$

Маючи калібрувальні коефіцієнти  $k$  та  $b$  можемо знайти товщину деталі  $x$  для будь-якого іншого коду АЦП  $C$ .

$$x = \tilde{N} \cdot k^{-1} - \frac{b}{k}$$

$$x = C \frac{x_1 - x_0}{C_1 - C_0} + x_0 - C_0 \frac{x_1 - x_0}{C_1 - C_0}$$

Калібрування за двома точками дозволяє виключити статичні адитивні та мультиплікативні похибки. Щоб виключити похибки нелінійності можна шляхом калібрування декількох точок передавальної характеристики. Виключити похибки, змінні в часі можна шляхом періодичного калібрування. Так наприклад електронна вага може виконувати калібрування нуля після кожного ввімкнення таким чином виключаючи всі адитивні похибки.



## 9. Практична частина

### 9.1. Завдання для практичної роботи

1. Спроектуйте канал вимірювання струму в діапазоні 0..20 А із роздільною здатністю 10 мА, допустимою похибкою  $\pm 5$  мА та необхідною смугою пропускання 50 Гц. Як давач струму використайте шунт 75ШСМЗ-20-0.5 (номінальний опір 3.75 мОм $\pm 0.5\%$ ). Оберіть АЦП, складіть принципову схему та бюджет похибок вимірювального каналу.
2. Спроектуйте канал вимірювання напруги в діапазоні 0..20 В із роздільною здатністю 100 мВ, допустимою похибкою  $\pm 50$  мВ та необхідною смугою пропускання 1 кГц. Оберіть АЦП, складіть принципову схему та бюджет похибок вимірювального каналу.
3. Спроектуйте канал вимірювання товщини деталі за допомогою потенціометричного давача переміщень в діапазоні 0..5 мм із роздільною здатністю 10 мкм, допустимою похибкою  $\pm 10$  мкм та необхідною смугою пропускання 10 Гц. Номінальний опір давача – 10 кОм, нелінійність – 0.1%. Складіть принципову схему та бюджет похибок вимірювального каналу.
4. Спроектуйте канал вимірювання положення засувки за допомогою потенціометричного давача переміщень номінальним опором 20 кОм в діапазоні 0..100 мм із роздільною здатністю 1 мм, допустимою похибкою  $\pm 1$  мм та необхідною смугою пропускання – 10 Гц. Складіть принципову схему та бюджет похибок вимірювального каналу.
5. Спроектуйте канал вимірювання ваги за допомогою тензорезистивного перетворювача сили КМ202. Номінальний діапазон вимірювання – 10 Н, номінальна вихідна напруга – 1 мВ/В $\pm 10\%$ , баланс – 2%, відхилення від лінійності – 0,04%, гістерезис – 0,04%, повзучість – 0,06%. Температурний дрейф зміщення – 25 ppm/K, підсилення – 25 ppm/K. Необхідна смуга пропускання – 1 Гц. Складіть принципову схему та бюджет похибок вимірювального каналу.
6. Спроектуйте канал вимірювання температури в діапазоні -40..+300°C за допомогою платиного резистивного перетворювача номінальним опором 100 Ом та похибкою  $\pm 0,7$ К. Температурний коефіцієнт опору платини прийняти рівним 0,00392К<sup>-1</sup>. Складіть принципову схему та бюджет похибок вимірювального каналу.
7. Спроектуйте канал вимірювання вібрації в діапазоні  $\pm 10$ g за допомогою п'єзоелектричного перетворювача 780А, номінальною чутливістю 100 мВ/g. Відхилення від лінійності – 1% . Складіть принципову схему та бюджет похибок вимірювального каналу.

Спроектуйте канал вимірювання струму в діапазоні 0.. $I_{max}$  із допустимою похибкою  $\pm \Delta I$  та смугою пропускання  $f_B$ . Як давач струму використайте шунт номінальним опором  $R \pm \Delta R$ . Варіація допуску –  $\Delta R/2$ . Оберіть АЦП, складіть принципову схему та бюджет похибок вимірювального каналу. Коливання робочої температури  $\Delta T = \pm 10^\circ\text{C}$ .

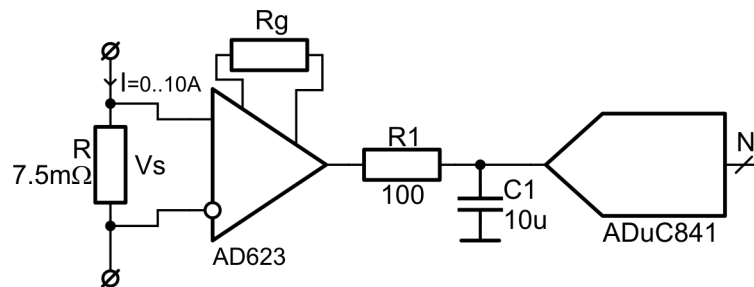
Варіант	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$I_{max}, \text{A}$	5	5	5	10	10	10	10	20	20	20
$\Delta I, \text{mA}$	50	20	10	100	50	25	15	200	100	50

$f_B$ , Гц	1000	500	10	1000	500	100	10	1000	500	10
$R$ , мОм	15	15	15	7,5	7,5	7,5	7,5	3,75	3,75	3,75
$\Delta R$ , %	0,5	0,5	0,2	0,5	0,5	0,2	0,2	0,5	0,5	0,2

## 9.2. Приклад виконання

Спроектуйте канал вимірювання струму в діапазоні  $0..I_{max}$  із допустимою похибкою  $\pm \Delta I$  та смугою пропускання  $f_B$ . Як давач струму використайте шунт номінальним опором  $R \pm \varepsilon R$ . Дрейф номіналу –  $\varepsilon R/2$ . Оберіть АЦП, складіть принципову схему та бюджет похибок вимірювального каналу. Коливання робочої температури  $\Delta T = \pm 10^\circ\text{C}$ .

$I_{max} = 10 \text{ A}$ .  $\Delta I = 50 \text{ mA}$ .  $f_B = 1000 \text{ Hz}$ .  $R = 7,5 \text{ m}\Omega$ .  $\varepsilon R = 0,5 \%$ .



### Шунт

1. Допуск на номінал шунта  $\varepsilon R$  спричинює мультиплікативну похибку яка в кінці діапазону співпадає із приведеною похибкою. Ця похибка може бути виключена калібруванням, тому не входить в розрахунок  $\gamma_k$ .
2. Дрейф номіналу шунта  $\varepsilon R/2$  не може бути виключеним калібруванням, тому входить в розрахунок  $\gamma_k$ .

### AD623

3. Допуск на коефіцієнт підсилення спричинює мультиплікативну похибку яка в кінці діапазону за величиною співпадає із приведеною похибкою. Оскільки ця похибка залишається сталою в часі та лінійно змінюється із змінною вхідної величини, то може бути виключена калібруванням і не входить в розрахунок  $\gamma_k$ .
4. Дрейф підсилення  $\alpha K$ , натомість, змінюється із температурою і не може бути виключеним одноразовим калібруванням. Дрейф оцінюємо

$$\gamma_4 = \alpha K \cdot \Delta T = 50 \frac{\text{ppm}}{^\circ\text{C}} \cdot 10^\circ\text{C} = 500 \text{ppm}.$$

5. Відхилення від лінійності не може бути виключеним калібруванням за двома точками, тому входить в розрахунок  $\gamma_k$ .
6. Вхідна напруга зміщення, спричинює сталу адитивну похибку

$$\gamma_6 = \frac{V_{OS}}{V_{IN MAX}} = \frac{350 \mu\text{V}}{75 \text{mV}} = 4667 \text{ppm}.$$

7. Дрейф вхідної напруги зміщення, спричинює адитивну похибку

$$\gamma_7 = \frac{\alpha V_{OS} \cdot \Delta T}{V_{IN MAX}} = \frac{2 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \cdot 10^\circ\text{C}}{75 \text{mV}} = 267 \text{ppm}.$$

8. Вхідна напруга зміщення, спричинює сталу адитивну похибку

№	Джерело	Величина	$\gamma$ , ppm	$\gamma_k$ , ppm
	<b>Шунт</b>			
1	Допуск на номінал шунта $\varepsilon R$ , %	0.5	5000	
2	Дрейф номіналу шунта $\varepsilon R/2$ , %	0.25	2500	2500
	<b>AD623</b>			
3	Допуск на коефіцієнт підсилення, %	0.35	3500	
4	Дрейф підсилення, ppm/°C	50	500	500
5	Відхилення від лінійності, ppm	50	50	50
6	Вхідна напруга зміщення, uV	350	4667	
7	Дрейф вхідної напруги зміщення, uV/°C	2	267	267
8	Вихідна напруга зміщення, uV	1500	606	
9	Дрейф вихідної напруги зміщення, uV/°C	10	40	40
10	Допуск на номінал резистора, %	0.05	500	500
11	ТКО резистора, ppm/°C	5	50	50
	<b>ADuC841</b>			
12	Похибка квантування, LSB	0.5	122	122
13	Інтегральна нелінійність, LSB	1	244	244
14	Похибка зміщення, LSB	3	732	
15	Похибка підсилення, LSB	3	732	
16	Вхідний струм, uA	1	40	
17	Похибка ДОН, mV	10	4000	
18	Температурний дрейф ДОН, ppm/°C	15	150	150
19	<b>Похибка калібрування, %</b>	0.1		1000
	Сумарна похибка (арифметична)		23701	5423
	$\Delta I$ (арифметична), mA		237	54
	Сумарна похибка (геометрична)		9132	2815
	$\Delta I$ (геометрична), mA		91	28

## Рекомендована література

1. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники [Текст]. – 2-е изд., перераб. и доп.– Киев: Вища школа. Головное изд-во, 1983. – 455 с.
2. Орнатский П. П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые) / П.П. Орнатский – 6-е изд., перераб. и доп.— К.: Вища шк. Головное изд-во, 1986.–504 с
3. Kester W. Analog-digital conversion [Electroinc resource] – Analog Devices
4. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 2-х томах / Пер. с англ. под ред. М. В. Гальперина; Переводчики: И. И. Короткевич, М. Б. Левин, В. Г. Микуцкий, Л. М. Наймарк, О. А. Соболева. — Изд. 3-е, стереотипное. — М.: Мир, 1986.