

В. В. Кухарчук

***ОСНОВИ МЕТРОЛОГІЇ
ТА ЕЛЕКТРИЧНИХ ВИМІРЮВАНЬ***

Частина II

Кухарчук В. В.

***ОСНОВИ МЕТРОЛОГІЇ
ТА ЕЛЕКТРИЧНИХ ВИМІРЮВАНЬ***

Частина II

Конспект лекцій

Для студентів електроенергетичних та
електромеханічних спеціальностей

**Вінниця
ВНТУ
2020**

УДК 389.001

K95

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерством освіти і науки України. Протокол № 6 від 30.01.2020 р.

Рецензенти:

Є. Т. Володарський, доктор технічних наук, професор
(професор НТУУ «КПІ», м. Київ)

В. П. Квасніков, доктор технічних наук, професор
(зав. кафедри НАУ, м. Київ)

В. Ю. Кучерук, доктор технічних наук, професор
(зав. кафедри ВНТУ, м. Вінниця)

Кухарчук, В. В.

K95 Основи метрології та електричних вимірювань. Частина II :
конспект лекцій / В. В. Кухарчук – Вінниця : ВНТУ, 2020. – 154 с.
ISBN 978-966-641-803-9

В конспекті лекцій описано сучасні підходи до побудови цифрових засобів вимірювань – аналого-цифрових перетворювачів, вимірювальних каналів електричних та неелектричних величин для електроенергетики та електромеханіки. Наведено методики виведення їхніх функцій перетворення, рівнянь для оцінювання похибки квантування та чутливості, верхньої та нижньої меж вимірювання. Конспект лекцій дисципліни «Основи метрології та електричних вимірювань» відповідає вимогам державних стандартів України і призначений для студентів спеціальності 141 – електроенергетика, електротехніка та електромеханіка.

УДК 389.001

ISBN 978-966-641-790-2 (загальний)

ISBN 978-966-641-803-9 (частина 2)

© ВНТУ, 2020

ЗМІСТ

Лекція 1	ЦИФРОВІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ – ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ТА ВИЗНАЧЕННЯ.....	06
1.1	Класифікація цифрових вимірювальних приладів.....	06
1.2	Вимірювальний канал.....	08
1.3	Вимірювальна система.....	10
Лекція 2	КВАНТУВАННЯ ТА ДИСКРЕТИЗАЦІЯ. ПОХИБКИ КВАНТУВАННЯ ТА ДИСКРЕТИЗАЦІЇ.....	12
Лекція 3	ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИ- ЧИН.....	15
3.1	Вимірювальний канал частоти середніх значень.....	16
3.2	Основні метрологічні характеристики вимірювального каналу.....	19
Лекція 4	ВИМІРЮВАЛЬНИЙ КАНАЛ ЧАСТОТИ МИТЄ- ВИХ ЗНАЧЕНЬ.....	22
4.1	Основні метрологічні характеристики вимірювального каналу.....	24
4.2	Мікропроцесорний частотомір.....	26
Лекція 5	ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ РІЗНИЦІ ФАЗ.....	32
5.1	Цифровий фазометр миттєвих значень.....	32
5.2	Основні метрологічні характеристики вимірювального каналу	34
Лекція 6	ВИМІРЮВАЛЬНИЙ КАНАЛ РІЗНИЦІ ФАЗ СЕРЕДНІХ ЗНАЧЕНЬ.....	38
6.1	Основні метрологічні характеристики вимірювального каналу	40
6.2	Мікропроцесорний фазометр.....	42
Лекція 7	ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТ- РИЧНОГО КОЛА.....	46
7.1	Основні метрологічні характеристики вимірювального каналу	50
Лекція 8	ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ НАПРУГИ.....	53
8.1	Вимірювальний канал напруги час-імпульсного перетворення.....	53
8.2	Основні метрологічні характеристики вимірювального каналу	56

Лекція 9	ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ НАПРУГИ ЗРІВНОВАЖУВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ.....	58
9.1	Вимірювальний канал напруги послідовного наближення	58
9.2	Основні метрологічні характеристики вимірювального каналу	60
9.3	Цифровий вольтметр слідкувального зрівноваження.....	62
9.4	Мікропроцесорний вольтметр.....	65
Лекція 10	ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ СТРУМІВ	69
10.1	Особливості вимірювання струмів.....	69
10.2	Вимірювальний канал струму з шунтом.....	70
10.2.1	Основні статичні метрологічні характеристики вимірювального каналу.....	71
10.3	Вимірювальний канал струму з сенсором Холла.....	74
Лекція 11	ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН.....	79
11.1	Особливості вимірювання неелектричних величин.....	79
11.2	Узагальнена структурна схема засобу вимірювання.....	80
11.3	Про первинні вимірювальні перетворювачі.....	82
11.4	Методика проектування вимірювальних каналів неелектричних величин.....	83
Лекція 12	ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ ТЕМПЕРАТУРИ.....	86
12.1	Вимірювальний канал температури з термопарою.....	87
12.1.1	Основні статичні метрологічні характеристики вимірювального каналу.....	91
12.2	Вимірювальний канал температури з термометром опору.....	92
12.2.1	Основні статичні метрологічні характеристики вимірювального каналу.....	94
12.3	Мікропроцесорний засіб вимірювання температури.....	96
Лекція 13	ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ.....	100
13.1	Фотоелектричний сенсор кутової швидкості	101
13.2	Вимірювальний канал кутової швидкості середніх зна- чень.....	102
13.2.1	Статичні метрологічні характеристики вимірювального каналу.....	103

13.3	Вимірювальний канал кутової швидкості миттєвих значень.....	105
13.3.1	Статичні метрологічні характеристики вимірювального каналу.....	106
13.4	Мікропроцесорний вимірювач кутової швидкості.....	109
Лекція 14	ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ КУТОВОГО ПОЛОЖЕННЯ.....	112
Лекція 15	ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ ВІБРАЦІЙ.....	119
15.1	Акселерометр – вимірювальний перетворювач вібрацій	121
15.2	Вимірювальний канал вібрацій послідовного наближення	124
Лекція 16	ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ РІВНЯ РІДИНИ.....	128
16.1	Вимірювальний канал рівня час-імпульсного перетворення з сенсором генераторного типу.....	128
16.2	Вимірювальний канал рівня з резистивним сенсором параметричного типу.....	132
Лекція 17	ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ ТИСКУ І РІВНЯ З ПАРАМЕТРИЧНИМИ СЕНСОРАМИ.....	137
17.1	Вимірювальний канал тиску з параметричним резистивним сенсором.....	137
17.2	Вимірювальний канал рівня з параметричним ємнісним сенсором.....	139
Лекція 18	ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ ЗУСИЛЬ І СТАТИЧНИХ ОБЕРТАЛЬНИХ МОМЕНТІВ.....	144
18.1	Вимірювальний канал зусилля з тензометричним вимірювальним перетворювачем.....	145
18.2	Вимірювальний канал статичних обертальних моментів..	147
	СПИСОК ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ.....	152

**ЦИФРОВІ ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ
ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН**

Лекція 1 ЦИФРОВІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ – ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ТА ВИЗНАЧЕННЯ

1.1 Класифікація цифрових вимірювальних приладів

Засіб вимірювальної техніки. Технічний засіб, який застосовується під час вимірювань і має нормовані метрологічні характеристики.

До засобів вимірювальної техніки відносять *засоби вимірювань і вимірювальні пристрої* (рис. 1.1).

Засіб вимірювання. Засіб вимірювальної техніки, який реалізує процедуру вимірювань.

До засобів вимірювань (ЗВ) відносять: аналогові і цифрові вимірювальні прилади (рис. 1.1).

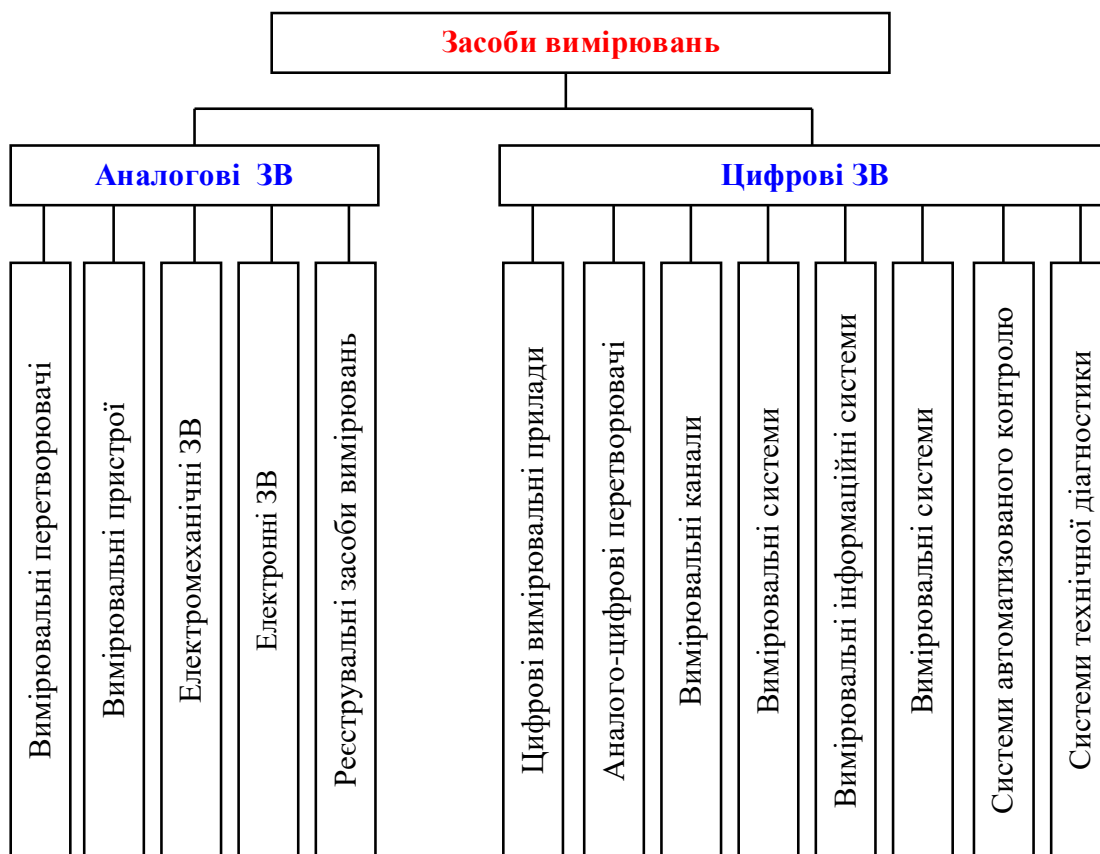


Рисунок 1.1

Вимірювальний прилад – засіб вимірювань, в якому створюється візуальний сигнал вимірювальної інформації.

Аналоговий вимірювальний прилад

Засіб вимірювання, в якому візуальний сигнал вимірювальної інформації подається за допомогою шкали та вказівника, називають аналоговим вимірювальним приладом.

Результат вимірювання знаходять по шкалі приладу, знаючи ціну поділки C (або крок квантування h) і числове значення фізичної величини N

$$X = N \cdot C, \text{ або } X = N \cdot h.$$

Наприклад, значення струму – амперметром, значення напруги – вольтметром, значення потужності – ватметром і т. д.

Визначення результату прямого вимірювання значення струму амперметром наведено на рис. 1.2.

При всіх інших однакових умовах прямим вимірюванням притаманні мінімальні похибки.

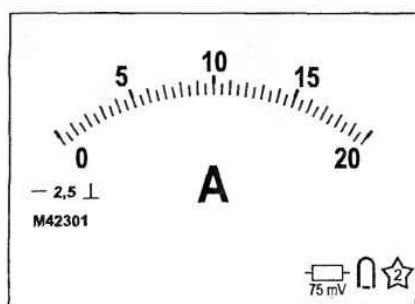


Рисунок 1.2

Цифровий вимірювальний прилад

Вимірювальний прилад, в якому візуальний сигнал вимірювальної інформації подається у вигляді цифр чи символів на показувальному пристрої, називають цифровим.

Аналого-цифровий перетворювач

Засіб вимірювань, в якому створюється кодовий сигнал вимірювальної інформації, називають аналого-цифровим перетворювачем.

Аналого-цифрові перетворювачі – не тільки складова частина цифрових вимірювальних приладів (ЦВП), вони використовуються і самостійно у вимірювальних, інформаційних, керувальних та інших системах. АЦП випускаються промисловістю як автономні пристрої, котрі, на відміну від ЦВП, не мають цифрового відлікового пристрою; вони формують на виході тільки двійковий код.

Вимірювальний канал

Сукупність засобів вимірювальної техніки, засобів зв'язку та інших технічних засобів, призначена для створення сигналу вимірювальної інформації про одну вимірювану фізичну величину, називають вимірювальним каналом.

Вимірювальна інформаційна система

Сукупність засобів вимірювальної техніки, засобів контролю, діагностування та інших технічних засобів, об'єднаних для створення сигналів вимірювальної та інших видів інформації, називають вимірювальною інформаційною системою.

В практиці вимірювань замість терміна вимірювальна інформаційна система застосовують поняття інформаційно-вимірювальна система (ІВС).

За видом вихідної інформації ІВС розподіляють на три види:

- **вимірювальні системи;**
- **системи автоматичного контролю;**
- **системи технічної діагностики.**

Детальніше розглянемо особливості побудови вимірювальних каналів і систем.

1.2 Вимірювальний канал

Сукупність засобів вимірювальної техніки, засобів зв'язку та інших технічних засобів, призначена для створення сигналу вимірювальної інформації про одну вимірювану фізичну величину, називають вимірювальним каналом.

Узагальнена структурна схема вимірювального каналу наведена на рис. 1.3.

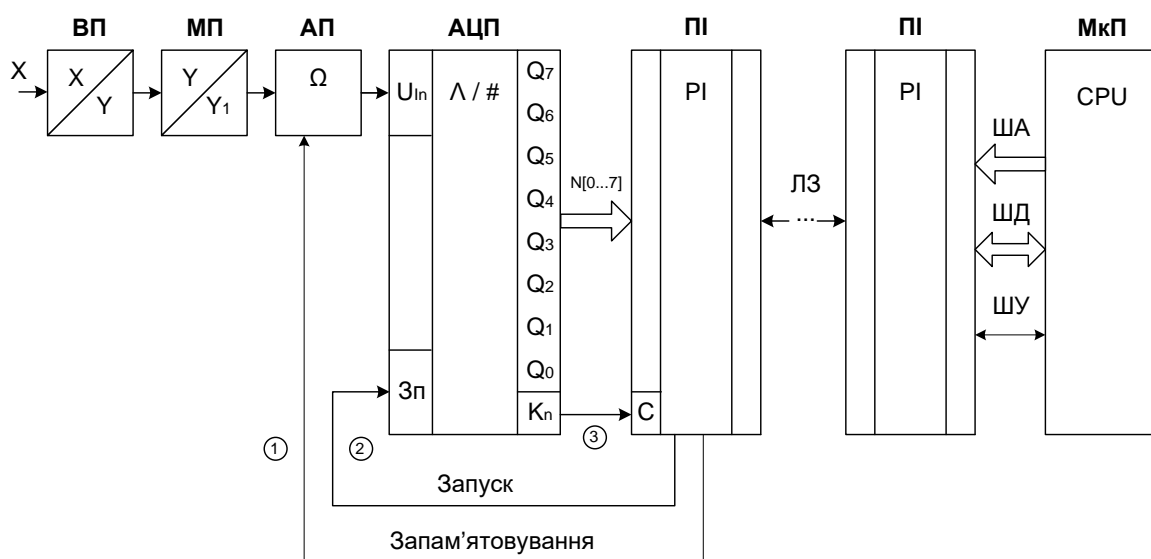


Рисунок 1.3

Основними складовими наведеного вимірювального каналу є такі: С – сенсор (первинний вимірювальний перетворювач ВП); МП – масштабний перетворювач (вимірювальний підсилювач); АП – аналогова пам'ять (пристрій вибірки зберігання); АЦП – аналого цифровий перетворювач; ПІ – програмований інтерфейс; Зап – сигнал запам'ятовування вхідної аналогової величини; Зп – сигнал запуску АЦП; Кп – сигнал кінець перетворення АЦП; СРU – мікропроцесорна система (числовий перетворювач).

Часові діаграми роботи вимірювального каналу наведено на рис. 1.4.

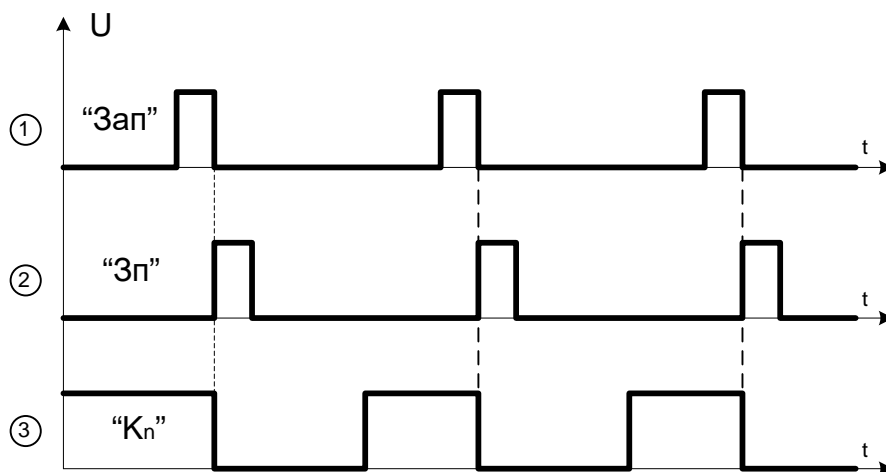


Рисунок 1.4

Суть роботи вимірювального каналу така. На початку здійснюється початкове установлення регістрів загального призначення, лічильника команд, акумулятора, якщо необхідно, і стекової пам'яті, регістр прапорців обнуляється, записуються в оперативну пам'ять значення необхідних для роботи програми констант і т. ін. Це і є ініціалізація програмних засобів.

Ініціалізація апаратних засобів полягає в здійсненні операції обнулення всіх елементів пам'яті засобу вимірювання: тригери, регістри, лічильники, подільники. Крім того, задається режим роботи та конфігурація портів введення-виведення, вибирається режим роботи АЦП, виконуються підготовчі операції для формування необхідної частоти запускових імпульсів, визначається регістр аналізу наявності чи відсутності сигналу «Кінець перетворення».

Після здійснення ініціалізації програмно встановлюють початкову адресу $ADR:=ADR[H]$ оперативної пам'яті, в якій будуть зберігатися двійкові коди результатів вимірювання.

Далі встановлюють значення лічильника вимірювань $ЛВ:=[n]$ – кількість вимірювань фізичної величини.

Після виконання цих дій переходять до процесу вимірювання. Спочатку програмно-апаратно формують сигнал «Зап» – запам'ятовування, за яким аналоговий сигнал на час АЦП-перетворення запам'ятовується аналоговою пам'яттю. Після цього формується сигнал «Зп» – запуск АЦП-перетворення, за яким аналоговий сигнал в АЦП перетворюється в двійковий код. Очікування сигналу «Кп» – кінець перетворення відбувається до тих пір, поки в регістрі прапорця не з'явиться

суються програмно-апаратного керування вибором вимірювального каналу.

Послідовність основних метрологічних операцій, які виконуються у вимірювальній системі, наведена в табл. 1.1.

Таблиця 1.1 – Послідовність операцій, що виконуються у вимірювальній системі

Послідовність операцій	Умовне позначення
<p>ОВ → ВП → МП → ПР → ЧП → П → З → ОР → ЧЗ</p> <p style="margin-left: 150px;">↑</p> <p style="margin-left: 150px;">В</p>	<p>ОВ – об’єкт вимірювання</p> <p>ВП – вимірювальне перетворення</p> <p>МП – масштабування</p> <p>В – відтворення</p> <p>ПР – порівняння</p> <p>ЧП – числове перетворення</p> <p>П – передача</p> <p>З – запам’ятовування</p> <p>ОР – обробка результатів</p> <p>ЧЗ – числове значення</p>

Завданням вимірювальних систем є визначення розмірів фізичних величин – параметрів об’єктів вимірювання, тобто кількісного оцінювання процесів, що відбуваються в об’єкті.

Контрольні питання

1. Дайте поняття засобів вимірювань.
2. На які два великі класи поділяють засоби вимірювань.
3. Які засоби вимірювань називають аналоговими?
4. Наведіть поняття цифрового засобу вимірювання.
5. У якому цифровому засобі вимірювань створюється кодовий сигнал вимірювальної інформації?
6. Наведіть поняття вимірювального каналу.
7. Чим вимірювальна система відрізняється від вимірювального каналу? Апаратно і алгоритмічно.
8. В яких трьох видах може бути реалізована інформаційно-вимірювальна система?

**Лекція 2 КВАНТУВАННЯ ТА ДИСКРЕТИЗАЦІЯ.
ПОХИБКИ КВАНТУВАННЯ ТА ДИСКРЕТИЗАЦІЇ**

Для кращого розуміння квантування і дискретизації подамо уточнене поняття цифрових вимірювальних приладів.

Цифровими називаються такі засоби вимірювань, в яких аналогова величина автоматично в результаті квантування, дискретизації, порівняння, цифрового кодування і відповідних обчислень подається у вигляді двійкового коду.

Виходячи з цього, можна стверджувати, що принцип роботи цифрових вимірювальних приладів (ЦВП) оснований на дискретному відображенні неперервних (аналогових) фізичних величин (рис. 2.1).

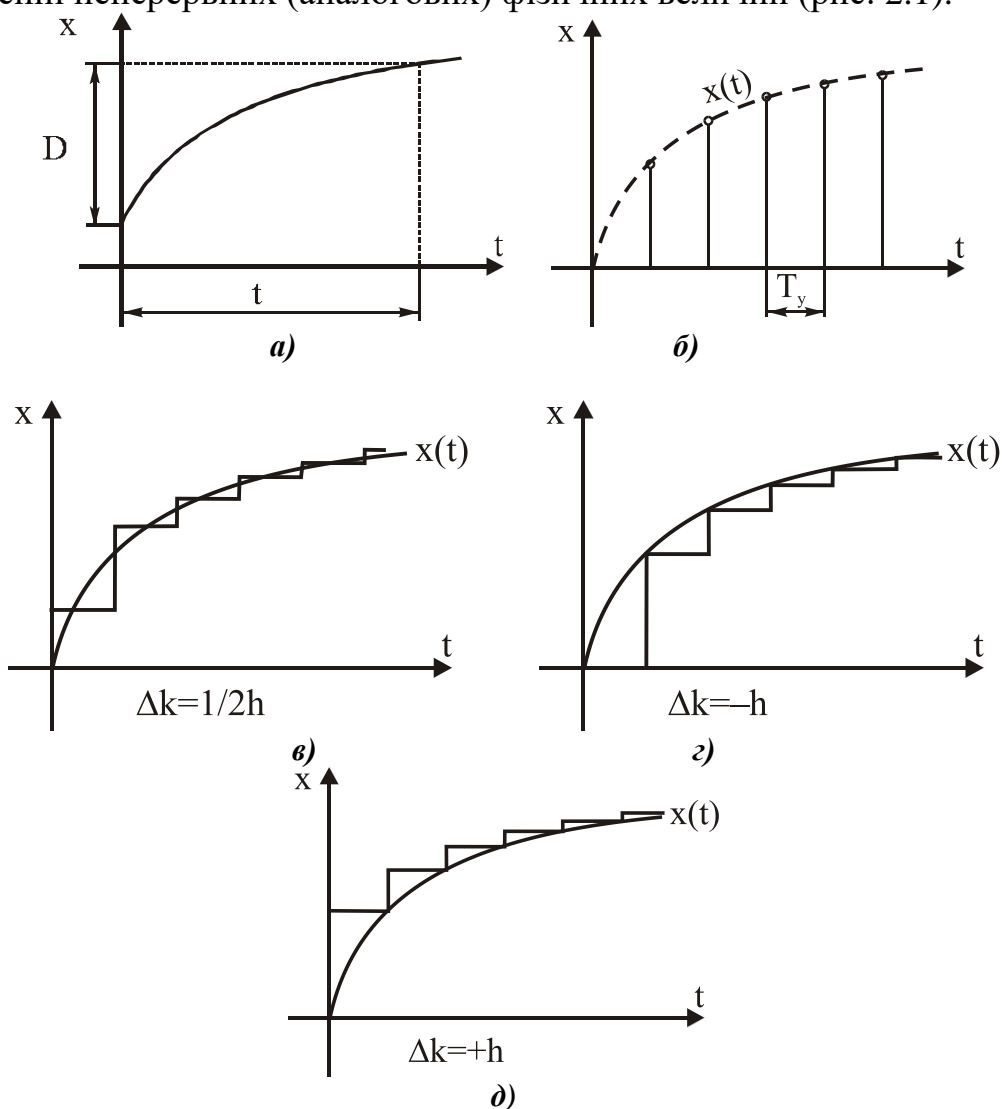


Рисунок 2.1

Неперервною (аналоговою) називають фізичну величину, яка в заданому діапазоні D протягом проміжку t набуває нескінченної кількості значень.

З рис. 2.1, *a*) видно, що фізична величина може бути неперервною або за значенням (вісь X), або у часі (вісь t).

Фізична величина, неперервна за значенням і перервна у часі, називається дискретизованою (рис. 2.1, *б*).

Значення дискретизованої величини відрізняється від нуля тільки в певні моменти часу.

Процес перетворення неперервної у часі фізичної величини в дискретизовану шляхом збереження її миттєвих значень тільки в детерміновані моменти часу t_1, t_2, \dots, t_n називається дискретизацією.

Кроком дискретизації T_d називається проміжок часу між двома сусідніми миттєвими значеннями сигналу. Крок дискретизації може бути постійним або змінним.

Фізична величина, неперервна в часі і перервна за значенням, називається квантованою (рис. 2.1, *в*).

Вимірювальне перетворення аналогової величини у ступінчасто-змінювану із заданими наперед розмірами квантів називається квантуванням.

Кроком квантування h називається різниця між двома сусідніми заданими значеннями квантованої величини. Крок квантування може бути змінним або постійним.

Неперервна величина може бути дискретизованою в часі і квантованою за значенням (рис. 2.1, *г, д*). Аналогова величина $X(t)$ після квантування за рівнем і дискретизацією у часі в ЦВП обмежується кількістю значень цифрового відлікового пристрою. Як наслідок, у результаті квантування і дискретизації втрачається інформація, що є причиною виникнення похибок квантування і дискретизації.

Основні похибки цифрових вимірювальних приладів складаються з похибки квантування ΔX_K , дискретизації ΔX_d і інструментальної ΔX_i :

$$\Delta X_{\text{ЦВП}} = f(\Delta X_K, \Delta X_d, \Delta X_i). \quad (2.1)$$

Похибка квантування ΔX_K – це методична похибка, що виникає через обмежене число рівнів квантування h внаслідок заміни неперервної величини квантованою:

$$\Delta X_K = \frac{1}{2} h. \quad (2.2)$$

Похибка ΔX_K належить до статичних. Шлях зменшення цієї похибки – зменшення h . Звести похибку квантування до нуля неможливо, тому що $\Delta X_K = 0$ тільки коли $h = 0$. За такої умови квантова величина буде аналоговою (неперервною). Тому похибка квантування є ще й методичною похибкою.

У процесі вимірювання фізичної величини виникає і динамічна похибка, що дорівнює різниці між вихідним кодом приладу та дійсним значенням вимірюваної величини в момент часу, який розглядається (за умови, що статична похибка дорівнює нулю). Динамічна похибка зумовлена обмеженим часом вимірювання $T_{\text{вим}} = T_{\text{д}}$, протягом якого вимірювана величина може значно змінюватися.

Динамічна похибка – це похибка, що виникає внаслідок зміни вимірюваної величини під час вимірювань:

$$\Delta X_{\text{д}} = \frac{1}{2} T_{\text{д}} \frac{dX}{dt}, \quad (2.3)$$

де $T_{\text{д}}$ – крок дискретизації; $\frac{dX}{dt}$ – швидкість зміни вихідної величини.

З цього виразу випливає, що динамічна похибка залежить від швидкості зміни вимірюваної величини і від кроку дискретизації. Ці складові і є шляхами зменшення похибки дискретизації.

Похибки, пов'язані або викликані порогом чутливості пристрою порівняння або його нестабільністю; похибки від впливу завад на елементи цифрових вимірювальних приладів входять до складу інструментальної похибки ΔX_1 . Цю складову похибки описати аналітично неможливо, її оцінюють тільки експериментально.

Контрольні питання

1. Дайте уточнене поняття цифрових засобів вимірювань.
2. Яку фізичну величину називають неперервною (аналоговою)?
3. Яку фізичну величину називають квантованою?
4. В чому суть процесу квантування аналогової величини?
5. Чому виникає похибка квантування?
6. Які Ви знаєте шляхи зменшення похибки квантування?
7. За якої умови похибку квантування можна звести до нуля?
8. Похибка квантування є статичною чи динамічною, інструментальною чи методичною? Чому?
9. Яку фізичну величину називають дискретизованою?
10. В чому суть процесу дискретизації аналогової величини?
11. Чому виникає похибка дискретизації?
12. Які Ви знаєте шляхи зменшення похибки дискретизації?
13. За яких умов похибку дискретизації можна звести до нуля?
14. Чому похибку дискретизації відносять до динамічних?

Лекція 3 ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

Оскільки основним призначення вимірювального каналу (ВК) є створення сигналу вимірювальної інформації про одну вимірювану фізичну величину, то виникає необхідність визначитися, розгляд яких ВК є актуальним для електроенергетики та електромеханіки?

По-перше, то є вимірювальні канали таких електричних величин:

- ВК частоти;
- ВК різниці фаз;
- ВК напруги;
- ВК струму;
- ВК параметрів електричного кола;

По-друге, ВК неелектричних величин:

- ВК температури;
- ВК рівня;
- ВК вібрацій;
- биття;
- ВК обертальних моментів;
- ВК кутової швидкості.

Вимірювальні канали частоти

Частота f періодичного сигналу – це фізична величина, значення якої визначають кількістю коливань за одиницю часу.

Виходячи з поняття частоти структурна схема частотоміра має складатися з трьох основних блоків:

- блок формування зразкового часового інтервалу (одиниця часу);
- пристрій квантування зразкового часового інтервалу імпульсами вимірюваної частоти;
- блок підрахунку імпульсів невідомої частоти за зразковий часовий інтервал.

Засіб вимірювання оснований на цьому підході реалізує прямий метод вимірювання. Оскільки результат вимірювання – це середнє значення виміряної частоти за одиницю часу, то він отримав назву частотоміра середніх значень.

Значення частоти можна отримати і опосередковано

$$f_X = \frac{1}{T_X}$$

шляхом квантування невідомого періоду вимірюваної частоти f_x імпульсами зразкової частоти. Оскільки виміряне значення за цим методом отримують в кожному періоді, то такий засіб вимірювання отримав назву частотоміра миттєвих значень.

3.1 Вимірювальний канал частоти середніх значень

Принцип дії цифрового частотоміра середніх значень засновано на підрахунку кількості імпульсів невідомої частоти f_x за зразковий часовий інтервал t_0 , який формується зразковою мірою часу.

Структурну схему цифрового частотоміра середніх значень наведено на рис. 3.1, а часові діаграми його роботи – на рис. 3.2.

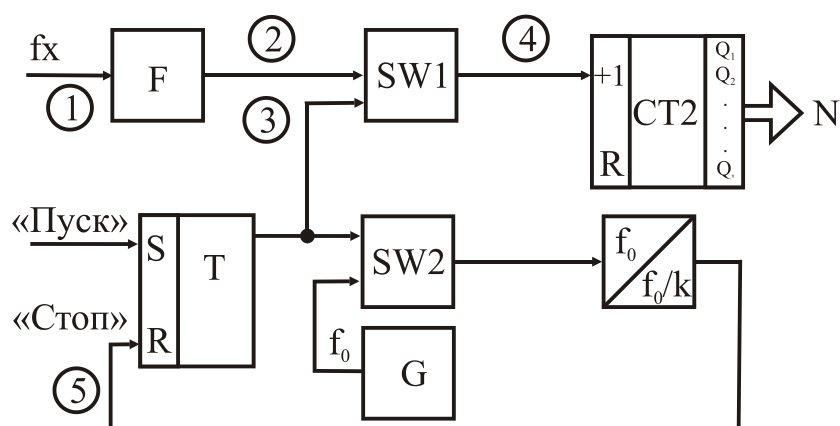


Рисунок 3.1

Структурна схема частотоміра містить такі основні блоки. Зразкову міру часу ЗМЧ (Т – RS – тригер, SW2 – схема логічного «І»), G – генератор зразкової частоти, ПЧ – подільник частоти, що формує зразковий часовий інтервал t_0).

А також вона містить двійковий лічильник CT2, який підраховує кількість імпульсів невідомої частоти f_x за зразковий інтервал часу t_0 , схема «І» SW1, де здійснюється квантування зразкового часового інтервалу імпульсами невідомої частоти, формувач імпульсів F, який із вхідних синусоїдних сигналів формує прямокутні імпульси, калібровані за амплітудою і тривалістю.

Вихідне положення. RS-тригер Т і тригери двійкового лічильника CT2 знаходяться у стані логічного «0». Рівнем логічного нуля закриті схеми «І» SW1 і SW2. Тому імпульси вимірюваної частоти f_x не надходять на вхід лічильника CT2, а імпульси зразкової частоти f_0 – на вхід подільника частоти ПЧ.

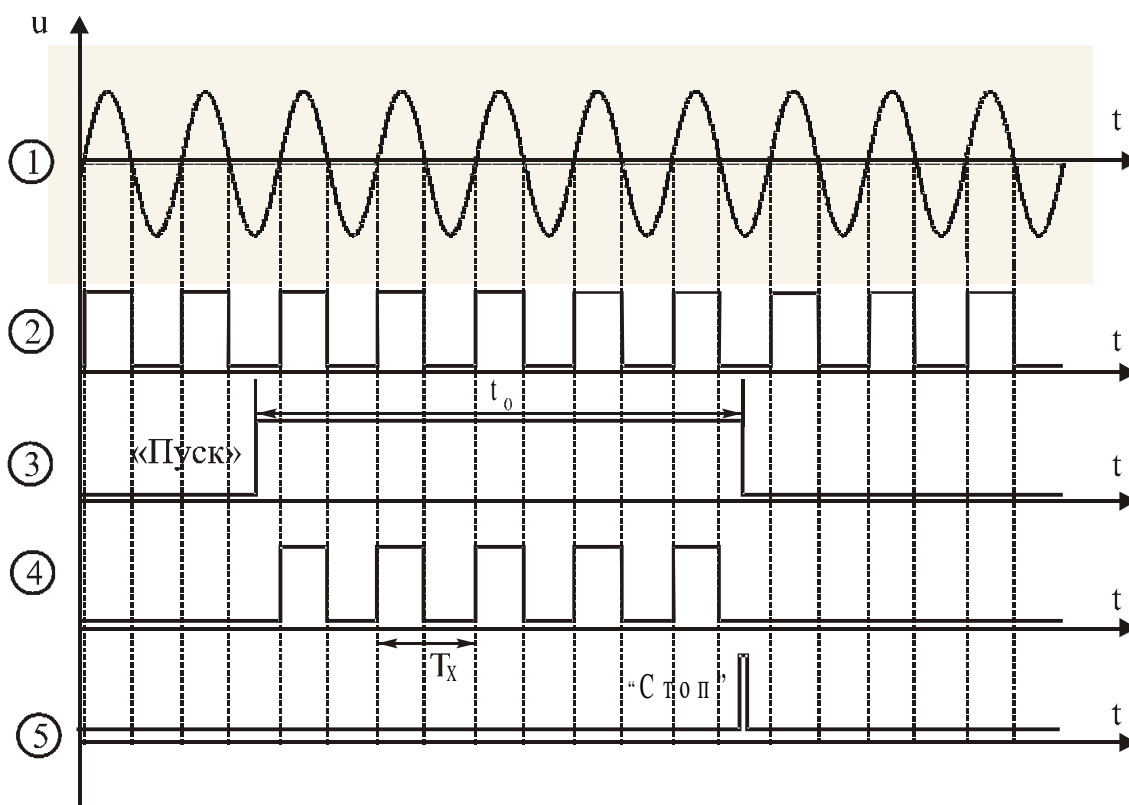


Рисунок 3.2

Вимірювання. За командою «Пуск» тригер Т набуває стану логічної одиниці і таким чином відкриває схеми «І» SW1 і SW2. Імпульси, які проходять із частотою f_x через формувач F і відкриту схему «І» SW1, надходять на вхід двійкового лічильника СТ2, який здійснює їх підрахунок. В цей самий момент часу через відкриту схему «І» SW2 імпульси f_0 із виходу генератора G зразкової частоти надходять на вхід подільника частоти, коефіцієнт ділення якого розраховують з урахуванням забезпечення потрібного часового інтервалу t_0 .

Після закінчення формування зразкового часового інтервалу подільником частоти заднім фронтом імпульсу t_0 (точка 3) тригер Т встановлюється у стан логічного нуля, схеми збігу «І» SW1 і SW2 закриваються і в лічильнику СТ2 фіксується двійковий код N. Кількість імпульсів невідомої частоти, які підраховував двійковий лічильник за час t_0 , визначається так:

$$N_f = \int_{t_1}^{t_2} T_X dt = \frac{t_0}{T_X} = t_0 f_X . \quad (3.1)$$

де t_1, t_2 – моменти початку та закінчення зразкового часового інтервалу.

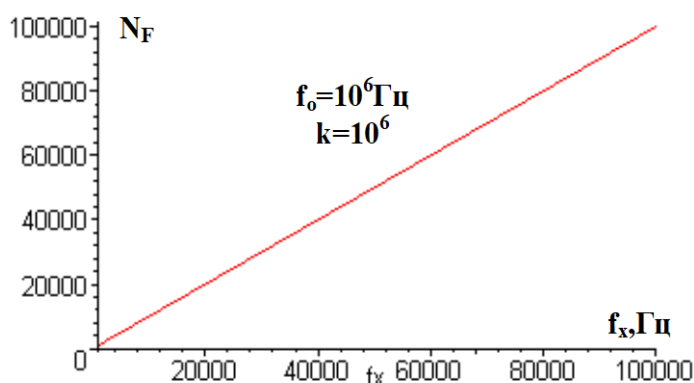
Зразковий часовий інтервал формується в подільнику частоти і визначається таким добутком

$$t_0 = k T_0 = \frac{k}{f_0}, \quad (3.2)$$

де k – коефіцієнт ділення подільника частоти; T_0 – період імпульсів зразкової частоти f_0 .

Тоді остаточне рівняння перетворення цифрового частотоміра середніх значень матиме вигляд:

$$N_f = k T_0 f_X = \frac{k f_X}{f_0}. \quad (3.3)$$



Подане співвідношення є рівнянням перетворення частотоміра, оскільки воно характеризує, яким чином пов'язані між собою вихідна N_f і вхідна f_x величини. Статична характеристика цифрового частотоміра середніх значень лінійна (рис. 3.3).

Рисунок 3.3

Отже з (3.3) вимірне значення частоти визначається за таким рівнянням

$$f_X = \frac{N_f \cdot f_0}{k},$$

де f_0 і k – відомі значення, які є параметрами генератора G зразкової частоти і подільника частоти ПЧ (див., наприклад, рис. 3.3), N_f – кількість імпульсів у двійковому лічильнику СТ2.

Розмірність цього рівняння очевидна

$$f_X [\text{Гц}] = \frac{N_f [\text{безрозмірна величина}] \cdot f_0 [\text{Гц}]}{k [\text{безрозмірна величина}]} = [\text{Гц}],$$

що і підтверджує достовірність отриманої функції перетворення (3.3), яка в подальшому буде використана для оцінювання основних статичних метрологічних характеристик вимірювального каналу частоти.

3.2 Основні метрологічні характеристики вимірювального каналу

У цифровому вимірювальному приладі за умови постійної абсолютної похибки в діапазоні зміни вимірюваної величини межа допуску основної похибки нормується у вигляді максимальної зведеної похибки

$$\delta = \frac{\Delta}{X_H} 100\% = \frac{1}{N} 100\% . \quad (3.4)$$

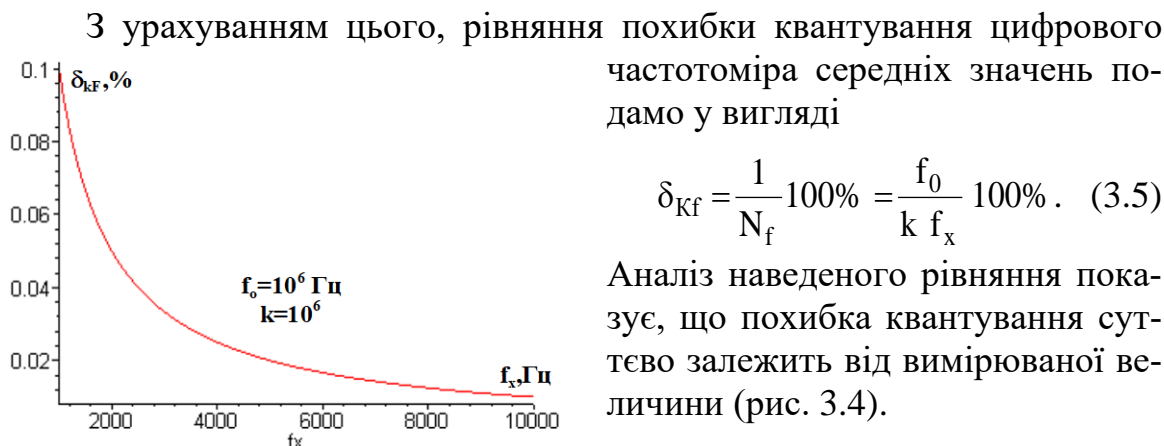


Рисунок 3.4

$$\delta_{kf} = \frac{1}{N_f} 100\% = \frac{f_0}{k f_x} 100\% . \quad (3.5)$$

Аналіз наведеного рівняння показує, що похибка квантування суттєво залежить від вимірюваної величини (рис. 3.4).

Під час вимірювання низьких частот похибка велика, і тому область застосування таких частотомірів – вимірювання середніх частот (>1000 Гц).

Крім того, похибка квантування залежить також від значення зразкового часового інтервалу, який визначається коефіцієнтом k подільника частоти. Похибка квантування зменшується при збільшенні зразкового часового інтервалу t_0 . Однак, збільшення t_0 призводить до зростання часу вимірювання, а, отже, до зниження швидкодії. Оскільки δ_k зменшується при збільшенні f_x , то такі частотоміри ефективні в області середніх і високих частот (від одиниць кілогерц до десятків мегагерц).

Другою складовою похибки вимірювання частоти є похибка зразкової міри часу $\delta_{змч}$, яка зумовлена неточністю первинного встановлення значення t_0 і його наступними часовими та температурними змінами.

Досить важливою метрологічною характеристикою засобу вимірювання є його чутливість. Отримаємо рівняння чутливості з рівняння перетворення (3.3), взявши похідну від вихідного сигналу N_f за вхідним f_x

$$S = \frac{dN_f}{df_x} = \frac{k}{f_0} = \text{const} . \quad (3.5)$$

Оскільки статична характеристика цього частотоміра (див. рис. 3.3) лінійна, то його чутливість постійна в усьому діапазоні вимірюваної частоти f_x .

Визначимо нижню межу вимірювання $f_{x \min}$. Для цього задамося нормованим значенням похибки квантування $\delta_K \leq \delta_{KH}$:

$$\delta_{KH} = \frac{100\% f_0}{k f_{x \min}} \Rightarrow f_{x \min} = \frac{f_0}{k \delta_{KH}} 100\% . \quad (3.6)$$

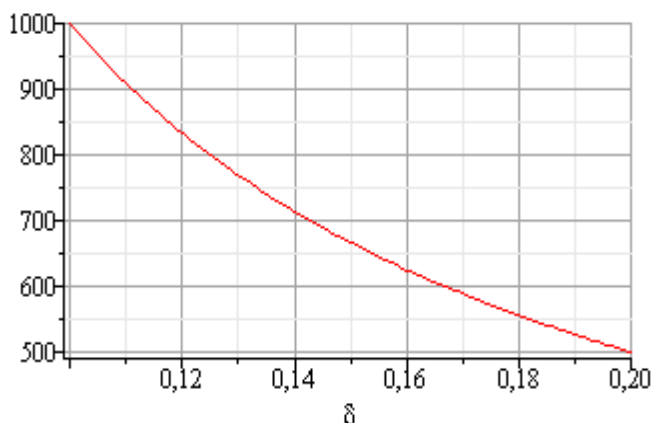


Рисунок 3.5

Залежність нижньої межі вимірювання $f_{x \min}$ від нормованого значення похибки квантування δ_k наведена на рис. 3.5. Для значень $f_0=10^6$ Гц і $k=10^6$ в діапазоні зміни $\delta_{KH} \in (0.1...0.2)\%$ нижня межа вимірювання змінюється від 500 до 1000 Гц.

Знайдемо верхню межу вимірювання частотоміра середніх значень. Ця характеристика обмежена ємністю двійкового лічильника:

$$N_{\max} = 2^n ,$$

де n – розрядність двійкового лічильника.

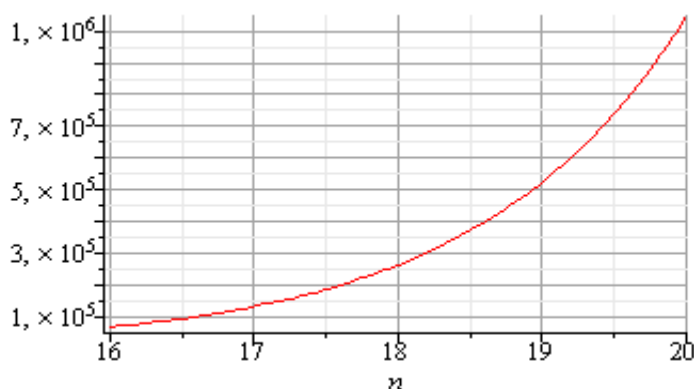


Рисунок 3.6

Підставимо N_{\max} в рівняння перетворення частотоміра і отримаємо рівняння для визначення верхньої межі вимірювання

$$f_{x \max} = \frac{2^n f_0}{k} . \quad (3.7)$$

Залежність верхньої межі вимірювання від розрядності n двійкового лічильника наведена на рис. 3.6. Для тих самих значень $f_0=10^6$ Гц і $k=10^6$ в діапазоні зміни $n \in (16...20)$ верхня межа вимірювання змінюється від 100 до 1000 кГц.

Вимірювальні канали частоти цього типу вимірюють за час t_0 середнє значення частоти f_x . Тому їх і називають частотомірами середніх значень.

В області низьких і інфранизьких частот більш ефективні частотоміри, які базуються на квантуванні вимірюваного періоду.

Контрольні питання і завдання

1. Дайте поняття частоти, одиниці вимірювання частоти.
2. В чому суть прямого методу вимірювання частоти?
3. З яких основних блоків складається частотомір?
4. Сформулюйте фізичний ефект, який покладено в основу роботи частотоміра середніх значень.
5. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи частотоміра середніх значень.
6. Опишіть принцип дії частотоміра, користуючись структурною схемою і часовими діаграмами.
7. Яке призначення зразкової міри часу? Поясніть, за допомогою яких елементів формують зразковий часовий інтервал t_0 ? Чи впливає його стабільність на значення похибки квантування?
8. Виведіть рівняння перетворення та похибки квантування для частотоміра середніх значень.
9. Вкажіть шляхи зменшення похибки квантування.
10. Виведіть аналітичні залежності для оцінювання нижньої і верхньої межі вимірювання.
11. Поясніть, якими параметрами схеми обмежені нижня і верхні межі вимірювання.
12. Чому такий частотомір називають частотоміром середніх значень.
13. За допомогою частотоміра середніх значень проведено вимірювання інформативного параметра $f_x=10$ кГц. Частота зразкового генератора $f_0=1$ МГц, а коефіцієнт переліку подільника частоти $k=1\ 000\ 000$. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи частотоміра. Визначити відносну похибку квантування.
14. За допомогою частотоміра середніх значень проведено вимірювання інформативного параметра $f_x=10$ кГц. Частота зразкового генератора $f_0=1$ МГц, а коефіцієнт переліку подільника частоти $k=1\ 000\ 000$. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи частотоміра. Визначити верхню межу вимірювання даного каналу, для 16-ти розрядного двійкового лічильника.
15. За допомогою вимірювального каналу частоти середніх значень проведено вимірювання інформативного параметра $f_x=10$ кГц. Частота зразкового генератора $f_0=1$ МГц, а коефіцієнт переліку подільника частоти $k=1\ 000\ 000$. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи частотоміра. Визначити нижню межу вимірювання цього каналу, для якої нормоване значення похибки квантування не перевищує 0.1%.

**Лекція 4 ВИМІРЮВАЛЬНИЙ КАНАЛ ЧАСТОТИ
МИТТЄВИХ ЗНАЧЕНЬ**

У частотно-вимірювальній техніці основною характеристикою періодичного сигналу є період.

Періодом T періодичного сигналу називається найменший інтервал часу, через який регулярно послідовно повторюється довільно вибране миттєве значення періодичного сигналу $u(t)$.

З математичної точки зору це інтерпретується так: період T – найменший інтервал часу, що відповідає рівнянню $u(t+iT) = u(t)$, де i – будь-яке ціле число.

Принцип дії цифрового частотоміра миттєвих значень (періодоміра) оснований на квантуванні невідомого періоду сигналу T_X імпульсами зразкової частоти f_0 , що їх формує зразкова міра частоти (ЗМЧ).

Структурна схема цифрового періодоміра наведена на рис. 4.1, а часові діаграми, що пояснюють принцип його роботи, наведені на рис. 4.2.

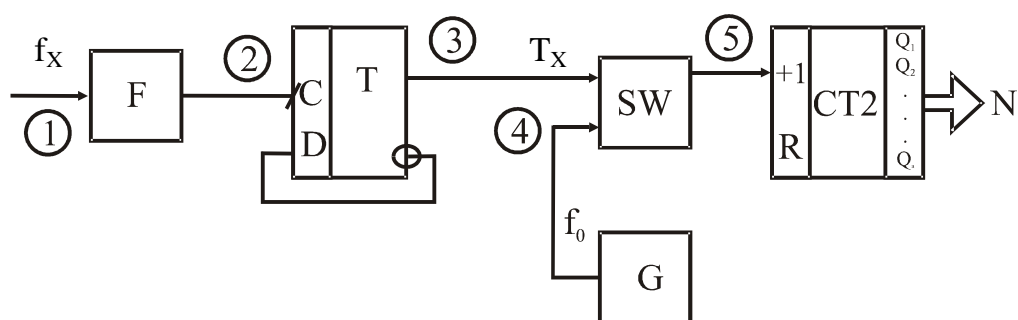


Рисунок 4.1

Основними елементами наведеної структури є формувач F , пристрій виділення періоду (лічильний тригер T), генератор зразкової частоти G , схема «І» SW , двійковий лічильник $CT2$. Калібровані за амплітудою і тривалістю імпульси з виходу формувача F надходять на вхід пристрою виділення періоду, який являє собою лічильний тригер T , на прямому виході якого з імпульсів із частотою f_x формується вимірюваний період T_X . Період T_X у схемі «І» SW квантується імпульсами зразкової частоти f_0 .

Протягом кожного періоду T_X схема SW відкрита одиничним рівнем цього сигналу. Імпульси f_0 із виходу генератора G через відкриту схему SW надходять на вхід лічильника $CT2$. У лічильнику після закінчення кожного періоду T_X формується двійковий код

$$N_T = \int_{t_1}^{t_2} T_0 dt = \frac{T_X}{T_0} = T_X f_0 = \frac{f_0}{f_X}. \quad (4.1)$$

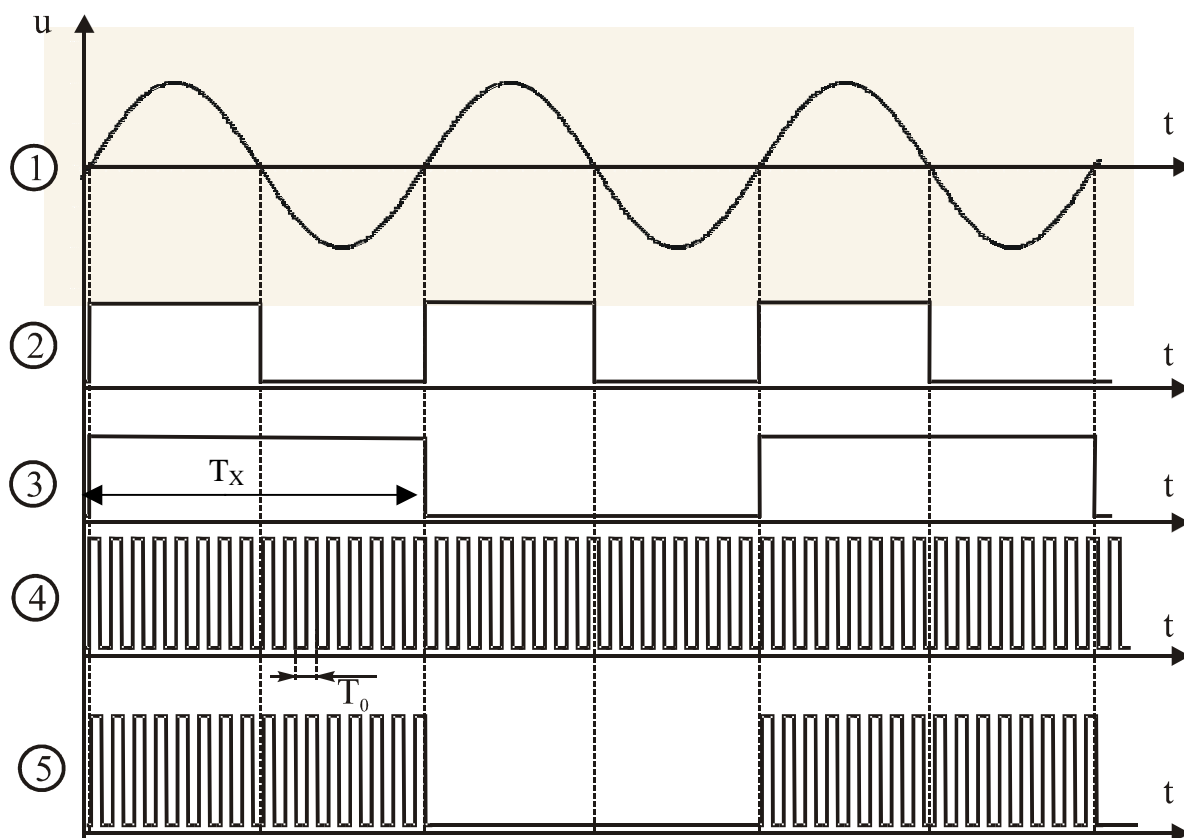


Рисунок 4.2

Останнє співвідношення є рівнянням перетворення цифрового періодоміра (цифрового частотоміра миттєвих значень), графічне подання (статична характеристика) якого наведено на рис.4.3.

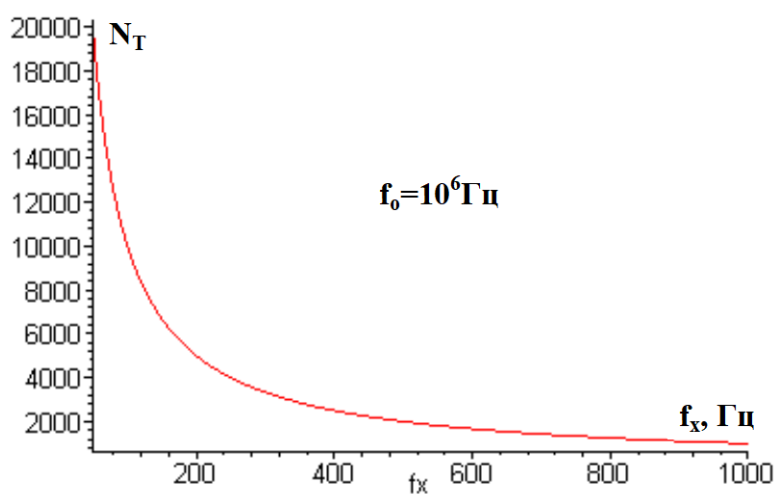


Рисунок 4.3

З рівняння перетворення (4.1) отримаємо залежність для визначення числового значення

$$f_X = \frac{f_0}{N_T},$$

в якому відомими є f_0 – значення частоти квантування на виході генератора G і N_T – кількість імпульсів у двійковому лічильнику СТ2.

Розмірність цього рівняння не викликає сумніву

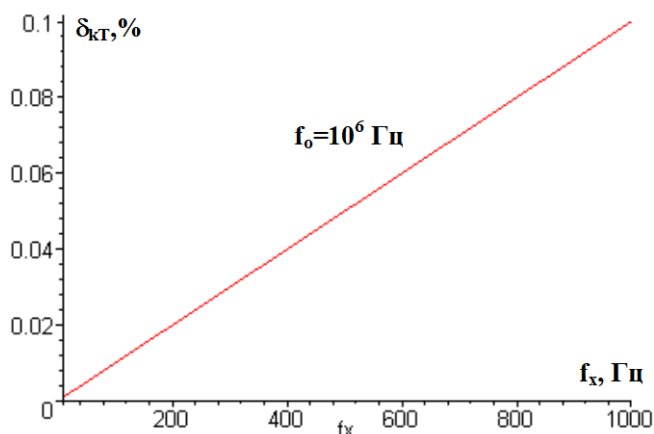
$$f_X[\text{Гц}] = \frac{f_0[\text{Гц}]}{N_T[\text{безрозмірна величина}]} = [\text{Гц}]$$

4.1 Основні метрологічні характеристики вимірювального каналу

Значення похибки квантування цифрового періодоміра (частотоміра миттєвих значень) визначається так

$$\delta_{KT} = \frac{1}{N_T} 100\% = \frac{1}{T_X f_0} 100\% = \frac{f_X}{f_0} 100\%. \quad (4.2)$$

Аналіз рівняння похибки квантування (рис. 4.4) показує, що можливим шляхом зменшення δ_{KT} є збільшення частоти квантування f_0 і вимірюваної величини T_X .



Збільшення частоти f_0 обмежене швидкістю елементної бази, на якій реалізується частотомір. Тому для зменшення цієї складової похибки для фіксованих T_0 і T_X квантують не один, а декілька періодів невідомої частоти.

Рисунок 4.4

Крім похибки квантування в частотомірі миттєвих значень виникає похибка $\delta_{змч}$, яка зумовлена неточністю первинного встановлення частоти генератора G , її часовою і температурною нестабільностями, а також похибкою виділення періоду.

Доповнивши структуру періодоміра перетворювачем N_T/N_f , в якому виконується операція $1/T_X$, одержують схему цифрового частотоміра миттєвих значень.

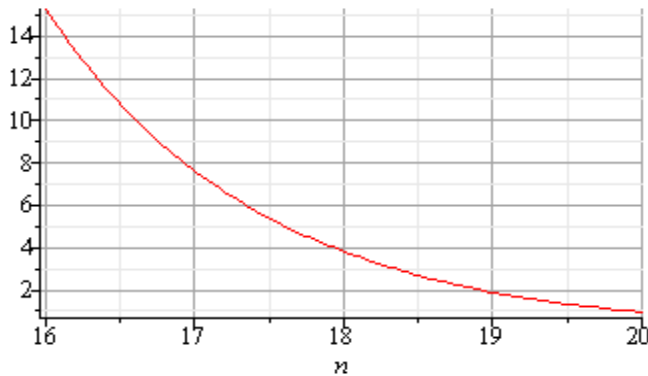
Отримаємо рівняння чутливості з рівняння перетворення (4.1), взявши похідну від вихідного сигналу N_T по вхідному f_X

$$S = \frac{dN_T}{df_X} = -\frac{f_0}{f_X^2} \Rightarrow \text{var.} \quad (4.3)$$

Оскільки статична характеристика цього частотоміра (рис. 4.3) нелінійна (квадратична), то його чутливість змінюється в усьому діапазоні вимірюваної частоти f_X і залежна від неї.

Знайдемо нижню і верхню межі вимірювань. Нижня межа вимірювань обмежена максимальною ємністю двійкового лічильника і визначається

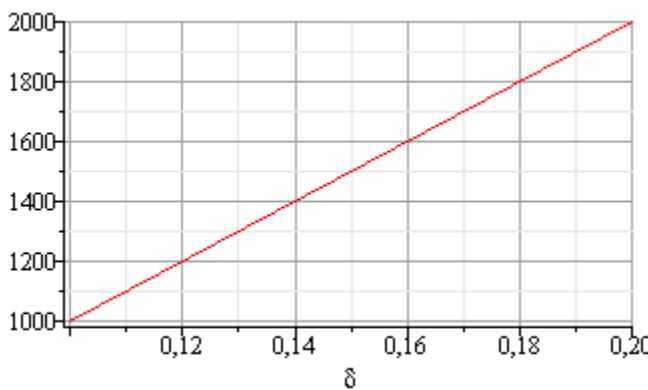
$$N_{\max} = \frac{f_0}{f_X} \Rightarrow 2^n = \frac{f_0}{f_{X \min}} \Rightarrow f_{X \min} = \frac{f_0}{2^n}. \quad (4.4)$$



Вплив розрядності n двійкового лічильника на значення нижньої межі вимірювання наведена на рис. 4.5.

Рисунок 4.5

Для визначення верхньої межі вимірювання задамося нормованим значенням похибки квантування $\delta_k = \delta_{кн}$ і знайдемо $f_{X \max}$:



$$\delta_{кн} = \frac{f_{X \max}}{f_0} 100\% \Rightarrow \quad (4.5)$$

$$f_{X \max} = \frac{\delta_{кн} f_0}{100\%}$$

Залежність верхньої межі вимірювання від нормованого значення похибки квантування в межах її зміни від 0.1% до 0.2% наведена на рис. 4.6

Рисунок 4.6

Галузь застосування цифрового частотоміра миттєвих значень – вимірювання низьких та інфранизьких частот (до одиниць кілогерц).

Контрольні питання і завдання

1. Сформулюйте фізичний ефект, який покладено в основу роботи частотоміра миттєвих значень.
2. Наведіть структурну схему, часові діаграми та принцип дії частотоміра миттєвих значень.
3. Виведіть рівняння перетворення та похибки квантування для частотоміра миттєвих значень.
4. Виведіть аналітичні залежності для оцінювання нижньої і верхньої межі вимірювання.
5. Покажіть шляхи зменшення похибки квантування.
6. Частотоміром миттєвих значень здійснено вимірювання частоти f_x . Частота квантування $f_0=1$ МГц. Визначити нижню межу вимірювання $f_{x\min}$, якщо в структурній схемі каналу застосовано бінарний лічильник розрядністю $n=16$. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи частотоміра.
7. Частотоміром миттєвих значень проведено вимірювання частоти f_x . При цьому частота квантування $f_0=100$ кГц, а кількість імпульсів у двійковому лічильнику $N=1000$. Необхідно навести структурну схему, часові діаграми роботи та визначити значення вимірюваної частоти.
8. Частотоміром миттєвих значень здійснено вимірювання частоти f_x . Частота квантування $f_0=10$ МГц. Визначити верхню межу вимірювання $f_{x\max}$, для якої відносна похибка квантування не перевищує $\delta_k \leq 0.1\%$. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи частотоміра.
9. Частотоміром миттєвих значень проведено вимірювання частоти $f_x=50$ Гц. При цьому частота квантування $f_0=1000$ кГц. Необхідно навести структурну схему та часові діаграми роботи та визначити відносну похибку квантування.

4.2 Мікропроцесорний частотомір

При побудові приладів часто виникає необхідність у реалізації функції вимірювання частотно-часових параметрів сигналів (період, частота).

При безпосередньому (прямому) вимірюванні частоти періодичного сигналу найвагомішими є дві складові похибки – міри і порівняння. Похибка міри зумовлена нестабільністю частоти кварцового генератора. Ця складова похибки може бути відчутною при вимірюванні дуже високих частот. Похибка порівняння, головним чином, визначається похибкою квантування δ_k . При вимірюванні низьких частот похибка квантування є визначальною складовою похибки вимірювання. Наприклад, якщо вимірюється частота $f_x = 10$ Гц при $t_0 = 1$ с, то максимальна похибка квантування

$$\delta_{kч} = \frac{100\%}{f_x t_0} = \frac{100\%}{10 \cdot 1} = 10\% , \text{ що неприпустимо.}$$

Таким чином, через великі похибки квантування низькі частоти безпосередньо вимірюються цифровим частотоміром із невисокою точністю. Перед тим як розглядати мікропроцесорний частотомір, який радикально розв'язує вказане завдання, зупинимось на чотирьох способах зменшення похибки квантування при вимірюванні частоти:

1. Збільшення тривалості зразкового часового інтервалу t_0 , тобто часу вимірювання. Але можливості такого способу обмежені, оскільки для одержання малої похибки квантування (наприклад, $\delta_K = 0,01\%$; $f_X = 10$ Гц) потрібний дуже великий час вимірювання:

$$t_0 = \frac{100\%}{\delta_{KЧ} f_X} = \frac{100\%}{0,01 \cdot 10} = 1000 \text{ с.}$$

2. Збільшення частоти імпульсів, які квантують зразковий часовий інтервал t_0 , що досягається множенням вимірюваної частоти f_X . Виконання цього способу поєднано із застосуванням додаткового блока помножувача частоти, що ускладнює апаратну частину і зменшує точність.

3. Врахування випадкової природи похибки квантування. Забезпечується проведення багаторазових вимірювань і усереднення їх результатів. Це ефективний шлях зменшення впливу випадкової похибки на результат вимірювання.

4. Безпосереднє вимірювання періоду досліджуваного сигналу з наступним обчисленням частоти $f_X = 1/T_X$. Цей шлях дозволяє різко зменшити похибку квантування при вимірюванні низьких частот.

Щоб побачити ефект, який досягається, скористаємось наведеним раніше прикладом. Перейдемо до вимірювання періоду. Частота $f_X = 10$ Гц. Відповідний період $T_X = 0,1$ с. Сформуємо стробувальний імпульс тривалістю, що дорівнює періоду T_X , і проквантуємо його імпульсами зразкової частоти $f_0 = 10$ МГц (що зазвичай має місце в цифрових частотомірах). У цьому випадку похибка квантування

$$\delta_{КП} = \frac{100\%}{T_X f_0} = \frac{100\%}{0,1 \cdot 10^7} = 10^{-4}\%.$$

Можна зробити висновок, що непряме (опосередковане) вимірювання частоти $f_X = 1/T_X$ у цьому випадку дозволило різко підвищити точність порівняно з прямим вимірюванням частоти: похибка квантування зменшилась у 100000 разів.

Однак при вимірюванні високих частот (наприклад, $f_X = 10^6$ Гц, $t_0 = 1$ с, $f_0 = 10$ Гц) похибка квантування цифрового частотоміра

$$\delta_{\text{КЧ}} = \frac{100\%}{t_0 f_x} = \frac{100\%}{0.1 \cdot 10^6} = 10^{-4}\%,$$

а похибка квантування цифрового періодоміра надмірно зросте:

$$\delta_{\text{КП}} = \frac{100\% \cdot f_x}{f_0} = \frac{100\% \cdot 10^6}{10^7} = 10\%.$$

Таким чином, для досягнення заданої точності доцільно в діапазоні високих частот застосовувати цифровий частотомір, а в діапазоні низьких частот переходити до вимірювання періоду (рис. 4.7).

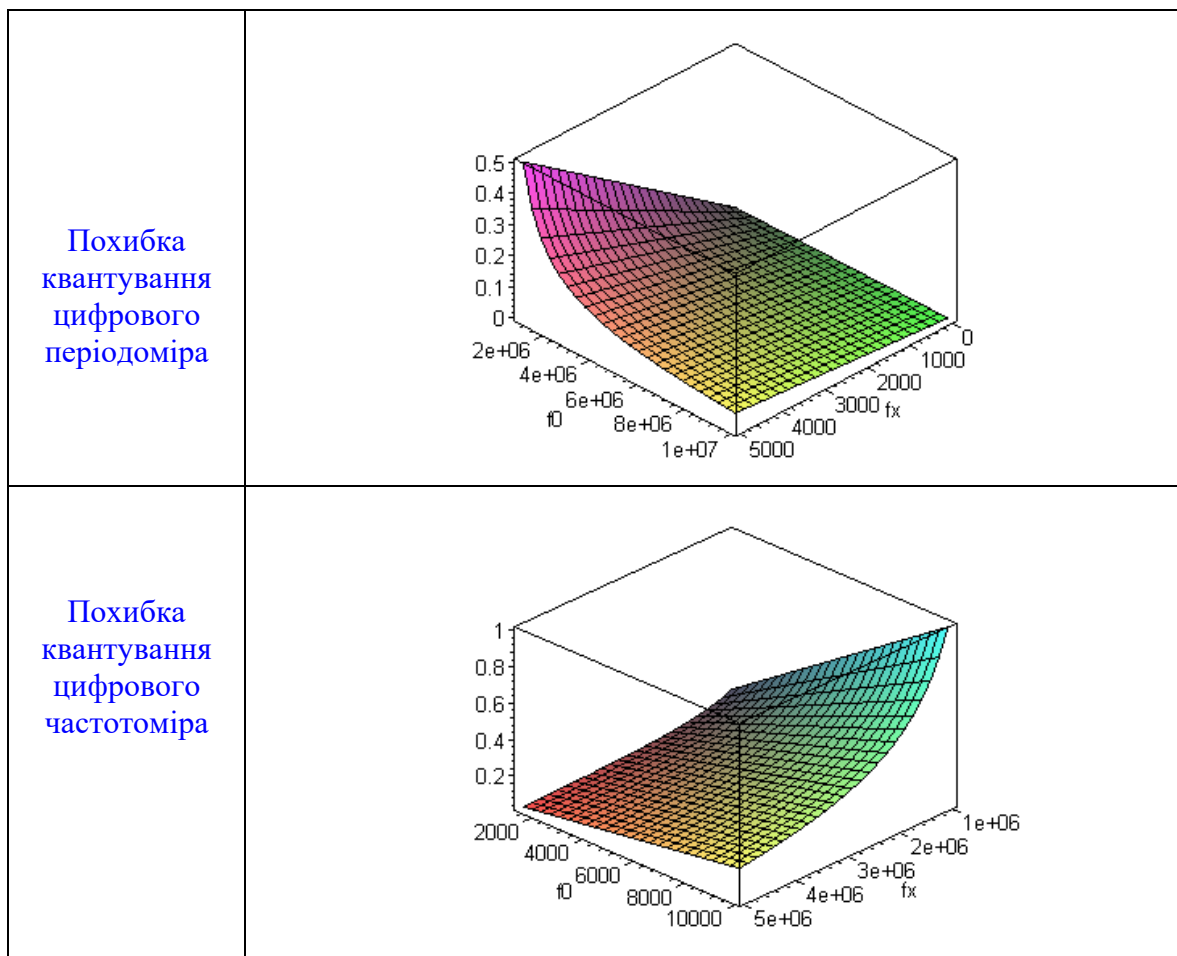


Рисунок 4.7

Алгоритм роботи мікропроцесорного частотоміра, що дозволяє досліджувати періодичні процеси у широкому діапазоні, наведено на рис. 4.8.

Спочатку налаштовують програму на режим періодоміра. Встановлюють коефіцієнт подільника частоти $K=1$ і проводять вимірювання невідомої частоти f_x . Вимірювана частота подається на вхід аналогового компаратора. Аналоговий компаратор вибраний з тієї причини, що він

має досить гнучку програмну обробку інформації: програміст може вибрати пряму програмну обробку або обробку за перериванням.

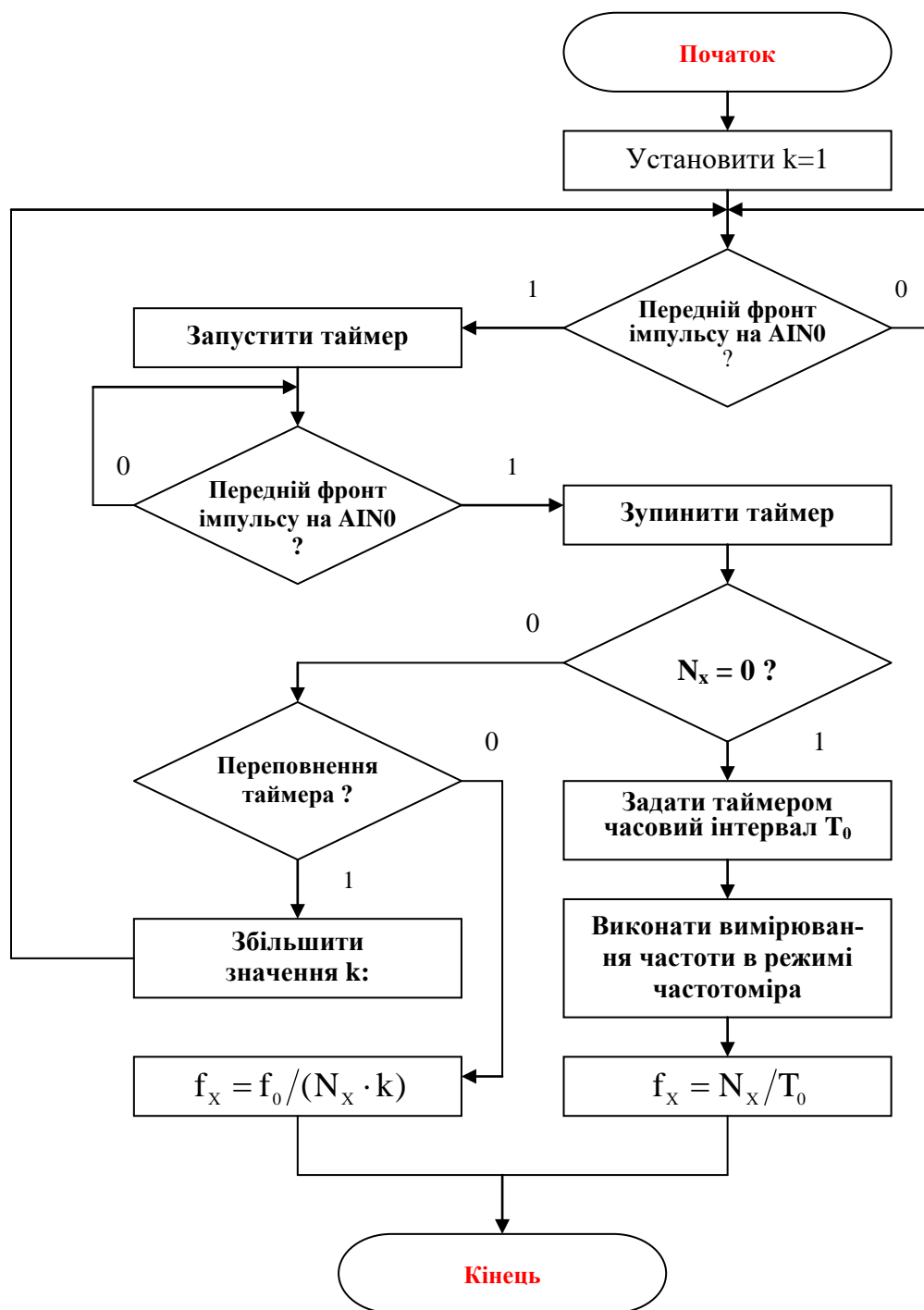


Рисунок 4.8

За переднім фронтом імпульсу на вході AIN0 аналогового компаратора запускають таймер на рахування імпульсів f_0/K . За наступним переднім фронтом імпульсу на вході AIN0 аналогового компаратора (після закінчення періоду T_X) таймер мікроконтролера зупиняють і підраховують кількість імпульсів N_X .

Якщо $N_X = 0$ (частота f_0 недостатня для спрацювання періодоміра), то задають за допомогою таймера часовий інтервал t_0 (наприклад, $t_0=1$ с) і переходять в режим вимірювання частоти. Частоту обчислюють за формулою $f_X = N_X/T_0$.

Якщо $N_X \neq 0$, то перевіряють переповнення таймера мікроконтролера.

За невиконання цієї умови обчислюють частоту, інакше збільшують коефіцієнт подільника частоти $K = K + \Delta K$ і повертаються до вимірювання періоду. Вимірювану частоту визначають з такої формули $f_X = f_0/(N_X \cdot K)$.

Структурна схема мікропроцесорного частотоміра, яка дозволяє реалізувати наведений алгоритм, подана на рис. 4.9.

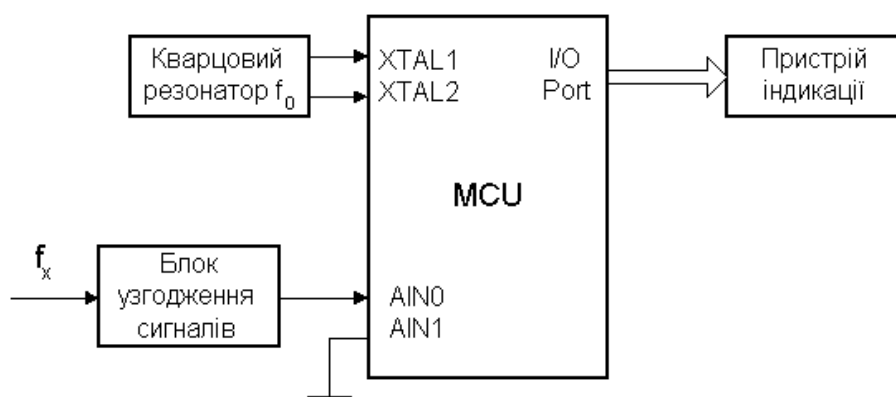


Рисунок 4.9

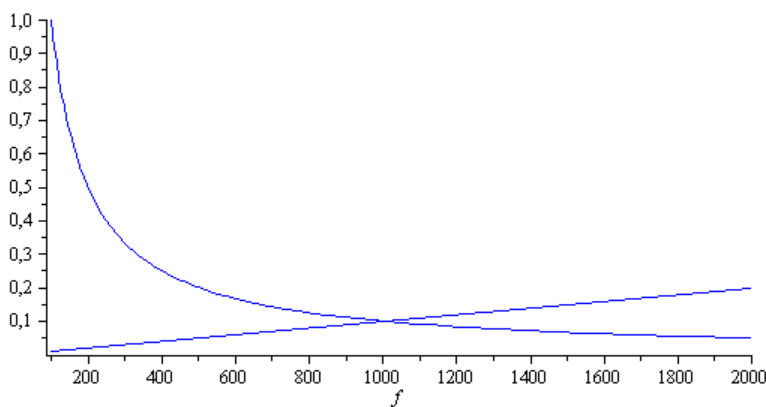


Рисунок 4.10

На наведеній структурній схемі можливо реалізувати ще декілька алгоритмів широкодіапазонного частотоміра. Наприклад, такий. Аналіз рівнянь похибки квантування показує, що похибка

квантування цифрового частотоміра миттєвих значень із зростанням вимірюваної частоти лінійно зростає, а похибка квантування цифрового частотоміра має обернену залежність (рис. 4.10).

Прирівнявши ці дві складові похибки

$$\frac{f_0 100\%}{k f_x} = \frac{f_x 100\%}{f_0},$$

і розв'язавши таку рівність відносно f_x , отримаємо

$$f_{\text{ХК}} = \frac{f_0}{\sqrt{k}}.$$

Аналіз результатів, наведених на рис. 4.10, показує, що в точці $f_{\text{ХК}}$ ці дві залежності пересікаються. Тому в діапазоні зміни вимірюваної частоти $f_x \leq f_{\text{ХК}}$ доцільно використовувати схему частотоміра миттєвих значень, а в діапазоні $f_x \geq f_{\text{ХК}}$ – схему частотоміра середніх значень.

Отже, використання мікропроцесорів у частотно-вимірювальній техніці приводить до таких наслідків:

1. Такий підхід дозволяє використати переваги кожного із частотомірів і суттєво розширити діапазон вимірювання: від інфранизьких частот (одиниці герц) до високих частот (одиниці мегагерц);
2. Перехід від одного алгоритму до другого не потребує змін в апаратній частині частотоміра. Їхня реалізація здійснюється програмно.

Контрольні питання

1. Проаналізуйте основні переваги та недоліки прямого методу вимірювання частоти. Яким параметром обмежена нижня межа вимірювання?
2. Яким параметром обмежена верхня межа вимірювання в опосередкованому методі вимірювання частоти?
3. Поясніть алгоритм роботи та структурну схему широкодіапазонного мікропроцесорного частотоміра.
4. Чому для визначення $f_{\text{ХК}}$ необхідно прирівнювати похибки квантування.
5. Виведіть аналітичну залежність для визначення значення критичної частоти $f_{\text{ХК}}$.

Лекція 5 ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ РІЗНИЦІ ФАЗ

Фаза (від латинського phasis – «поява») – характеризує стан коливального процесу в кожен момент часу.

Різницею фаз φ_X двох гармонічних коливань

$$u_1(t) = U_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1) \quad \text{і}$$

$$u_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2)$$

називають різницю їхніх початкових фаз $\varphi_X = \varphi_2 - \varphi_1$ при однаковій частоті (див. рис. 4.2).

Одним із методів вимірювання різниці фаз є її перетворення в часовий інтервал.

Якщо здійснювати перетворення $\varphi_X \rightarrow t_X$ в кожному періоді вимірюваної величини і квантувати цей часовий інтервал t_X імпульсами зразкової частоти f_0 , то матимемо цифровий фазометр миттєвих значень.

За умови, що отримані в кожному періоді миттєві значення різниці фаз усереднюються протягом зразкового часового інтервалу (часу вимірювання), отримують цифровий фазометр середніх значень.

5.1 Цифровий фазометр миттєвих значень

Принцип дії цифрових фазометрів миттєвих значень оснований на перетворенні різниці фаз φ_X двох періодичних сигналів однакової частоти у часовий інтервал t_X із наступним його квантуванням імпульсами зразкової частоти f_0 .

Структурну схему цифрового фазометра миттєвих значень наведено на рис. 5.1, часові діаграми його роботи – на рис. 5.2.

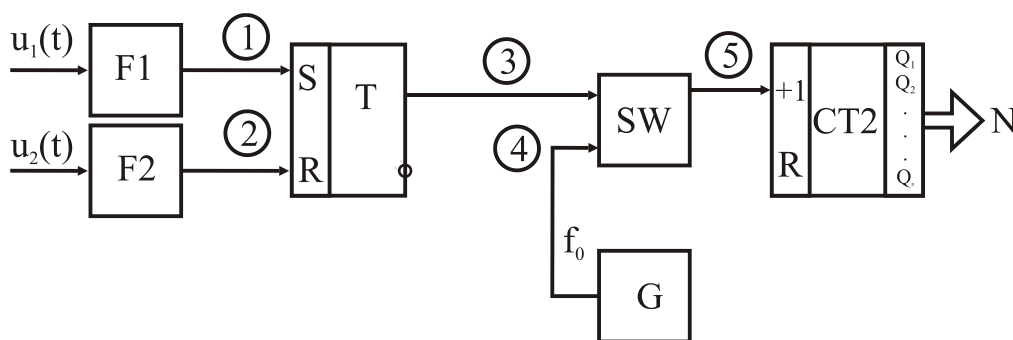


Рисунок 5.1

Основними елементами фазометра є два формувача F_1 і F_2 , RS-тригер, схема «І» SW, генератор G зразкової частоти, двійковий лічильник CT2.

Перетворення різниці фаз двох електричних сигналів $u_1(t)$ і $u_2(t)$ із частотою f_x у часовий інтервал t_x здійснюють відповідні формувачі F_1 , F_2 і RS-тригер T . Квантування часового інтервалу t_x імпульсами зразкової частоти f_0 відбувається за допомогою логічної схеми «І» SW , а процедуру лічби здійснює двійковий лічильник $CT2$.

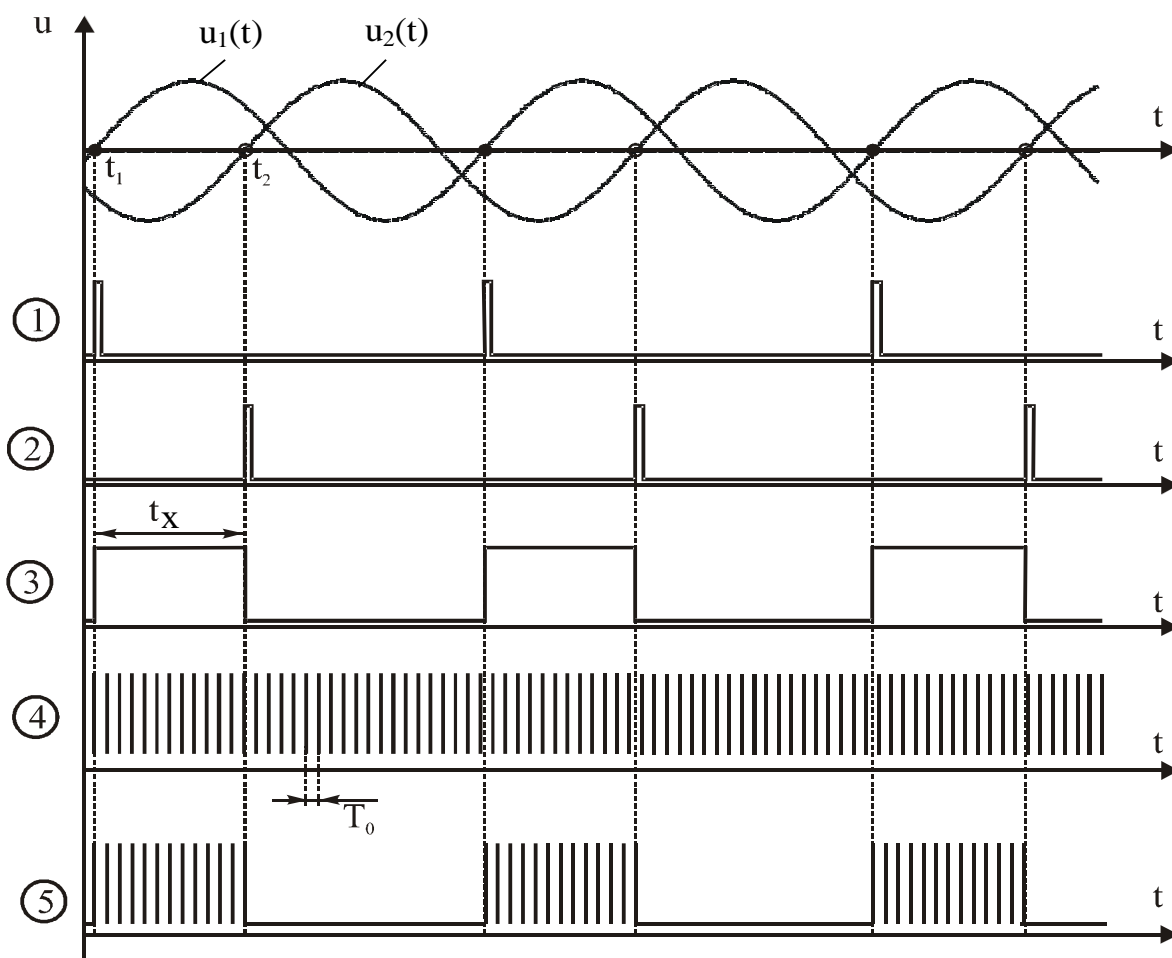


Рисунок 5.2

Вихідне положення. Тригер T і тригери двійкового лічильника $CT2$ знаходяться у стані логічного «0». Рівнем логічного нуля закрита схема «І» SW . Тому імпульси зразкової частоти f_0 не надходять на вхід двійкового лічильника. Не відбувається і процес квантування часового інтервалу t_x імпульсами зразкової частоти f_0 .

Вимірювання. У момент переходу напруги $u_1(t)$ через рівень нуля на виході формувача F_1 формується короткий імпульс, що встановлює тригер T в стан логічної одиниці. Одичним рівнем відкривається схема SW , і імпульси зразкової частоти f_0 із виходу генератора G через відкриту схему SW надходять на вхід $CT2$. У лічильнику $CT2$ відбувається підрахунок кількості імпульсів f_0 .

Цей процес відбувається доти, доки напруга $u_2(t)$ не досягне рівня 0 В. В момент переходу $u_2(t)$ через нульовий рівень на виході формувача F_2 формується короткий імпульс, що встановлює тригер Т в стан логічного нуля. Нульовим рівнем закривається схема SW, і припиняється надходження імпульсів із частотою f_0 на вхід лічильника СТ2.

Кількість імпульсів із частотою f_0 , що надійшли до лічильника СТ2 за часовий інтервал t_X , визначається як

$$N_{\text{фм}} = \int_{t_1}^{t_2} T_0 dt = \frac{t_X}{T_0} = t_X f_0. \quad (5.1)$$

Оскільки різниця фаз φ_X , що вимірюється, є різницею початкових фаз напруг $u_1(t)$ і $u_2(t)$

$$\varphi_X = \varphi_2 - \varphi_1 = \omega t_2 - \omega t_1 = \omega t_X = 2\pi f_X t_X, \quad (5.2)$$

то рівняння перетворення цифрового фазометра миттєвих значень матиме вигляд (статична характеристика наведена на рис. 5.3)

$$N_{\text{фм}} = t_X f_0 = \frac{1}{2\pi f_X} \frac{f_0}{360} \varphi_X. \quad (5.3)$$

Оскільки отримані рівняння перетворення будуть в подальшому використовуватися для оцінювання основних метрологічних статичних характеристик вимірювального каналу різниці фаз, то їхню достовірність підтвердимо розмірністю рівняння

$$\varphi_X = \frac{N_{\text{фм}} 360 f_X}{f_0} = \frac{N_{\text{фм}} 2\pi f_X}{f_0}.$$

Для вимірювання різниці фаз у градусах

$$\varphi_X [\text{град}] = \frac{N_{\text{фм}} [\text{безрозмірна}] 360 [\text{градус}] \cdot f_X [\text{Гц}]}{f_0 [\text{Гц}]}$$

і відповідно у радіанах

$$\varphi_X [\text{рад}] = \frac{N_{\text{фм}} [\text{безрозмірна}] 2\pi [\text{радіан}] \cdot f_X [\text{Гц}]}{f_0 [\text{Гц}]}.$$

5.2 Основні метрологічні характеристики вимірювального каналу

Рівняння похибки квантування цифрового фазометра миттєвих значень подається таким співвідношенням

$$\delta_{\text{кф}} = \frac{1}{N_{\text{фм}}} 100\% = \frac{2\pi f_x}{\varphi_x f_0} 100\%. \quad (5.4)$$

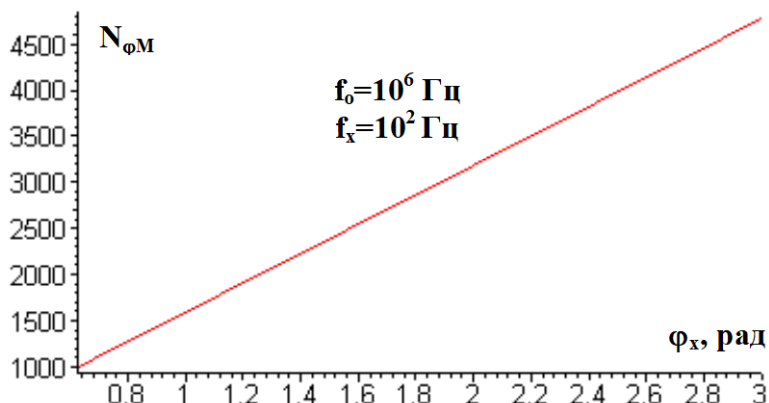


Рисунок 5.3

Аналіз рівняння похибки квантування (рис. 5.4) показує, що результати вимірювань залежать від частоти вхідних сигналів f_x при постійних $f_0 = \text{const}$ та $\varphi_x = \text{const}$.

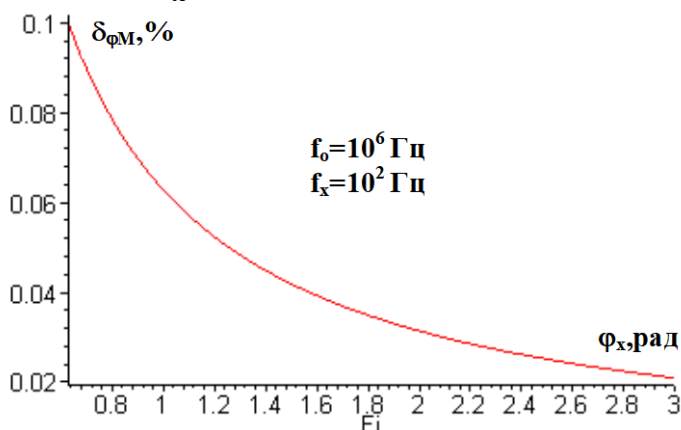


Рисунок 5.4

Для усунення цього недоліку застосовують усереднення вимірюваних інтервалів t_x протягом часу вимірювання t_v .

Для визначення чутливості для цього вимірювального каналу візьмемо з рівняння перетворення (5.3) похідну від вихідної величини $N_{\text{фм}}$ за вхідною φ_x

$$S = \frac{dN_{\text{фм}}}{\varphi_x} = \frac{1}{2\pi} \frac{f_0}{f_x} = \frac{f_0}{360f_x} = \text{Const}. \quad (5.5)$$

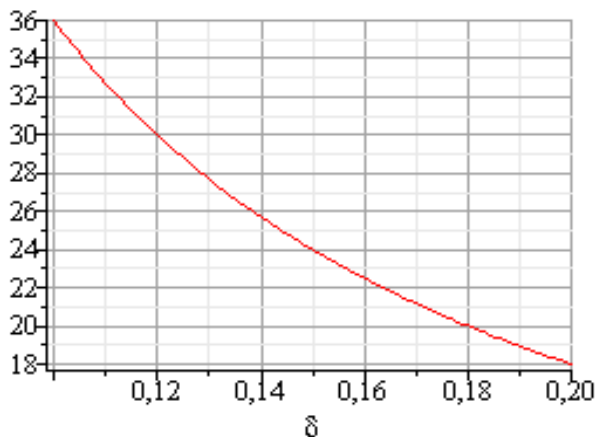
Виходячи з цього, чутливість фазометра миттєвих значень по всьому діапазону зміни вимірюваної величини φ_x є сталою величиною і залежною від значень частоти квантування f_0 генератора зразкової частоти G та від значення частоти f_x вхідних напруг.

Визначимо діапазон вимірювання цього каналу – нижню та верхню межі вимірювання різниці фаз.

Нижня межа вимірювання обмежена нормованим значенням похибки квантування

$$\delta_{\text{КН}} = \frac{2\pi}{\Phi_{\text{Xmax}}} \frac{f_{\text{X}}}{f_0} 100\% = \frac{360 f_{\text{X}} 100\%}{\Phi_{\text{Xmax}} f_0}. \quad (5.6)$$

З (5.6) отримаємо залежність для оцінювання нижньої межі вимірювання



$$\Phi_{\text{Xmax}} = \frac{2\pi}{\delta_{\text{КН}}} \frac{f_{\text{X}}}{f_0} 100\% = \frac{360 f_{\text{X}} 100\%}{\delta_{\text{КН}} f_0}. \quad (5.7)$$

Графічну залежність нижньої межі вимірювання від значення похибки квантування наведено на рис. 5.5 ($f_{\text{X}}=100$ Гц, $f_0=10^6$ Гц).

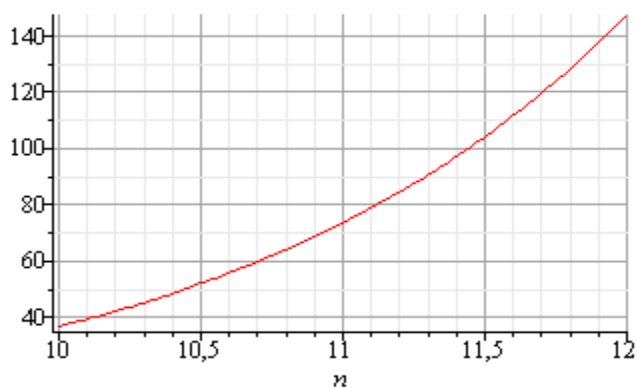
Рисунок 5.5

Верхня межа вимірювання обмежена максимальною ємністю $N_{\text{max}}=2^n$ двійкового лічильника

$$N_{\text{max}} = 2^n = \frac{1}{2\pi} \frac{f_0}{f_{\text{X}}} \Phi_{\text{Xmax}} = \frac{f_0 \Phi_{\text{Xmax}}}{360 f_{\text{X}}}. \quad (5.8)$$

Звідси верхня межа вимірювання фазометра миттєвих значень визначається

$$\Phi_{\text{Xmax}} = \frac{2^n 2\pi f_{\text{X}}}{f_0} = \frac{2^n 360 f_{\text{X}}}{f_0}. \quad (5.9)$$



Графічна залежність верхньої межі вимірювання від розрядності лічильника наведена на рис. 5.6 ($f_{\text{X}}=100$ Гц, $f_0=10^6$ Гц).

Рисунок 5.6

Контрольні питання та завдання

1. Сформулюйте фізичний ефект, який покладено в основу роботи фазометра миттєвих значень.
2. Наведіть поняття різниці фаз.
3. Які ви знаєте одиниці вимірювання різниці фаз?
4. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи фазометра миттєвих значень.
5. Опишіть принцип його дії одночасно користуючись структурною схемою і часовими діаграмами роботи.
6. Виведіть рівняння перетворення та похибки квантування для фазометра миттєвих значень.
7. Чому ці фазометри отримали назву – миттєвих значень?
8. За допомогою яких елементів і де відбувається квантування часового інтервалу t_x імпульсами зразкової частоти f_0 ?
9. Які основні недоліки притаманні такій структурній схемі?
10. Цифровим фазометром миттєвих значень проведено вимірювання різниці фаз двох синусоїдних напруг. Частота квантування $f_0=1$ МГц, а часовий інтервал t_x , пропорційний вимірюваному параметру, дорівнює 10 мс. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи фазометра, опишіть принцип його дії. Визначіть відносну похибку квантування.
11. Цифровим фазометром миттєвих значень проведено вимірювання різниці фаз двох синусоїдних напруг з частотою $f_x=50$ Гц. Частота квантування $f_0=500$ кГц, кількість імпульсів, які підрахував двійковий лічильник за час вимірювання, $N=1000$. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи фазометра, опишіть принцип його дії. Визначіть значення різниці фаз.

**Лекція 6 ВИМІРЮВАЛЬНИЙ КАНАЛ РІЗНИЦІ ФАЗ
СЕРЕДНІХ ЗНАЧЕНЬ**

Правило: Для того, щоб реалізувати структурну схему цифрового фазометра середніх значень, необхідно структурну схему фазометра миттєвих значень доповнити зразковою мірою часу ЗМЧ (див. частотомір середніх значень).

Взявши за базову структурну схему цифрового фазометра миттєвих значень і доповнивши її структурною схемою зразкової міри часу, отримуємо структурну схему цифрового фазометра середніх значень (рис. 6.1).

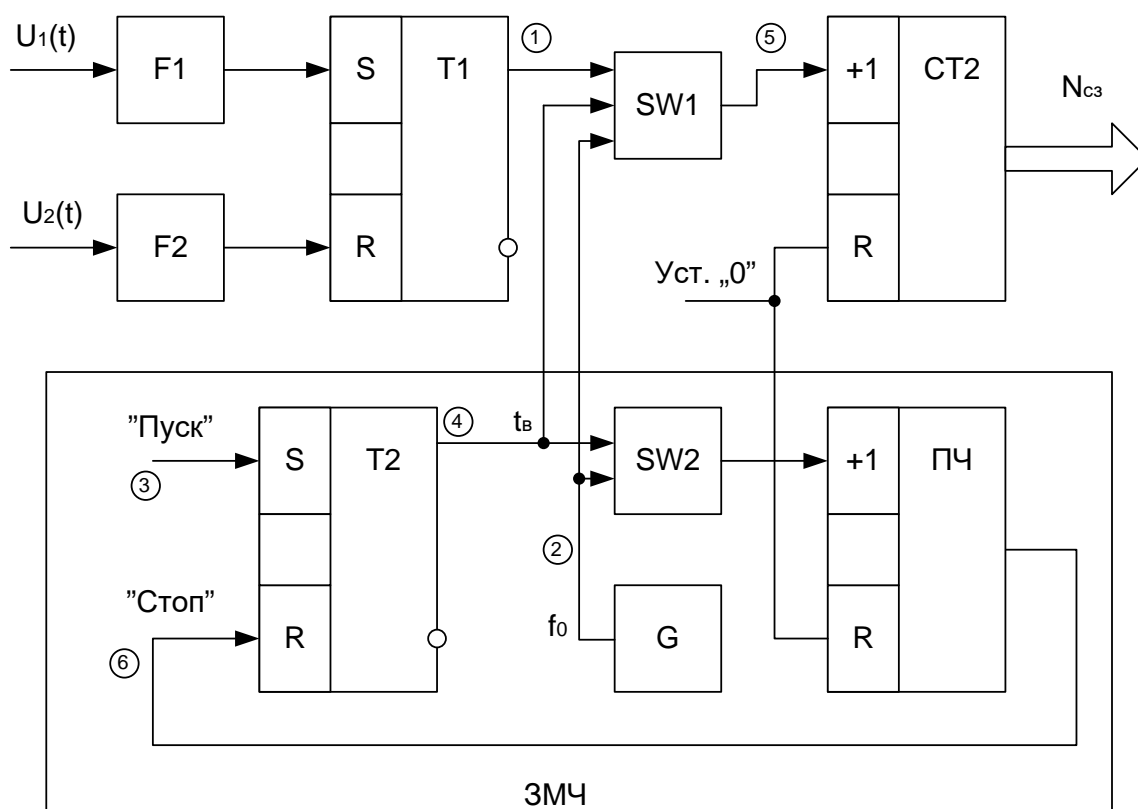


Рисунок 6.1

На рис. 6.2 наведено часові діаграми роботи цього фазометра.

Вихідне положення. Тригери T_1 , T_2 і тригери двійкового лічильника CT_2 та подільника частоти $ПЧ$ знаходяться в стані логічного «0». Рівнями логічного нуля закриті схеми «I» SW_1 і SW_2 . Після подачі напруги живлення на виході тригера формуються прямокутні імпульси, тривалість яких пропорційна вимірюваній різниці фаз φ_X (див. точка 1 на часовій діаграмі). Працює також генератор зразкової частоти f_0 (див.

точка 2 на часовій діаграмі), але не відбувається процес квантування часового інтервалу t_x імпульсами зразкової частоти f_0 . Тому на виходах схем SW1 і SW2 відсутні імпульси.

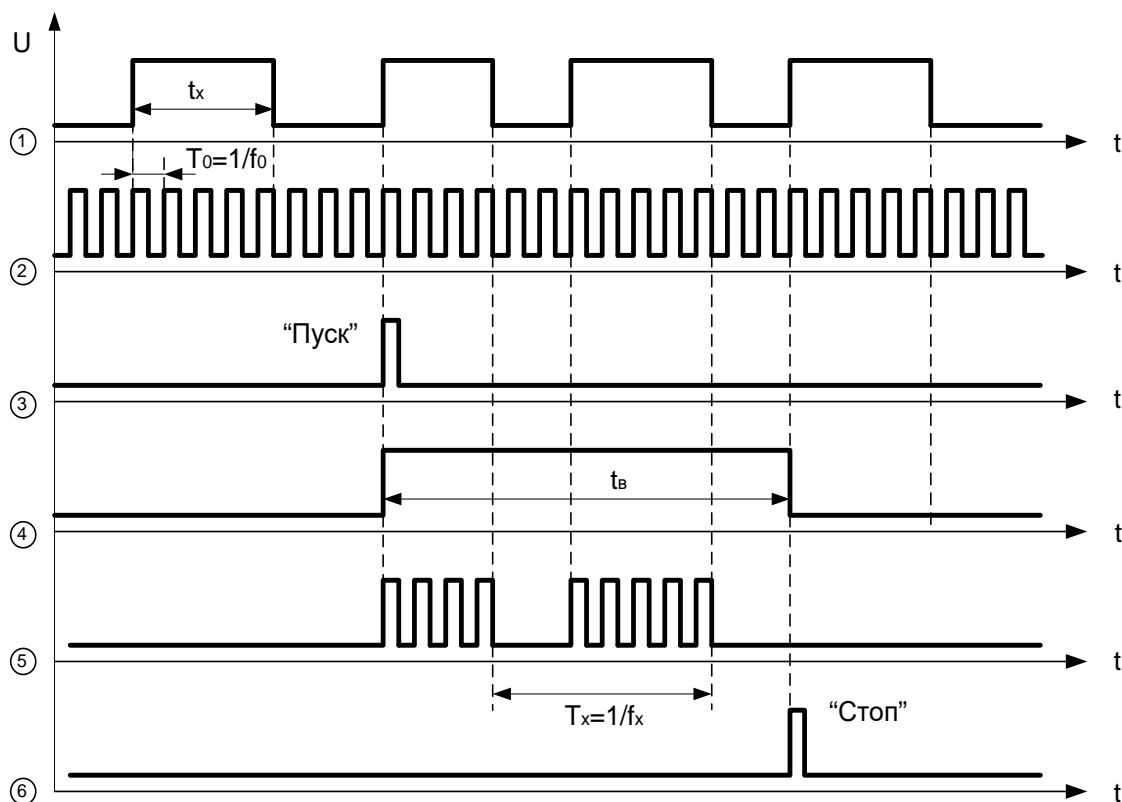


Рисунок 6.2

Вимірювання. За сигналом «Пуск» (див. точку 3) тригер Т2 зразкової міри часу набуває стану логічної одиниці (див. точку 4) і відкриває раніше закриті логічні схеми SW1 і SW2.

Верхня частина схеми являє собою фазометр миттєвих значень, в якому кількість імпульсів із частотою f_0 , що надійшли до лічильника СТ2 за часовий інтервал t_x , визначається як

$$N_{\text{фм}} = t_x f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{f_0}{f_x} \varphi_x.$$

Нижня частина схеми (зразкова міра часу) формує зразковий часовий інтервал t_b (див. точку 4) – час вимірювання (усереднення)

$$t_b = k T_0 = \frac{k}{f_0}. \quad (6.1)$$

Кількість n періодів T_x , за які відбувається усереднення миттєвих значень різниці фаз за час вимірювання визначається

$$n = \frac{t_b}{T_X} = t_b f_X = \frac{k f_X}{f_0}. \quad (6.2)$$

Тоді остаточне рівняння перетворення для фазометра середніх значень запишемо так

$$N_{\text{фс}} = N_{\text{МЗ}} \cdot n = \frac{f_0 \varphi_X}{2\pi f_X} \cdot \frac{k f_X}{f_0} = \frac{k}{2\pi} \varphi_X = \frac{k}{360} \varphi_X. \quad (6.3)$$

Отже отримане рівняння перетворення (6.3) і статична характеристика – лінійні (рис. 6.3) для $k=36000$.

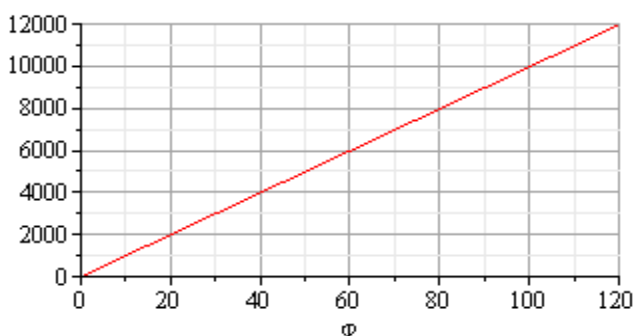


Рисунок 6.3

$$\varphi_X = \frac{N_{\text{фс}} 2\pi}{k}. \quad \varphi_X [\text{рад}] = \frac{N_{\text{фс}} [\text{безрозмірна}] 2\pi [\text{рад}]}{k [\text{безрозмірна}]}$$

6.1 Основні метрологічні характеристики вимірювального каналу

Рівняння похибки квантування цифрового фазометра середніх значень подається таким співвідношенням

$$\delta_{\text{фс}} = \frac{1}{N_{\text{фс}}} 100\% = \frac{2\pi}{k \varphi_X} 100\% = \frac{360}{k \varphi_X} 100\%. \quad (6.4)$$

З рівняння похибки квантування (6.4) та її залежності від вимірюваної величини (рис. 6.4) видно:

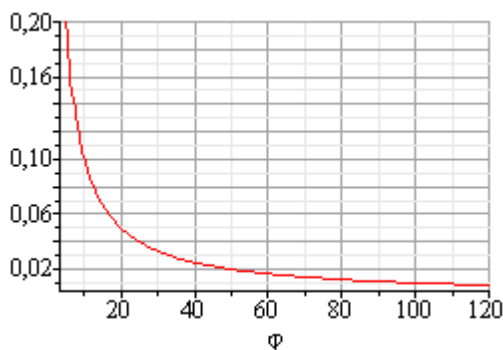


Рисунок 6.4

- єдиним шляхом зменшення похибки квантування є збільшення коефіцієнта k подільника частоти ЗМЧ. Але збільшення k веде до збільшення часу вимірювання t_b , і, як наслідок, до зменшення швидкодії;

- в рівнянні похибки квантування відсутнє f_0 , що значно знижує вимоги до стабільності вихідних імпульсів генератора G зразкової частоти;

- в рівнянні похибки квантування відсутнє f_x , що свідчить про незалежність показів цифрового фазометра середніх значень від частоти f_x періодичних сигналів, для яких вимірюється різниця фаз φ_x .

Отримаємо рівняння для оцінювання чутливості фазометра середніх значень

$$S = \frac{d}{d\varphi_x} N_{\phi c} = \frac{k}{2\pi} = \frac{k}{360} = \text{Const}. \quad (6.5)$$

Чутливість фазометра середніх значень є сталою величиною, а її значення прямо пропорційне коефіцієнту переліку k подільника частоти зразкової міри часу.

Визначимо нижню межу вимірювання $\varphi_{x \min}$. Для цього задамося нормованим значенням похибки квантування $\delta_k = \delta_{\text{кн}}$:

$$\delta_{\text{кн}} = \frac{2\pi \cdot 100\%}{k \varphi_{x \min}} \Rightarrow \varphi_{x \min} = \frac{2\pi}{k \delta_{\text{кн}}} 100\% = \frac{360}{k \delta_{\text{кн}}} 100\%. \quad (6.6)$$

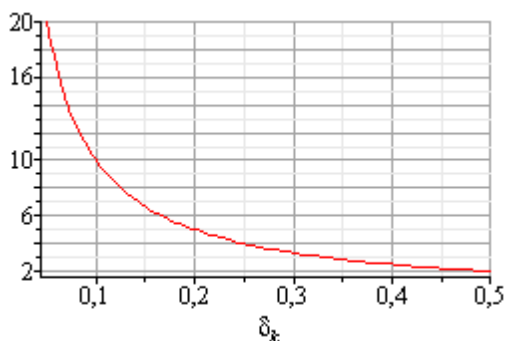


Рисунок 6.5

Залежність нижньої межі вимірювання від значення похибки квантування наведено на рис. 6.5

Знайдемо верхню межу вимірювання фазометра середніх значень. Ця характеристика обмежена ємністю двійкового лічильника:

$$N_{\max} = 2^n,$$

де n – його розрядність.

Підставимо N_{\max} в рівняння перетворення фазометра і отримаємо рівняння для визначення верхньої межі вимірювання

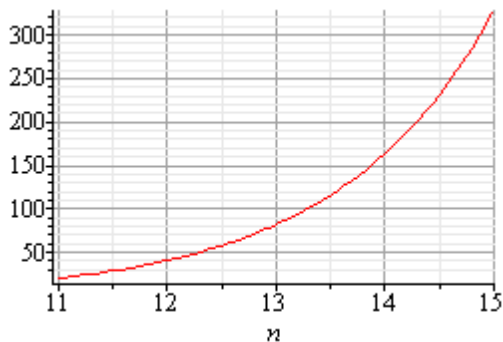


Рисунок 6.6

$$\varphi_{x \max} = \frac{2^n \cdot 360}{k} = \frac{2^n \cdot 2\pi}{k}. \quad (6.7)$$

Залежність верхньої межі вимірювання від розрядності n двійкового лічильника наведено на рис. 6.6.

Контрольні питання та завдання

1. Сформулюйте правило, на основі якого будують структурну схему фазометра середніх значень.
2. Наведіть структурну схему, часові діаграми та принцип дії фазометра середніх значень.
3. Виведіть рівняння перетворення та похибки квантування для фазометра середніх значень.
4. Отримайте аналітичні залежності для визначення нижньої і верхньої меж вимірювання.
5. Цифровим фазометром середніх значень проведено вимірювання різниці фаз двох синусоїдних напруг $\varphi_x=0.628 \cdot 10^{-3}$ рад. Частота квантування $f_0=1$ МГц, а час вимірювання $t_B=1$ с. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи фазометра, опишіть принцип його дії. Визначіть відносну похибку квантування.
6. Цифровим фазометром середніх значень проведено вимірювання різниці фаз двох синусоїдних напруг $\varphi_x=24^\circ$. Час вимірювання $t_B=0.1$ с, а частота квантування $f_0=1$ МГц. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи ВК, опишіть принцип його дії. Визначіть похибку квантування.
7. Цифровий фазометр середніх значень має такі параметри: частота квантування $f_0=1$ МГц, розрядність двійкового лічильника $n=18$, час вимірювання $t_B=1$ с, нормоване значення похибки квантування $\delta_{KH} \leq 0.01\%$. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи фазометра, опишіть принцип його дії. Визначіть нижню та верхні межі вимірювання (в градусах і в радіанах).

6.2 Мікропроцесорний фазометр

Принцип дії мікропроцесорного фазометра ґрунтується на перетворенні різниці фаз двох електричних періодичних сигналів однакової частоти у часовий інтервал t_X з його наступним квантуванням імпульсами зразкової частоти f_0 (цифровий фазометр середніх значень, розділ 4).

На рис. 6.7 наведено структурну схему мікропроцесорного фазометра, а на рис. 6.8 – алгоритм його роботи.

Основними елементами фазометра є блоки узгодження сигналів u_1 і u_2 , мікроконтролер MCU, кварцовий резонатор частотою f_0 і пристрій індикації.

Перед початком вимірювань встановлюють час вимірювань t_B і коефіцієнт подільника частоти $k=1$.

У момент переходу напруги u_1 через рівень нуля запускають таймер на підрахунок імпульсів f_0/k . Процедура лічби закінчується при появі переднього фронту імпульсу напруги u_2 , який формується при переході напруги u_2 через рівень нуля. Після цього робота таймера зупиняється і фіксується кількість імпульсів N_X , яка усереднюється в проміжку часу $t_B = n \cdot f_X$.

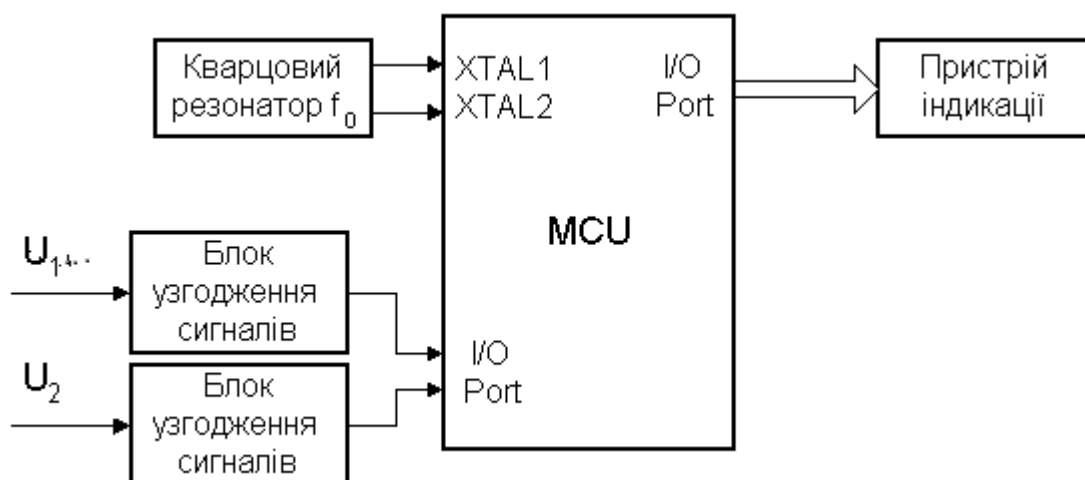


Рисунок 6.7

При виникненні переповнення таймера збільшують коефіцієнт подільника частоти $k = k + \Delta k$ і програма повертається на початок вимірювань.

Різницю фаз обчислюють за формулою

$$\varphi_X = \frac{2\pi}{n} \cdot N_X = \frac{360^\circ}{n} \cdot N_X.$$

На цій схемі можлива реалізація і фазометра миттєвих значень. Для цього алгоритму роботи необхідно організувати із таймерів також два лічильника. Один із них буде виконувати функцію підрахунку імпульсів зразкової частоти f_0 за інтервал часу $t_X \rightarrow \varphi_X$ (алгоритм фазометра миттєвих значень)

$$N_\varphi = \frac{\varphi_X f_0}{2\pi f_X},$$

а другий таймер необхідно запрограмувати на вимірювання частоти (підрахунок кількості імпульсів зразкової частоти f_0 протягом періоду T_X (від переднього фронту напруги u_1 до переднього фронту напруги u_2))

$$N_f = \frac{f_0}{f_X}.$$

Підставимо в попереднє рівняння для N_φ значення частоти f_X з останнього рівняння і отримаємо

$$\varphi_X = \frac{N_\varphi}{N_f} \cdot 2\pi = \frac{N_\varphi}{N_f} \cdot 360.$$

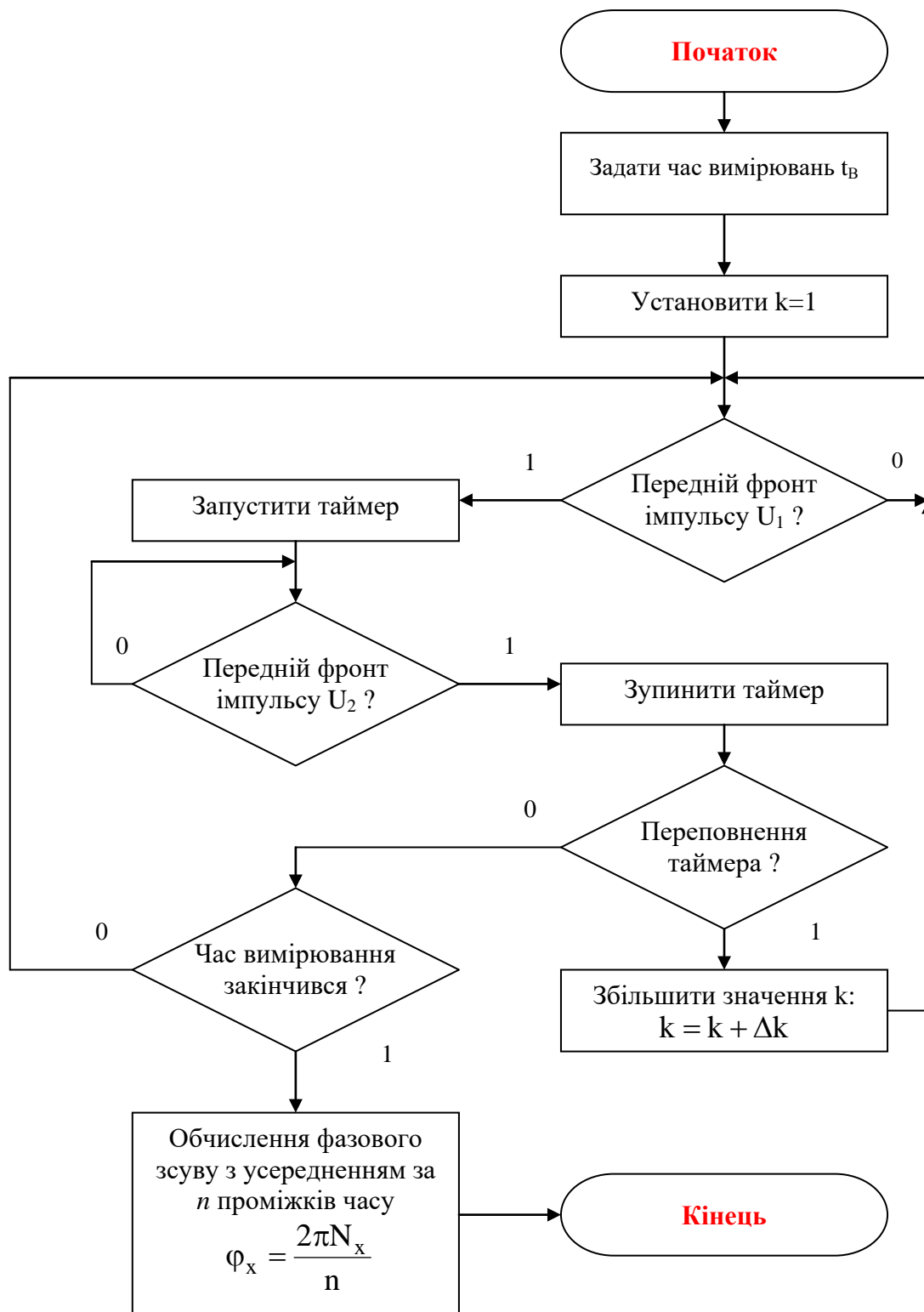


Рисунок 6.8

Такий варіант апаратно-програмної реалізації фазометра дозволяє мати переваги фазометра миттєвих значень (висока швидкодія) і середніх значень (незалежність показів від частоти f_x вхідних напруг).

Контрольні питання та завдання

1. Розкрийте суть алгоритму вимірювання різниці фаз з мікропроцесорним керуванням.
2. За рахунок чого у другому алгоритмі вдалося досягти одночасно високої швидкодії і точності, які притаманні або фазометру миттєвих, або фазометру середніх значень?
3. Мікропроцесорним фазометром проведено вимірювання різниці фаз двох синусоїдних напруг з частотою $f_x=100$ Гц отримано результат вимірювання 36° . Кількість імпульсів, які підрахував двійковий лічильник за час вимірювання, $N_\phi=1000$. Визначити значення зразкової частоти f_0 .
4. Мікропроцесорним фазометром проведено вимірювання різниці фаз двох синусоїдних напруг з частотою $f_x=10$ Гц, отримано результат вимірювання 14.4° . При цьому квантування часового інтервалу, пропорційного різниці фаз, $f_0=1$ МГц. Визначити, яку кількість імпульсів підрахував двійковий лічильник і яку кількість двійкових розрядів n необхідно для того, щоб лічильник не переповнився?

Лекція 7 ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНОГО КОЛА

Принцип дії оснований на квантуванні сталої часу τ_X електричного кола, складеного з активного (R_X) і реактивного (C_X) елементів, імпульсами зразкової частоти f_0 .

Структурна схема електричного кола, складеного з активного і реактивного елементів наведена на рис. 7.1.

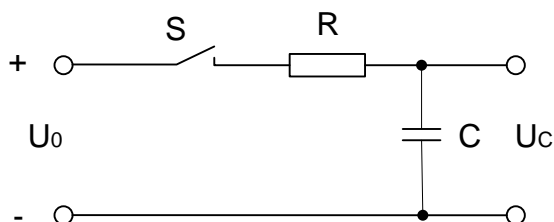


Рисунок 7.1

Основними елементами цієї схеми є такі: U_0 – опорна (зразкова) напруга; S – перемикач; R – активний опір; C – конденсатор; U_C – напруга на обкладинках конденсатора.

У вихідному положенні конденсатор розряджений ($U_C=0$), перемикач S розімкнений.

В момент часу t_1 замикається перемикач S (рис. 7.2) і напруга на конденсаторі зростає за експоненціальним законом

$$U_C = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (7.1)$$

де t – поточний час.

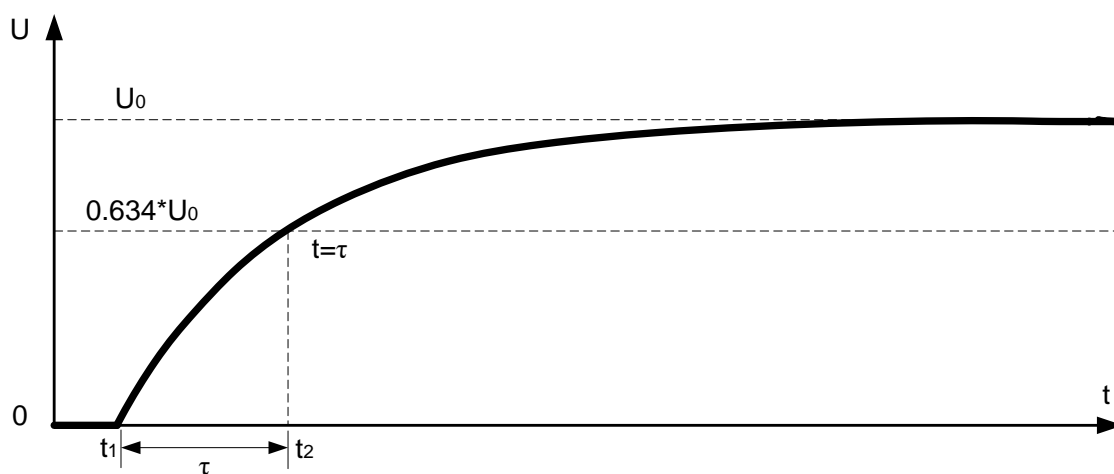


Рисунок 7.2

В момент часу $t = \tau$ напруга на конденсаторі C досягне такого значення

$$U_c = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) = U_0 (1 - e^{-1}) = U_0 \left(1 - \frac{1}{e}\right) = 0.632 \cdot U_0. \quad (7.2)$$

Стала часу наведеного електричного кола визначається

$$\tau = R \cdot C.$$

Виходячи з цього, виникає задача виділення сталої часу τ часового інтервалу $t_2 - t_1$ (див. рис. 7.2). Початок цього часового інтервалу (t_1) виділяється формувачем в момент замикання перемикача S (сигнал «Пуск»), а кінець (t_2) – компаратором. На один вхід компаратора подається напруга $U_c(t)$, а на другому його вході необхідно сформуванати подільником напруги 0.632 від значення опорної напруги U_0 . В момент часу t_2 , коли ($t = \tau$) напруга $U_c(t)$ на конденсаторі досягає значення $0.632 \cdot U_0$, на двох входах компаратора присутні однакові значення напруг і він на своєму виході формує сигнал «Стоп» – кінець часового інтервалу. Якщо такий часовий інтервал проквантувати імпульсами зразкової частоти f_0 , то в двійковому лічильнику буде відоме його значення N_τ .

Для реалізації вимірювача опору R_x необхідною складовою електричного кола (див. рис. 7.1) має бути зразковий конденсатор C_0 з відомим значенням ємності

$$\tau_x = R_x \cdot C_0, \quad (7.3)$$

а для вимірювача ємності C_x – зразковий резистор R_0 з відомим значенням опору

$$\tau_x = R_0 \cdot C_x. \quad (7.4)$$

Виходячи з цього, структурна схема цифрового вимірювача ємності конденсатора C_x наведена на рис. 7.3.

Основними складовими наведеної структурної схеми є схема виділення сталої часу τ_x електричного кола, складеного із зразкового резистора R_0 і конденсатора C_x , компаратора, формувача F , джерела опорної напруги U_0 ДОН і T – RS -тригера. Часовий інтервал τ_x , який формується на прямому виході RS -тригера квантується в схемі «І» SW імпульсами зразкової частоти f_0 , кількість N яких підраховується двійковим лічильником $CT2$.

Вихідне положення. Конденсатор C_x розряджений до нуля, перемикач S знаходиться в розімкненому стані, на прямому виході тригера T – рівень логічного нуля, на першому вході компаратора – напруга, значення якої становить $0.632 \cdot U_0$, на другому вході компаратора $U_c = 0$ В.

Часові діаграми роботи цифрового вимірювача ємності конденсатора наведені на рис. 7.4.

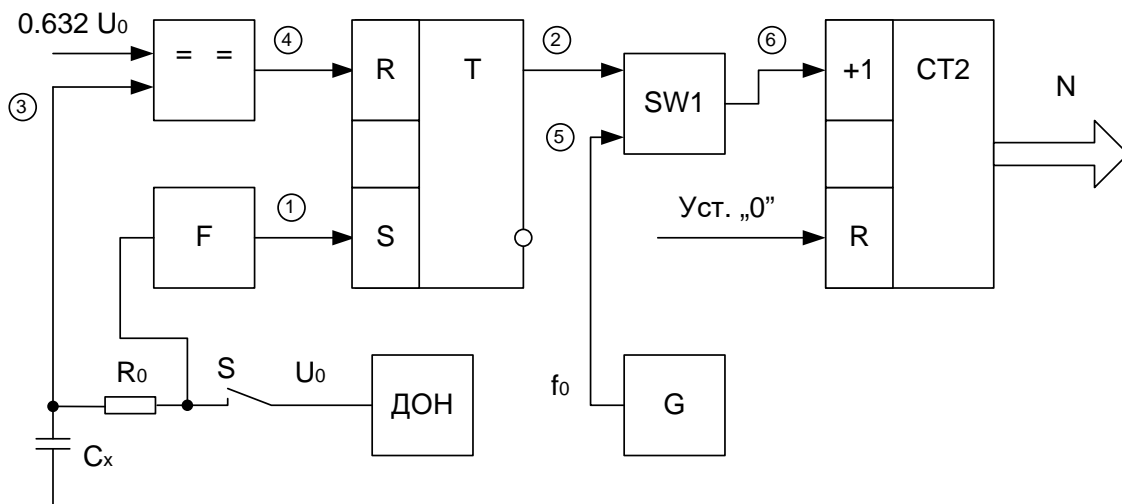


Рисунок 7.3

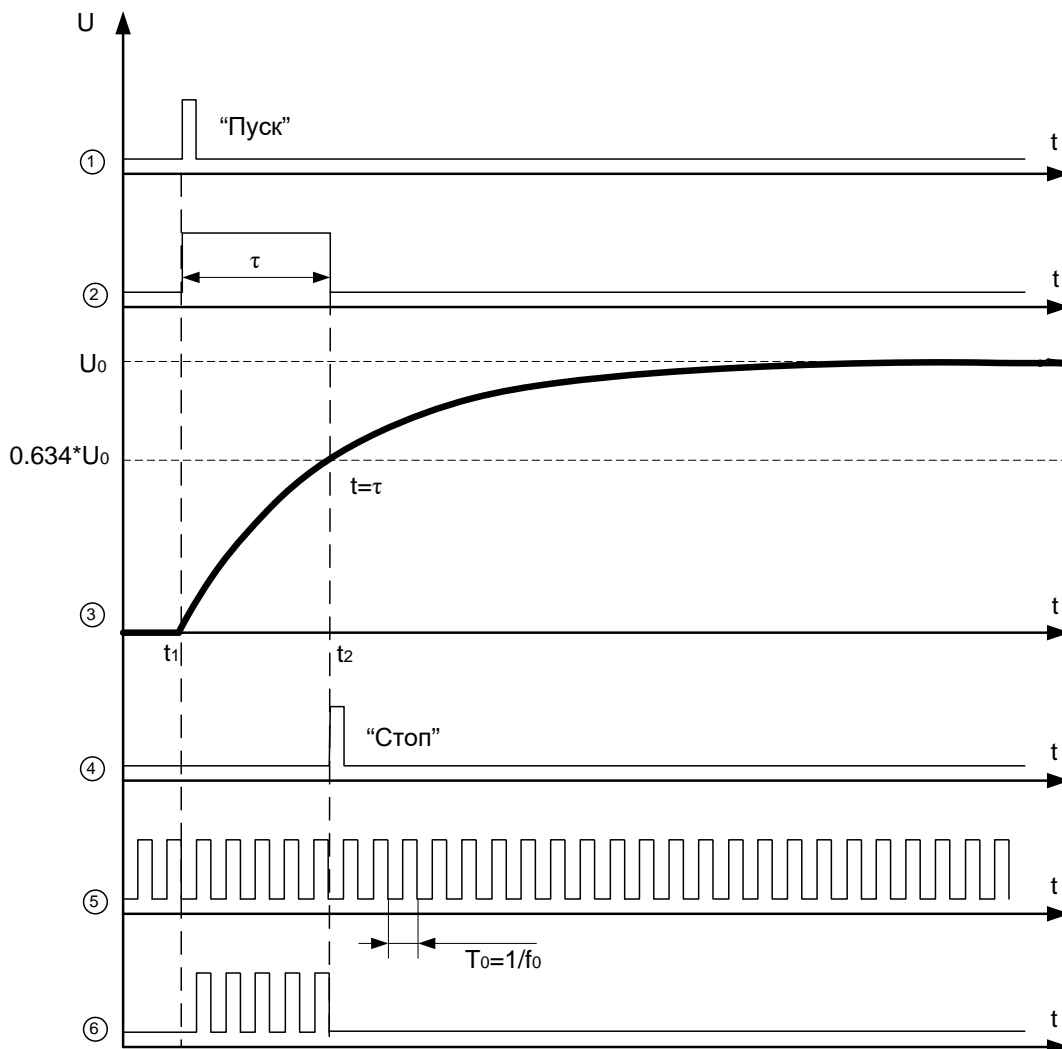


Рисунок 7.4

Вимірювання. В момент часу t_1 замикається перемикач S . Опорна напруга U_0 одночасно подається на вхід формувача F і на R_0C_X – коло. В цей момент часу конденсатор C_X починає заряджатися і напруга $U_C(t)$ на його обкладинках зростає за експоненціальним законом (7.1), а формувач F на своєму виході формує керівний сигнал «Пуск» на S -вході тригера T . За цим сигналом на прямому виході тригера T встановлюється рівень логічної «1», яким відкривається раніше закрита схема SW .

Починається квантування часового інтервалу τ_X імпульсами зразкової частоти f_0 з наступним підрахунком їхньої кількості двійковим лічильником $CT2$. Ці процеси відбуваються до тих пір, поки напруга на конденсаторі C_X не досягне значення $0.632 \cdot U_0$ на другому вході компаратора (момент часу t_2). При рівності напруг на обох входах компаратора на його виході формується керівний сигнал «Стоп», що подається на R -вхід тригера T і обнуляє його. На прямому виході тригера T встановлюється рівень логічного «0», яким закривається логічна схема SW . Процес вимірювання закінчується.

Протягом проміжку часу τ_X (точка 2 часової діаграми) лічильник $CT2$ підрахує певну кількість імпульсів (точка 6 часової діаграми)

$$N = \frac{\tau_X}{T_0} = \tau_X \cdot f_0. \quad (7.5)$$

Підставимо в (7.5) значення для τ_X з (7.4) і отримаємо остаточне рівняння перетворення

$$N_C = R_0 f_0 C_X. \quad (7.6)$$

З (7.6) видно, що функція перетворення $N = f(C_X)$ для цього засобу вимірювання лінійна (рис. 7.5).

Лінійною буде статична характеристика (7.5) і для засобу вимірювання активного опору

$$N_R = C_0 f_0 R_X. \quad (7.7)$$

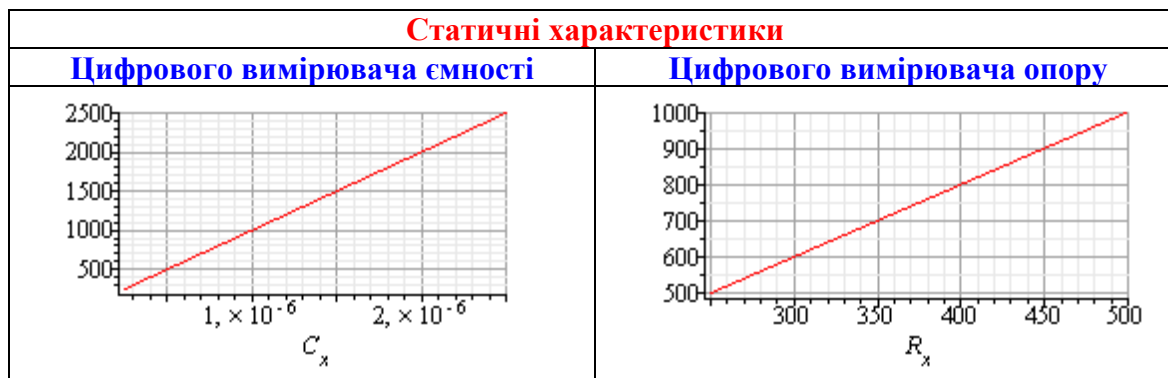


Рисунок 7.5

7.1 Основні метрологічні характеристики вимірювального каналу

З рівнянь перетворення (7.6) і (7.7) отримаємо рівняння чутливості для вимірювального каналу ємності і опору, відповідно

$$\frac{d}{dC_x} N_c = R_0 f_0 = \text{Const}; \quad \frac{d}{dR_x} N_R = C_0 f_0 = \text{Const}. \quad (7.8)$$

Рівняння для похибки квантування для засобу вимірювання ємності матиме вигляд

$$\delta_{KC} = \frac{1}{N_c} 100\% = \frac{100\%}{R_0 f_0 C_x}, \quad (7.9)$$

а засобу вимірювання активного опору, відповідно

$$\delta_{KR} = \frac{1}{N_R} 100\% = \frac{100\%}{C_0 f_0 R_x}. \quad (7.10)$$

Аналіз отриманих рівнянь похибки квантування (7.8), (7.9) та їхня графічна інтерпретація (рис. 7.6) показує, що можливі два шляхи зменшення похибки квантування:

- збільшення частоти квантування f_0 ;
- збільшення значення зразкового опору R_0 (ємності C_0).



Рисунок 7.6

Але кожен із цих шляхів має обмеження. Збільшувати частоту квантування f_0 можна до значення, яке не перевищує граничну частоту роботи компонентів структурної схеми цифрового вимірювача. Збільшення значення зразкового опору R_0 (зразкової ємності C_0) призводить до збільшення часу вимірювання τ_x , а отже до зменшення швидкодії.

Визначимо нижню межу вимірювання $C_{X \min}$. Для цього задамося нормованим значенням похибки квантування $\delta_k = \delta_{KH}$:

$$\delta_{KH} = \frac{100\%}{C_{X \min} R_0 f_0} \quad (7.11)$$

і отримаємо рівняння для оцінювання нижньої межі вимірювання ємності

$$C_{x\min} = \frac{100\%}{R_0 f_0 \delta_{\text{кн}}} \quad (7.12)$$

Аналогічно матимемо рівняння для оцінювання нижньої межі вимірювання активного опору

$$\delta_{\text{кн}} = \frac{100\%}{R_{x\min} C_0 f_0} \Rightarrow R_{x\min} = \frac{100\%}{C_0 f_0 \delta_{\text{кн}}} \quad (7.13)$$

Графічні залежності нижньої межі вимірювання від нормованого значення похибки квантування наведені на рис.7.7.

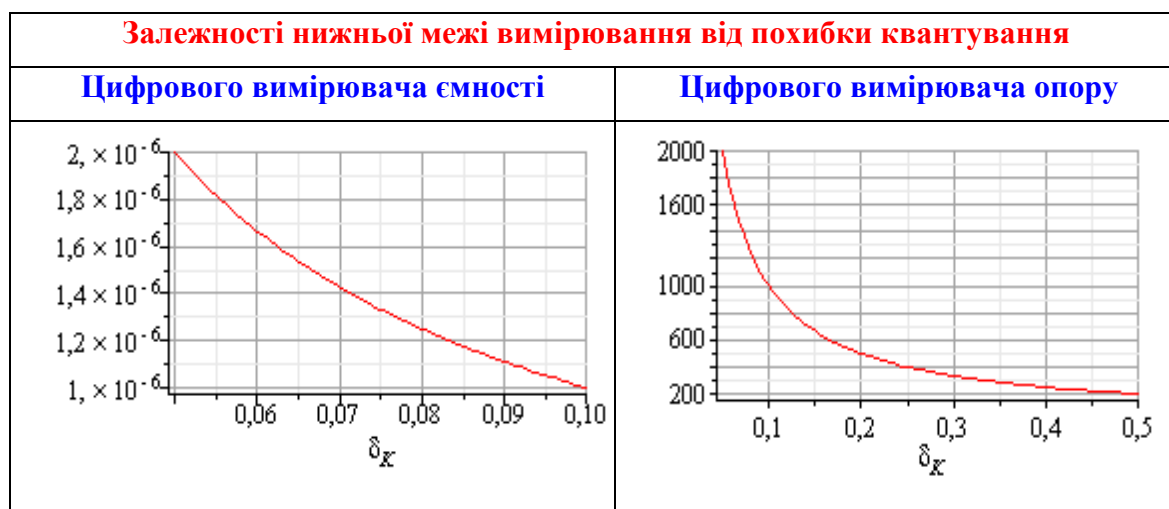


Рисунок 7.7

Знайдемо верхню межу вимірювання. Ця характеристика обмежена ємністю двійкового лічильника:

$$N_{\max} = 2^n,$$

де n – розрядність двійкового лічильника.

Підставимо N_{\max} в рівняння перетворення (7.6), (7.7) і отримаємо рівняння для визначення верхньої межі вимірювання ємності

$$C_{x\max} = \frac{2^n}{R_0 f_0} \quad (7.14)$$

і відповідно для активного опору

$$R_{x\max} = \frac{2^n}{C_0 f_0} \quad (7.15)$$

Графічні залежності нижньої межі вимірювання від розрядності n двійкового лічильника для цифрових вимірювачів ємності і активного опору наведені на рис. 7.8.



Рисунок 7.8

Контрольні питання та завдання

1. Опишіть фізичний ефект, який покладено в основу роботи цифрового вимірювача параметрів електричного кола.
2. Доведіть, що в момент часу t_2 напруга на виході конденсатора C_X досягає значення $0.632U_0$.
3. Як формується початок і кінець часового інтервалу τ_X ?
4. Наведіть структурну схему, часові діаграми і поясніть принцип дії цифрового вимірювача ємності конденсатора.
5. Виведіть рівняння перетворення і похибки квантування.
6. Як отримують аналітичні залежності для визначення нижньої і верхньої меж вимірювання ємності?
7. Виведіть рівняння перетворення і похибки квантування для такого засобу вимірювання.
8. Як отримують аналітичні залежності для визначення нижньої і верхньої меж вимірювання опору?
9. Цифровим вимірювачем параметрів електричного кола проведено вимірювання $R_X=200$ Ом з похибкою квантування 0.5%, частота квантування при цьому становила 1 МГц. Навести структурну схему і часові діаграми роботи. Визначити значення C_0 .
10. Цифровим вимірювачем параметрів електричного кола проведено вимірювання $C_0=1$ мкФ з похибкою квантування 0.5%, частота квантування при цьому становила 1 МГц. Навести структурну схему і часові діаграми роботи. Визначити значення R_X .
11. Компоненти структурної схеми цифрового вимірювача параметрів електричного кола мають такі параметри: значення зразкового опору $R_0=1$ кОм, частота квантування $f_0=1$ МГц, нормоване значення похибки квантування не перевищує 0.1%, розрядність двійкового лічильника $n=20$. Визначити нижню і верхню межі вимірювання ємності конденсатора.
12. Компоненти структурної схеми цифрового вимірювача параметрів електричного кола мають такі параметри: значення зразкового опору $C_0=100$ мкФ, частота квантування $f_0=1$ МГц, нормоване значення похибки квантування не перевищує 0.1%, розрядність двійкового лічильника $n=20$. Визначити нижню і верхню межі вимірювання опору резистора.

Лекція 8 ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ НАПРУГИ

ВК напруги поділяються на прилади зіставлення і зрівноважування. Структурні схеми ВК зіставлення розімкнені, а ВК зрівноважування - замкнені.

Структурна схема ВК розімкненого типу містить ряд послідовно ввімкнених вимірювальних перетворювачів, кожний з яких може бути охоплений власним зворотним зв'язком. Характерною особливістю структури таких вимірювальних пристроїв є відсутність загального зворотного зв'язку з виходу на вхід. Засоби вимірювання цього типу характеризуються високою швидкістю і більшою похибкою порівняно з ВК зрівноважування. З методичної точки зору особливості побудови структурних схем розімкненого типу розглядають на прикладі ВК напруги час-імпульсного перетворення.

Характерною рисою структури замкненого типу є наявність загального зворотного зв'язку з виходу на вхід, тобто вхідна величина в процесі перетворення врівноважується вихідною величиною. Зрівноважування в ВК здійснюється за алгоритмом послідовного наближення або порозрядного зрівноваження. Окремим випадком послідовного наближення є слідкувальне зрівноважування, при якому компенсувальна величина постійно слідкує за змінами вхідної величини.

8.1 Вимірювальний канал напруги час-імпульсного перетворення

Принцип дії оснований на перетворенні вимірюваної напруги U_x в часовий інтервал t_x із наступним його квантуванням імпульсами зразкової частоти f_0 .

Структурна схема цифрового вольтметра час-імпульсного перетворення наведена на рис. 8.1, часові діаграми його роботи подані на рис. 8.2.

Основним елементом цього цифрового вольтметра є перетворювач вимірюваної напруги U_x у часовий інтервал t_x , який реалізований на двох компараторах ПП1 і ПП2, генераторі G1 лінійно змінюваної напруги U_T і RS-тригері Т. Квантування часового інтервалу t_x імпульсами зразкової частоти f_0 , які формуються на виході генератора G2, здійснюється у логічній схемі «І» SW. Двійковий лічильник СТ2 підраховує кількість імпульсів f_0 за час t_x .

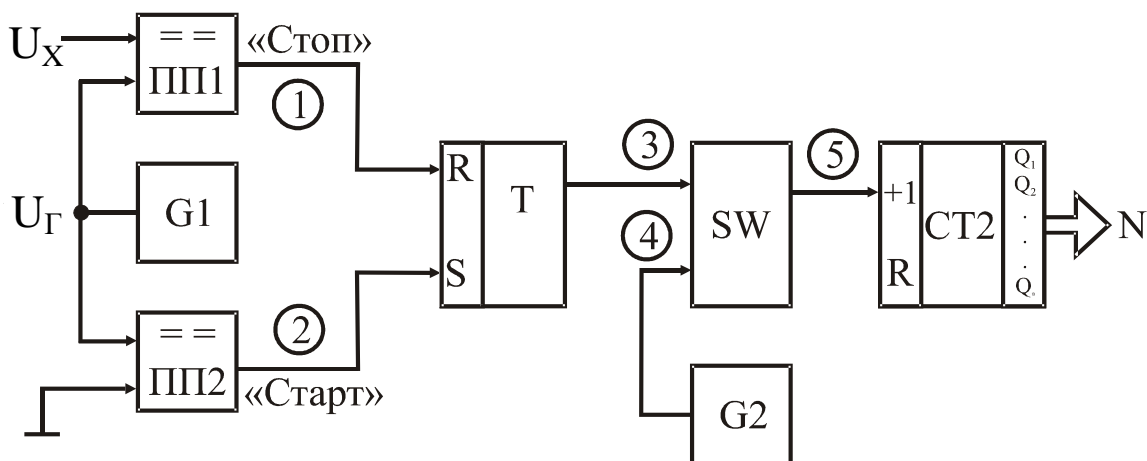


Рисунок 8.1

Вихідне положення. Тригер Т і тригери двійкового лічильника знаходяться в нульовому стані. Рівнем логічного нуля з прямого виходу тригера Т закрита логічна схема SW. Тому не відбувається процесу квантування часового інтервалу t_x , пропорційного вимірюваній напрузі U_x імпульсами зразкової частоти f_0 . Лічильник СТ2 знаходиться в режимі очікування імпульсів.

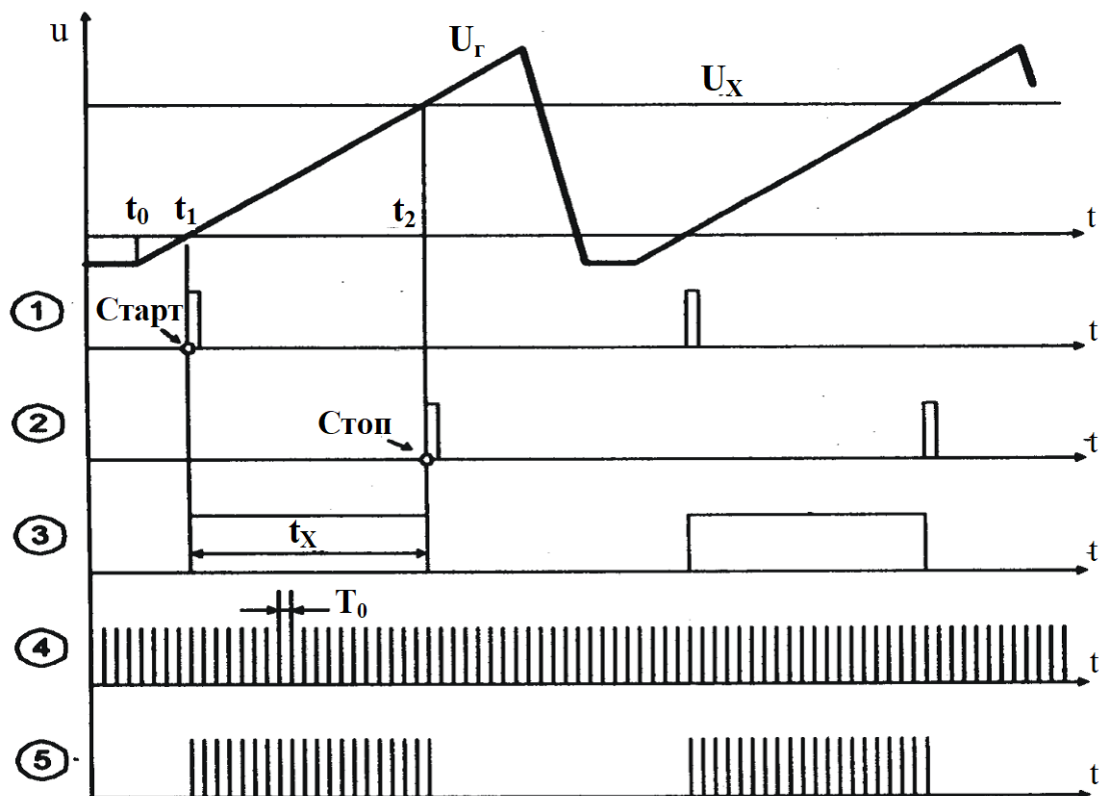


Рисунок 8.2

Вимірювання. У момент часу t_0 сигналом «Пуск» запускається генератор G1 напруги, яка змінюється лінійно. Напруга U_{Γ} з виходу генератора G1 одночасно подається на входи компараторів ПП1 і ПП2, які почергово спрацьовують у моменти часу t_1 і t_2 .

При переході напруги U_{Γ} через рівень нуля (момент часу t_1) спрацьовує компаратор ПП2, і на його виході формується імпульс «Старт», який за S-входом встановлює в одиничний стан тригер Т. Рівнем логічної одиниці відкривається логічна схема SW, і імпульси зразкової частоти f_0 із виходу генератора G2 надходять на вхід лічильника СТ2. Відбувається процес лічби. Напруга U_{Γ} на виході генератора G1 зростає, поки не стане такою, що дорівнює U_X . Момент рівності $U_{\Gamma} = U_X$ (момент часу t_2) фіксує компаратор ПП1 і на своєму виході формує сигнал «Стоп». Сигнал «Стоп» на R-вході встановлює тригер Т в нульовий стан і закриває логічну схему SW. На цьому процес вимірювання U_X закінчується.

Таким чином, на виході тригера Т формується часовий інтервал t_X , пропорційний вимірюваній напрузі U_X , який квантується імпульсами зразкової частоти f_0 з виходу генератора G2. Кількість імпульсів із частотою f_0 , що надходять на двійковий лічильник СТ2 за час t_X , визначається так:

$$N_v = \int_{t_1}^{t_2} dt = \frac{t_X}{T_0} = t_X f_0. \quad (8.1)$$

Оскільки $t_X = k \cdot U_X$ (к-коефіцієнт пропорційності, що залежить від крутизни лінійно змінюваної напруги), то рівняння перетворення $N_v = f(U_X)$ цифрового вольтметра (рис. 8.1) набуває вигляду

$$N_v = k U_X f_0. \quad (8.2)$$

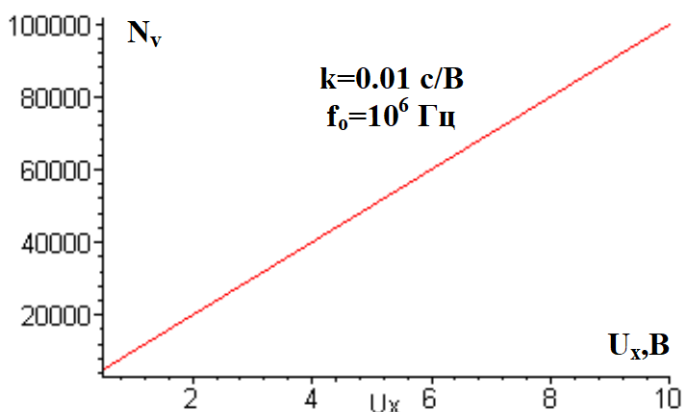


Рисунок 8.3

8.2 Основні метрологічні характеристики вимірювального каналу

З функції перетворення (8.2) отримаємо рівняння чутливості

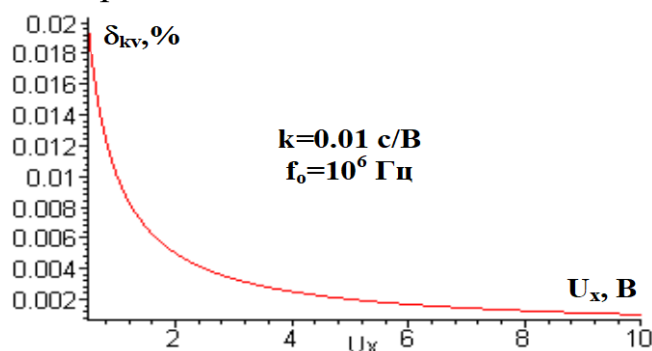
$$S = \frac{d}{dU_x} N_v = k f_0 = \text{const}. \quad (8.3)$$

Чутливість цього ВК пропорційно залежить від k -коефіцієнт, що характеризує крутизну лінійно змінюваної напруги та частоти квантування f_0 .

Рівняння похибки квантування для засобу вимірювання напруги час-імпульсного перетворення таке

$$\delta_{kv} = \frac{1}{N_v} 100\% = \frac{1}{k U_x f_0} 100\% = \frac{100\%}{S U_x}. \quad (8.4)$$

Залежність похибки квантування від вимірюваної напруги наведено на рис. 8.4.



Крім того, похибка таких засобів вимірювань в основному зумовлена нелінійністю та нестабільністю лінійно змінюваної напруги $U_{Г}$, нестабільністю порогу чутливості компаратора і нестабільністю частоти зразкового генератора.

Рисунок 8.4

Суттєвим недоліком цифрового вольтметра час-імпульсного перетворення є низька завадостійкість. Для підвищення завадостійкості застосовують аналогове та цифрове інтегрування.

Визначимо нижню межу вимірювання $U_{X \text{ min}}$. Для цього задамося нормованим значенням похибки квантування $\delta_k = \delta_{KH}$:

$$\delta_{KH} = \frac{100\%}{U_{X \text{ min}} k f_0} \Rightarrow U_{X \text{ min}} = \frac{100\%}{k f_0 \delta_{KH}} = \frac{100\%}{S \delta_{KH}}. \quad (8.5)$$

Знайдемо верхню межу вимірювання. Ця характеристика обмежена ємністю двійкового лічильника:

$$N_{\text{max}} = 2^n,$$

де n – розрядність двійкового лічильника.

Підставимо N_{max} в рівняння перетворення (8.2) і отримаємо рівняння для визначення верхньої межі вимірювання

$$U_{X_{\max}} = \frac{2^n}{k f_0} = \frac{2^n}{S}. \quad (8.6)$$

Графічні залежності верхньої межі вимірювання від розрядності n двійкового лічильника і нижньої межі вимірювання від нормованого значення похибки квантування наведені на рис. 8.5.

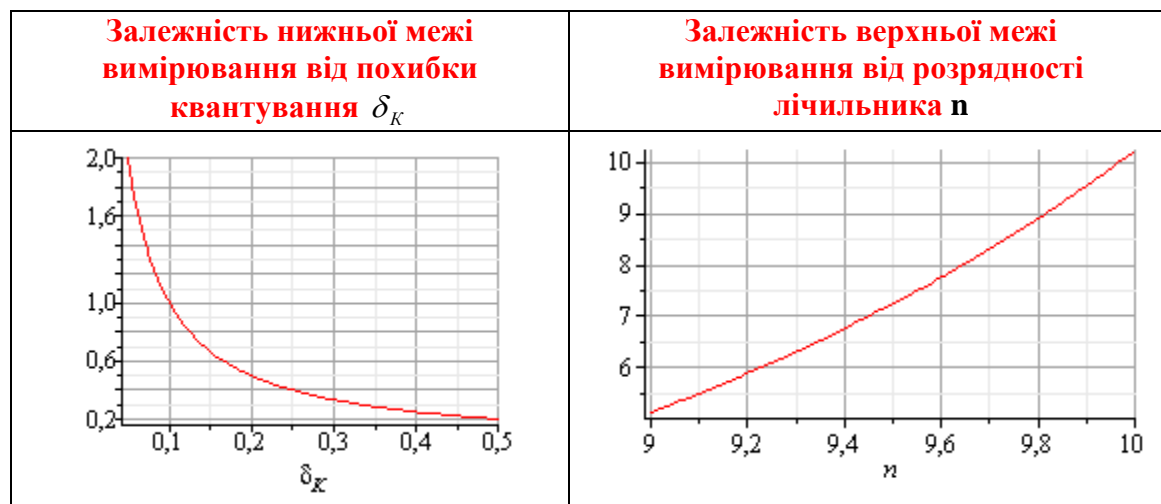


Рисунок 8.5

Контрольні питання та завдання

1. Опишіть фізичний ефект, який покладено в основу роботи цифрового вольтметра час-імпульсного перетворення.
2. Наведіть структурну схему електричного кола, яке виділяє часовий інтервал t_X , пропорційний вимірюваній напрузі U_X .
3. Які елементи схеми формують початок часового інтервалу t_X ?
4. Які елементи формують кінець часового інтервалу t_X ?
5. Наведіть структурну схему, часові діаграми і поясніть принцип дії цифрового вольтметра час-імпульсного перетворення.
6. Виведіть рівняння перетворення і похибки квантування.
7. Як отримують аналітичні залежності для визначення нижньої і верхньої меж вимірювання напруги?
8. Вольтметр час-імпульсного перетворення проведено вимірювання $U_X=1$ В. При цьому значення коефіцієнта, що характеризує крутизну лінійно змінюваної напруги, $k=0.01$ с/В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи, опишіть принцип дії. Визначіть значення частоти квантування f_0 , для якої відносна похибка квантування не перевищує 0.1%.
9. Вольтметром час-імпульсного перетворення здійснено перетворення вимірюваної напруги в часовий інтервал $t_X=200$ мкс і його проквантовано імпульсами зразкової частоти $f_0=1$ МГц. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи, поясніть принцип дії. Визначіть відносну похибку квантування.
10. Компоненти структурної схеми вольтметра час-імпульсного перетворення мають такі параметри: значення коефіцієнта $k=0.1$ с/В, частота квантування $f_0=1$ МГц, розрядність двійкового лічильника $n=20$, нормоване значення похибки квантування не перевищує 0.01%. Визначіть нижню і верхні межі вимірювання напруги цією схемою.

Лекція 9 ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ НАПРУГИ ЗРІВНОВАЖУВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ

9.1 Вимірjuвальний канал напруги послідовного наближення

Суть алгоритму послідовного наближення полягає у зрівноваженні вимірюваної напруги U_x компенсувальною напругою U_k , яка змінюється рівномірними ступенями (квантами). Цей алгоритм називають ще «молодшими розрядами вперед».

Відлік результату вимірювання здійснюється в момент рівності (із заданою точністю) цих величин. Для циклічного одержання вимірюваної інформації необхідно повторювати вимірjuвальний цикл. На рис. 9.1 наведено структурну схему цифрового вольтметра послідовного наближення, а часові діаграми його роботи – на рис. 9.2.

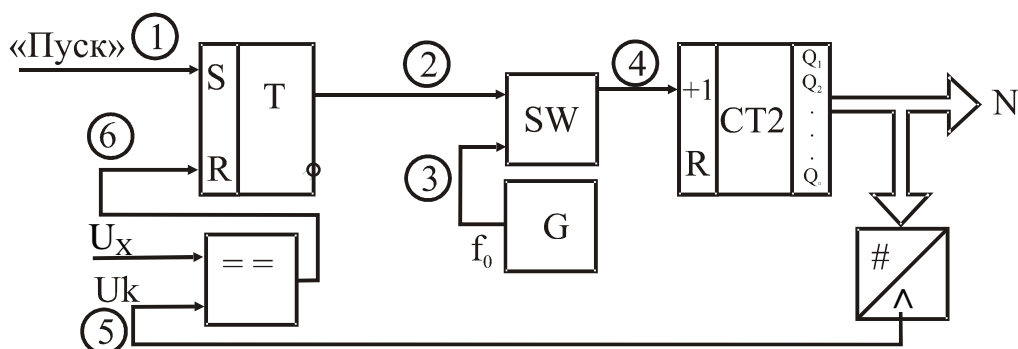


Рисунок 9.1

Основними елементами приладу є компаратор ПП, RS-тригер Т, логічна схема «І» SW, генератор зразкової частоти G, двійковий лічильник CT2, цифро-аналоговий перетворювач ЦАП і цифровий відліковий пристрій.

Вихідне положення. Тригер Т і тригери двійкового лічильника CT2 знаходяться в нульовому стані. Рівнем логічного нуля закрита схема SW і імпульси зразкової частоти f_0 не надходять на вхід лічильника CT2 (точка 4 часової діаграми). Рівні логічних нулів з паралельних виходів лічильника надходять на відповідні входи цифро-аналогового перетворювача, який нульове значення двійкового коду перетворює на нульове значення компенсувальної напруги U_k (точка 5 на часовій діаграмі).

Вимірювання. За командою «Пуск» (момент часу t_1) тригер Т встановлюється в одиничний стан і відкриває логічну схему SW. Імпульси зразкової частоти f_0 із виходу генератора G через відкриту схему SW надходять на вхід двійкового лічильника CT2, змінюючи тим самим двійковий код на його виходах. З паралельних виходів CT2 двійковий код надходить на входи ЦАП і там перетворюється в аналогову напругу U_k .

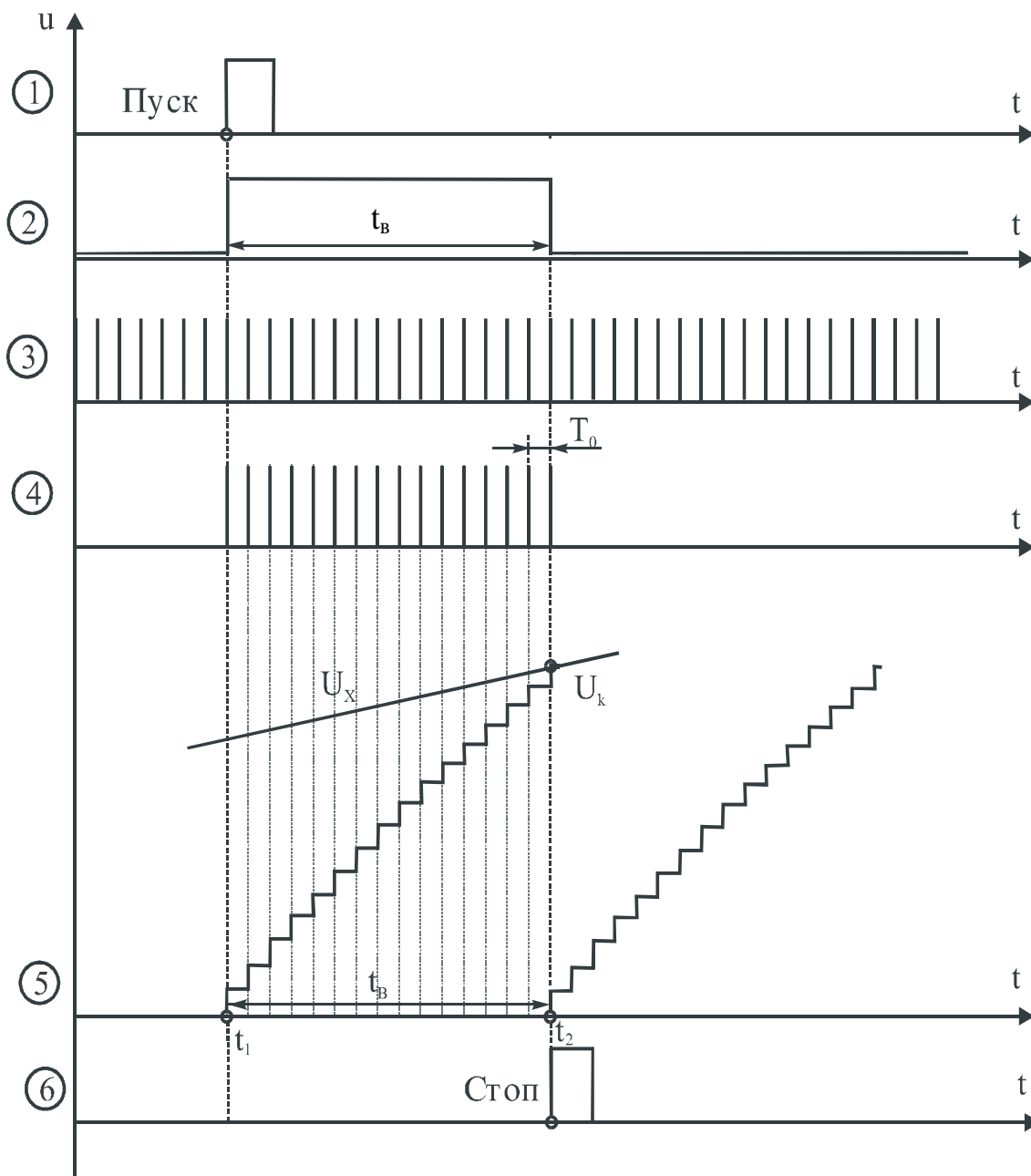


Рисунок 9.2

Надходження кожного імпульсу f_0 від генератора G формує нову сходинку h компенсувальної напруги U_K на виході цифро-аналогового перетворювача. У момент часу t_2 , коли $U_X = U_K$, тригер Т сигналом «Стоп», який формується на виході компаратора, встановлюється в стан логічного «0» і тим самим закриває логічну схему SW. Таким чином, у лічильнику СТ2 сформується двійковий код

$$N_v = \frac{U_x}{h} = \frac{U_x}{U_0} 2^n, \quad (9.1)$$

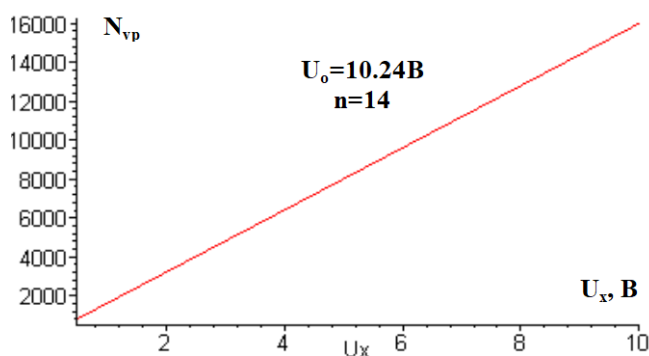


Рисунок 9.3

де $h = U_0 / 2^n$ – крок квантування; n – розрядність двійкового лічильника; U_0 – напруга опорного джерела живлення ЦАП.

Статична характеристика вольтметра послідовного наближення наведена на рис. 9.3. Вона лінійна.

9.2 Основні метрологічні характеристики вимірювального каналу

Спочатку отримаємо рівняння чутливості для цього вимірювального каналу

$$S = \frac{d}{dU_x} N_v = \frac{2^n}{U_0} = \text{Const.} \quad (9.2)$$

З аналізу рівняння чутливості (9.2) можна зробити такі висновки:

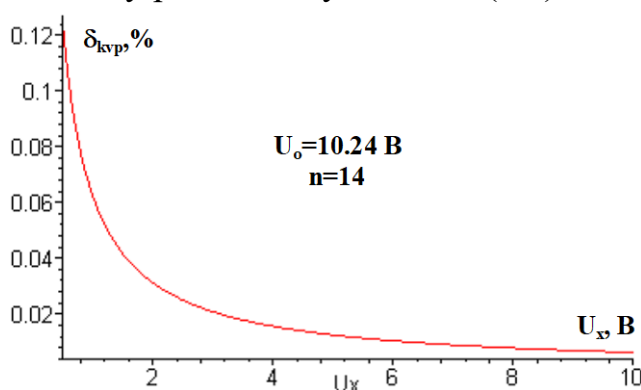


Рисунок 9.4

- чутливість в діапазоні зміни вимірюваної напруги є сталою величиною;
- значення чутливості зростає при збільшенні розрядності n двійкового лічильника та при зменшенні опорної напруги U_0 цифро-аналогового перетворювача.

Похибка квантування вольтметра послідовного наближення визначається

$$\delta_{kv} = \frac{1}{N_v} 100\% = \frac{U_0}{U_x 2^n} 100\% , \quad (9.3)$$

а її графічне подання наведено на рис. 9.4.

Час перетворення та похибка квантування вольтметрів послідовного наближення залежать від вимірюваної величини, а значення δ_{kv} , в основному, визначається розрядністю ЦАП і зоною нечутливості компаратора.

Визначимо діапазон вимірювання, що характеризується нижньою і верхньою межами вимірювання, в якому ВК забезпечує нормоване значення похибки квантування $\delta_{\text{кн}}$.

Нижня межа вимірювання обмежена нормованим значення похибки квантування $\delta_{\text{кн}}$

$$\delta_{\text{кн}} = \frac{1}{N_{\text{v}}} 100\% = \frac{h \cdot 100\%}{U_{\text{Xmin}}} . \quad (9.4)$$

Звідки

$$U_{\text{Xmin}} = \frac{h \cdot 100\%}{\delta_{\text{кн}}} . \quad (9.5)$$

Верхня межа вимірювання обмежена максимальною ємністю $N_{\text{max}}=2^n$ двійкового лічильника.

$$N_{\text{max}} = 2^n = \frac{U_{\text{Xmax}}}{h} . \quad (9.6)$$

З (9.6) матимемо рівняння для оцінювання верхньої межі вимірювання

$$U_{\text{Xmax}} = h \cdot 2^n . \quad (9.7)$$

Залежності верхньої межі вимірювання від розрядності n двійкового лічильника і нижньої межі вимірювання від нормованого значення похибки квантування наведені на рис. 9.5.

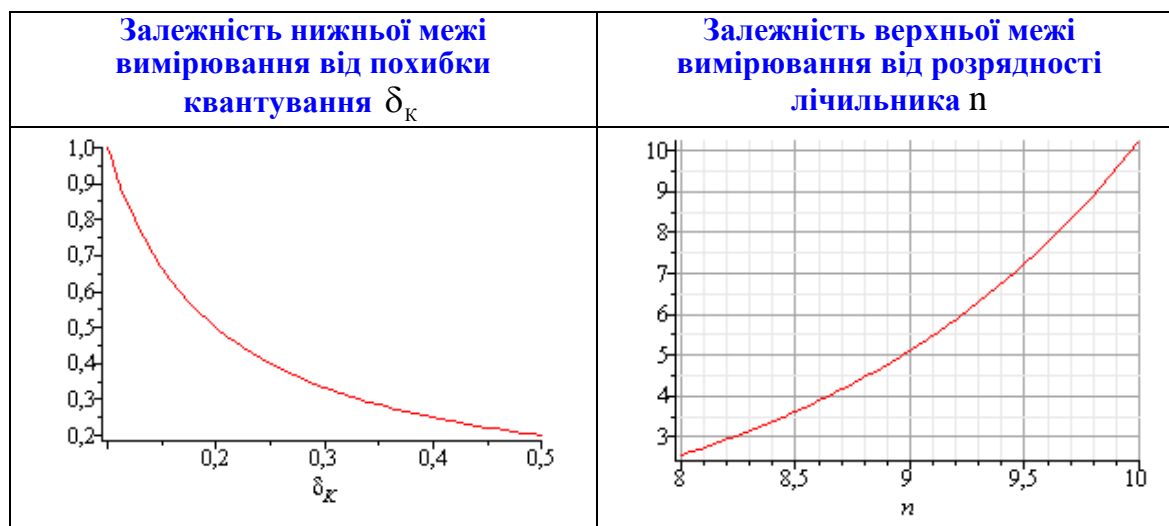


Рисунок 9.5

Контрольні питання та завдання:

1. Сформулюйте фізичний ефект, який покладено в основу роботи цифрового вольтметра послідовного наближення.
2. Які елементи структурної схеми формують компенсуючу напругу?
3. Чому такий алгоритм називають послідовного наближення або «молодшими розрядами вперед»?

4. Наведена структурна схема реалізує однократний чи циклічний режим роботи?
5. Наведіть переваги і недоліки алгоритму послідовного наближення.
6. Як визначити значення кроку квантування?
7. Як оцінити значення абсолютної похибки квантування?
8. Чи впливає на значення кроку квантування розрядність цифро-аналогового перетворювача?
9. Якими параметрами елементів схеми обмежена швидкодія засобів вимірювання цього типу?
10. Яка фізична величина тут квантується?
11. Який параметр компаратора впливає на значення похибки квантування?
12. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи цього вольтметра.
13. Користуючись схемою і часовими діаграмами роботи опишіть принцип дії цього вольтметра.
14. В якому елементі формується опорна напруга? Чому її значення вибирають кратним 2^n ?
15. Виведіть рівняння перетворення і похибки квантування.
16. Покажіть шляхи зменшення похибки квантування.
17. Якими параметрами наведеної схеми обмежена нижня межа вимірювання, а якими – верхня?
18. Цифровим вольтметром послідовного наближення проведено вимірювання $U_x=5$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи, опишіть принцип його дії. Визначіть значення кроку квантування h , при якому відносна похибка квантування не перевищує 0.5%.
19. Цифровим вольтметром послідовного наближення проведено вимірювання $U_x=1.024$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи, опишіть принцип його дії. Визначіть кількість n десяткових розрядів двійково-десятькового лічильника, при яких відносна похибка квантування не перевищує 0.1%.
20. Цифровим вольтметром послідовного наближення проведено вимірювання $U_x=10$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи вольтметра, опишіть принцип його дії. Визначіть значення похибки квантування, якщо у структурній схемі каналу використано десятирозрядний двійковий лічильник.

9.3 Цифровий вольтметр слідкувального зрівноважування

Алгоритм слідкувального зрівноваження полягає в постійному слідкуванні компенсувальної напруги за змінами вимірюваної (інформативного параметра).

Цифрові вольтметри слідкувального зрівноважування працюють у режимі слідкування за змінами вимірюваної напруги. На рис. 9.6 наведено структурну схему вольтметра слідкувального зрівноваження, а на рис. 9.7 – часові діаграми його роботи.

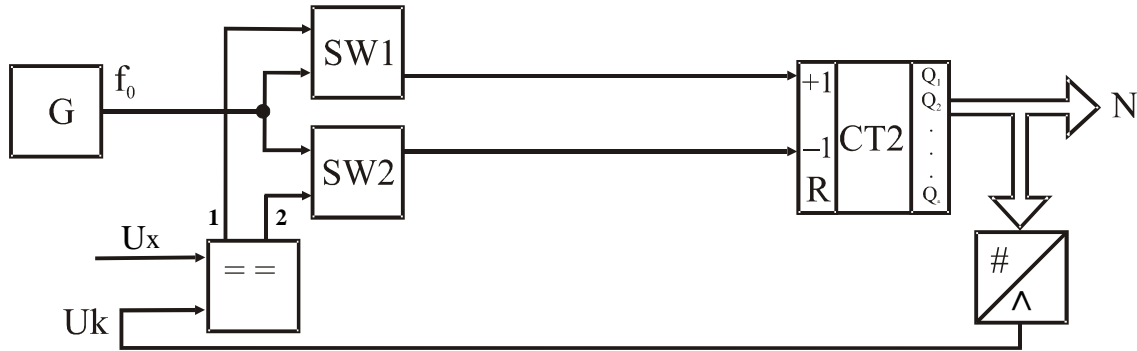


Рисунок 9.6

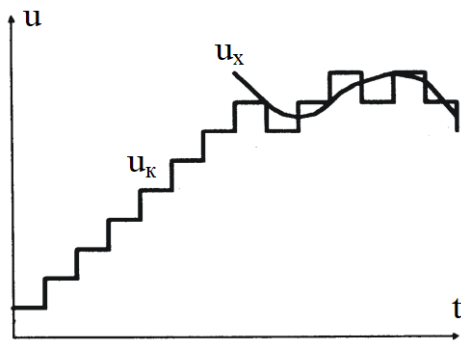


Рисунок 9.7

Особливістю побудови структурної схеми цифрового вольтметра слідкувального зрівноважування є наявність реверсивного двійкового лічильника CT2 і двох логічних схем «І» SW1 і SW2, які керуються вихідними сигналами компаратора ПП.

Залежно від співвідношення напруг U_x і U_k у такій структурі компаратор ПП може знаходитися в одному з трьох можливих станів, що визначаються різницею $(U_x - U_k)$:

1. Напряга на обох виходах (1 і 2) компаратора дорівнює нулю при виконанні умови $(U_x = U_k)$.

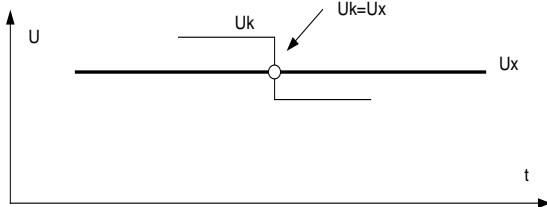


Рисунок 9.8

У цьому стані обидві схеми збігу закриті і імпульси з виходу генератора G не надходять на входи лічильника (рис. 9.8).

2. При виконанні умови $U_x > U_k$ (рис. 9.9) на першому виході компаратора формується одиничний рівень, який відкриває логічну схему SW1, і імпульси зразкової частоти f_0 надходять на інкрементувальний вхід реверсивного лічильника CT2. Схема «І» SW2 закрита нульовим рівнем.

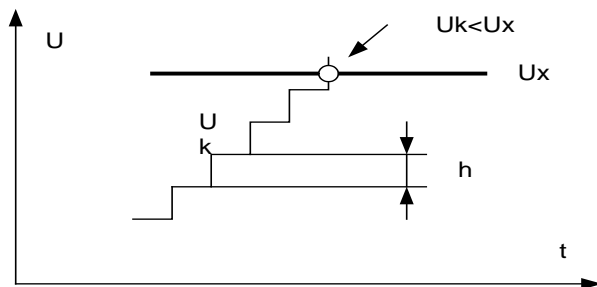


Рисунок 9.9

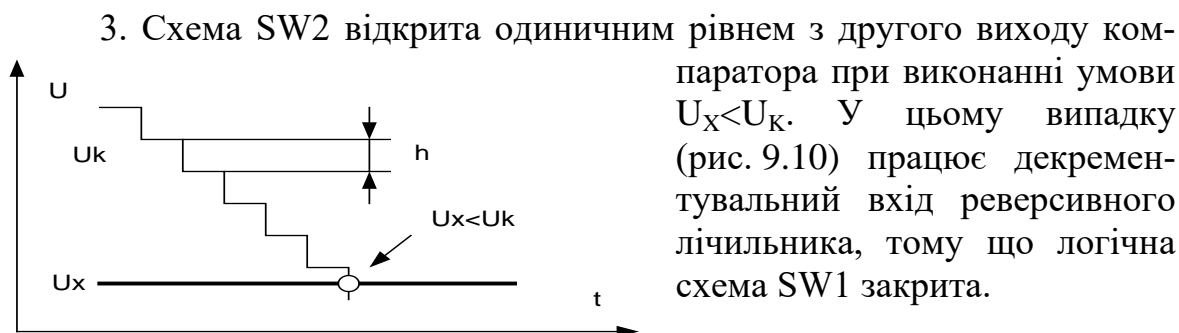


Рисунок 9.10

При роботі реверсивного лічильника в режимі підсумовування або віднімання напруга на виході цифроаналогового перетворювача ЦАП відповідно збільшується або зменшується так, що різниця напруг ($U_x - U_K$) прямує до деякого мінімального значення, яке характеризується похибкою квантування Δ_K . Крок квантування вибирається відповідно до ширини зони нечутливості компаратора.

Основні статичні характеристики вольтметра слікувального перетворення зовсім не відрізняються від характеристик ВК напруги послідовного наближення (табл. 9.1).

Таблиця 9.1 – Основні статичні метрологічні характеристики

Ч.ч.	Найменування	Аналітична залежність
1	Рівняння перетворення	$N_v = \frac{U_x}{h} = \frac{U_x}{U_0} 2^n \quad (9.1)$
2	Рівняння чутливості	$S = \frac{d}{dU_x} N_v = \frac{2^n}{U_0} = \text{Const} \quad (9.2)$
3	Рівняння похибки квантування	$\delta_{kv} = \frac{1}{N_v} 100\% = \frac{U_0}{U_x} 2^{-n} 100\% \quad (9.3)$
4	Нижня межа вимірювання	$U_{x\min} = \frac{h \cdot 100\%}{\delta_{кн}} \quad (9.5)$
5	Верхня межа вимірювання	$U_{x\max} = h \cdot 2^n \quad (9.7)$

Контрольні питання та завдання

1. Розкрийте суть алгоритму слідувального зрівноваження.
2. Яка відмінність алгоритмів послідовного наближення і слідувального зрівноваження?
3. З яких причин в такій структурній схемі використано реверсивний лічильник?

4. Який із наведених вище алгоритмів використано в слідкувальному вольтметрі?
5. Які елементи структурної схеми формують компенсвальну напругу?
6. Наведена структурна схема реалізує однократний чи циклічний режим роботи?
7. Яким має бути співвідношення між вимірюваною і компенсувальною напругами для випадку, коли імпульси зразкової частоти не надходять на обидва входи реверсивного лічильника? Пояснення проілюструйте часовою діаграмою.
8. Яким має бути співвідношення між вимірюваною і компенсувальною напругами для випадку, коли імпульси зразкової частоти надходять на інкрементувальний вхід реверсивного лічильника? Пояснення проілюструйте часовою діаграмою.
9. Яким має бути співвідношення між вимірюваною і компенсувальною напругами для випадку, коли імпульси зразкової частоти надходять на декрементувальний вхід реверсивного лічильника? Пояснення проілюструйте часовою діаграмою.
10. Наведіть переваги і недоліки слідкувальних вольтметрів.
11. Наведіть суттєві відмінності вольтметра послідовного наближення і слідкувального зрівноваження.
12. Цифровим вольтметром слідкувального зрівноваження проведено вимірювання напруги $U_x=4.096$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи ЦВП, опишіть принцип його дії. Визначіть кількість n десяткових розрядів двійково-десяткового лічильника, при яких відносна похибка квантування не перевищує 0.1%.
13. Цифровим вольтметром слідкувального зрівноваження проведено вимірювання напруги $U_x=1.024$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи вольтметра, опишіть принцип його дії. Визначіть кількість n двійкових розрядів лічильника ЦВП, при яких відносна похибка квантування не перевищує 0.1%.
14. Цифровим вольтметром слідкувального зрівноваження проведено вимірювання напруги $U_x=4.096$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи вольтметра, опишіть принцип його дії. Визначіть значення похибки квантування, якщо у структурній схемі використано дванадцятирозрядний двійковий лічильник.
15. Цифровим вольтметром слідкувального зрівноваження проведено вимірювання $U_x=5$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи, опишіть принцип його дії. Визначіть значення кроку квантування h , при якому відносна похибка квантування не перевищує 0.1%.

9.4 Мікропроцесорний вольтметр

Мікропроцесорні вольтметри та амперметри досить поширені в техніці вимірювання на постійному і змінному струмах. У них найбільш повно реалізовані переваги мікропроцесорних вимірювальних приладів: подальше підвищення точності, розширення функціональних можливостей, спрощення і полегшення керування, можливість одержання різних

математичних функцій вимірних значень, статистична обробка результатів спостережень, самокалібрування і самодіагностика, підвищення надійності та економічності, можливість побудови програмувальних багатофункціональних приладів.

Узагальнені структурні схеми мікропроцесорних вольтметра та амперметра подано на рис. 9.11, а), б).

Вхідний блок містить аналогові перетворювачі – це, насамперед, атенюатор і підсилювач, але в деяких приладах до складу цього блока може входити також вимірювальний перетворювач напруги змінного струму на напругу постійного струму.

Як видно із рис. 9.11, б) амперметр відрізняється від вольтметра лише наявністю перетворювача струму на напругу (вимірювального шунта R). Тому в подальшому будемо розглядати мікропроцесорний вольтметр.

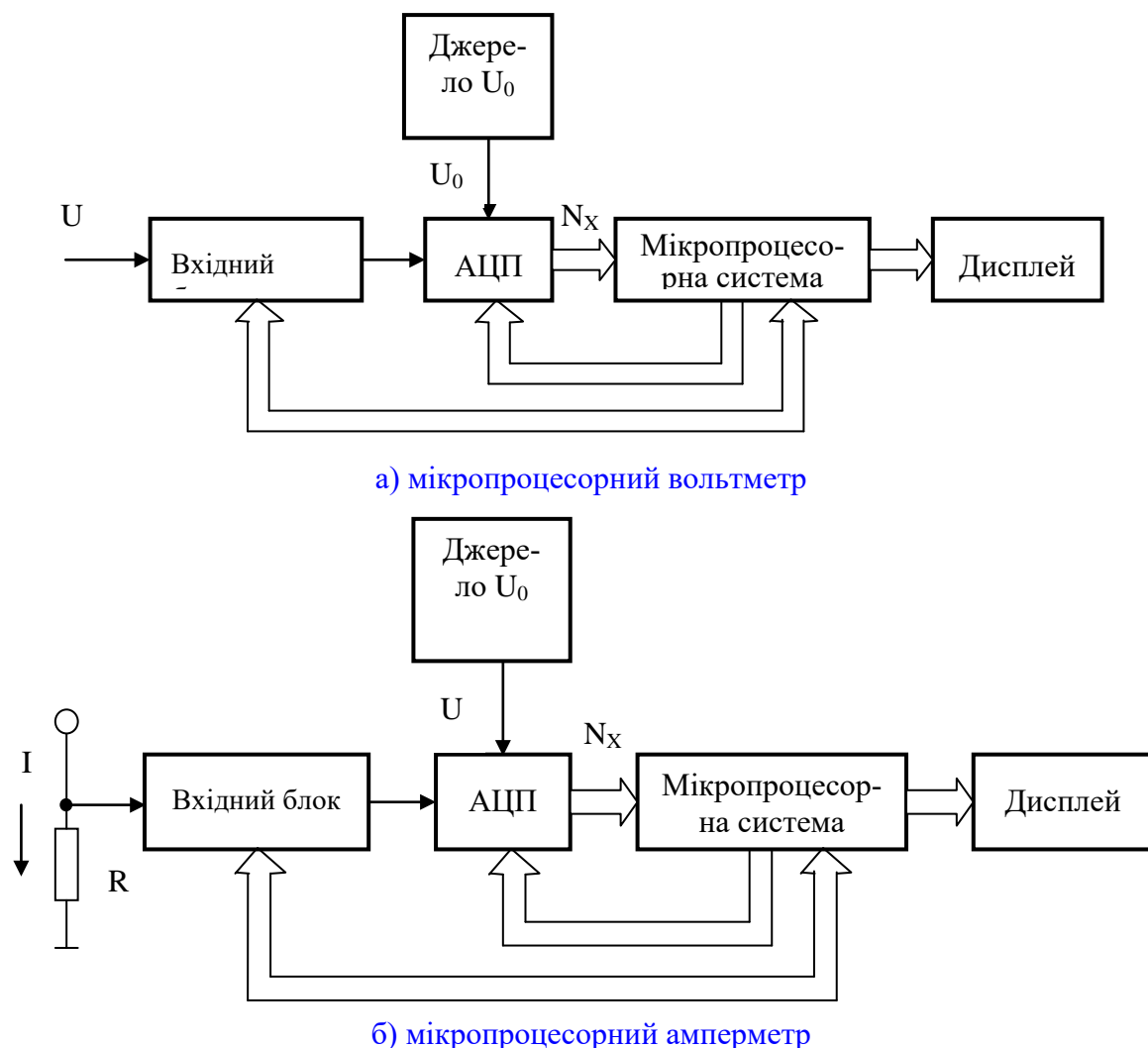


Рисунок 9.11

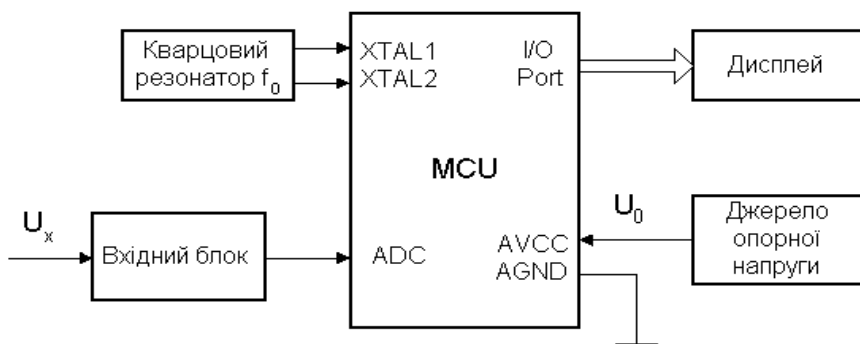
Обов'язковим елементом кожного мікропроцесорного вольтметра є аналого-цифровий перетворювач (АЦП). Сучасна мікроелектронна техніка надає розробнику вимірювальних приладів АЦП в інтегральному виконанні, що випускаються у вигляді інтегральних схем. Але не потрібно думати, що наявність АЦП і мікропроцесора повністю гарантують успішне створення приладу. Побудова мікропроцесорного вольтметра потребує правильного вибору АЦП, що слугує основним вимірювальним перетворювачем, раціонального вибору МП, здійснення їхнього поєднання, визначення необхідних характеристик інших модулів МПС, розробки програмного забезпечення.

Джерело опорної напруги використовується для забезпечення високостабільної опорної напруги U_0 , відносно якої проводяться вимірювання в АЦП. Рівняння перетворення АЦП має вигляд:

$$N_v = \frac{U_x}{U_0} \cdot (2^{n+1} - 1),$$

де n – розрядність АЦП.

Деякі мікроконтролери Atmel (Atmega603/103, AT90S4433, AT90S8535, ATtiny15) мають у своєму складі вбудований 10-розрядний АЦП із входним багатоканальним мультиплексором, що значно спрощує реалізацію вольтметрів. Для живлення АЦП в них використовуються два окремих виводи AVCC, AGND. Опорна напруга U_0 подається на вивід AREF.



Структурна схема вольтметра на основі мікроконтролерів ATMEGA подана на рис. 9.12.

Рисунок 9.12

АЦП може працювати в двох режимах: режимі однократного перетворення і режимі циклічного перетворення. В режимі однократного перетворення кожне перетворення ініціалізується програмою. В режимі циклічного перетворення АЦП здійснює вибірку і поновлення вмісту регістра даних АЦП неперервно.

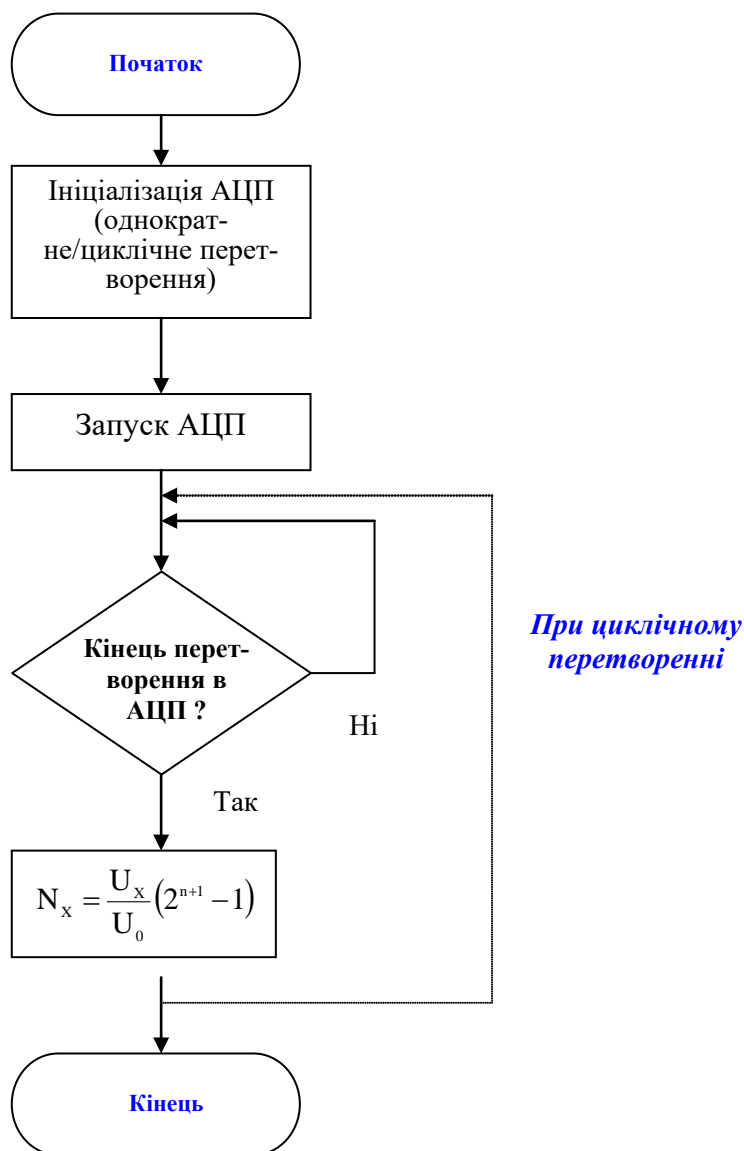


Рисунок 9.13

Вибір режиму здійснюється встановленням певних бітів в регістрі керування АЦП.

На рис. 9.13 подано алгоритм виконання вимірювальної процедури у мікропроцесорному вольтметрі.

При циклічному перетворенні

Контрольні питання та завдання

1. Наведіть структурну схему роботи мікропроцесорного вольтметра.
2. Наведіть структурну схему роботи мікропроцесорного амперметра.
3. Наведіть структурну схему роботи вольтметра на основі мікроконтролера ATME1.
4. Поясніть суть алгоритму виконання вимірювальної процедури у мікропроцесорному вольтметрі.

Лекція 10 ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ СТРУМУ

10.1 Особливості вимірювання струму

Сила струму та напруга є найважливішими фізичними величинами в теорії електротехніки та електроенергетики. Вони характеризують інтенсивність проходження електричного процесу.

Розглянемо особливості вимірювання струмів.

1. Силу струму необхідно вимірювати у діапазоні від постійного струму до одиниць гігагерц. На більш високих частотах стум втрачає свою однозначність, оскільки змінює своє значення вздовж лінії передач і в її поперечному перерізі.

2. На сучасному етапі розвитку науки і техніки діапазон значень вимірюваних струмів надзвичайно широкий – від наноампер до тисяч кілоампер.

3. В електричних колах, якщо це можливо, краще вимірювати напругу, а не струм.

Виходячи з вимог останньої особливості, в техніці вимірювання струмів виникає така задача:

Для вимірювання струму в електричному колі необхідно значення струму I_x перетворити на значення напруги U_x за допомогою масштабного перетворювача та виміряти значення напруги одним із розглянутих раніше вимірювальних каналів напруги.

Виходячи з цього, узагальнена структурна схема (рис. 10.1) вимірювального каналу струму складається з двох основних елементів:

- перетворювач струму на напругу ($i_x \Rightarrow U_x$);
- вимірювального каналу напруги ВКН ($U_x \Rightarrow N_x$).

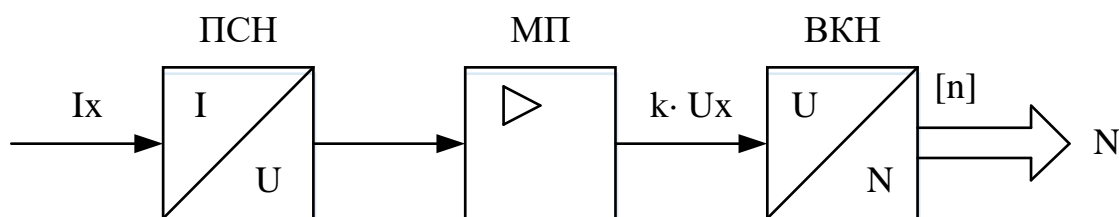


Рисунок 10.1

В цій лекції розглянемо вимірювальні канали струму з шунтами і сенсорами Холла, а як цифрові канали – вимірювальний канал напруги час-імпульсного перетворення і вимірювальний канал напруги послідовного наближення.

10.2 Вимірювальний канал струму з шунтом

Наведемо структурну схему вимірювання струму (рис. 10.2), в якій як перетворювач струму на напругу використано шунт, а як цифровий канал – вимірювальний канал напруги час-імпульсного перетворення.

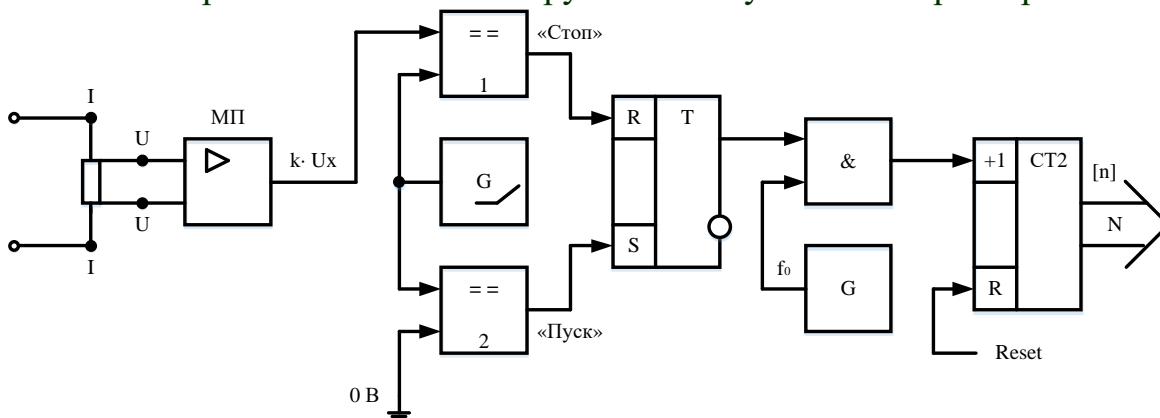
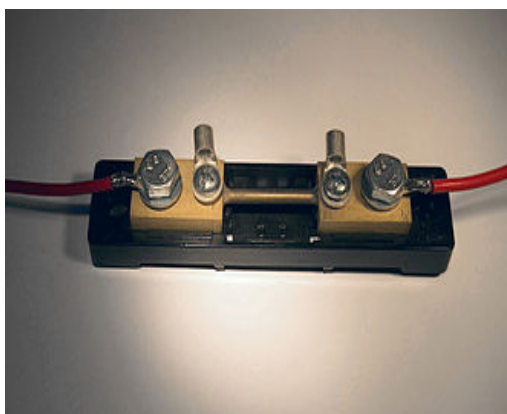


Рисунок 10.2



Для перетворення струму в напругу застосовують шунти.

Шунт являє собою резистор, виготовлений з манганіну – сплаву, опір якого мало залежить від температури. Струмовими затискачами «I»-«I» шунт у вимірювальне коло під'єднується послідовно, до потенціальних затискачів «U»-«U» паралельно під'єднують вхід вимірювального каналу напруги (рис. 10.3).

Рисунок 10.3

Шунти на невеликі струми (до кількох десятків ампер) умонтовуються в корпус вимірювального каналу, а для великих струмів (до декількох сотень ампер) застосовуються зовнішні шунти.

Стандартні зовнішні шунти виробляються на певні номінальні спади напруг (10, 15, 30, 50, 60, 75, 100 та 300 мВ) з класами точності 0,01; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5. Клас точності шунта означає гранично допустиме відхилення опорів шунта від номінального значення (у відсотках).

Для схеми (рис. 10.2) напруга на потенціальних «U-U» виходах шунта дорівнює

$$U_x = i_x R_{ш}$$

Для прикладу, виберемо шунт з номінальним спадом напруги $U_H = 50$ мВ, а значення вимірюваного струму I_X змінюється в діапазоні від 4 до 20 мА. Тоді значення опору шунта становитиме

$$R_{\text{ш}} = \frac{U_H}{i_x} = \frac{50 \text{ мВ}}{20 \text{ мА}} = 2.5 \text{ Ом.}$$

Отже, для цього діапазону струму (від 4 до 40 мА) напруга U_X на виході шунта відповідно дорівнюватиме:

$$U_H = i_{xH} R_{\text{ш}} = 0.004 \text{ А} \cdot 2.5 \text{ Ом} = 0.010 \text{ В};$$

$$U_B = i_{xB} R_{\text{ш}} = 0.020 \text{ А} \cdot 2.5 \text{ Ом} = 0.050 \text{ В}$$

Для того, щоб забезпечити роботу вимірювального каналу напруги в повному діапазоні зміни вхідної напруги від 0 В до 10 В, необхідно напругу з виходу шунта підсилити в K разів масштабним перетворювачем МП

$$U = K \cdot U_X = K \cdot i_x R_{\text{ш}}.$$

Тоді на вході ВК напруги

$$U_1 = U_H K = 0.010 \text{ В} \cdot 200 = 2 \text{ В};$$

$$U_2 = U_B K = 0.050 \text{ В} \cdot 200 = 10 \text{ В},$$

де K – коефіцієнт підсилення масштабного перетворювача.

10.2.1 Основні статичні метрологічні характеристики вимірювального каналу

Рівняння перетворення, яке однозначно пов'язує напругу на виході масштабного перетворювача зі струмом на струмових затискачах «I»-«I» матиме вигляд

$$U = K \cdot U_X = K \cdot i_x \cdot R_{\text{ш}}. \quad (10.1)$$

Рівняння перетворення вимірювального каналу час-імпульсного перетворення, що однозначно пов'язує кількість імпульсів на виході двійкового лічильника СТ2 із значенням вхідної (вимірюваної) напруги U подається так

$$N_1 = k f_0 U, \quad (10.2)$$

де k – коефіцієнт, що характеризує нахил лінійно-змінної напруги U_G на виході генератора G , f_0 – частота на виході генератора зразкової частоти, U – напруга на вході вимірювального каналу (на першому вході компаратора 1).

Підставивши (10.1) в (10.2) отримаємо рівняння перетворення для вимірювального каналу струму час-імпульсного перетворення з шунтом

$$N_1 = k f_0 K R_{\text{ш}} i_x. \quad (10.3)$$

З рівняння перетворення (10.3) отримаємо рівняння чутливості

$$S = \frac{dN_I}{di_x} = k f_0 K R_{III} = \text{Const} = 50 \cdot 10^3 \text{ A}^{-1} \quad \left\{ \begin{array}{l} K = 200 \\ f_0 = 10 \text{ кГц} \\ R_{III} = 2.5 \text{ Ом} \\ k = 10^{-2} \text{ с/В} \end{array} \right. \quad (10.4)$$

З урахуванням (10.4) рівняння перетворення для цього вимірювального каналу запишемо так

$$N_I = S \cdot i_x. \quad (10.5)$$

Графічне подання функції перетворення (10.5) наведено на рис. 10.4.

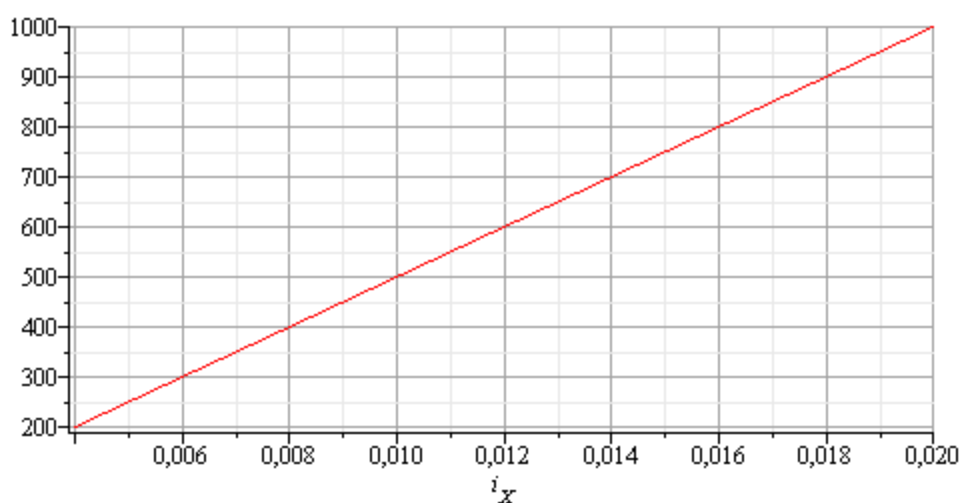


Рисунок 10.4

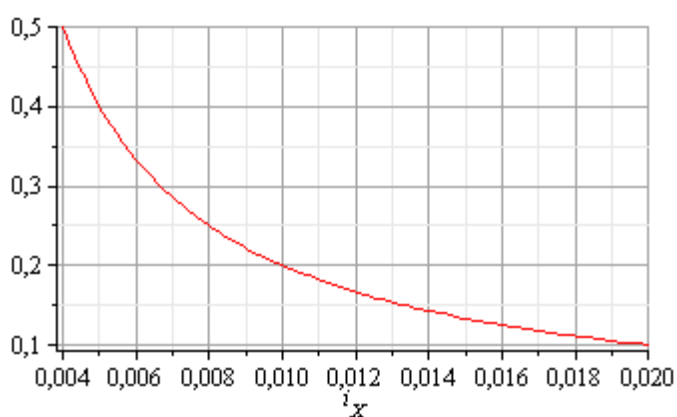


Рисунок 10.5

Рівняння похибки квантування запишемо, як

$$\delta_k = \frac{1}{N_I} 100\% = \frac{100\%}{S \cdot i_x}, \quad (10.6)$$

а графічну залежність похибки квантування від вимірюваної величини $\delta_k = f(i_x)$ наведено на рис. 10.5

Визначимося з діапазоном для цього вимірювального каналу струму, що обмежується нижньою і верхньою межами вимірювання при забезпеченні нормованого значення похибки квантування $\delta_k \leq \delta_{кн}$.

З рис. 10.5 видно, що нижня межа вимірювання обмежена похибкою квантування. Зважаючи на це, запишемо (10.6) у вигляді

$$\delta_{KH} = \frac{1}{N_I} 100\% = \frac{100\%}{S \cdot I_{X_{\min}}}. \quad (10.7)$$

Тоді, з (10.7) отримаємо формулу для оцінювання нижньої межі вимірювання струму

$$I_{X_{\min}} = \frac{100\%}{S \cdot \delta_{KH}}. \quad (10.8)$$

Графічну залежність нижньої межі вимірювання від нормованого значення похибки квантування наведено на рис. 10.6.

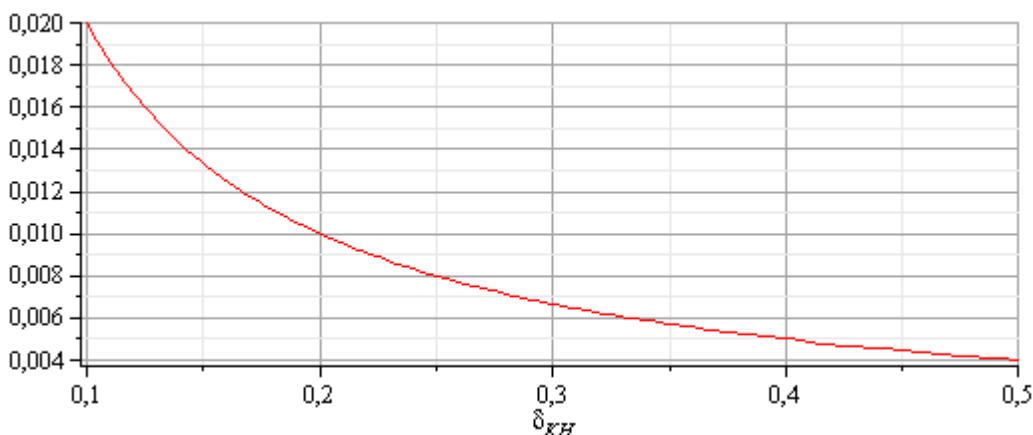
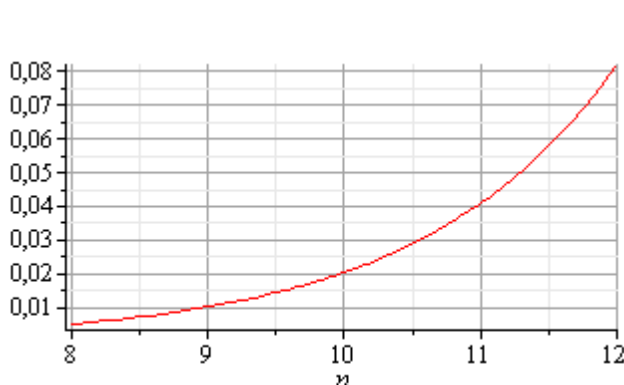


Рисунок 10.6

Для визначення верхньої межі вимірювання скористаємося рівнянням перетворення (10.5), оскільки ця метрологічна характеристика обмежена максимальною ємністю двійкового лічильника СТ2

$$N_{\max} = 2^n = S \cdot I_{X_{\max}}. \quad (10.9)$$

Звідси рівняння для оцінювання верхньої межі вимірювання матиме вигляд



$$I_{X_{\max}} = \frac{2^n}{S}, \quad (10.10)$$

а графічна залежність верхньої межі вимірювання від кількості розрядів n двійкового лічильника $I_{X_{\max}} = f(n)$ наведена на рис. 10.7.

Рисунок 10.7

10.3 Вимірювальний канал струму з сенсором Холла

Розглянемо ще один приклад побудови засобу вимірювання струму з сенсором Холла і вимірювальним каналом напруги послідовного наближення, узагальнена схема якого наведена на рис. 10.8.

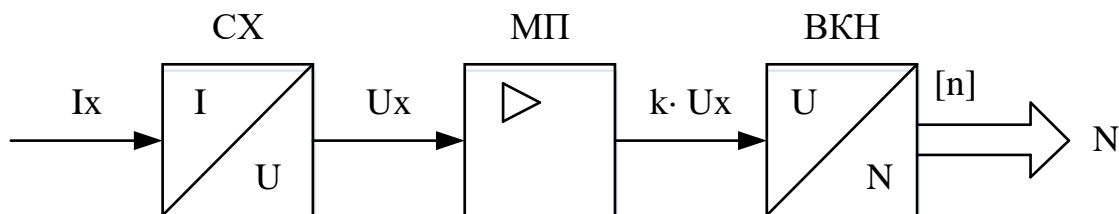


Рисунок 10.8

Сенсори струму використовують ефект Холла, суть якого полягає у виникненні ерс між двома протилежними гранями зразка металу чи напівпровідника у вигляді паралелепіпеда, якщо перпендикулярно до однієї із складових граней спрямовано рух носіїв заряду, а перпендикулярно до інших діє магнітне поле.

Перетворювач Холла – це чотириполюсник, виконаний у формі тонкої напівпровідникової монокристалічної пластини. Струмовими виводами перетворювач Холла під'єднують до зовнішнього джерела струму управління I_y (рис. 10.9). Магнітна індукція B і напруга Холла U_H формуються вимірюваним струмом I_x .

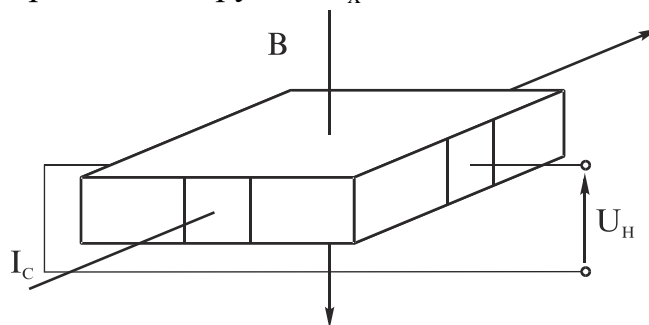


Рисунок 10.9

В межах лінійної області циклу гістерезису магнітна індукція B пропорційна вимірюваному струму I_x :

$$B = a \cdot I_x,$$

де a – постійна для даного сенсора.

Відповідно, напруга на виході сенсора Холла визначається так:

$$U_H = \frac{k}{d} I_y a \cdot I_x,$$

де k – стала Холла, d – товщина пластини.

В останньому рівнянні всі складові постійні, за винятком вимірюваного струму I_x . Тому рівняння перетворення для таких сенсорів є лінійним:

$$U_H = b \cdot I_x,$$

де $b = \frac{k}{d} I_y a = \text{const}$ – постійний коефіцієнт.

Вихідна напруга сенсора U_H підсилюється, і на його виході формується таке значення напруги яку за допомогою аналого-цифрового перетворювача перетворюють у двійковий код

$$U = K \cdot b \cdot I_x, \quad (10.11)$$

де K – коефіцієнт підсилення; b – сталий коефіцієнт, значення якого визначають за відомими значеннями сталої Холла k , значенням струму управління I_y , значенням сталої a для цього сенсора і товщиною d пластини.

Сенсори прямого підсилення здатні вимірювати як постійний, так і змінний струм з гальванічною ізоляцією. Вони характеризуються низькою потужністю споживання, малими геометричними розмірами і відносно малою вагою. Вони забезпечують відсутність внутрішніх втрат у вимірювальному колі і нечутливі до механічних перевантажень, відносно дешеві та застосовуються переважно в електроенергетиці.

Діапазон перетвореного струму визначається лінійною ділянкою кривої намагнічення магнітного кола. Залежно від типу сенсора діапазон вимірювання може в 3 рази перевищувати значення номінального струму.

Вихідна напруга прямо пропорційна вимірюваному струму. Максимальне значення вихідної напруги залежить від напруги живлення. В основному, значення вихідної напруги цих сенсорів не перевищує 4 В при номінальному значенні вимірюваного струму.

Похибка перетворення залежить від таких факторів:

1. Зміни температури навколишнього середовища впливають на зміщення вихідного сигналу при $I_p = 0$, викликають нелінійність статичної характеристики і змінюють значення коефіцієнта підсилення вихідного підсилювача.

2. Зміни робочої температури викликають дрейф нуля вихідного струму (напруги) і зміну коефіцієнта передачі підсилювача.

Структурна схема вимірювального каналу струму послідовного наближення з сенсором Холла наведена на рис. 10.10.

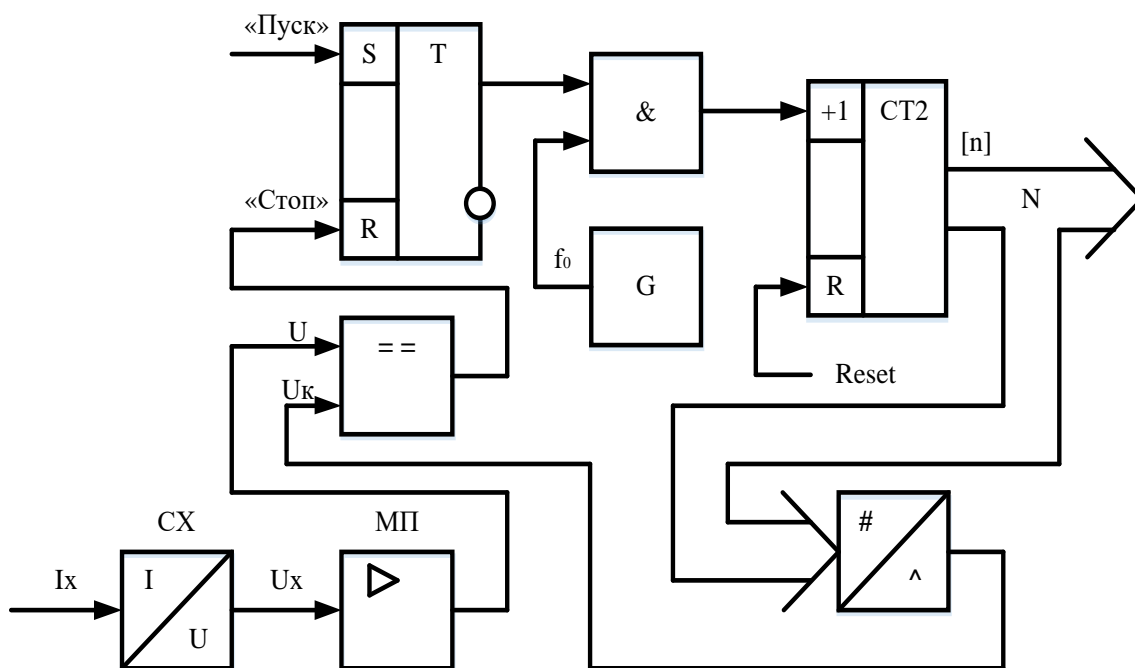


Рисунок 10.10

Напряга U з виходу масштабного перетворювача МП сенсора Холла CX надходить на вхід компаратора, де порівнюється з значеннями квантів h компенсаційної напруги U_K :

$$N = \frac{U}{h} = \frac{U}{U_0} 2^n,$$

де $h = \frac{U_0}{2^n}$ – крок квантування, який визначається значенням опорної U_0 напруги ЦАП та його розрядністю n .

Підставивши в останнє рівняння значення напруги (10.11) U на виході сенсора Холла отримаємо функцію перетворення для цього вимірювального каналу струму

$$N_1 = \frac{U}{U_0} 2^n = \frac{K b 2^n}{U_0} \cdot I_x. \quad (10.12)$$

Із цієї функції перетворення отримаємо рівняння чутливості

$$S = \frac{dN_1}{dI_x} = \frac{K b 2^n}{U_0} = 10^5 \text{ 1/A} = \text{const} \left. \begin{array}{l} K = 1000 \\ b = 10 \\ n = 10 \\ U_0 = 10.24\text{В} \end{array} \right\} .$$

Тоді остаточне рівняння перетворення матиме вигляд

$$N_I = S \cdot I_x, \quad (10.12)$$

а статична характеристика для цього вимірювального каналу струму лінійна (рис. 10.11).

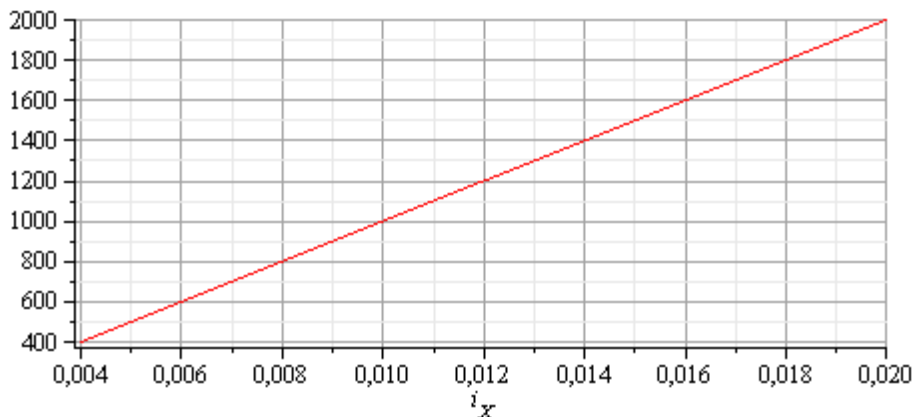


Рисунок 10.11

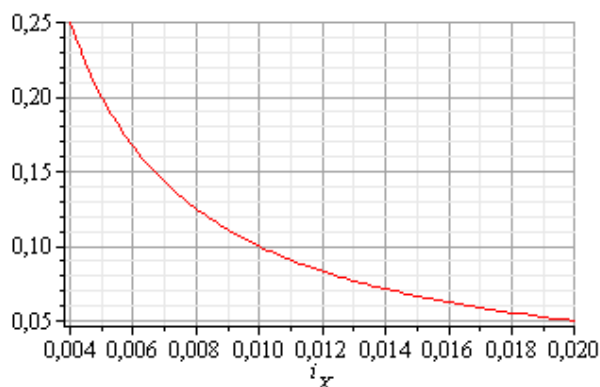


Рисунок 10.12

Тоді рівняння похибки квантування з урахуванням (10.12) подамо у вигляді

$$\delta_k = \frac{1}{N_I} \cdot 100\% = \frac{100\%}{S \cdot I_x}, \quad (10.13)$$

а її графічну залежність від вимірюваного струму на рис.10.12.

Діапазон вимірювання струму таким цифровим каналом обмежений нижньою і верхньою межами вимірювання.

Нижня межа вимірювання, при якій похибка квантування не перевищує нормованого значення $\delta_k \leq \delta_{кн}$, визначається

$$\delta_{кн} = \frac{1}{N_I} \cdot 100\% = \frac{100\%}{S \cdot I_{x\min}} \Rightarrow I_{x\min} = \frac{100\%}{S \cdot \delta_{кн}},$$

а її графічну залежність від нормованого значення похибки квантування наведено на рис. 10.13.

Верхня межа вимірювання обмежена максимальною N_{\max} ємністю двійкового лічильника СТ2. З урахуванням цього твердження запишемо

$$N_{\max} = 2^n = S \cdot I_{x\max}. \quad (10.14)$$

Звідки рівняння для оцінювання верхньої межі вимірювання має вигляд

$$I_{X_{\max}} = \frac{2^n}{S}, \quad (10.15)$$

а графічні залежності верхньої межі вимірювання від кількості розрядів n двійкового лічильника $i_{X_{\max}} = f(n)$ наведено також на рис. 10.13.

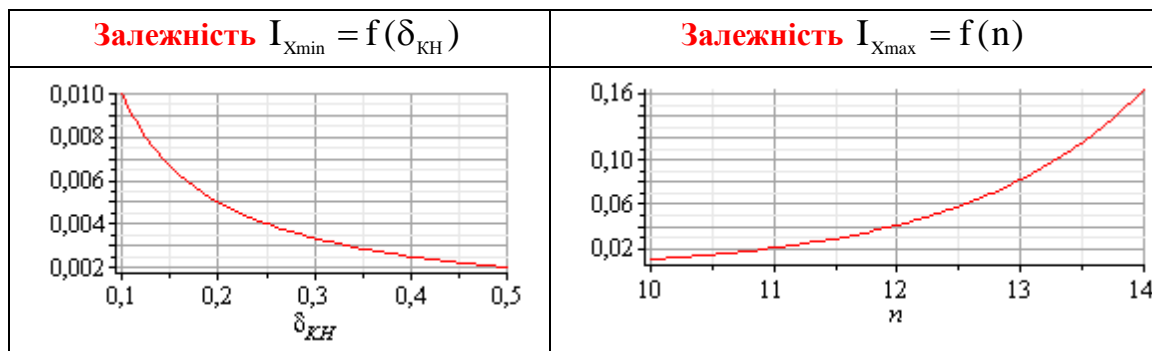


Рисунок 10.13

Контрольні питання та завдання

1. Поясніть призначення шунта в електровимірювальній техніці.
2. Перетворювачем якої електричної величини в електричну є шунт?
3. Наведіть схему під'єднання шунта до входу вимірювального каналу.
4. Що характеризує коефіцієнт шунтування?
5. Вимірювальним каналом струму слідкувального зрівноваження здійснено вимірювання струму 50 мА. При цьому значення опору шунта $R_{ш}=100$ Ом, розрядність двійкового лічильника $n=10$, а опорна напруга ЦАП $U_0=5.12$ В. Наведіть структурну схему ВК струму, виведіть рівняння перетворення. Оцініть відносну похибку квантування.
6. Вимірювальним каналом струму час-імпульсного перетворення здійснено вимірювання струму 4 мА. При цьому значення опору шунта $R_{ш}=25$ Ом, коефіцієнт, що характеризує нахил лінійно змінюваної напруги $K=0.1 \cdot 10^{-3}$, а зразкова частота $f_0=2$ МГц. Наведіть структурну схему ВК струму, виведіть рівняння перетворення. Визначіть відносну похибку квантування.
7. Вимірювальним каналом струму слідкувального зрівноваження здійснено вимірювання струму I_x . При цьому значення опору шунта $R_{ш}=10$ Ом, розрядність двійкового лічильника $n=10$, а опорна напруга ЦАП $U_0=5.12$ В. Двійковий лічильник зафіксував кількість імпульсів $N=1000$. Наведіть структурну схему ВК струму, виведіть рівняння перетворення і похибки квантування. Знайдіть виміряне значення струму.
8. Вимірювальним каналом струму час-імпульсного перетворення здійснено вимірювання струму. При цьому значення опору шунта $R_{ш}=25$ Ом, коефіцієнт, що характеризує нахил лінійно змінюваної напруги $K=0.1 \cdot 10^{-3}$, а зразкова частота $f_0=2$ МГц, розрядність двійкового лічильника $n=16$. Наведіть структурну схему ВК струму, виведіть рівняння перетворення і похибки квантування. Визначіть верхню межу вимірювання $I_{X_{\max}}$.

ЦИФРОВІ ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

Лекція 11 ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

Швидкий розвиток вимірjuвальних систем, систем автоматизованого контролю та технічної діагностики різних технологічних процесів, машин і механізмів, впровадження гнучких автоматизованих виробництв поставили перед метрологією невідкладне завдання – забезпечити такі системи вимірjuвальними перетворювачами – сенсорами неелектричних величин.

11.1 Особливості вимірjuвання неелектричних величин

До сенсорів, що діють у найнесприятливіших умовах контрольованого середовища і об'єкта, висуваються різні, часто суперечливі, вимоги: довгочасна стабільність, висока надійність, мала похибка вимірjuвання, стійкість проти дії впливних величин факторів, високі статична і динамічна чутливості, незначне енергоспоживання, інформаційна, конструктивна і технологічна сумісності із мікропроцесорними системами, невисока вартість в умовах серійного виробництва.

У той самий час в сучасній промисловості, науці, енергетиці, на транспорті та в інших галузях народного господарства має місце надзвичайно швидке зростання кількості фізичних величин, які необхідно вимірjuвати (контролювати). На сучасному етапі необхідно (як свідчать роботи зі складання кадастру величин і параметрів, що підлягають вимірjuванню) вміти вимірjuвати чи контролювати понад 2000 величин, а існуючі методи і засоби дають можливість вимірjuвати лише 400-500 величин. При цьому кількість неелектричних величин, які необхідно вимірjuвати, значно перевищує кількість вимірjuваних електричних і магнітних величин.

Таким чином, широкий спектр вимірjuваних неелектричних величин, недостатнє вивчення методів їх вимірjuвання, метрологічна незабезпеченість визначають особливості вимірjuвання таких величин.

При вимірjuванні неелектричних величин широко застосовуються електричні методи вимірjuвання, тобто виконується «електрифікація» таких вимірjuвань – перетворення неелектричної величини на електричну.

Це зумовлює наявність вимірjuвального перетворювача в структурі засобу вимірjuвання неелектричних величин, що здійснює попереднє

перетворення досліджуваної неелектричної величини на функціонально пов'язану з нею електричну величину.

Переважне використання електричних методів вимірювання неелектричних величин зумовлюється можливістю вимірювання на значній відстані від об'єкта дослідження, зручністю передачі й обробки електричних сигналів, можливістю реєстрації величин, що змінюються як повільно, так і швидко, достатнім вивченням методів і засобів вимірювання електричних величин.

11.2 Узагальнена структурна схема засобу вимірювання

У загальному випадку прилади для вимірювання неелектричних величин конструктивно найчастіше складаються з двох самостійних вузлів:

- сенсора (вимірювального перетворювача);
- вторинного вимірювального приладу (вимірювального каналу),

які можуть розміщуватися на значній відстані один від одного і з'єднуватися лініями зв'язку.

Розглянемо узагальнену структурну схему засобу вимірювання неелектричних величин на прикладі засобу вимірювання тиску (рис. 11.1, а).

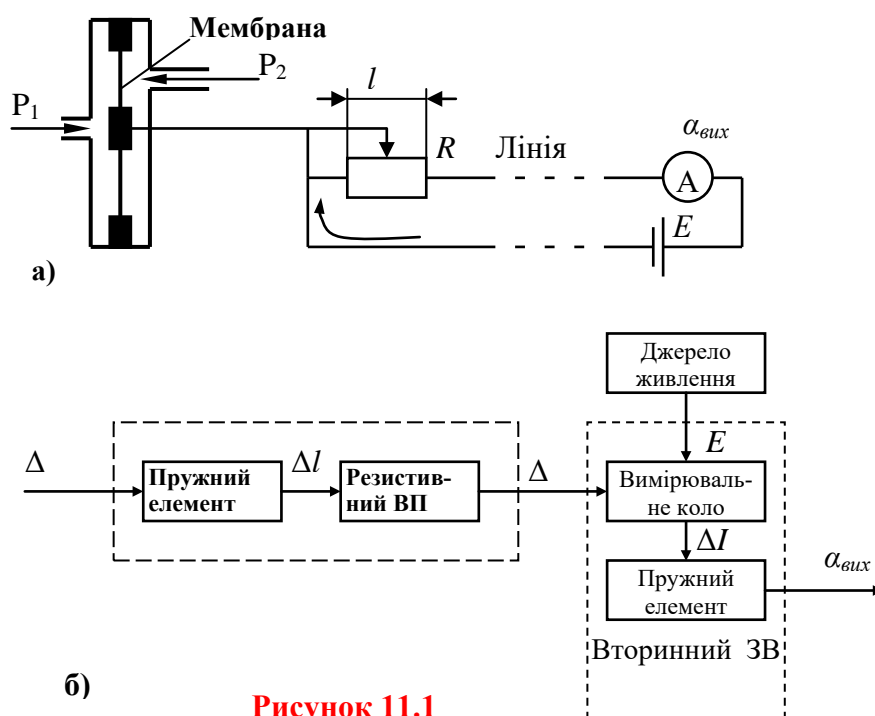


Рисунок 11.1

Деформація пружного елемента (мембрани) використовується для переміщення повзуна потенціометра. Резистивний вимірювальний перетворювач (ВП) перетворює лінійне переміщення l у відповідну зміну

опору ΔR , яка змінює струм на ΔI у лінії зв'язку, що і фіксується амперметром (рис. 11.1, б). Послідовність вимірювальних перетворювань у приладі можна подати у вигляді:

$$\Delta R \rightarrow \Delta I \rightarrow \Delta R \rightarrow \Delta I \rightarrow \Delta \alpha_{\text{вих}}.$$

Наведена послідовність перетворень дозволяє наочніше виділити основні елементи ЗВ неелектричних величин.

Основною статичною характеристикою первинних перетворювачів неелектричних величин є градуовальна. Для більшості перетворювачів неелектричних величин функція перетворення суттєво нелінійна. Тому при їх використанні з електричними вимірювальними приладами, які мають лінійну статичну характеристику, виникає необхідність лінеаризації функції перетворення сенсора.

Для компенсації впливу дестабілізуювальних факторів надзвичайно ефективно використання диференціальних схем. У цих вимірювальних пристроях використовуються два чутливих елементи, в одному з яких під дією вимірюваної величини вихідна величина збільшується, а в іншому – зменшується. Результувальний вихідний сигнал формується як різниця вихідних сигналів чутливих елементів. При цьому внаслідок впливу зовнішніх факторів зміни вихідних сигналів взаємно компенсуються.

При використанні сенсорів у вимірювально-інформаційних системах застосовують уніфікацію їхніх вихідних сигналів. Найбільш поширені уніфіковані сигнали у вигляді:

- постійного струму 0...5, 0...20, 4...20 мА;
- напруги 0...100 мВ, 0...10 В, ± 5 В;
- частоти 4...8 кГц.

Залежно від типу первинного вимірювального перетворювача і вигляду його вихідного інформативного параметра використовуються ті чи інші технічні засоби електровимірювальних приладів. У більшості випадків апаратна частина вторинних приладів для вимірювання неелектричних величин істотно не відрізняється від приладів для вимірювання електричних величин. Суттєвою відмінністю є тільки алгоритм роботи приладу, який визначається алгоритмом виконання вимірювальної процедури тієї чи іншої фізичної величини.

Оскільки вихідними інформативними параметрами перетворювачів є напруга, струм, опір, ємність або індуктивність, то вторинними вимірювальними приладами є вимірювальні канали відповідних електричних величин. При цьому, як правило, у вимірювальних каналах градування здійснюють з урахуванням функції перетворення сенсора в оди-

ницях вимірюваної неелектричної величини. В цих ЗВ передбачена корекція неінформативних параметрів, що впливають як на вимірювальний перетворювач, так і на лінію зв'язку.

11.3 Про первинні вимірювальні перетворювачі

Оскільки основним елементом ЗВ неелектричних величин є різні вимірювальні перетворювачі, розглянемо більш детально принципи їх побудови.

Одним із ключових положень сучасної теорії про вимірювання є положення про вимірювальне перетворення.

Вимірювальне перетворення - метрологічна операція, під час якої вхідна неелектрична фізична величина $X_{\text{НВ}}$ перетворюється на вихідну електричну $Y_{\text{ел}}$, функціонально з нею пов'язану і аналітично подається у вигляді

$$Y = f(X).$$

Така залежність вихідної величини від вхідної і є функція перетворення.

Функцією перетворення називають залежність між вихідною (y) та вхідною (x) величинами засобу вимірювальної техніки.

Функція перетворення може бути подана у вигляді таблиці, графіка, формули.

Аналітична залежність вимірювального перетворення, що входить до складу засобу вимірювань і описує зв'язок вихідного та вхідного сигналів, називається рівнянням перетворення $y=f(x)$.

Графічне подання функції перетворення називають статичною характеристикою.

Вимірювальний перетворювач - вимірювальний пристрій, що реалізує вимірювальне перетворення.

Вимірювальні перетворювачі (ВП) класифікують за такими ознаками:

- за структурою побудови – на ВП прямого перетворення (з розімкненою структурою) та ВП зрівноважувального перетворення (з замкненою структурою);
- за зміною роду вихідної величини – на ВП без зміни роду та ВП зі зміною роду вихідної величини, які необхідні у тих випадках, коли для вимірюваної вхідної величини немає міри або компаратора;
- за характером реалізованої залежності – на лінійні та нелінійні;
- за кількістю каналів – на одно- та багатоканальні;
- за видом вихідного сигналу – на параметричні та генераторні;
- за родом використовуваних явищ – на термоелектричні, оптикоелектричні, п'єзоелектричні, електромагнітні, магнітоелектричні та ін.

Залежно від енергетичних властивостей вихідного сигналу і способу його дальшого використання первинні вимірювальні перетворювачі поділяються на дві великі групи: **параметричні і генераторні**.

Параметричними є перетворювачі, в яких зміна вхідного сигналу приводить до зміни їх параметрів – опору (резистивні), індуктивності (індуктивні), ємності (ємнісні).

Параметричні вимірювальні вхідну неелектричну величину $X_{\text{нв}}$ перетворюють на параметр електричного кола (R, L, C). З огляду на цю особливість і мають таку назву.

Генераторними називаються перетворювачі, вихідні сигнали яких мають енергетичні властивості (напруга, струм, магніторушійна сила тощо).

В генераторних вимірювальних перетворювачах вхідна неелектрична величина перетворюється на такі вихідні електричні величини:

- струм I ;
- напругу U ;
- ерс e ;
- різницю фаз φ_X ,

цифрові вимірювальні канали яких розглянуто у попередніх лекціях.

11.4 Методика проектування вимірювальних каналів неелектричних величин

Виберіть тип первинного вимірювального перетворювача (сенсора) і подайте його структурну схему. Опишіть принцип дії сенсора, напишіть рівняння перетворення, здійсніть комп'ютерне моделювання рівняння перетворення. Результати моделювання сенсора подайте в табл. 11.1 аналітично, таблично і графічно.

Таблиця 11.1 – Результати моделювання рівняння перетворення сенсора

Рівняння перетворення	Градувальна характеристика	Статична характеристика
Аналітична залежність	Таблиця Примітка. В таблиці має бути мінімум 50 значень.	Графічна залежність

Залежно від вихідного сигналу сенсора виберіть структурну схему вимірювального каналу електричної величини, доповніть її структурною схемою сенсора і подайте її на рисунку.

Під рисунком структурної схеми розкрийте умовні позначення усіх її складових елементів.

На підставі рівняння перетворення сенсора і рівняння перетворення вимірювального каналу електричної величини детально опишіть пос-

лідовність виведення рівняння перетворення до вашого вимірювального каналу зі всіма проміжними викладками.

На підставі числових даних з вашого індивідуального завдання здійсніть комп'ютерне моделювання отриманого рівняння перетворення. Результати моделювання подайте у вигляді табл. 11.2.

Таблиця 11.2 – Результати моделювання рівняння перетворення ВК неелектричної величини

Рівняння перетворення	Градуювальна характеристика	Статична характеристика
Аналітична залежність	Таблиця Примітка. В таблиці має бути мінімум 50 значень.	Графічна залежність

Із рівняння перетворення вимірювального каналу неелектричної величини отримайте аналітичну залежність для оцінювання чутливості вимірювального каналу. В отриману формулу підставте числові значення і розрахуйте значення чутливості вимірювального каналу.

Числове значення чутливості необхідно визначити і за статичною характеристикою для заданого діапазону. Результати розрахунків мають бути зведені в табл. 11.3.

Таблиця 11.3 – Результати розрахунку чутливості ВК неелектричної величини

Рівняння чутливості	Числове значення чутливості	Зміна чутливості в діапазоні зміни вхідної величини	Числове значення чутливості
Аналітична залежність		Графічна залежність	

Із рівняння перетворення вимірювального каналу неелектричної величини встановіть залежність для оцінювання відносної похибки квантування для заданого діапазону зміни вхідної величини. В отриману формулу підставте числові значення і промодельуйте рівняння похибки квантування.

На окремому рисунку наведіть графічну залежність похибки квантування від вимірюваної неелектричної величини. Із отриманих значень похибки квантування виберіть максимальне значення і, користуючись метрологічним рядом класів точності, запишіть нормоване значення похибки квантування $\delta_{кн}$.

Обґрунтуйте, який параметр структурної схеми вимірювального каналу обмежує нижню межу вимірювання і опишіть послідовність дій для отримання формули, за якою оцінюють нижню межу вимірювання.

В отриману формулу підставте вихідні дані і отримайте числові значення для нижньої межі вимірювання.

Побудуйте графічну залежність нижньої межі вимірювання від параметра, що її обмежує. Отриману графічну залежність наведіть на рисунку.

Обґрунтуйте, який параметр структурної схеми вимірювального каналу обмежує верхню межу вимірювання і опишіть послідовність дій у вигляді формули для оцінювання верхньої межі вимірювання.

В отриману формулу підставте вихідні дані і знайдіть числові значення для верхньої межі вимірювання.

Побудуйте графічну залежність верхньої межі вимірювання від параметра, що її обмежує. Отриману графічну залежність наведіть на рисунку.

Контрольні питання та завдання

1. Наведіть основні особливості вимірювання неелектричних величин.
2. З яких основних частин складається ЗВ неелектричних величин?
3. Що таке градувальна характеристика сенсора? Чому бажано, щоб вона була лінійною?
4. З якою метою запровадили уніфікацію вихідних сигналів сенсорів і у якому вигляді їх подають?
5. Які вимірювальні перетворювачі називаються параметричними? Наведіть їхні основні різновиди.
6. Дайте поняття генераторних вимірювальних перетворювачів та наведіть їхні різновиди.
7. Розкрийте суть методики проектування вимірювальних каналів неелектричної величини.

Лекція 12 ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ ТЕМПЕРАТУРИ

Технічні засоби, що призначені для вимірювання температури, називаються термометрами.

Температурою називається фізична величина, що кількісно характеризує міру середньої кінетичної енергії теплового руху молекул будь-якого тіла або речовини.

Температурні шкали. Під терміном «температурна шкала» розуміють неперервну сукупність чисел, лінійно пов'язану з числовим значенням якоїсь точно вимірюваної властивості, що є однозначною і монотонною функцією температури.

Фаренгейт (1715 р.), Реомюр (1776 р.) і Цельсій (1742 р.) при побудові шкал базувались на припущенні лінійного зв'язку між температурою T і термометричними властивостями як, наприклад, розширення об'єму рідин V , тобто

$$T = a + b \cdot V,$$

де a і b – сталі коефіцієнти.

В шкалах Фаренгейта, Реомюра і Цельсія точка танення льоду T_1 дорівнювала, відповідно: +32, 0 і 0 градусам, а точка кипіння води T_2 – 212, 80 і 100 градусам. Головний інтервал ділиться відповідно на $N=180$, 80 і 100 рівних частин, $1/N$ частину кожного з інтервалів називають градусом Фаренгейта – $^{\circ}\text{F}$, градусом Реомюра – $^{\circ}\text{R}$ і градусом Цельсія – $^{\circ}\text{C}$.

За одиницю температури беруть *градус*, який дорівнює $1/100$ діапазону температур від точки танення льоду (0°C) до точки кипіння води (100°C).

Цю одиницю за шкалою Цельсія позначають 1°C . В шкалі Цельсія нульова температура відповідає точці танення льоду. Температури, нижчі за нульову температуру – від'ємні.

Найнижча температура, яка відповідає абсолютному нулю, дорівнює -273.16°C . Нуль шкали Кельвіна дорівнює абсолютному нулю, тому всі температури за цією шкалою додатні.

Таким чином, для шкал, побудованих за вказаним принципом, градус не є одиницею вимірювання, а являє собою масштаб шкали.

Для перерахунку температури з однієї із вказаних шкал в іншу використовують таке співвідношення:

$$T^{\circ}\text{C} = 1.25^{\circ}\text{R} = \frac{5}{9}(T^{\circ}\text{F} - 32).$$

12.1 Вимірювальний канал температури з термопарою

Основною особливістю вимірювання температури, як неелектричної величини, є її перетворення на електричну за допомогою первинного вимірювального перетворювача (сенсора) з подальшим її вимірюванням вторинним електровимірювальним приладом.

Як такий вимірювальний перетворювач розглянемо термопару (рис. 12.1).

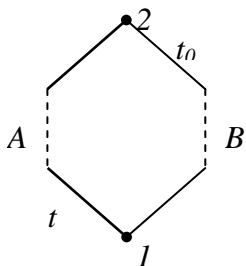


Рисунок 12.1

В основу побудови термопар покладено явища Томсона і Зеєбека.

Явище Томсона полягає у появі на кінцях однорідного провідника, який має температурний градієнт, деякої різниці потенціалів внаслідок того, що електрони дифундують з гарячого кінця провідника до холодного. ЕРС, що виникає при цьому, і називається термо-ЕРС. Томсона

$$e = \int_{T_2}^{T_1} \sigma dT,$$

де σ – коефіцієнт Томсона для заданого провідника.

Якщо скласти коло з двох різних провідників А і В (рис. 12.1), то сумарна термо-ЕРС Томсона дорівнює різниці термо-ЕРС Томсона кожного провідника і визначається як

$$e = \int_{T_2}^{T_1} (\sigma_a - \sigma_b) dT$$

де σ_a і σ_b – коефіцієнти Томсона для провідника а і b, відповідно.

Явище Зеєбека. При з'єднанні двох різнорідних провідників у місці їх контакту виникає контактна різниця потенціалів, зумовлена різною концентрацією носіїв заряду.

Зеєбеком було встановлено, що в замкненому колі двох різнорідних провідників, спаї яких мають різні температури, електрорушійна сила $E_{ab}(T_1)$, яка виникає при переході від провідника а до провідника b в точці з температурою T_1 і електрорушійна сила $E_{ba}(T_2)$, яка виникає при переході від провідника b до провідника а, мають протилежні знаки і не дорівнюють одна одній.

Сумарна термо-ЕРС, яка виникає у колі, що складається з двох різних провідників а і b є сумою контактних е.р.с. і е.р.с. Томсона:

$$e_{ab}(T_1, T_2) = E_{ab}(T_1) + E_{ba}(T_2) + \int_{T_1}^{T_2} (\sigma_a - \sigma_b) dT.$$

Ця сумарна термо-ЕРС для цієї пари провідників залежить тільки від значень температур T_1 і T_2 і може бути подана різницею відповідних функцій:

$$e_{ab}(T_1, T_2) = E_{ab}(T_1) - E_{ba}(T_2).$$

Якщо різниці температур малі, то можна припустити, що термо-ЕРС яка формується термопарою, пропорційна різниці температур спаїв:

$$e_{ab}(T_1, T_2) = k(T_1 - T_2),$$

де k – сталий коефіцієнт, різний для різних матеріалів термоелектродів.

Якщо один спай помістити в середовище з постійною температурою, наприклад T_2 , то термо-ЕРС, що виникне в загальному випадку, є нелінійною функцією температури T_1 :

$$e_{ab}(T_1, T_2) = e(T_1).$$

Наприклад, для мідь-константових термопар функція перетворення має вигляд:

$$e = aT + bT^2 + cT^3,$$

де a , b і c – постійні коефіцієнти, які визначаються під час градування термопари.

Спай термопари, який поміщають в досліджуване середовище, називають робочим або гарячим, а кінці електродів, температура яких підтримується переважно постійною, – вільними або холодними.

Чутливий елемент термоелектричного перетворювача, тобто пару термоелектродів, називають термопарою.

Матеріалами термоелектродів слугують сплави хромель, копель, алюмель, вольфрамрений, платинородій, а також платина, мідь і залізо. Від назви термоелектродів походить назва типу самого перетворювача, наприклад, перетворювач типу ТХА має електроди з хромелю та алюмелю.

Функція перетворення (або НСХП) термоелектричних перетворювачів, як правило нелінійна і для кожного типу перетворювача задається у вигляді таблиць $e=f(T)$ при температурі вільних кінців 0°C (див. табл. 12.1).

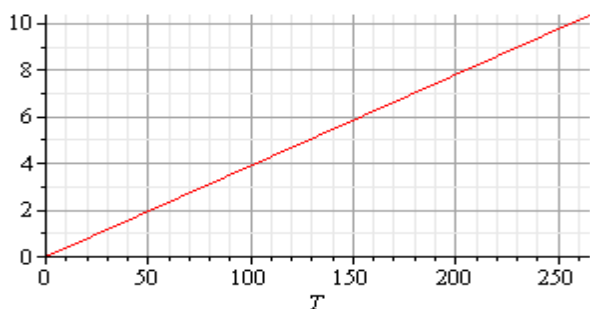
Таблиця 12.1 – НСХП термопари типу ТХА

Вимірювана температура, T $^\circ\text{C}$	0	200	400	600	800	1000	1200
Значення термо-ЕРС e, мВ	0	8.137	16.395	24.902	33.277	41.269	48.828

Статична характеристика для цього типу термопари в обмеженому діапазоні перетворення температури наведена на рис. 12.2.

Апроксимована НСХП поліномом другого порядку має вигляд

$$e = 0.01441 + 0.03931 \cdot T^1 + 0.000006 \cdot T^2$$



і в цьому діапазоні вимірювання температури є практично лінійною. Тому для подальшого її використання в загальному вигляді подамо так:

$$e = a \cdot T. \quad (12.1)$$

Рисунок 12.2

Як видно з табл. 12.1, при зміні температури на вході термопарі від 0 до 250 °С, термо-ЕРС на її виході змінюється від 0 до 8 мВ. Тому вихідну напругу термопарі необхідно підсилити масштабним перетворювачем (МП) до значення, необхідного для надійної роботи ВКН – вимірювального каналу напруги (рис. 12.3)

$$U_T = K \cdot e = K \cdot a \cdot T_x = 10^3 \cdot 0.0410^{-3} \text{ В/град} \cdot T_x = 0.04 \cdot T_x \left| \begin{array}{l} K = 10^3 \\ a = 0.04 \text{ мВ/град} \end{array} \right|. \quad (12.2)$$

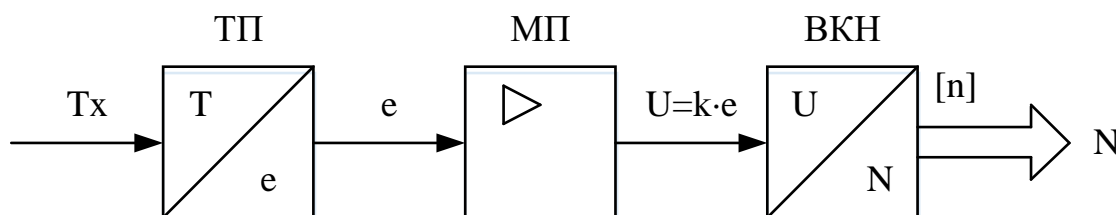


Рисунок 12.3

Залежність напруги U_T на виході масштабного перетворювача від вимірюваної температури T_x , наведена на рис. 12.4.

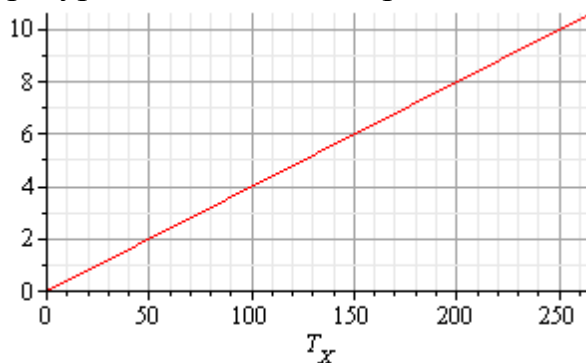


Рисунок 12.4

Якщо як засіб вимірювання електричної величини вибрати вимірювальний канал напруги слідкувального зрівноваження, то структурна схема вимірювального каналу температури з термопарою матиме вигляд, показаний на рис. 12.5.

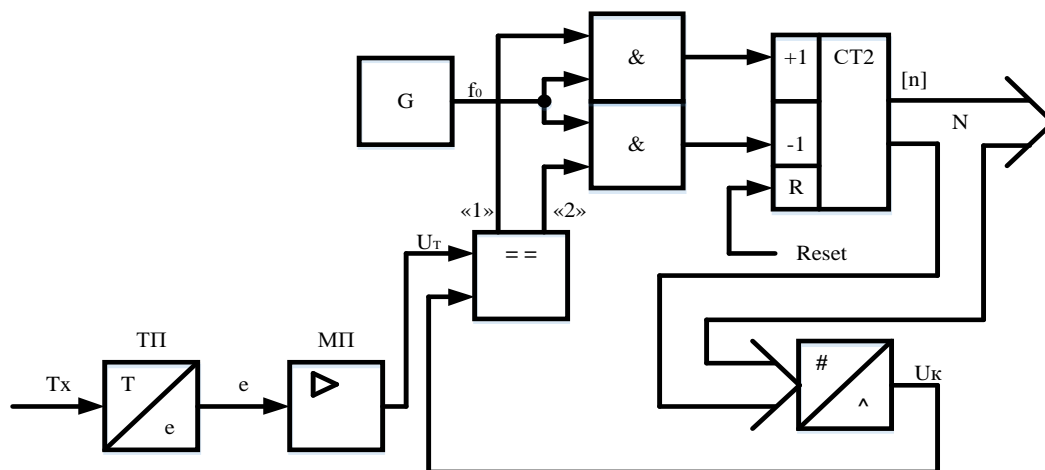


Рисунок 12.5

Рівняння перетворення вимірювального каналу слідкувального зрівноваження подають так

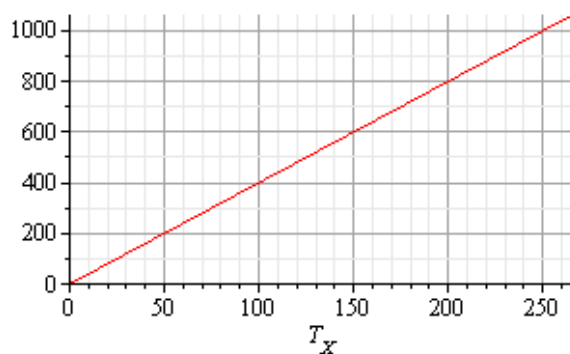
$$N_U = \frac{U_T}{h} = \frac{2^n}{U_0} U_T. \quad (12.3)$$

Підставимо в (12.3) рівняння перетворення (12.2) й отримаємо функцію перетворення вимірювального каналу температури слідкувального зрівноваження з термопарою

$$N_T = \frac{2^n}{U_0} U_T = \frac{K a 2^n}{U_0} \cdot T_X. \quad (12.4)$$

З (12.4) отримаємо рівняння чутливості

$$S = \frac{dN_T}{dT_X} = \frac{K a 2^n}{U_0} = \text{const} = 4 \frac{1}{0^\circ\text{C}} \quad \left\{ \begin{array}{l} K = 10^3 \\ a = 0.0410^{-3} \frac{\text{B}}{0^\circ\text{C}} \\ n = 10 \\ U_0 = 10.24 \text{ B} \end{array} \right. \quad (12.5)$$



Враховавши (12.5), рівняння перетворення вимірювального каналу температури матиме вигляд

$$N_T = S \cdot T_X, \quad (12.6)$$

а його статичну характеристику подамо на рис. 12.6.

Рисунок 12.6

12.1.1 Основні статичні метрологічні характеристики вимірювального каналу

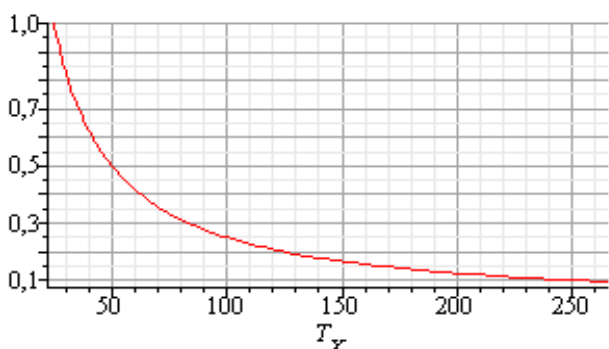


Рисунок 12.7

Для цифрових засобів вимірювання рівняння відносної похибки квантування записують

$$\delta_K = \frac{1}{N_T} \cdot 100\% = \frac{100\%}{S \cdot T_X}, \quad (12.7)$$

а залежність похибки квантування від вимірюваної температури наведено на рис. 12.7.

Визначимося з діапазоном вимірювання каналу температури з термомпарою, що обмежується нижньою та верхньою межами вимірювання.

Аналіз результатів, поданих на рис. 12.7 показує, що нижня межа вимірювання обмежена значенням похибки квантування. Цей висновок справедливий і до аналогових (стрілкових) засобів вимірювання – на початку шкали похибка непомірно велика. С цієї причини перепишемо рівняння (12.7) у вигляді

$$\delta_{KH} = \frac{100\%}{S \cdot T_{Xmin}}, \quad (12.8)$$

де δ_{KH} – нормоване, гарантоване значення похибки квантування, яке забезпечує вимірювальний канал температури в діапазоні від нижньої і до верхньої меж вимірювання.

З (12.8) отримаємо залежність (рис. 12.8) нижньої межі вимірювання від заданого (нормованого) значення похибки квантування

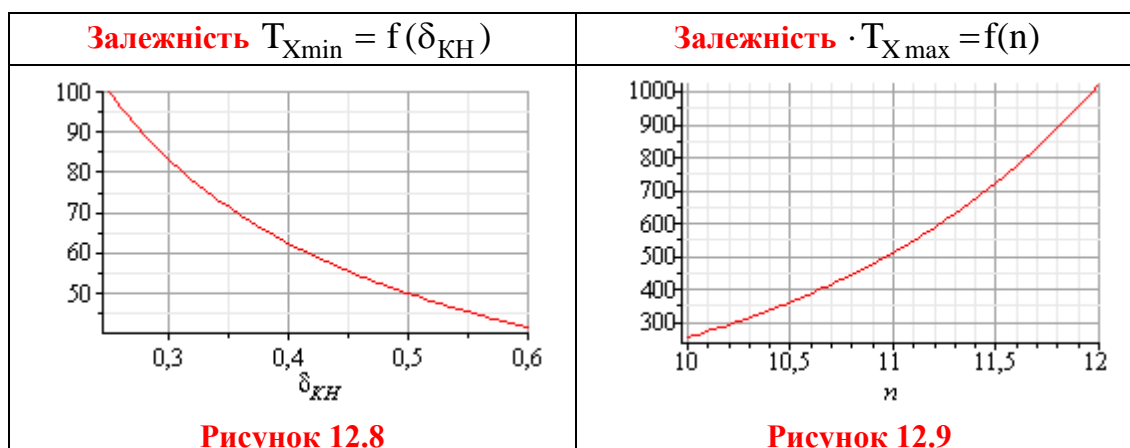
$$T_{Xmin} = \frac{100\%}{S \cdot \delta_{KH}}. \quad (12.9)$$

Як і у попередніх, раніше розглянутих вимірювальних каналах, верхня межа вимірювання температури обмежена максимальною $N_{max}=2^n$ ємністю двійкового лічильника

$$N_{max} = 2^n = S \cdot T_{Xmax}. \quad (12.10)$$

З (12.10) отримаємо залежність (рис. 12.9) верхньої межі вимірювання температури від розрядності n двійкового лічильника СТ2

$$T_{Xmax} = \frac{2^n}{S}. \quad (12.10)$$



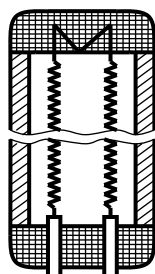
12.2 Вимірювальний канал температури з термометром опору

Розглянемо вимірювальний канал температури з параметричним вимірювальним перетворювачем – термометром опору.

Принцип дії термометрів опору оснований на властивості речовини змінювати свій опір при зміні температури.

Для вимірювання температури термометр опору розміщують в середовищі, температуру якого необхідно виміряти.

Термометри опору (ТО) виготовляють у вигляді обмотки з тонкої проволочки на спеціальному каркасі із ізоляційного матеріалу. Цю обмотку прийнято називати чутливим елементом. Для захисту чутливого елемента від механічних пошкоджень чутливий елемент розміщують в спеціальній гільзі (рис. 12.10).



Для вимірювання температур в широкому діапазоні застосовують платинові термометри опору. Вони є найбільш високоточними вимірювальними перетворювачами температури.

Рисунок 12.10

В діапазоні температур від 0 °С до 600 °С інтерполяційне рівняння перетворення платинового термометра опору має вигляд

$$R_T = R_0 \cdot (1 + AT + BT^2),$$

де R_0 – опір чутливого елемента при температурі 0 °С, Ом.

Для інтервалу температур від – 180 °С до 0 °С інтерполяційне рівняння перетворення є таким

$$R_T = R_0 \cdot [1 + AT + BT^2 + CT^3(T - 100)],$$

де А, В, С – постійні коефіцієнти, які визначаються в точках кипіння води, сірки, кисню.

Основними нормованими характеристиками термоперетворювачів опору є:

- R_0 – номінальне значення опору при $0\text{ }^\circ\text{C}$;
- R_{100}/R_0 – номінальне значення відношення опору перетворювача при $100\text{ }^\circ\text{C}$ R_{100} до опору R_0 .

Функція перетворення, або номінальна статична характеристика (рис. 12.11) перетворювача (НСХП) описується ще і таким рівнянням перетворення

$$R_T = R_0(1 + \alpha \cdot T), \quad (12.11)$$

де $\alpha = 4.28 \cdot 10^{-3} \text{ } 1/^\circ\text{C}$ – температурний коефіцієнт опору, $R_0 = 10 \text{ Ом}$ – номінальне значення опору при $0\text{ }^\circ\text{C}$.

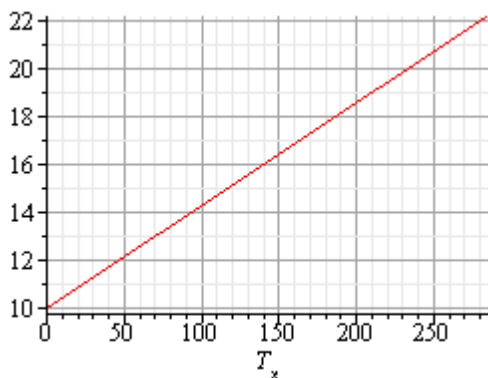


Рисунок 12.11

Термометри опору випускаються двох типів: платинові (ТОП) і мідні (ТОМ), в яких як вимірювальні перетворювачі використовують чутливі елементи відповідно з платини і міді.

Платинові і мідні термоперетворювачі опору випускаються із значеннями опору R_0 , що наведені в табл. 12.2.

Таблиця 12.2– Значення опору R_0 платинових і мідних термометрів опору

	Платинові					Мідні		
НСХП	1П	10П	50П	100П	500П	10М	50М	100М
R_0	1	10	50	100	500	10	50	100

Технічні характеристики термометрів опору наведено в табл. 12.3.

Таблиця 12.3 – Технічні характеристики термометрів опору

Тип ТО	Матеріал чутливого елемента	Номінальне значення опору R_0 , Ом	Номінальне значення відношення опорів	Умовне позначення НСХП	Діапазон температур, $^\circ\text{C}$
Платиновий	Платина	1	1,3910	1П	0...1100
		10		10П	200...+750
		50		50П	250...+1000
		100		100П	260...+1000
		500		500П	260...+400
Мідний	Мідь	10	1,4280	10М	50...+200
		50		50М	50...+200
		100		100М	200...+200

Оскільки вимірювана неелектрична величина температура в такому параметричному сенсорі перетворюється на активний опір, то структурна схема (рис. 12.12)

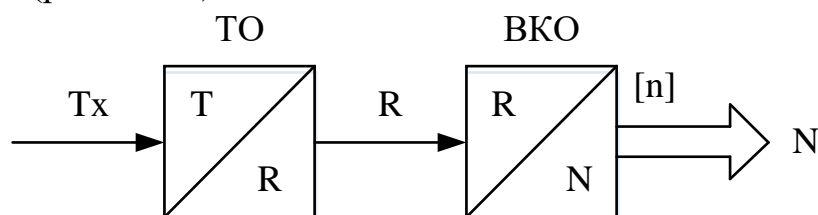


Рисунок 12.12

вимірювального каналу має складатися з сенсора

$$R_T = R_0(1 + \alpha \cdot T_X)$$

і цифрового вимірювача опору

$$N_R = C_0 f_0 R_T.$$

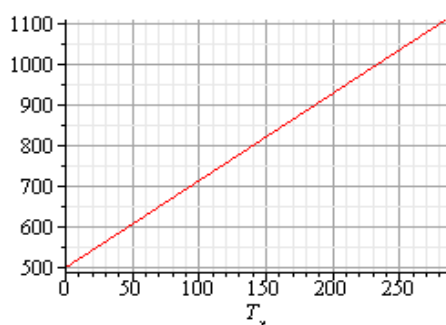


Рисунок 12.13

Тоді рівняння перетворення вимірювального каналу температури матиме вигляд

$$N_T = C_0 f_0 \cdot R_0(1 + \alpha \cdot T_X), \quad (12.12)$$

а його статична характеристика лінійна і наведена на рис. 12.13.

12.2.1 Основні статичні метрологічні характеристики вимірювального каналу

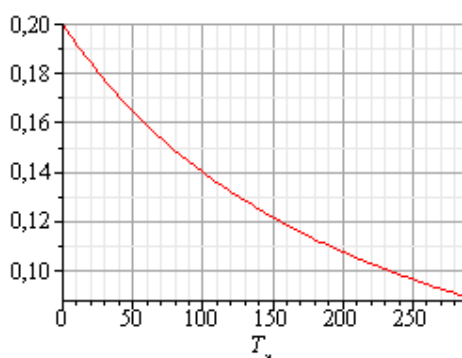


Рисунок 12.14

Рівняння відносної похибки квантування отримаємо з рівняння перетворення (12.12)

$$\delta_K = \frac{1}{N_T} 100\% = \frac{100\%}{C_0 f_0 \cdot R_0(1 + \alpha \cdot T_X)}, \quad (12.13)$$

а закон її зміни в діапазоні вимірюваної температури T_X наведено на рис. 12.14.

Структурна схема вимірювального каналу з термометром опору і цифровим вимірювачем активного опору наведена на рис. 12.15.

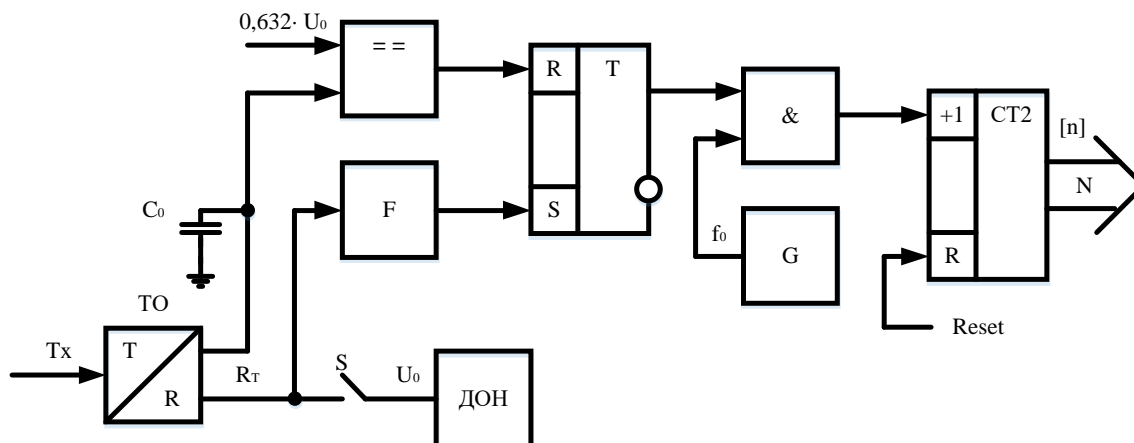


Рисунок 12.15

Отримаємо формулу для оцінювання чутливості вимірювального каналу температури з термометром опору, скориставшись рівнянням перетворення (12.12)

$$S = \frac{d}{dT_X} N_T = C_0 f_0 \cdot R_0 \cdot \alpha = 2.14 \frac{1}{0_C} = \begin{cases} C_0 = 10 \cdot 10^{-6} \Phi; \\ f_0 = 5 \cdot 10^6 \text{ Гц}; \\ R = 10 \text{ Ом}; \\ \alpha = 4.28 \cdot 10^{-3} \frac{1}{0_C}. \end{cases}, \quad (12.14)$$

Верхня межа вимірювання $T_{X_{\max}}$ цього каналу температури обмежена максимальною ємністю двійкового лічильника СТ2

$$N_{\max} = 2^n = C_0 f_0 \cdot R_0 (1 + \alpha \cdot T_{X_{\max}}). \quad (12.15)$$

Звідки

$$T_{X_{\max}} = \frac{2^n - \frac{S}{\alpha}}{\alpha}. \quad (12.16)$$

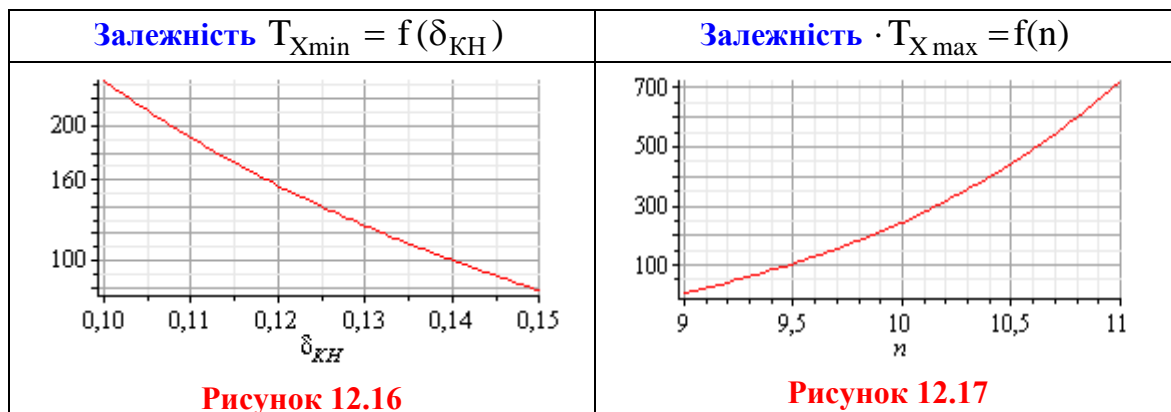
Через те, що нижня межа вимірювання температури обмежена нормованим значенням похибки квантування $\delta_K \leq \delta_{KH}$, рівняння (12.13) подамо так

$$\delta_{KH} = \frac{100\%}{C_0 f_0 \cdot R_0 (1 + \alpha \cdot T_{X_{\min}})}. \quad (12.17)$$

Тоді

$$T_{X_{\min}} = \frac{100\% - \delta_{KH} \frac{S}{\alpha}}{\delta_{KH} S}. \quad (12.18)$$

Графічні залежності нижньої межі вимірювання від нормованого значення похибки квантування і верхньої межі від розрядності двійкового лічильника СТ2 вимірювального каналу температури наведено на рис. 12.16 і рис. 12.17, відповідно.



12.3 Мікропроцесорний засіб вимірювання температури

Сенсори температури з цифровим виходом мають ряд переваг над сенсорами з аналоговим виходом і дозволяють реалізовувати мікропроцесорні термометри з покращеними метрологічними характеристиками.

Наприклад, TMP03/TMP04 – сенсори температури з цифровим виходом, структурна схема яких наведена на рис. 12.18.

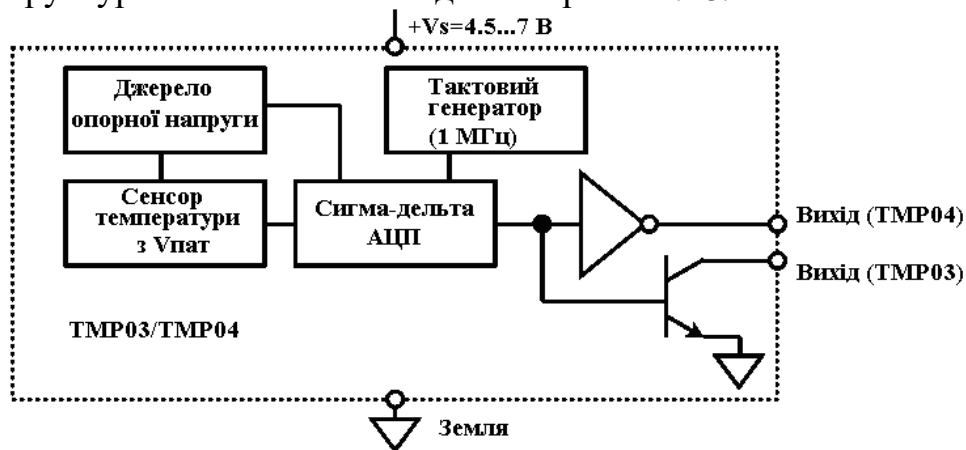


Рисунок 12.18

До його складу входить джерело опорної напруги, генератор тактової частоти (1 МГц), сигма-дельта АЦП. Вихідний сигнал сенсора температури квантується у 12-розрядному аналого-цифровому перетворювачі, який на своєму виході формує послідовний двійковий код у вигляді частотно-модульованого сигналу (рис. 12.19).



Рисунок 12.19

Цей вихідний сигнал досить просто декодується мікропроцесором в значення температури. Суттєвим тут є те, що такий метод виключає похибки, притаманні іншим методам модуляції, оскільки в ньому значення температури не залежать від абсолютного значення частоти.

Номінальна вихідна частота становить 35 Гц для температури +25 °С і засіб вимірювання працює з фіксованою тривалістю імпульсу T1, що становить 10 мс.

Вихідний сигнал TMP03/TMP04 являє собою послідовність імпульсів, тривалість яких пов'язана з вимірюваною температурою такими аналітичними залежностями:

$$T [^{\circ}\text{C}] = 235 - \left(\frac{400 \cdot T_1}{T_2} \right), \quad T [^{\circ}\text{C}] = 455 - \left(\frac{720 \cdot T_1}{T_2} \right).$$

Практично всі мікропроцесори (мікроконтролери) мають у своєму складі таймери, за допомогою яких легко отримують остаточні рівняння перетворення. Схему типового інтерфейсу до мікроконтролера 80C51 показано на рис. 12.20.

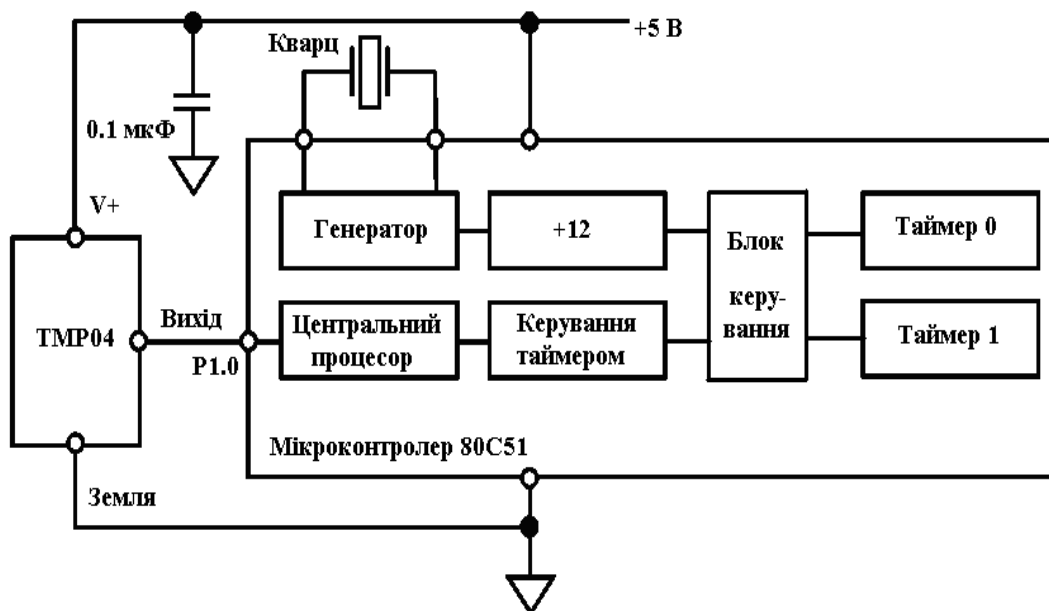


Рисунок 12.20

Два таймери (Таймер 0 і Таймер 1) 16-розрядні. Тактова частота f_t мікроконтролера, поділена на 12,

$$f_0 = \frac{f_T}{12}$$

є частотою квантування тривалості імпульсів T1 і T2.

Алгоритм роботи такого мікропроцесорного засобу вимірювання температури досить простий.

Мікроконтролер з надходженням в порт P1.0 за переднім фронтом сигналу з виходу сенсора температури запускає Таймер T0, в якому відбувається квантування тривалості імпульсу T1 частотою f₀. За заднім фронтом цього ж сигналу мікроконтролер зупиняє таймер T0 і запускає таймер T1. За наступним переднім фронтом вихідного сигналу сенсора температури і таймер T1 зупиняється і кількість імпульсів зразкової частоти f₀, які надійшли на двійкові лічильники таймерів T0 і T1 переписуються в порти таймерів T0 і T1, відповідно. Після цього лічильники таймерів обнуляють для наступного циклу вимірювання.

Далі, для розрахунку температури, підпрограми використовують наведені нижче рівняння. Після квантуванні тривалості імпульсів T1 і T2 імпульсами зразкової частоти f₀ в лічильниках таймерів сформується відповідно двійкові коди

$$N1 = \frac{T1}{T0} = T1 \cdot f_0 \quad \text{і} \quad N2 = \frac{T2}{T0} = T2 \cdot f_0.$$

Тоді тривалості імпульсів T1 і T2 будуть визначатися

$$T1 = \frac{N1}{f_0} \quad \text{і} \quad T2 = \frac{N2}{f_0}.$$

Підставимо значення тривалості імпульсів T1 і T2 у вихідне рівняння перетворення сенсорів температури TMP03/TMP04 і відповідно отримаємо значення температури, які відповідають значенням двійкових кодів у таймерах

$$T [^{\circ}C] = 235 - \left(\frac{400 \cdot T1}{T2} \right) = 235 - \left(\frac{400 \cdot N1}{N2} \right),$$

$$T [^{\circ}C] = 455 - \left(\frac{720 \cdot T1}{T2} \right) = 455 - \left(\frac{720 \cdot N1}{N2} \right).$$

Контрольні питання

1. Дайте поняття фізичної величини температури.
2. Проаналізуйте відомі Вам температурні шкали.
3. Дайте поняття одиниці вимірювання температури – градус.
4. За яким співвідношенням здійснюють перерахунок температури з однієї шкали в іншу?
5. Які Ви знаєте опорні (реперні) точки шкали ITS-90?
6. Виділіть дві основні особливості вимірювання температури.
7. ВК температури з термопарою послідовного наближення проведено вимірювання $T_x=20.48$ °С. При цьому коефіцієнт градувальної характеристики термопар $a=0.5$, розрядність двійкового лічильника $n=12$, а опорна напруга ЦАП $U_0=10.24$ В. Наведіть структурну схему вимірювального каналу температури, виведіть рівняння його перетворення. Визначити відносну похибку квантування.
8. ВК температури з термопарою слідувального зрівноваження проведено вимірювання $T_x=36.6$ °С. При цьому коефіцієнт градувальної характеристики термопар $a=0.5$, розрядність двійкового лічильника $n=10$, а опорна напруга ЦАП $U_0=5.12$ В. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи вимірювального каналу температури, виведіть рівняння його перетворення. Оцінити відносну похибку квантування.
9. ВК температури з термопарою час-імпульсного перетворення проведено вимірювання $T_x=18$ °С. При цьому коефіцієнт градувальної характеристики термопар $a=0.25$, коефіцієнт нахилу лінійно-змінної напруги $k=0.1$, а опорна $f_0=10$ кГц. Наведіть структурну схему вимірювального каналу температури, виведіть рівняння його перетворення. Оцінити відносну похибку квантування.
10. ВК температури з термометром опору отримано значення температури. При цьому розрядність двійкового лічильника $n=14$, $R_0=100$ Ом, $C_0=10^{-6}$ Ф, $f_0=400$ кГц. Наведіть структурну схему вимірювального каналу температури, виведіть рівняння його перетворення і похибки квантування. Визначіть нижню і верхню межі вимірювання температури, для яких $\delta_{кН} \leq 1.0\%$.
11. Поясніть структурну схему сенсора температури з цифровим виходом.
12. Наведіть рівняння перетворення сенсорів типу ТМР. Перетворювачем якої фізичної величини на яку є цей сенсор?
13. За структурною схемою поясніть принцип дії мікропроцесорного термометра.
14. Наведіть принцип дії засобу вимірювання цього типу.
15. Прокоментуйте остаточні рівняння перетворення мікропроцесорного термометра.

Лекція 13 ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ

Положення твердого тіла, що обертається навколо нерухомої осі, визначається кутом повороту φ , тобто двограним кутом між двома площинами, що проходять через вісь обертання, з яких одна нерухома, а інша жорстко закріплена з твердим тілом і обертається разом з ним.

Під час обертання кут повороту φ є функцією часу

$$\varphi = f(t).$$

Це рівняння називають рівнянням обертання.

Кутова швидкість дорівнює похідній кута повороту за часом:

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} \approx \frac{\Delta\varphi}{\Delta t}.$$

За основну одиницю кутової швидкості взято рад/с.

Кутове прискорення – фізична величина, що відображає зміну кутової швидкості в часі

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{d^2\varphi}{dt^2} = \varepsilon.$$

Одиниця вимірювання кутового прискорення – рад/с².

Частота обертання визначається числом повних обертів, які здійснює точка при русі по колу, за одиницю часу:

$$n = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi}.$$

Розглянемо принципи побудови цифрових тахометрів на основі генераторних фотоелектричних сенсорів, в яких кутова швидкість перетворюється на частоту імпульсів на їхньому виході.

Оскільки нам відомі дві схеми частотомірів – середніх і миттєвих значень, то мають місце також дві схеми цифрових тахометрів (рис. 13.1) – середніх чи миттєвих значень.

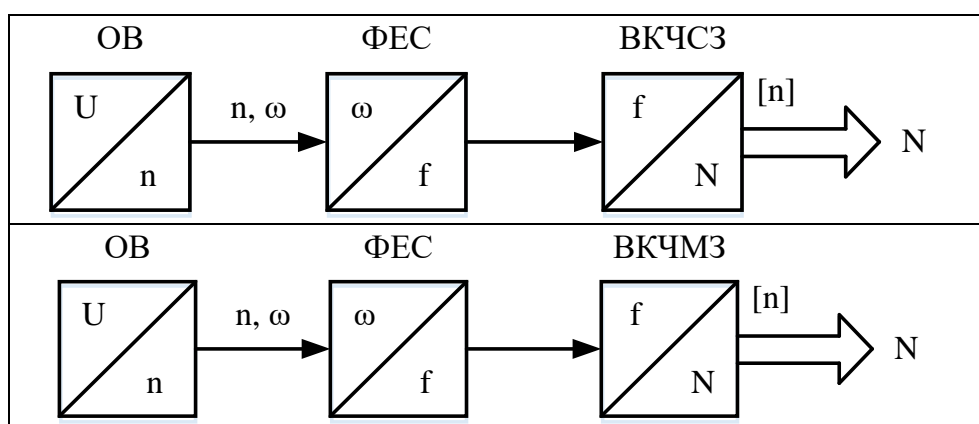


Рисунок 13.1

В кожній із структурних схем сенсором кутової швидкості є фотоелектричний вимірювальний перетворювач.

13.1 Фотоелектричний сенсор кутової швидкості

В основу побудови генераторних фотоелектричних перетворювачів покладено явище зовнішнього фотоелектричного ефекту. До них належать фотодіоди і фототранзистори.

Суть зовнішнього фотоелектричного ефекту полягає в емісії (випусканні) електронів на поверхні фотокатода у вакуум під дією світлового потоку.

Кванти світла, що досягають фоточутливої поверхні катода, викликають емісію фотоелектронів, які під дією зовнішнього електричного поля створюють фотострум.

Рівняння перетворення фотодіода має такий вигляд

$$E = \frac{kT}{e} \ln \left(S_I \frac{\Phi}{I_s} - 1 \right),$$

де E – фото-ЕРС; k – стала Больцмана; T – абсолютна температура; e – заряд електрона; S_I – чутливість; I_s – тепловий струм.

Фотоелектричні перетворювачі використовуються для вимірювання як світлових, так і несвітлових неелектричних величин. Прикладами використання фотоелектричних перетворювачів є швидкість обертання, кут повороту, кутова швидкість, обертальний момент та ін.

Розглянемо застосування фотоелектричних перетворювачів в сенсорах швидкості.

Принцип дії фотоелектричного сенсора швидкості ґрунтується на модуляції освітлення робочої поверхні фотоелектричного елемента числом обертів (частотою обертання n).

Із великої кількості фотоелектричних перетворювачів найбільш поширені сенсори з перериванням світлового потоку (рис. 13.2). Світловий потік спрямовується оптичною системою на обертаний диск і після переривання потрапляє на фотоелемент, який реєструє імпульс фотоструму. У разі переривання світлового потоку на об'єкт вимірювання (вал, який обертається) необхідно насадити диск з отворами або прорізами, а на випадок відбиття – нанести на об'єкт глянцевої або матової поверхні.

Частота пульсацій f фотоструму з частотою обертання об'єкта вимірювання пов'язана такою залежністю:

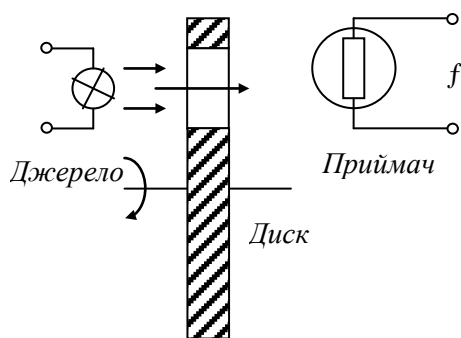


Рисунок 13.2

$$f = \frac{n z}{60} \left[\frac{\text{об}}{\text{хв}} \right] = \frac{\omega z}{2\pi} \left[\frac{\text{рад}}{\text{с}} \right],$$

де z – кількість прорізів або отворів у диску.

Фотоелектричні перетворювачі використовуються для вимірювання частоти обертання та інших фізичних величин, функціонально пов'язаних з нею. Їхні переваги: широкий діапазон вимірювання (від 10^{-3} до 10^6 об/хв), простота конструкції, мале навантаження на об'єкт вимірювання, висока завадостійкість, практично необмежений строк служби.

Недоліки: похибка, зумовлена нерівномірним нанесенням отворів (прорізів, поділок, позначок); похибка від ексцентриситету між центром диска і віссю вала, на якому він встановлений.

13.2 Вимірювальний канал кутової швидкості середніх значень

Структурна схема вимірювального каналу кутової швидкості, наведена рис. 13.3, складається із фотоелектричного сенсора

$$f_n = \frac{n z}{60}; \quad f_\omega = \frac{\omega z}{2\pi}$$

і частотоміра середніх значень

$$N_n = \frac{k f_n}{f_0}; \quad N_\omega = \frac{k f_\omega}{f_0}.$$

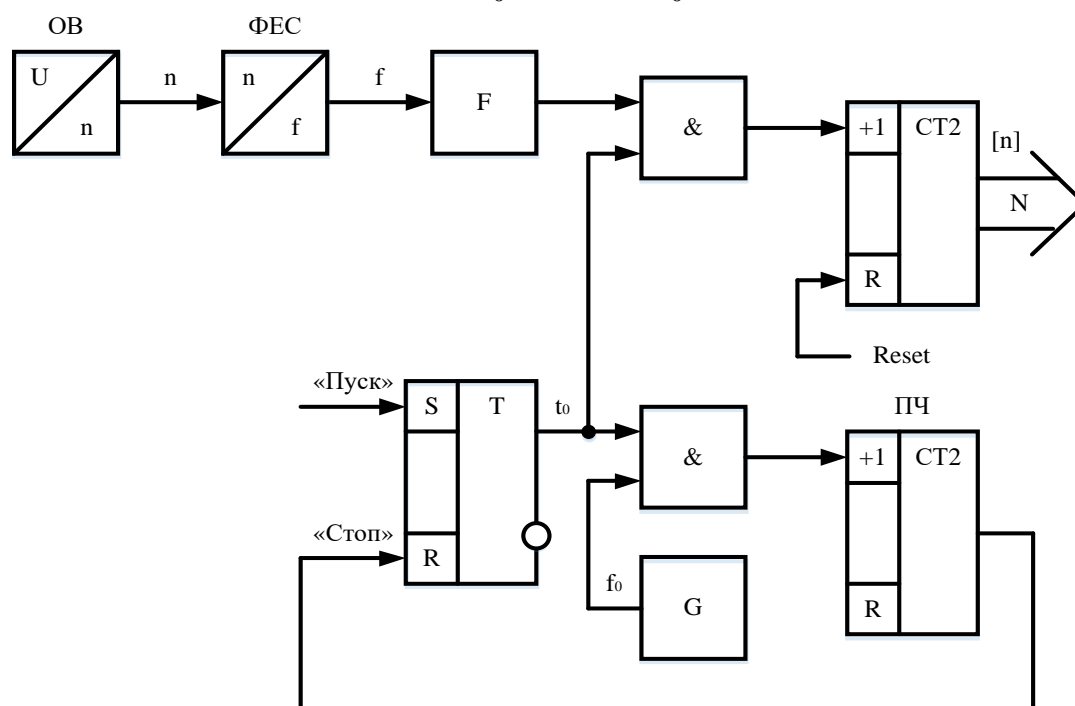


Рисунок 13.3

Виходячи з останніх двох співвідношень, рівняння перетворення вимірювального каналу частоти обертання набуде вигляду

$$N_n = \frac{k z}{60f_0} n, \quad (13.1)$$

а для кутової швидкості буде таким:

$$N_\omega = \frac{k z}{2\pi f_0} \omega. \quad (13.2)$$

Статичні характеристики для частоти обертання n і для кутової швидкості наведені на рис. 13.4.

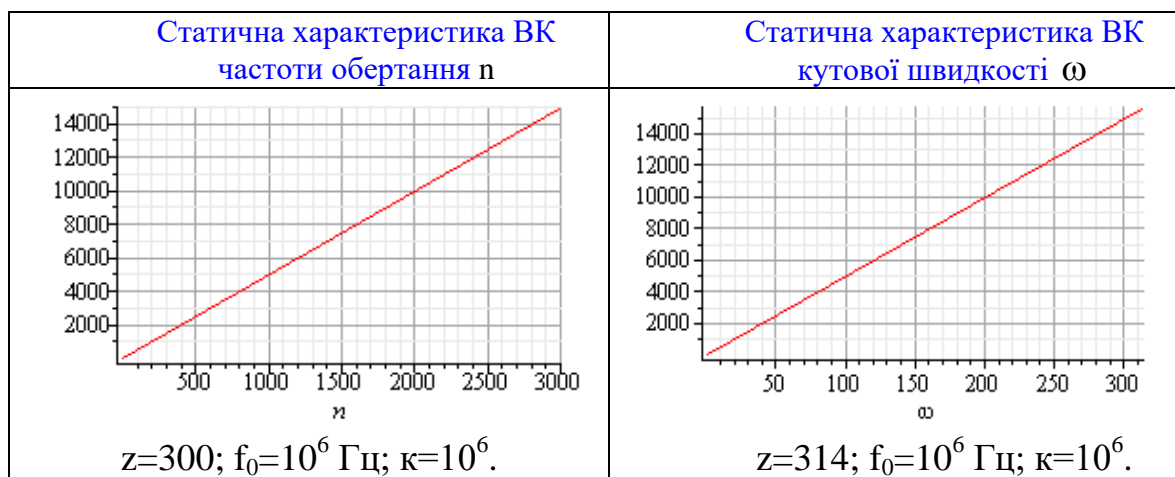


Рисунок 13.4

13.2.1 Статичні метрологічні характеристики вимірювального каналу

Із рівнянь перетворення (13.1) і (13.2) отримаємо рівняння чутливості. Для вимірювального каналу частоти обертання

$$S_n = \frac{d}{dn} N_n = \frac{k z}{60f_0} = 5 \frac{1}{\text{об}/\text{хв}} \left| \begin{array}{l} k = 10^6; \\ z = 300; \\ f_0 = 10^6 \text{ Гц.} \end{array} \right.$$

і для вимірювального каналу кутової швидкості

$$S_\omega = \frac{d}{d\omega} N_\omega = \frac{k z}{2\pi \cdot f_0} = 50 \frac{1}{\text{рад}/\text{с}} \left| \begin{array}{l} k = 10^6; \\ z = 314; \\ f_0 = 10^6 \text{ Гц.} \end{array} \right.$$

З урахуванням чутливості рівняння перетворення (13.1) і (13.2) вимірювальних каналів запишуться так:

$$N_n = S_n n; \quad N_\omega = S_\omega \omega.$$

Тоді рівняння для оцінювання відносної похибки квантування матимуть вигляд

$$\delta_K = \frac{1}{N_n} 100\% = \frac{100\%}{S_n n}; \quad \delta_K = \frac{1}{N_\omega} 100\% = \frac{100\%}{S_\omega \omega}, \quad (13.3)$$

а їхнє графічне подання наведено на рис. 13.5.

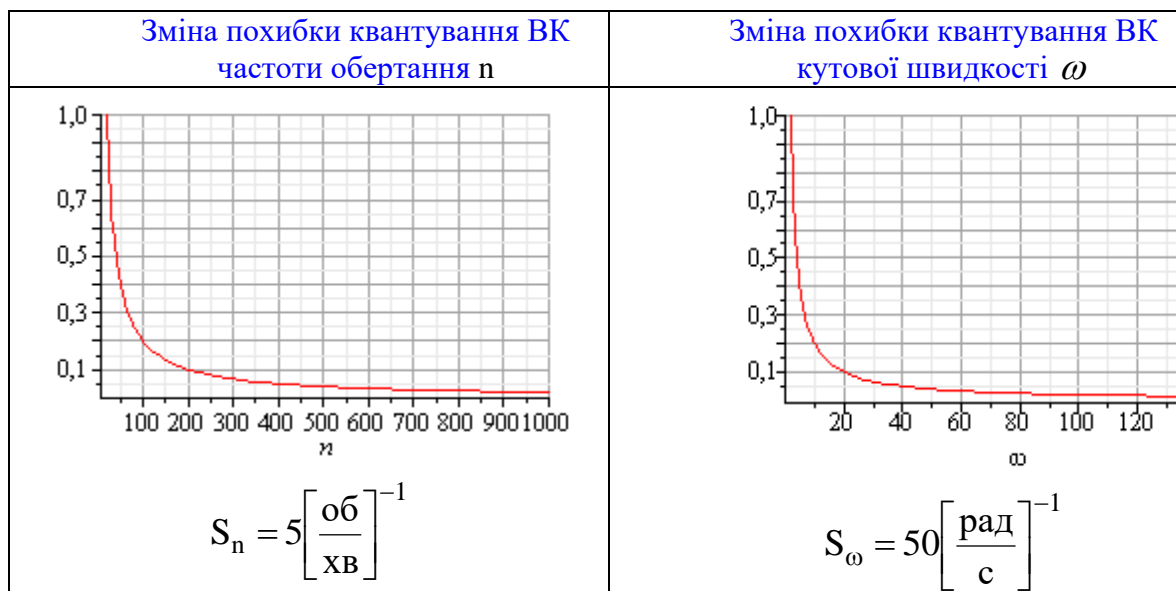


Рисунок 13.5

У вимірювальних каналах, що розглядаються, нижня межа вимірювання обмежена нормованим значенням похибки квантування

$$\delta_{KH} = \frac{100\%}{S_n n_{\min}}; \quad \delta_{KH} = \frac{100\%}{S_\omega \omega_{\min}}.$$

З двох останніх співвідношень отримаємо формули для оцінювання нижньої межі вимірювання

$$n_{\min} = \frac{100\%}{S_n \delta_{KH}}; \quad \omega_{\min} = \frac{100\%}{S_\omega \delta_{KH}}. \quad (13.4)$$

Графічні залежності $n_{\min} = f(\delta_{KH})$ і $\omega_{\min} = f(\delta_{KH})$ наведено на рис. 13.6.

Верхня межа вимірювання обмежена максимальною ємністю двійкового лічильника СТ2

$$N_{n_{\max}} = 2^n = S_n n_{\max}; \quad N_{\omega_{\max}} = 2^n = S_\omega \omega_{\max},$$

а її залежність від розрядності n двійкового лічильника оцінюють

$$n_{\max} = \frac{2^n}{S_n}; \quad \omega_{\max} = \frac{2^n}{S_\omega}. \quad (13.5)$$

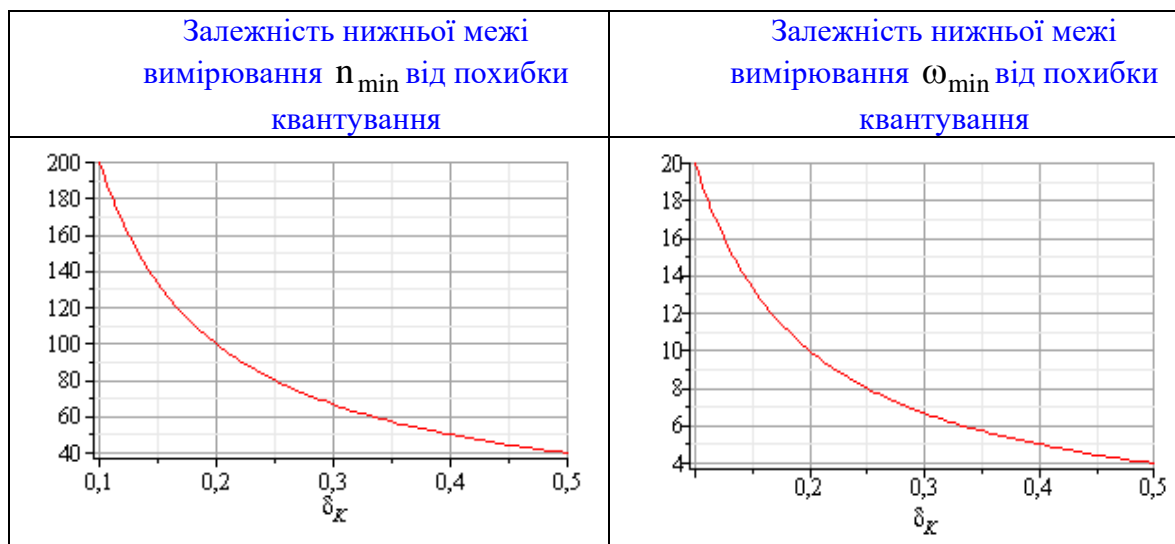


Рисунок 13.6

Графічні залежності $n_{\max} = f(n)$ і $\omega_{\max} = f(n)$ наведені на рис. 13.7.

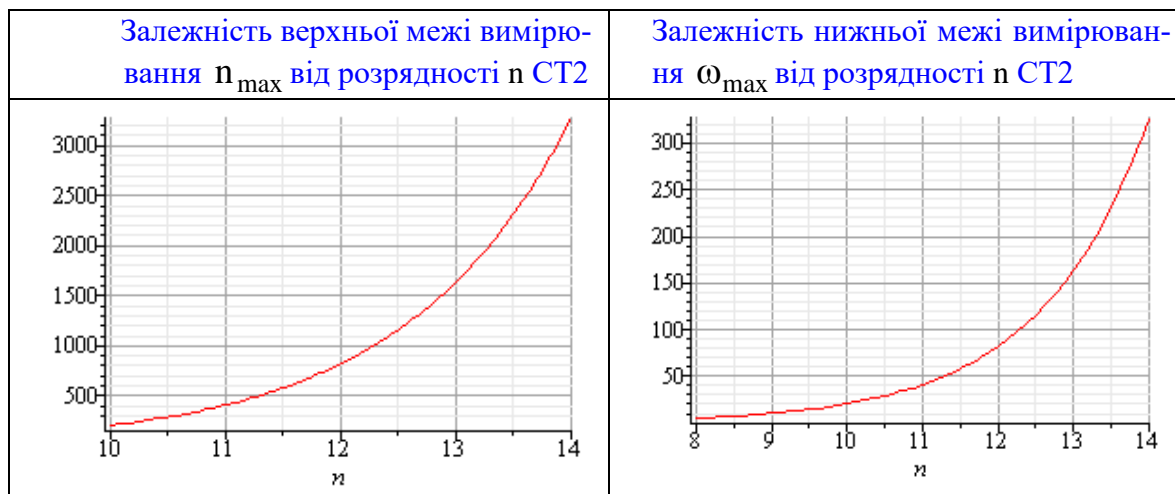


Рисунок 13.7

13.3 Вимірювальний канал кутової швидкості миттєвих значень

З'єднавши частотний вихід фотоелектричного сенсора з входом формувача вимірювального каналу частоти миттєвих значень, отримаємо цифровий тахометр миттєвих значень (рис. 13.8).

Підставивши рівняння перетворення для фотоелектричного сенсора

$$f_n = \frac{nZ}{60}; \quad f_\omega = \frac{\omega Z}{2\pi}$$

в рівняння перетворення вимірювального каналу частоти миттєвих значень, отримаємо функції перетворення тахометра миттєвих значень

$$N_n = \frac{60 \cdot f_0}{n z}; \quad N_\omega = \frac{2\pi \cdot f_0}{\omega z} \quad (13.6)$$

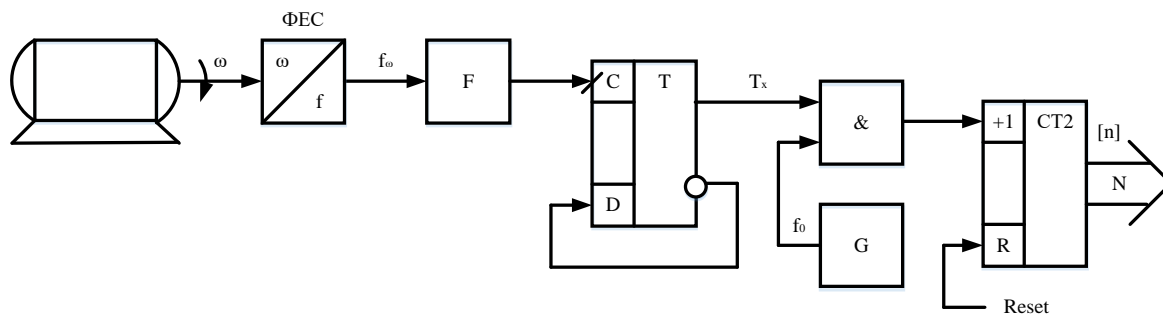


Рисунок 13.8

Статичні характеристики для частоти обертання n і для кутової швидкості наведені на рис. 13.9.

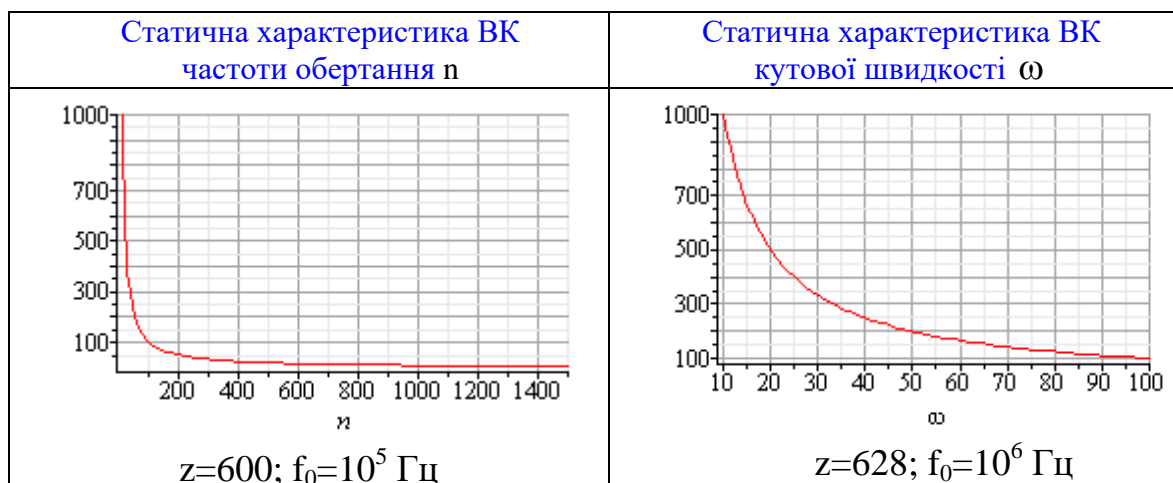


Рисунок 13.9

13.3.1 Статичні метрологічні характеристики вимірювального каналу

Із рівнянь перетворення (13.6) отримаємо рівняння чутливості. Для вимірювального каналу частоти обертання

$$S_n = \frac{d}{dn} N_n = \frac{60f_0}{z n^2} = \frac{10^4}{n^2} \left[\frac{\text{об}}{\text{хв}} \right]^{-1} \left| \begin{array}{l} z = 600; \\ f_0 = 10^5 \text{ Гц.} \end{array} \right.$$

і для вимірювального каналу кутової швидкості

$$S_\omega = \frac{d}{d\omega} N_\omega = \frac{2\pi \cdot f_0}{z \cdot \omega^2} = \frac{10^3}{\omega^2} \text{ рад}^{-1} \left| \begin{array}{l} z = 628; \\ f_0 = 10^5 \text{ Гц.} \end{array} \right.$$

Закони зміни чутливості в діапазонах зміни вимірюваної величини (n і ω) наведено на рис. 13.10.

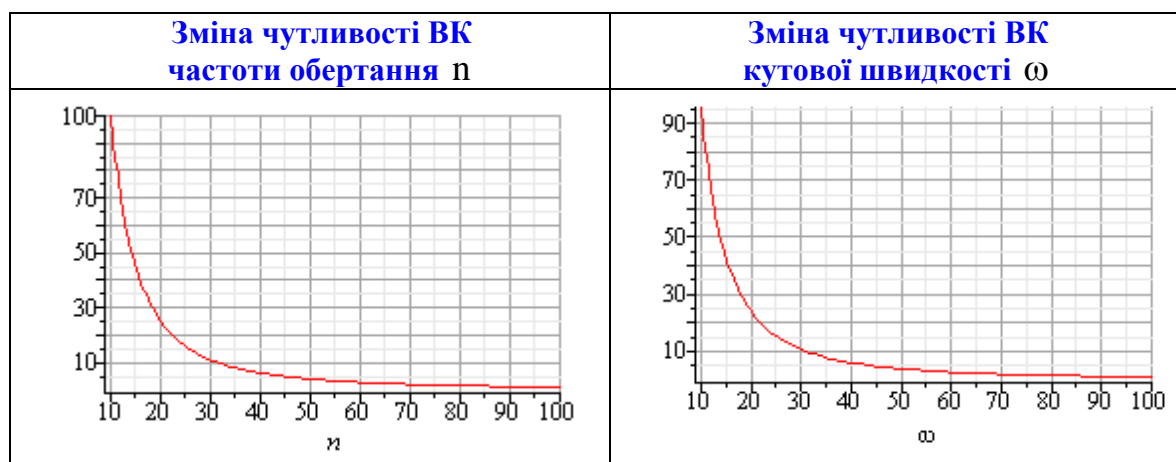


Рисунок 13.10

Використавши (13.6), рівняння для оцінювання відносної похибки квантування матимуть вигляд:

$$\delta_K = \frac{1}{N_n} 100\% = \frac{n \cdot z \cdot 100\%}{60f_0}; \quad \delta_K = \frac{1}{N_\omega} 100\% = \frac{\omega \cdot z \cdot 100\%}{2\pi f_0}, \quad (13.7)$$

а їхнє графічне подання наведено на рис. 13.11.

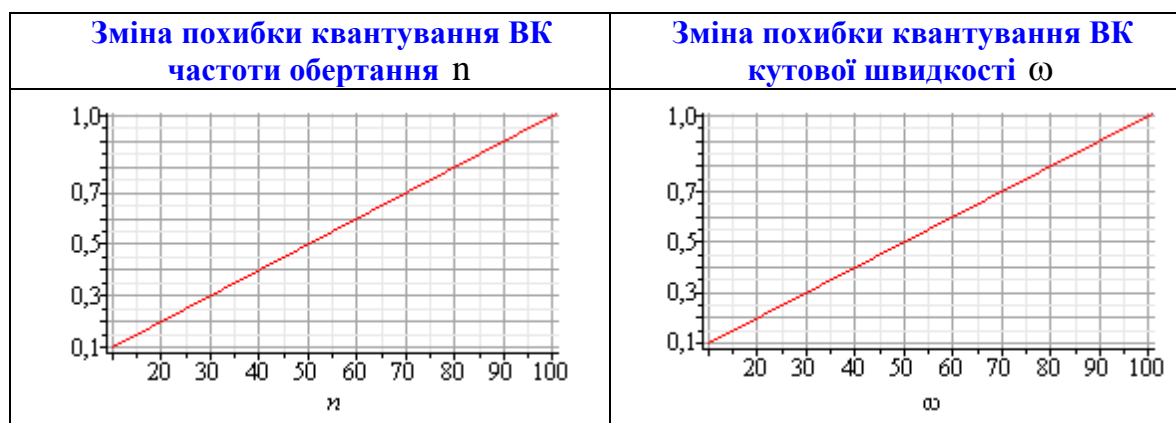


Рисунок 13.11

У вимірювальному каналі кутової швидкості верхня межа вимірювання обмежена нормованим значенням похибки квантування

$$\delta_{KH} = \frac{n_{\max} \cdot z \cdot 100\%}{60f_0}; \quad \delta_{KH} = \frac{\omega_{\max} \cdot z \cdot 100\%}{2\pi f_0}.$$

Залежності верхньої межі вимірювання (n_{\max} і ω_{\max}) від нормованого значення похибки квантування $\delta_{\text{КН}}$ наведені на рис. 13.12.

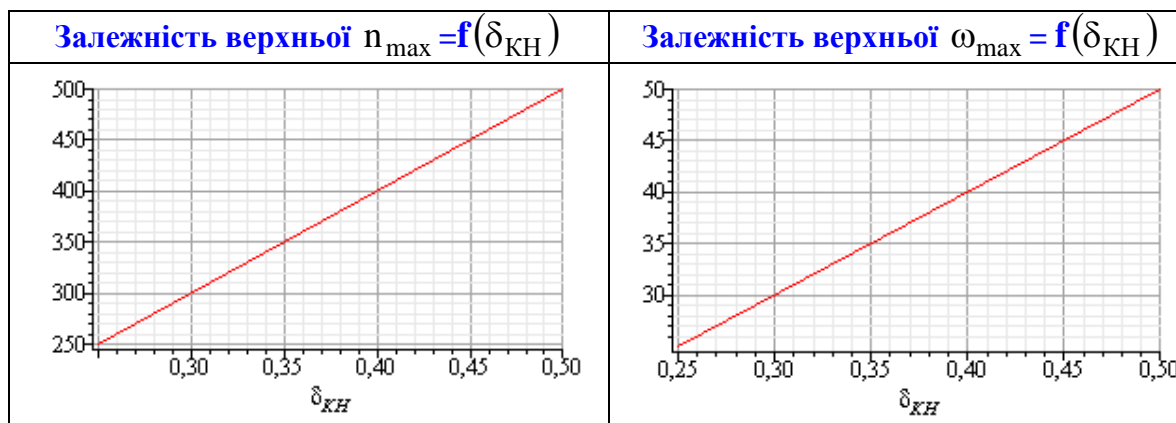


Рисунок 13.12

А нижня межа вимірювання обмежена максимальною ємністю двійкового лічильника СТ2 $N_{\max} = 2^n$.

Перепишемо рівняння перетворення (13.6) і подамо у такому вигляді

$$N_{n_{\max}} = 2^n = \frac{60 \cdot f_0}{n_{\min} Z}; \quad N_{\omega_{\max}} = 2^n = \frac{2\pi \cdot f_0}{\omega_{\min} Z}. \quad (13.8)$$

З (13.8) отримаємо залежності для оцінювання нижньої межі вимірювання тахометра миттєвих значень

$$n_{\min} = \frac{60 \cdot f_0}{2^n Z}; \quad \omega_{\min} = \frac{2\pi \cdot f_0}{2^n Z}. \quad (13.9)$$

Залежності нижньої межі вимірювання (n_{\min} і ω_{\min}) від нормованого значення похибки квантування $\delta_{\text{КН}}$ наведені на рис. 13.13.

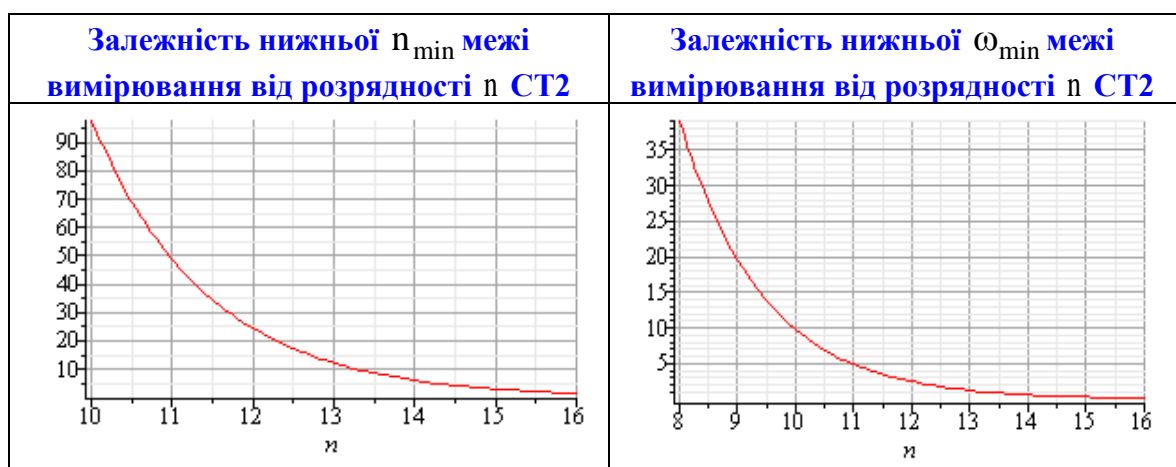


Рисунок 13.13

13.4 Мікропроцесорний вимірювач кутової швидкості

Розглянемо основні принципи побудови мікропроцесорного засобу вимірювання кутової швидкості електричних машин із використанням фотоелектричного сенсора кутової швидкості. Його структурна схема подана на рис. 13.14.

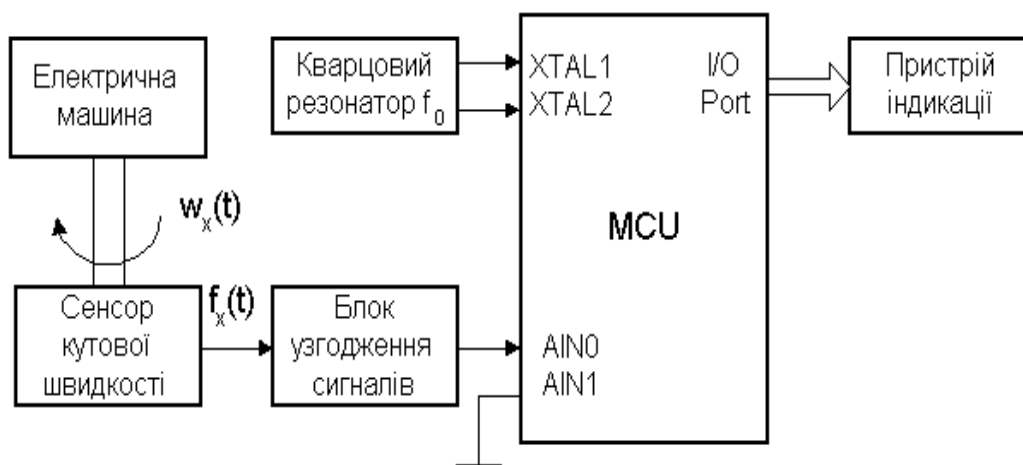


Рисунок 13.14

Сенсор кутової швидкості перетворює змінну кутову швидкість $\omega_x(t)$ на частоту слідування електричних імпульсів $f_x(t)$.

Визначимо нижню межу вимірювання цифрового тахометра миттєвих значень (періодоміра), рівняння перетворення якого має вигляд:

$$N_{\omega}(t) = \frac{2\pi \cdot f_0}{\omega_x(t) \cdot z}, \quad (13.10)$$

де z – кількість міток в фотоелектричному сенсорі кутової швидкості.

Похибка квантування

$$\delta_{\omega}(t) = \frac{\omega_x(t) \cdot z}{2\pi \cdot f_0} \cdot 100\%, \quad (13.11)$$

де f_0 – частота імпульсів квантування; z – роздільна здатність сенсора кутової швидкості.

Максимальна ємність бінарного лічильника мікроконтролера

$$N_{\max} = 2^{n+1} - 1, \quad (13.12)$$

де n – розрядність лічильника.

Враховуючи (13.12), рівняння (13.10) запишемо так

$$2^{n+1} - 1 = \frac{2\pi \cdot f_0}{z \cdot \omega_{x \min}}. \quad (13.13)$$

Тоді з рівняння (13.13) визначимо нижню межу вимірювання

$$\omega_{x \min} = \frac{2\pi \cdot f_0}{z \cdot (2^{n+1} - 1)}. \quad (13.14)$$

Верхня межа вимірювання $\omega_{x \max}$ для тахометра миттєвих значень визначається із рівняння похибки квантування (13.11) визначається так:

$$\omega_{x \max} = \frac{2\pi \cdot \delta_{\omega n} \cdot f_0}{z \cdot 100\%}, \quad (13.15)$$

де $\delta_{\omega n}$ – нормоване значення похибки квантування.

Задаючись значенням похибки квантування $\delta_{\omega n} = 1\%$, отримаємо

$$\omega_{x \max} = 314 \frac{\text{рад}}{\text{с}} \left| \begin{array}{l} f_0 = 5 \text{ МГц} \\ z = 1000 \end{array} \right|.$$

Для вимірювання кутової швидкості як в перехідних режимах роботи електричної машини, так і в статичному режимі можна використовувати частотомір миттєвих значень.

Рівняння перетворення мікропроцесорного вимірювача кутової швидкості має вигляд:

$$\omega_x = \frac{2\pi \cdot f_0}{N_x \cdot z \cdot K}, \quad (13.16)$$

де K – коефіцієнт подільника частоти таймера, значення якого змінюється від 1 до максимуму.

Закон зміни K визначається двома параметрами:

- законом зміни $\omega_x(t)$;
- нормованим значенням похибки квантування $\delta_{\omega} \leq \delta_{\omega n}$.

Закон змін K забезпечує виконання умови $\delta_{\omega} \leq \delta_{\omega n}$ в діапазоні вимірювання кутової швидкості від $\omega_{x \min}$ до $\omega_{x \max}$.

Контрольні питання та завдання

1. Наведіть рівняння обертання, кутової швидкості, кутового прискорення та одиниці вимірювання цих фізичних величин.
2. Виведіть рівняння перетворення та чутливості для ВК кутової швидкості середніх значень.
3. Отримайте рівняння для верхньої та нижньої меж вимірювання для ВК кутової швидкості середніх значень.
4. Як оцінюють похибку квантування для ВК кутової швидкості середніх значень? Які Ви знаєте шляхи її зменшення?
5. Вимірювальним каналом кутової швидкості миттєвих значень здійснено вимірювання інформативного параметра. При цьому $z=3140$, $n=11$, $f_0=10^5$ Гц, $\delta_{\text{кН}} \leq 0.5\%$. Наведіть структурну схему ВК, виведіть рівняння перетворення і похибки квантування. Знайдіть нижню і верхню межі вимірювання кутової швидкості в рад/с.
6. Вимірювальним каналом кутової швидкості середніх значень з фотоелектричним сенсором ($z=600$) здійснено вимірювання кутової швидкості n_x . Частота квантування $f_0=1$ МГц, а коефіцієнт переліку подільника частоти $k=10^6$. Визначити нижню межу вимірювання $n_{x \text{ min}}$, для якої похибка квантування не перевищує 0.1%. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи ВК, опишіть принцип його дії.
7. Вимірювальним каналом кутової швидкості миттєвих значень з фотоелектричним сенсором ($z=1000$) здійснено вимірювання кутової швидкості n_x . Частота квантування $f_0=102400$ Гц. Визначіть нижню межу вимірювання $n_{x \text{ min}}$, якщо в структурній схемі тахометра застосовано двійковий лічильник розрядністю $n=12$. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи ВК, опишіть принцип його дії.
8. Вимірювальним каналом кутової швидкості миттєвих значень з фотоелектричним сенсором ($z=6000$) здійснено вимірювання кутової швидкості n_x . При частоті квантування $f_0=10$ МГц у двійковому лічильнику зафіксовано $N=1000$ імпульсів. Визначіть вимірювання значення n_x . Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи ВК, опишіть принцип його дії.
9. Вимірювальним каналом кутової швидкості середніх значень з фотоелектричним сенсором ($z=1000$) здійснено вимірювання кутової швидкості n_x . Частота квантування $f_0=1$ МГц, а коефіцієнт переліку подільника частоти $k=10^6$. Визначіть верхню межу вимірювання $n_{x \text{ max}}$, для якої максимальна ємність лічильника $N_{\text{max}}=131072$. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи ВК, опишіть принцип його дії.
10. Виведіть рівняння перетворення та похибки квантування для мікропроцесорного тахометра.
11. Поясніть алгоритм роботи мікропроцесорного тахометра.
12. Мікропроцесорним тахометром миттєвих значень з фотоелектричним сенсором ($z=600$) здійснено вимірювання кутової швидкості n_x . Частота квантування $f_0=102400$ Гц. Визначіть нижню межу вимірювання $n_{x \text{ min}}$, якщо в структурній схемі тахометра застосовано двійковий лічильник розрядністю $n=10$. Наведіть структурну схему та часові діаграми роботи вимірювального каналу, опишіть принцип його дії.

Лекція 14 ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ КУТОВОГО ПОЛОЖЕННЯ

Найбільш актуальним в електромеханіці є вимірювання кутових положень крокових двигунів, які широко використовуються в різних галузях науки, техніки, космічних досліджень, у приладобудуванні, літакобудуванні, машинобудуванні та ін.

Кроковий двигун (КД) – це пристрій, що перетворює електричні імпульси на дискретні обертальні механічні кутові переміщення ротора.

Основним елементом, метрологічні характеристики якого визначають точність та швидкодню засобів вимірювання кутових положень, є сенсори кута повороту. Порівняльна характеристика сенсорів кута повороту наведена в табл. 14.1.

Таблиця 14.1 - Сенсори кута повороту

Найменування	Переваги	Недоліки
Кругові потенціометри	Низька вартість	Низька точність Низька швидкість обертання Брязкіт контактів
Багатополюсні сельсини	Низька вартість	Нелінійна статична характеристика Великий момент інерції
Обертові трансформатори	Низька вартість Простота конструкції	Великий момент інерції
Багаторозрядні механічні цифрові перетворювачі	Висока точність і швидкодню Невеликі масогабаритні показники Висока завадостійкість	Брязкіт контактів Висока вартість
Оптико-електронні	Відсутність похибки взаємодії	Висока вартість
Фотоелектричні	Висока точність і швидкодню Малоінерційність Невеликі масогабаритні показники Висока завадостійкість	Похибка ексцентриситету

Аналіз наведених характеристик первинних вимірювальних перетворювачів кута показує, чому фотоелектричні сенсори найбільш поширені в засобах вимірювання кутового положення.

Цей тип сенсорів здійснює перетворення вимірюваного кута на послідовність електричних сигналів, що містять інформацію про значення кута та напрямок руху. Одними із широко вживаних в приладобудуванні є перетворювачі кутових переміщень N-кодери (рис. 14.1).

Принцип дії перетворювачів кутових переміщень оснований на фотоелектричному зчитуванні растрових і кодових спряжень, реєстрації відносної величини потоку оптичного випромінювання, що пройшло через растрове спряження як координатно-періодичної функції взаємного кутового положення регулярного растра шкали і растрів вікон аналізатора.

Перетворювач має два кінематично функціональних зв'язаних блоки: радіальну растрову шкалу 1, яка жорстко зв'язана з валом перетворювача, (рис. 14.1) і растровий аналізатор 2 нерухомого блока зчитування.

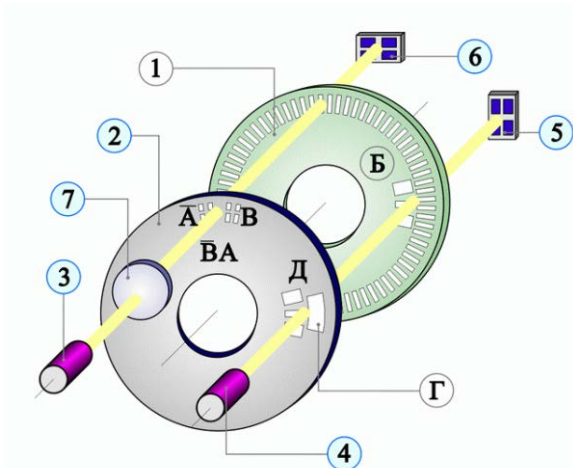


Рисунок 14.1

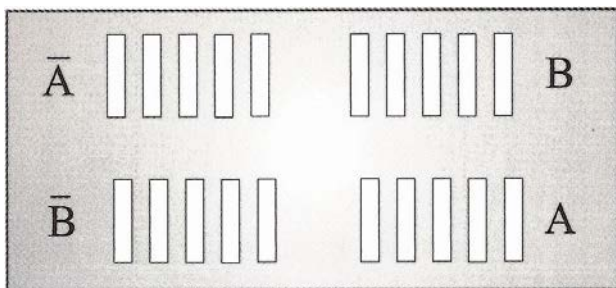


Рисунок 14.2

Здвоєні відповідним чином фотоприймачі дозволяють отримати два ортогональних струмових сигнали I_A та I_B (рис. 14.3), постійна складова яких не залежить від рівня освітленості.

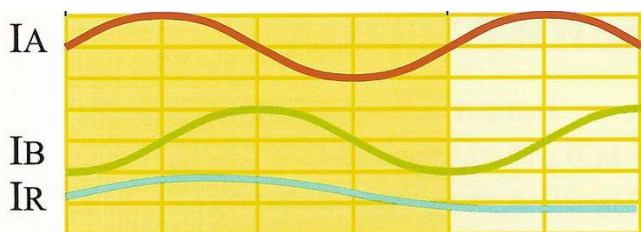


Рисунок 14.3

До складу растрового аналізатора входять чотири поля (рис. 14.2) зчитування A, \bar{A}, B, \bar{B} , кожне з яких зсунуте в просторі відносно попереднього на $1/4$ періоду растра.

Паралельний світловий потік, сформований конденсором 7 випромінювача 3, проходячи через растрове спряження, аналізується 4-квadrантним фотоприймачем 5.

Наявність двох ортогональних вимірювальних сигналів дозволяє визначати напрямок переміщення та суттєво підвищити роздільну здатність в процесі обробки цих сигналів в електронному блоці.

Сигнал I_A випереджає сигнал I_B під час обертання вимірювального лімба, який жорстко зв'язаний з валом перетворювача (вид зі сторони вала перетворювача), за годинниковою стрілкою.

Растровий аналізатор крім вікон інкрементувального зчитування має референтну мітку Д. Референтна мітка Д позиційно узгоджена з доріжкою референтних міток лімба. Сигнал референтної мітки на рис. 14.3 позначено I_R . Він формується один раз за один повний оберт вала, що дозволяє цей перетворювач використовувати також як сенсор положення.

На виходах сенсора електронною схемою можуть формуватися сигнали у вигляді:

- синусоїди струму (СС ~ 11 мкА; $U_{ж} = +5$ В $\pm 5\%$);
- синусоїди напруги (СН ~ 1 В; $U_{ж} = +5$ В $\pm 5\%$);
- прямокутних імпульсних сигналів (ПІ типу TTL; $U_{ж} = +5$ В $\pm 5\%$).

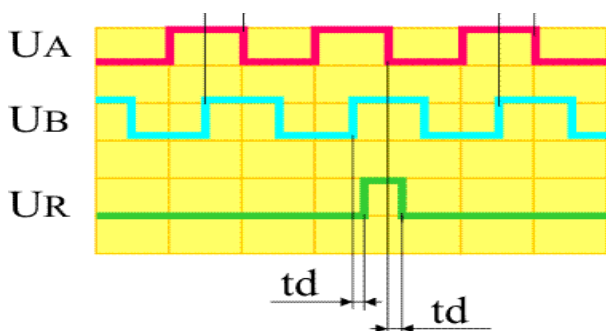


Рисунок 14.4

Час затримки сигналу U_R референтної мітки відносно основних сигналів U_A і U_B $t_d \leq 300$ нс.

Сенсори кута повороту цього типу забезпечують високу роздільну здатність (від 1000 до 50000 періодів вихідного сигналу на оберт) та малу похибку перетворення. Висока допустима швидкість обертання і навантажувальна здатність, мала інерційність і стійкість до вібрацій дозволяють використовувати їх для вимірювання кутових положень ротора крокових двигунів малої, середньої та великої потужностей.

Кут повороту крокового двигуна визначається

$$\theta = \frac{360}{n_{кд}} = \frac{2\pi}{n_{кд}},$$

де $n_{кд}$ – кількість стійких кутових положень ротора за повний його оберт.

Результати математичного моделювання (рис. 14.5) перехідного процесу коливання ротора крокового двигуна (КД), при переході від одного стійкого кутового положення до наступного, дозволяють виявити такі дві важливі особливості:

- час вимірювального перетворення кута обмежується тривалістю перехідного процесу;
- в процесі коливання навколо стійкого положення ротор крокового двигуна змінює напрямок обертання.

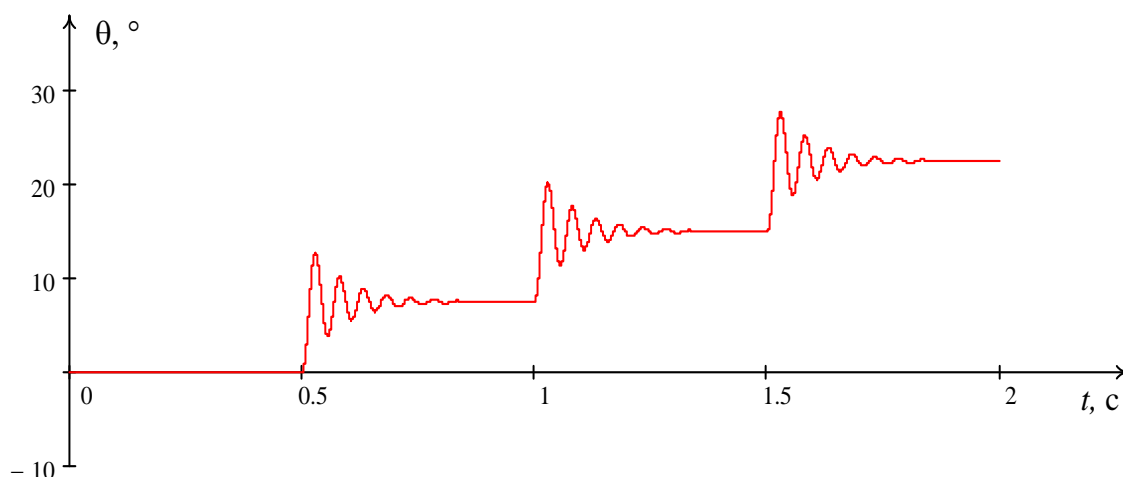


Рисунок 14.5

Перша особливість стосується швидкодії вимірювання. Максимально можлива швидкодія вимірювання кутового положення КД визначається тривалістю його перехідного процесу. Досягнення такої швидкодії можливе лише у випадку, коли вимірювання починається під час перехідного процесу і завершується одразу після його завершення.

Друга особливість, а саме врахування напрямку обертання ротора, пов'язана у зв'язку з його зміною напрямку обертання. Неврахування цієї обставини призводить до значних похибок, що виникають завдяки невідповідності реверсного коливання ротора КД і нереверсного режиму роботи двійкового лічильника.

Вимірювання кожного кутового положення КД здійснюється під час перехідного процесу коливання ротора шляхом квантування кута повороту θ зразковими кутовими положеннями h_z з виходу фотоелектричного сенсора, з врахуванням напрямку обертання.

Кількість імпульсів h_z , які надійдуть на вхід двійкового лічильника мікроконтролера (МК) протягом зміни кутового положення від θ_i до θ_{i+1} , визначається

$$N = \frac{\theta \cdot z}{360} = \frac{\theta \cdot z}{2\pi}, \quad (14.1)$$

де z – кількість імпульсів з періодом h_z , що формує фотоелектричний сенсор за повний оберт.

Одним із варіантів реалізації мікропроцесорного засобу вимірювання кутових положень (рис. 14.6), вимірювальне перетворення кута повороту в якому здійснюється фотоелектричним сенсором (СКП), що з'єднується з валом досліджуваного крокового двигуна КЕМП муфтою спряження М.

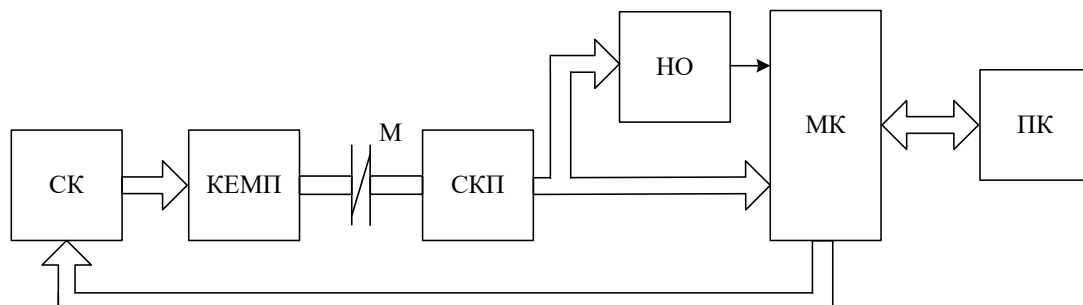
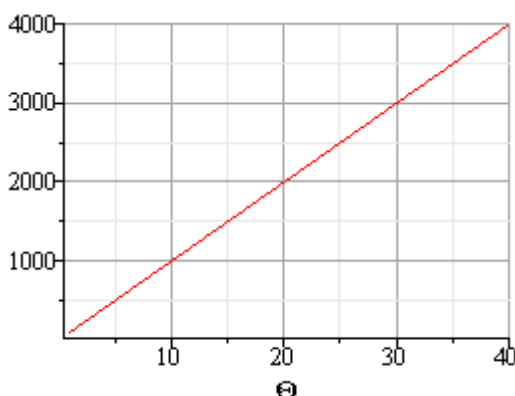


Рисунок 14.6

З рівняння перетворення (14.1) отримаємо рівняння чутливості



$$S = \frac{dN}{d\theta} = \frac{z}{360}. \quad (14.2)$$

Тоді рівняння перетворення набуває вигляду

$$N = S \cdot \theta, \quad (14.3)$$

а статична характеристика наведена на рис. 14.7.

Рисунок 14.7

Із рівняння перетворення (14.3) отримаємо рівняння відносної похибки квантування

$$\delta_K = \frac{1}{N} 100\% = \frac{100\%}{S \cdot \theta}. \quad (14.4)$$

Значення кута повороту отримують в мікроконтролері

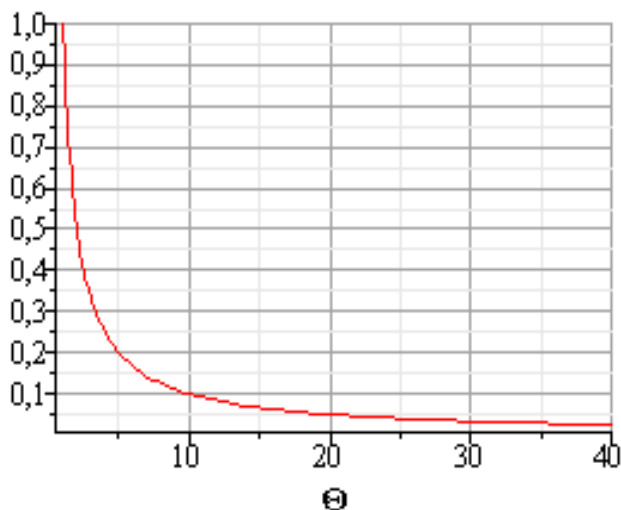
$$\theta = \frac{N \cdot 360}{z}, \quad (14.5)$$

який, крім того, формує сигнали керування (СК) кроковим двигуном.

Більш суттєвим для ЗК кутових положень є роздільна здатність сенсора, що визначається значенням кута на один імпульс, тобто

$$R = \frac{360^\circ}{z} = 0.01 \Big|_{z=36000} \text{ (град/імпульс)}.$$

Це значення суттєво впливає на результат вимірювання і є основою складовою похибки.



Тому для зменшення похибки квантування (14.4) необхідно збільшувати роздільну здатність сенсора кутового положення. Це досягається шляхом підвищення числа періодів на оберт z або за рахунок схмотехнічних рішень. При цьому відносна похибка квантування зростає при вимірюванні малих кутових зміщень (рис. 14.8).

Рисунок 14.8

Визначимося з діапазоном вимірювання, встановивши нижню і верхню межі вимірювання кутового положення θ .

В такому вимірювальному каналі нижня межа вимірювання обмежена нормованим значенням похибки квантування $\delta_{\text{кн}}$, а верхня межа – максимальною ємністю лічильника, реалізованого на одному із таймерів мікроконтролера МК:

$$\delta_{\text{кн}} = \frac{1}{N} 100\% = \frac{100\%}{S \cdot \theta_{\text{min}}}, \quad N_{\text{max}} = 2^n = S \cdot \theta_{\text{max}}.$$

З останніх двох рівнянь запишемо формули для нижньої

$$\theta_{\text{min}} = \frac{100\%}{S \cdot \delta_{\text{кн}}}$$

і верхньої меж вимірювання $\theta_{\text{max}} = \frac{2^n}{S}.$

Залежності $\theta_{\text{min}} = f(\delta_{\text{кн}})$ і $\theta_{\text{max}} = f(n)$ наведено на рис. 14.9.

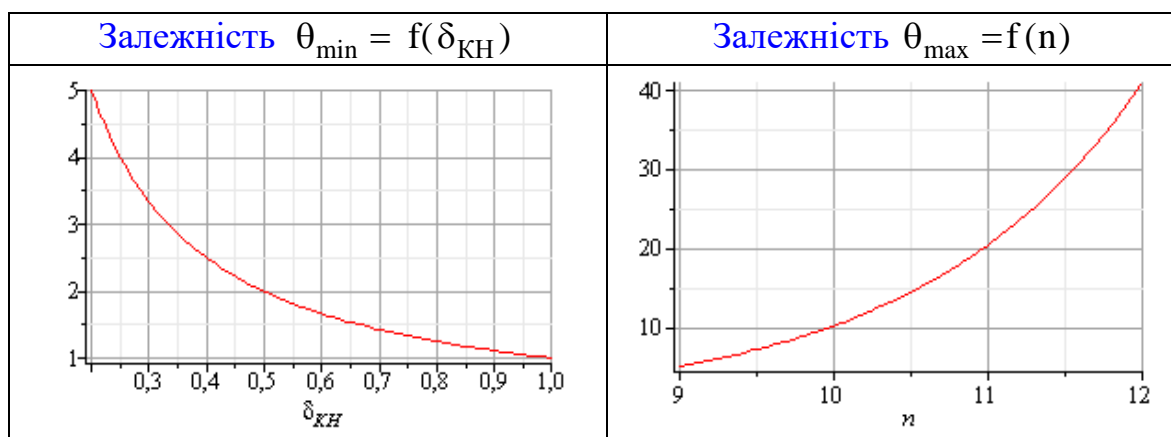


Рисунок 14.9

Отже, цей засіб вимірювання доцільно застосовувати для вимірювання кутових положень крокового двигуна з номінальним кутом кроку 4° і більше або підвищувати роздільну здатність сенсора.

Контрольні питання

1. Які одиниці вимірювання кутового положення ротора?
2. Наведіть порівняльну характеристику сенсорів кута повороту.
3. Наведіть особливості роботи крокового двигуна.
4. Як впливають результати математичного моделювання роботи крокового двигуна на алгоритм та структурну схему засобу вимірювання його кутового положення?
5. Поясніть принцип дії фотоелектричного сенсора.
6. Наведіть структурну схему засобу вимірювання кутового положення.
7. Поясніть призначення пристрою визначення напрямку обертання ротора.
8. Яким елементом обмежена розрізнявальна здатність за кутом повороту?
9. Наведіть рівняння перетворення та поясніть, як отримати складові цього рівняння.
10. У двійковому лічильнику вимірювального каналу кута повороту зафіксовано значення $N=314$, а розрізнявальна здатність N -кодера $z=628$. Наведіть структурну схему цифрового кутоміра і визначіть виміряне значення кутового положення.
11. Для попередньої задачі оцініть значення похибки квантування і наведіть структурну схему засобу вимірювання кутового положення.
12. Покажіть шляхи зменшення похибки квантування кутового положення.
13. Чому нижня межа вимірювання обмежена похибкою квантування?
14. Визначити нижню межу вимірювання кутового положення, якщо чутливість вимірювального каналу $S=80$ 1/град, а нормоване значення похибки квантування $\delta_{KH} \leq 0.5\%$.
15. На прикладі покажіть, що розрядність двійкового лічильника таймера обмежує верхню межу вимірювання.
16. Визначити верхню межу вимірювання кутового положення, якщо чутливість вимірювального каналу $S=128$ [1/град], а розрядність двійкового лічильника $n=12$.

Лекція 15 ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ ВІБРАЦІЙ

Рівень вібрації є одним з важливих індикаторів стану електротехнічних комплексів та систем. Підвищення вібрації призводить до передчасного зносу та виходу з ладу окремих елементів електрообладнання. Зниження рівня вібрації веде до підвищення надійності, довговічності, зменшення експлуатаційних затрат.

Вібраціями називають коливальний процес, що характеризується багаторазовим почерговим зростанням та зменшенням відносно малої амплітуди коливань в часі.

Розглянемо основні поняття. Нехай $u(t)$ – функція, що описує коливальний процес.

Якщо справедлива рівність

$$u(t) = u(t + n \cdot T),$$

де t – час, n – ціле число, T – період коливань, то такий коливальний процес називають періодичним (рис. 15.1).

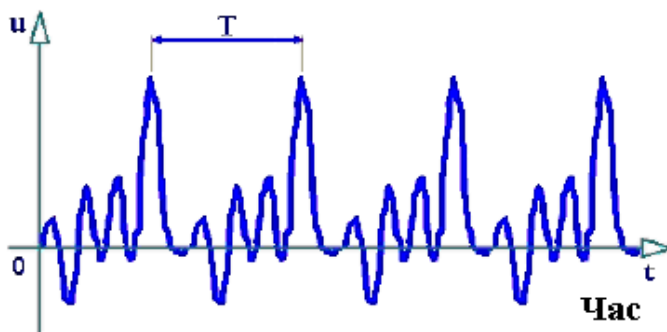
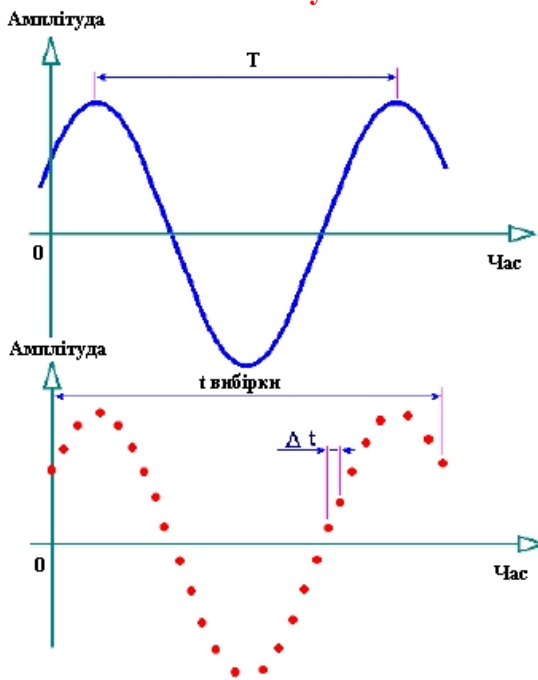


Рисунок 15.1



Самим простим видом періодичних коливань є гармонічні (рис. 15.2), які описують таким рівнянням:

$$u(t) = A \cdot \cos(\omega t - \varphi),$$

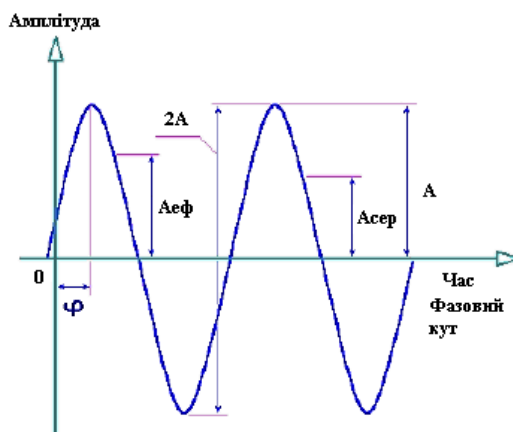


Рисунок 15.2

де A – амплітуда коливань, $\omega = 2\pi f$ – кутова частота (рад/с); φ – початкова фаза (рад), $2A$ – подвійна амплітуда, $A_{\text{сер}}$ – середнє значення амплітуди коливань ($A_{\text{сер}} = A/2$), $A_{\text{еф}}$ – середнє квадратичне (ефективне, діюче) значення амплітуди коливань ($A_{\text{еф}} = A/\sqrt{2}$).

В сучасній цифровій техніці вимірювання вібраційного сигналу здійснюється не в аналоговій, а в дискретній формі (нижній рисунок 15.2). Тут прийнято такі позначення: Δt – крок дискретизації.

Час вибірки – проміжок часу, за який виконується аналого-цифрове перетворення аналогового вібросигналу:

$$t_{\text{вибірки}} = \Delta t \cdot (n - 1),$$

де n – кількість миттєвих значень дискретизованої величини.

На практиці коливання найчастіше є полігармонічними (рис. 15.3), тобто є сумою гармонічних коливань з різними частотами (рис. 15.4).

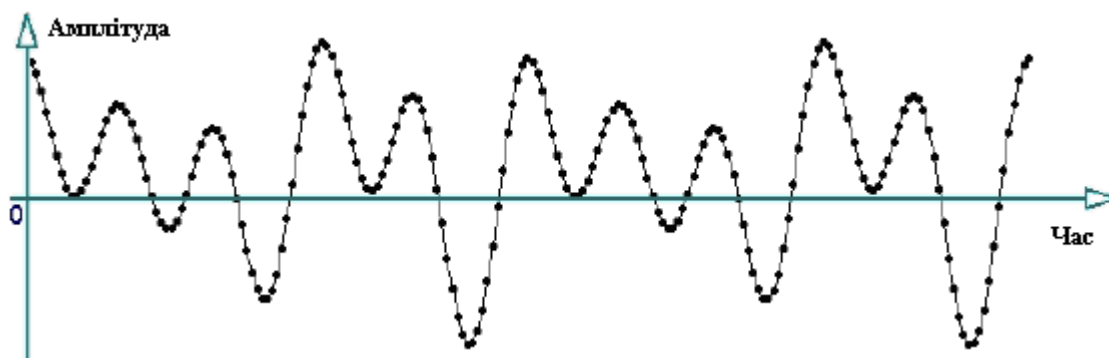


Рисунок 15.3

$$u(t) = A_1 \cos(\omega_1 t - \varphi_1) + A_2 \cos(\omega_2 t - \varphi_2) + \dots + A_i \cos(\omega_i t - \varphi_i) + \dots + A_n \cos(\omega_n t - \varphi_n) = \sum_{i=1}^n A_i \cos(\omega_i t - \varphi_i),$$

де A_i , ω_i , φ_i – амплітуда, частота і фаза відповідної i -ої гармоніки коливання.

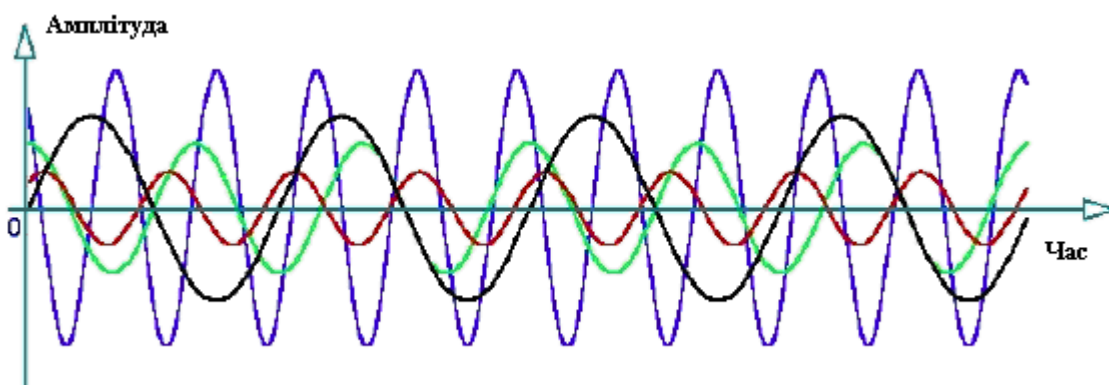


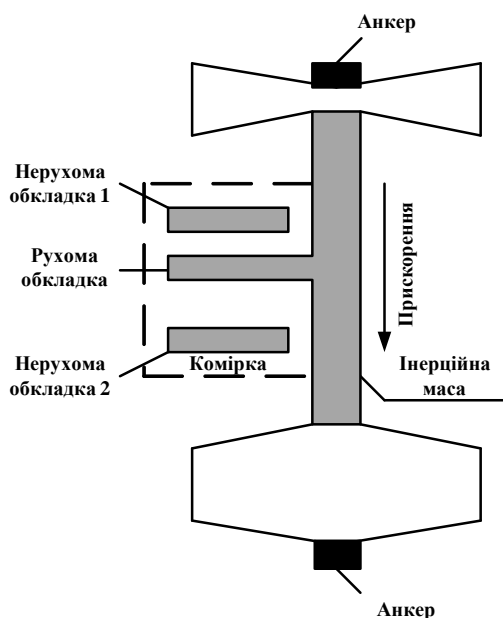
Рисунок 15.4

Основними складовими сучасних засобів вимірювання вібросигналів є такі:

- первинний вимірювальний перетворювач (сенсор), що перетворює неелектричну величину на електричну;
- фільтр, який виділяє параметри сигналів в необхідній області частот;
- аналого-цифровий перетворювач з мікропроцесором (мікроконтролер).

15.1 Акселерометр - вимірювальний перетворювач вібрацій

Для вимірювання вібрацій нині застосовують акселерометри, що являють собою сенсори лінійних прискорень.



Структурну схему одного з таких сенсорів наведено на рис. 15.5. Він являє собою диференціальну конденсаторну структуру з повітряним діелектриком. Електроди конденсатора вирізані з плоского куска полі-кремнієвої плівки товщиною 2 мкм. Нерухомими електродами цього конденсатора є прості консольні стержні, що розташовані на висоті 1 мкм від поверхні кристала в повітрі на полікремнієвих стовбчиках-анкерах, що приварені до кристала на молекулярному рівні.

Рисунок 15.5

Тут показано тільки основний конструктивний блок сенсора. Фактично сенсор має 54 таких елементарних комірки. Інерційна маса сенсора прискорення під час вимірювання швидкості переміщення зміщується відносно іншої частини кристала. Її пальцеподібні виступи утворюють рухомий електрод конденсатора. Обидві сторони цієї структури опираються на стовпчики-анкери. Розтяжки, що утримують інерційну масу, виконують роль механічної пружини постійної пружності, що обмежує переміщення маси і її повернення у вихідне положення. Під дією прискорення сила інерції

$$F = m a$$

зрівноважується силою пружини

$$F = k x ,$$

де m – маса , a – прискорення; x – зміщення маси відносно вихідного положення.

Прирівнявши силу інерції і силу протидії, отримаємо

$$a = \frac{k}{m} x = S_a \cdot x .$$

Причому $S_a = \frac{k}{m} = \text{const}$ – чутливість, значення якої залежить від конструктивних параметрів (k і m) сенсора.

Оскільки переміщення інерційної маси відбувається в площині полікремнієвої плівки, то вісь чутливості сенсора знаходиться в цій самій площині, і, відповідно вона паралельна площині друкованої плати, до якої закріплюють сенсор.

Завершуючи знайомство з акселерометрами ємнісного типу, наведемо декілька цифр, що характеризують конструкцію і рівень технології виготовлення цих сенсорів (табл. 15.1).

Таблиця 15.1 – Параметри акселерометрів ємнісного типу

Найменування параметра		Числове значення
1	Інерційна маса	0.1 мкг
2	Ємність кожної частини диференціального конденсатора	0.1 пФ
3	Мінімальне розрізнення відхилення ємності	20 аФ (10^{-18} Ф)
4	Зміна ємності, що відповідає зміні прискорення в повному діапазоні	0.01 пФ
5	Відстань між електродами конденсатора	1.3 мкм
6	Мінімальне розрізнення відхилення рухомих електродів конденсатора	0.2 ангстрема (0.2 від діаметра атома)

Послідовність вимірювальних перетворень в сенсорі вібрацій наведена на рис. 15.6.

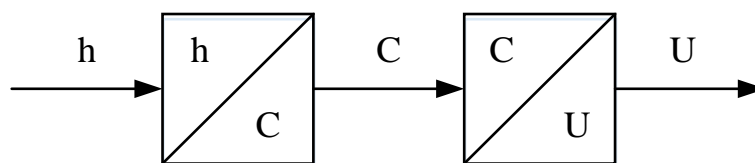


Рисунок 15.6

В стані спокою (рух з постійною швидкістю) всі «пальці» рухомого електрода завдяки дії розтяжки знаходяться на однаковій відстані від пари «пальців» нерухомого електрода. При будь-якому прискоренні рухомі

електроди наближаються до одного з наборів нерухомих електродів і віддаляються від другого набору. В результаті цього відносне переміщення стає не однаковим, ємність між рухомих електродом і кожним із рухомих електродів змінюється пропорційно віброприскоренню

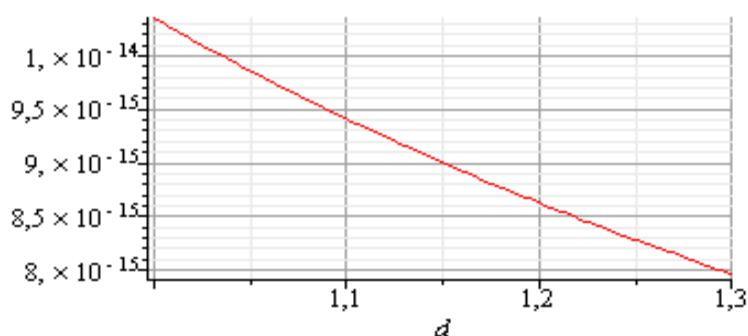
$$C = \frac{\xi \xi_0 S}{d},$$

де $\xi \approx 1$ – діелектрична проникність повітря, Ф/м;

$\xi_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$ – електрична постійна, Ф/м;

S – площа пластин конденсатора, м²;

$d = a$ – переміщення пластин під дією вібрації (віброзміщення), м.



На рис. 15.7 наведена залежність ємності конденсатора C від відстані a (віброзміщення h) між пластинами.

Рисунок 15.7

З рис. 15.7 видно, що при зміні відстані між пластинами d від 1 до 1.3 мкм, ємність конденсатора змінюється від 0.01 до 0.008 пФ.

Наступним є вимірвальне перетворення ємності конденсатора C на напругу

$$U = k \cdot C,$$

де k – коефіцієнт перетворення.

Зміну напруги U на виході сенсора від значення віброзміщення a наведено на рис. 15.8.

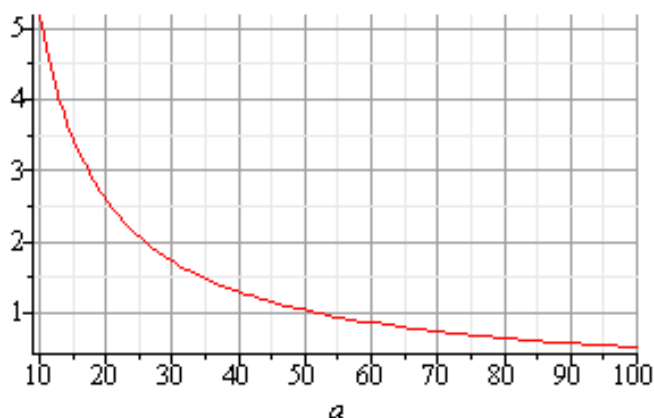


Рисунок 15.8

15.2 Вимірювальний канал вібрацій послідовного наближення

Якщо вихід сенсора вібрацій під'єднати до входу вимірювального каналу напруги, то залежно від типу останнього можна отримати:

- вимірювальний канал вібрацій час-імпульсного перетворення;
- вимірювальний канал вібрацій послідовного наближення;
- вимірювальний канал вібрацій слідкувального зрівноваження.

Для прикладу розглянемо вимірювальний канал вібрацій послідовного наближення (рис. 15.9).

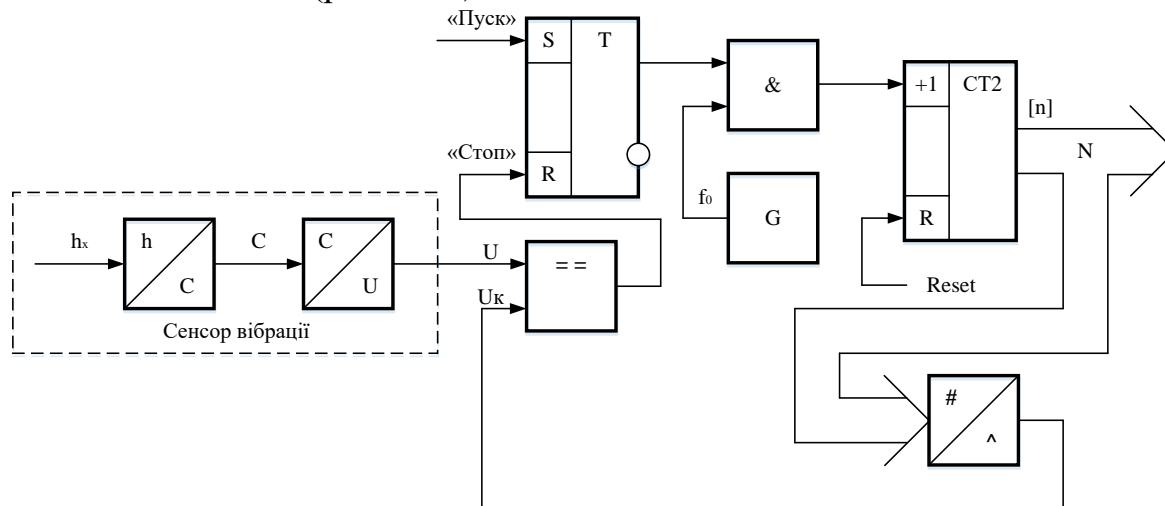


Рисунок 15.9

Отримаємо рівняння перетворення для цього вимірювального каналу вібрації.

Рівняння перетворення вимірювального каналу напруги послідовного наближення має вигляд

$$N = \frac{U}{U_0} 2^n,$$

де U – напруга на виході сенсора вібрацій;

U_0 – опорна напруга цифро-аналогового перетворювача;

n – розрядність двійкового лічильника СТ2.

В останню формулу підставимо значення напруги U на виході сенсора вібрацій і отримаємо

$$N = \frac{kC}{U_0} 2^n.$$

Якщо в останнє рівняння підставити значення ємності C , то отримаємо остаточне рівняння перетворення

$$N = \frac{k 2^n}{U_0} \cdot \frac{\xi \xi_0 S}{a},$$

графічна залежність якого наведена на рис. 15.10, $N = f(a)$ – статична характеристика.

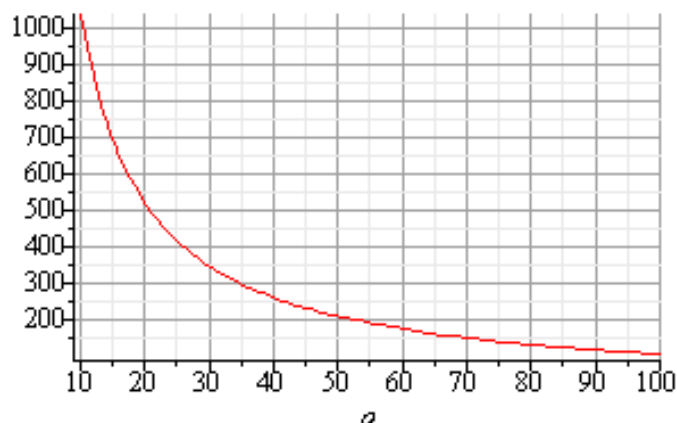


Рисунок 15.10

Похибка квантування (рис. 15.11) для такого типу вимірювального каналу визначається

$$\delta_K = \frac{1}{N} \cdot 100\% = \frac{U_0 a}{\xi \xi_0 S k 2^n} 100\% .$$

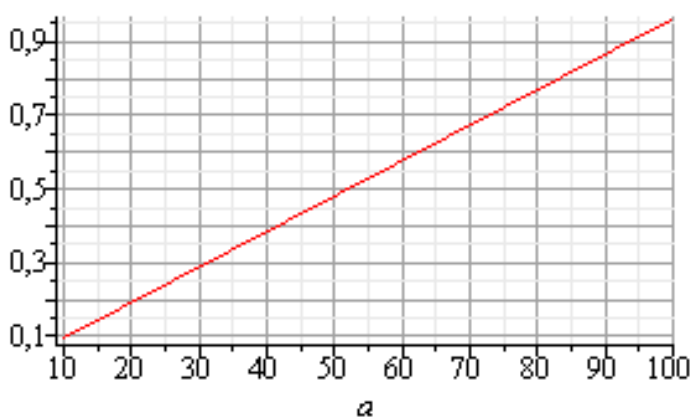


Рисунок 15.11

Крім похибки квантування з рівняння перетворення можна отримати рівняння чутливості

$$S = \frac{dN}{da} = - \frac{k \xi \xi_0 S 2^n}{U_0} \frac{1}{a^2} .$$

З цього рівняння видно, що чутливість вимірювального каналу вібрацій змінюється в межах діапазону зміни вібрації.

Визначимо верхню і нижню межі вібрації, що і характеризують діапазон їхньої зміни.

Нижня межа вимірювання обмежена нормованим значенням похибки квантування

$$\delta_{\text{кн}} = \frac{U_0 100\%}{\xi \xi_0 S k 2^n} \cdot a_{\text{min}}.$$

Звідси

$$a_{\text{min}} = \frac{\xi \xi_0 S k 2^n \delta_{\text{кн}}}{U_0 100\%}.$$

Верхня межа вимірювання обмежена ємністю двійкового лічильника СТ2

$$N_{\text{max}} = 2^n = \frac{k 2^n}{U_0} \cdot \frac{\xi \xi_0 S}{a_{\text{max}}}.$$

Звідси

$$a_{\text{max}} = \frac{k \xi \xi_0 S}{U_0}.$$

В процесі вимірювання вібрацій користуються такими трьома фізичними величинами:

- віброприскорення – a [м/с²];
- віброшвидкість – v [мм/с];
- віброзміщення – S [мкм].

В низькочастотній області коливань пріоритет віддають віброзміщенням, а у високочастотній – віброприскоренням. Знайдемо співвідношення між цими фізичними величинами.

Наприклад, покажи сенсора віброприскорення $a = 1 \text{ м/с}^2$ для частоти коливань 50 Гц, що відповідає ефективному (діючому, середньоквадратичному) значенню віброприскорення. Знайдемо для нього ефективне значення віброшвидкості

$$V_{\text{еф}} = \frac{a_{\text{еф}}}{\omega} = \frac{a_{\text{еф}}}{2\pi f} = \frac{1 \left[\text{м/с}^2 \right]}{2 \cdot 3.14 \cdot 50 [\text{Гц}]} = \frac{1}{314} = 3.18 [\text{мм/с}],$$

та віброзміщення

$$S = 2 A = 2 \frac{\sqrt{2} V_{\text{еф}}}{\omega} = \frac{\sqrt{2} \cdot 3.18 [\text{мм/с}]}{314 [1/\text{с}]} = 2.84 [\text{мкм}].$$

Звідси видно, що між амплітудою віброзміщення та діючим значенням віброшвидкості для коливань з частотою 50 Гц справедливе співвідношення

$$n_{\text{SV}} = \frac{S}{v_{\text{еф}}} = \frac{28.4}{3.18} \approx 9.$$

Контрольні питання

1. Дайте поняття вібрації. Які коливання називають гармонічними, полігармонічними?
2. Поясніть принцип дії вимірювального каналу вібрації.
3. Виведіть рівняння перетворення сенсора вібрації.
4. Отримайте залежність, що однозначно пов'язує вібрацію і ємність плоского конденсатора.
5. Запишіть рівняння перетворення вимірювального каналу напруги послідовного наближення.
6. Виведіть рівняння перетворення вимірювального каналу вібрації.
7. Як з рівняння перетворення отримати рівняння чутливості.
8. Запишіть рівняння похибки квантування. Проаналізуйте його.
9. Чим обмежена нижня межа вимірювання вібрації для цього каналу.
10. Чому верхня межа вимірювання обмежена максимальною ємністю двійкового лічильника?
11. Наведіть співвідношення між віброзміщенням, віброшвидкістю і віброприскоренням.
12. В якій області коливань, низькочастотній чи високочастотній, доцільно як інформативний параметр вібрації використовувати віброзміщення, а в якій – віброприскорення?

Лекція 16 ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ РІВНЯ РІДИНИ

Рівнем називають висоту заповнення технологічного апарата робочим середовищем – рідиною або сипучим тілом.

Рівень робочого середовища є технологічним параметром, інформація про нього необхідна для контролю режиму роботи технологічного процесу. Шляхом вимірювання рівня можна одержувати інформацію про масу рідини в резервуарах, яка широко використовується для керування технологічним процесом.

Рівень вимірюють в одиницях довжини. Засоби вимірювання рівня називають рівнемірами. За діапазоном вимірювання розрізняють рівнеміри широкого (з межами вимірювання 0,5–20 м) і вузького діапазонів (межі вимірювання $(0 \dots \pm 100)$ мм або $(0 \dots \pm 450)$ мм).

Нині вимірювання рівня в багатьох галузях промисловості здійснюють різними за принципом дії рівнемірами, з яких дістали поширення візуальні, поплавкові, буйкові, гідростатичні, електричні, ультразвукові і радіоізотопні.

Узагальнена структурна схема засобів вимірювання рівня складається із сенсора, який перетворює неелектричну величину рівень рідини H на електричну величину. А далі електрична величина відповідним вимірювальним каналом перетворюється на двійковий код N .

Розглянемо структурні схеми, в основу побудови яких покладено сенсор рівня – поплавковий рівнемір. Оскільки цей сенсор можна використовувати як генераторного, так і параметричного типу, то відповідно будуть наведені і дві схеми вимірювальних каналів.

16.1 Вимірювальний канал рівня час-імпульсного перетворення з сенсором генераторного типу

Узагальнена структурна схема засобу вимірювання рівня складається із сенсора рівня (СР) генераторного типу (поплавковий рівнемір), вимірювального підсилювача (ВП) і ВК напруги час-імпульсного перетворення ВКН (рис. 16.1).

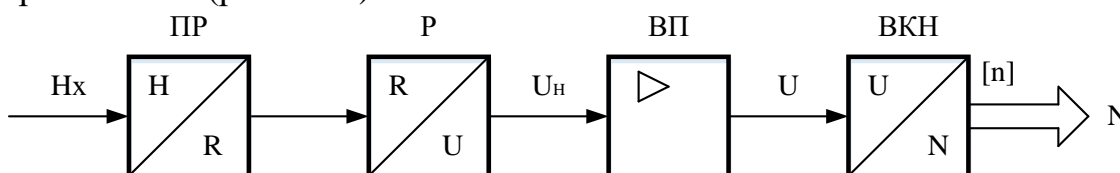


Рисунок 16.1

Спочатку розглянемо сам сенсор – поплавковий рівнемір, структурна схема якого наведена на рис. 16.2. Основними складовими його є: ємність з рідиною (ЄР), в якій необхідно виміряти рівень рідини H_x , поплавок П, який закріплено з повзунком змінного резистор R_H , ДОС – джерело опорного (зразкового) струму I_0 , напруга U_H – пропорційна рівню рідини H_x .

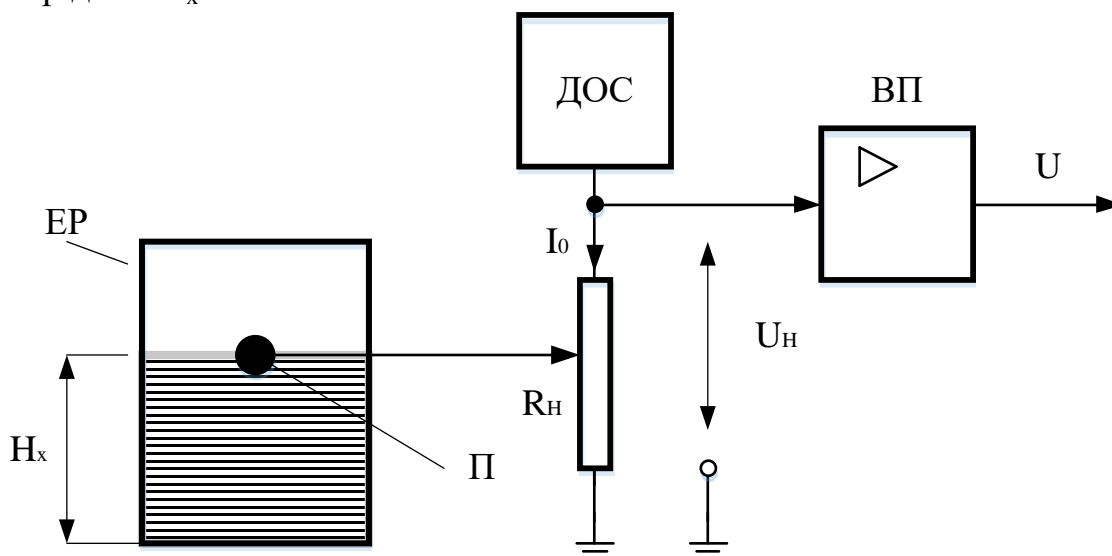


Рисунок 16.2

В процесі зміни рівня H_x піднімається або опускається поплавок, який переміщує повзунок змінного резистор R_H .

$$R_H = S_H \cdot H_x,$$

де S_H – чутливість поплавкового рівнеміра.

Зміна значення опору R_H викликає відповідну зміну напруги U_H

$$U_H = I_0 \cdot R_H,$$

що підсилюється до значення, необхідного для надійної роботи ВК напруги (до 5 В або до 10 В)

$$U = k \cdot U_H = I_0 S_H H_x,$$

де k – коефіцієнт підсилення вимірювального підсилювача ВП.

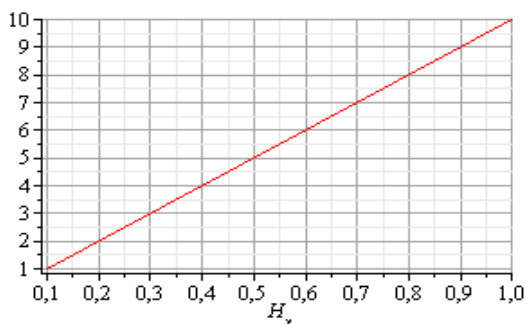


Рисунок 16.3

Останнє рівняння являє собою функцію перетворення поплавкового рівнеміра, що однозначно пов'язує вихідну напругу U з вхідною величиною H_x . Статична характеристика такого сенсора рівня генераторного типу є лінійною (рис. 16.3).

Доповнивши розглянуту вище схему сенсора рівня (див. рис. 16.2) структурною схемою, наприклад, вимірювального каналу напруги час-імпульсного перетворення, отримаємо структуру цифрового вимірювача рівня рідини (рис. 16.4).

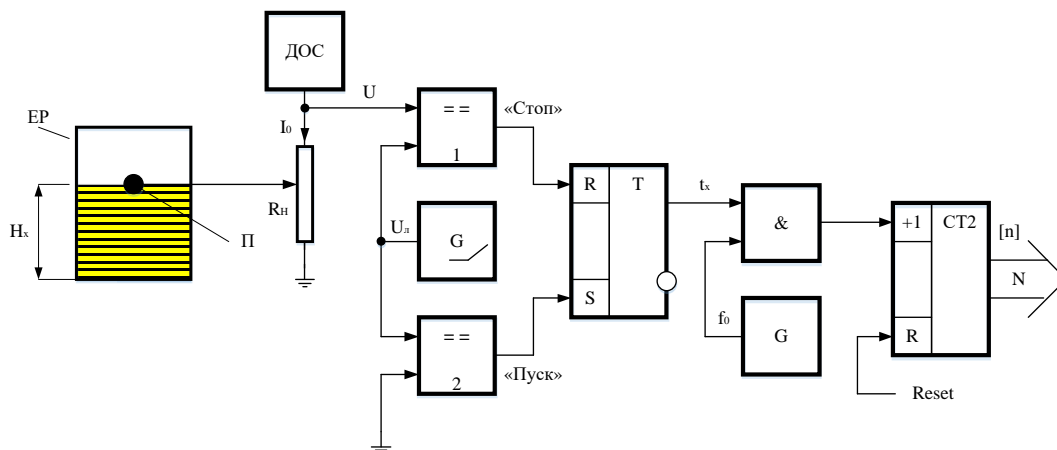


Рисунок 16.4

Для цього цифрового вимірювального каналу отримаємо рівняння перетворення.

Рівняння перетворення вимірювального каналу напруги час-імпульсного перетворення має вигляд

$$N = K f_0 U.$$

В останнє рівняння підставимо значення U із рівняння перетворення поплавкового рівнеміра і матимемо

$$N = K f_0 k S_H I_0 \cdot H_X.$$

З цієї функції перетворення отримаємо рівняння чутливості

$$S = \frac{d}{dt} N = K f_0 k S_H I_0 = \text{const}.$$

Оскільки в рівнянні чутливості всі складові є сталими величинами, то і чутливість є постійною величиною в усьому діапазоні зміни вимірюваної величини – рівня H_X .

З урахуванням останнього рівняння чутливості рівняння перетворення ВК рівня час-імпульсного перетворення з поплавковим рівнеміром генераторного типу має вигляд

$$N = S \cdot H_X,$$

де $S = K f_0 k S_H I_0 = \text{const}$ – чутливість вимірювального каналу рівня.

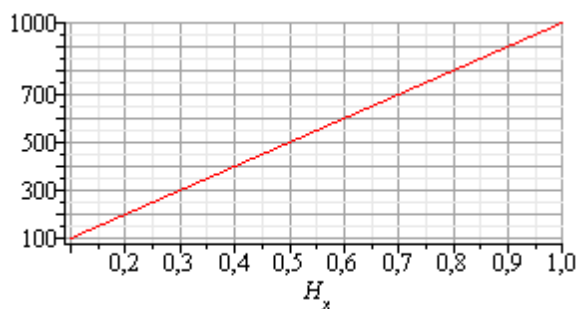


Рисунок 16.5

Оскільки чутливість вимірювального каналу рівня є сталою величиною, то його статична характеристика – лінійна (див. рис. 16.5).

Рівняння для оцінювання відносної похибки квантування запишемо так

$$\delta_K = \frac{1}{N} \cdot 100\% = \frac{100\%}{S \cdot N_X},$$

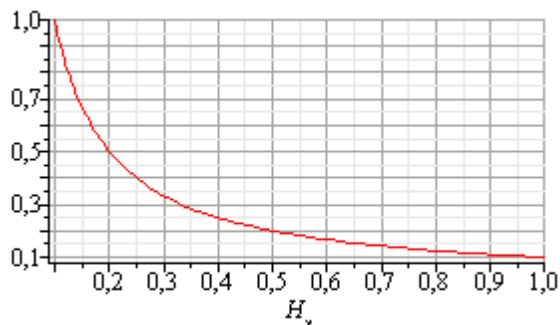


Рисунок 16.6

де $S = K f_0 k S_H I_0 = \text{const}$ – чутливість вимірювального каналу рівня.

Закон зміни похибки квантування в діапазоні можливої зміни вимірюваного рівня наведено на рис. 16.6.

Встановимо межі діапазону вимірювання рівня рідини, в якому значення похибки квантування δ_K не перевищує нормованого значення δ_{KH}

$$\delta_K \leq \delta_{KH}.$$

Виходячи з аналізу результатів, поданих на рис. 16.6, легко дійти висновку, що нижня межа вимірювання рівня рідини обмежена нормованим значенням похибки квантування

$$\delta_{KH} = \frac{100\%}{S \cdot N_{X \min}}.$$

Звідки

$$N_{X \min} = \frac{100\%}{\delta_{KH} S},$$

де $S = K f_0 k S_H I_0 = \text{const}$ – чутливість вимірювального каналу рівня.

Залежність нижньої межі вимірювання від нормованого значення похибки квантування наведено на рис. 16.7.

Для цього вимірювального каналу верхня межа вимірювання рівня обмежена максимальною ємністю двійкового лічильника СТ2

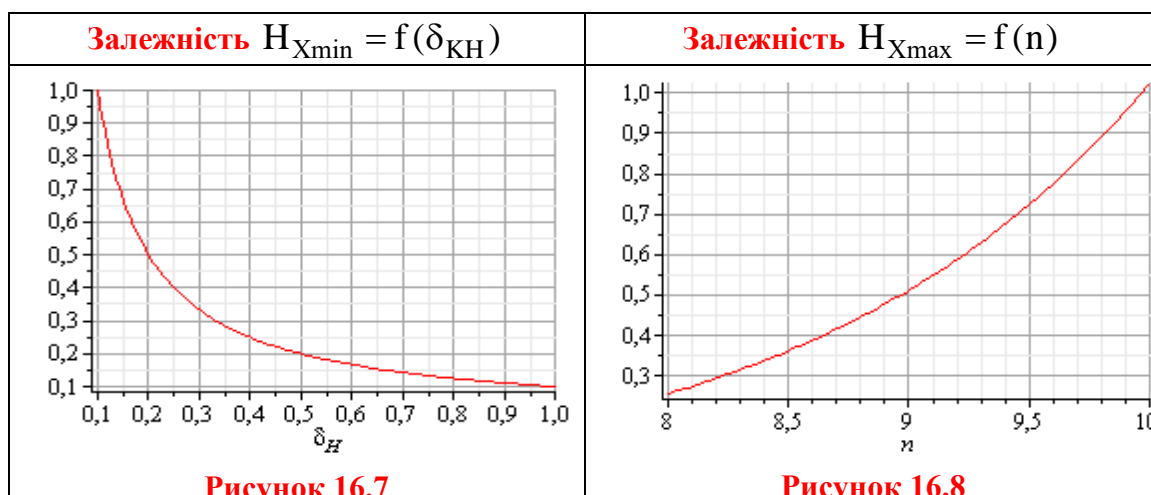
$$N_{X \max} = 2^n = S \cdot N_{X \max}.$$

Звідки

$$N_{X \max} = \frac{2^n}{S},$$

де $S = K f_0 k S_H I_0 = \text{const}$ – чутливість вимірювального каналу рівня.

Залежність верхньої межі вимірювання від розрядності n двійкового лічильника СТ2 наведено на рис. 16.8.



16.2 Вимірювальний канал рівня з резистивним сенсором параметричного типу

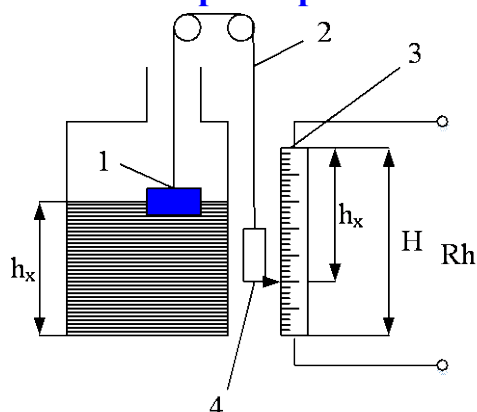


Рисунок 16.9

В поплавкових рівнемірах параметричного типу переміщення поплавка (чутливий елемент), густина якого менша за густину рідини, передається на перетворювач, наприклад, реостатний (рис. 16.9) для перетворення переміщення на вихідний електричний сигнал R_h .

Поплавок 1 (рис. 16.9) підвішують на гнучкому тросі, який перекинута через ролик 2. На протилежному кінці тросу закріплено вантаж 3 та повзунок реостата.

Рівняння перетворення такого рівнеміра має вигляд

$$R_h = S_h \cdot h_x,$$

де S_h – чутливість поплавкового рівнеміра.

В цифровому рівнемірі опір R_h перетворюється на двійковий код N . З'єднавши виходи реостата зі входом цифрового вимірювача активного опору, отримаємо структурну схему вимірювального каналу опору з сенсором параметричного типу (рис. 16.10).

Для цифрового вимірювача активного опору рівняння перетворення має вигляд

$$N = f_0 C_0 R_h.$$

З урахування рівняння перетворення поплавкового рівнеміра параметричного типу остаточна функція перетворення для вимірювального каналу рівня рідини

$$N = f_0 C_0 S_h h_x.$$

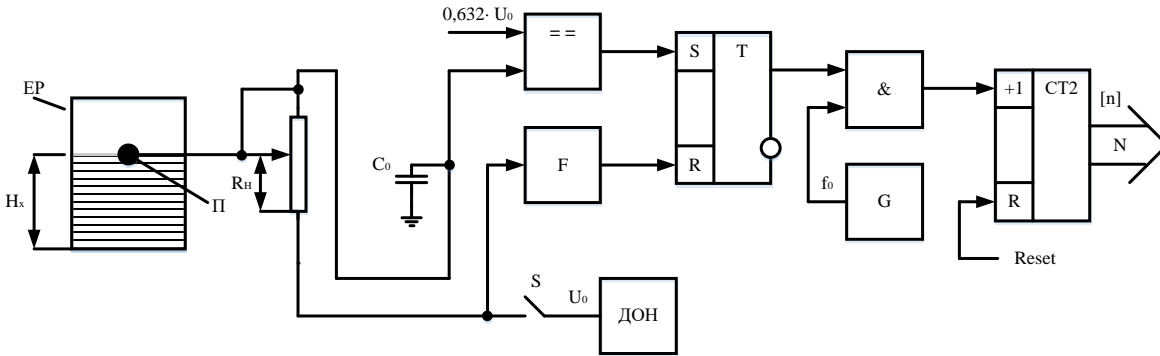


Рисунок 16.10

Для цієї функції перетворення отримаємо рівняння чутливості

$$S_{ВК} = \frac{d}{dh_x} N = f_0 C_0 S_h = \text{const} \begin{cases} f_0 = \text{const} \\ C_0 = \text{const} \\ S_h = \text{const} \end{cases}$$

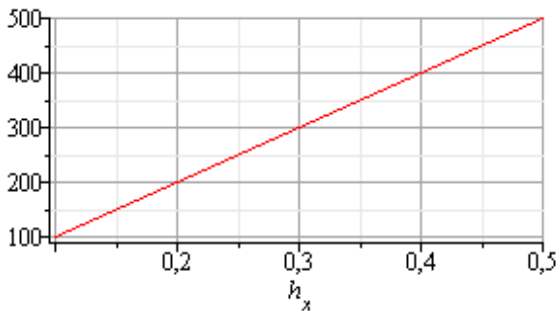


Рисунок 16.11

Оскільки чутливість вимірювального каналу $S_{ВК}$ постійна в діапазоні зміни рівня h_x , то його статична характеристика лінійна (рис. 16.11).

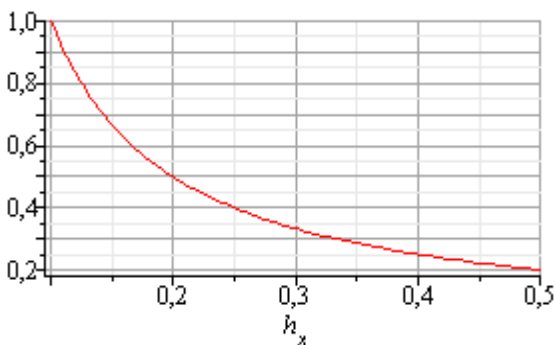


Рисунок 16.12

З функції перетворення вимірювального каналу рівня отримаємо рівняння для оцінювання відносної похибки квантування

$$\delta_K = \frac{1}{N} 100\% = \frac{100\%}{f_0 C_0 S_h h_x},$$

а графічну залежність $\delta_K(h_x)$ подамо на рис. 16.12.

Із отриманого рівняння похибки встановимо шляхи її зменшення. Таких три:

1. Збільшення частоти квантування f_0 . Але цей шлях має обмеження – гранична частота роботи елементної бази вимірювального каналу $f_0 \leq f_{гр}$.
2. Збільшення ємності C_0 зразкового конденсатора. Таке збільшення приводить до зменшення похибки квантування за рахунок зменшення швидкодії.
3. Вибирати сенсор рівня з максимальною чутливістю h_x .

З рис. 16.12 можна зробити висновок, що нижня межа вимірювання рівня в цьому каналі обмежена похибкою квантування – її нормованим значенням

$$\delta_{KH} = \frac{100\%}{f_0 C_0 S_h h_{Xmin}}.$$

Тоді нижня межа вимірювання визначається з такого рівняння

$$h_{Xmin} = \frac{100\%}{f_0 C_0 S_h \delta_{KH}},$$

а її залежність від нормованого значення похибки квантування наведена на рис. 16.13.

Верхня межа вимірювання рівня в цьому каналі обмежена максимальною ємністю двійкового лічильника СТ2

$$N_{max} = 2^n.$$

З урахуванням останнього рівняння перетворення вимірювального каналу рівня подамо у вигляді

$$N_{max} = f_0 C_0 S_h h_{Xmax}$$

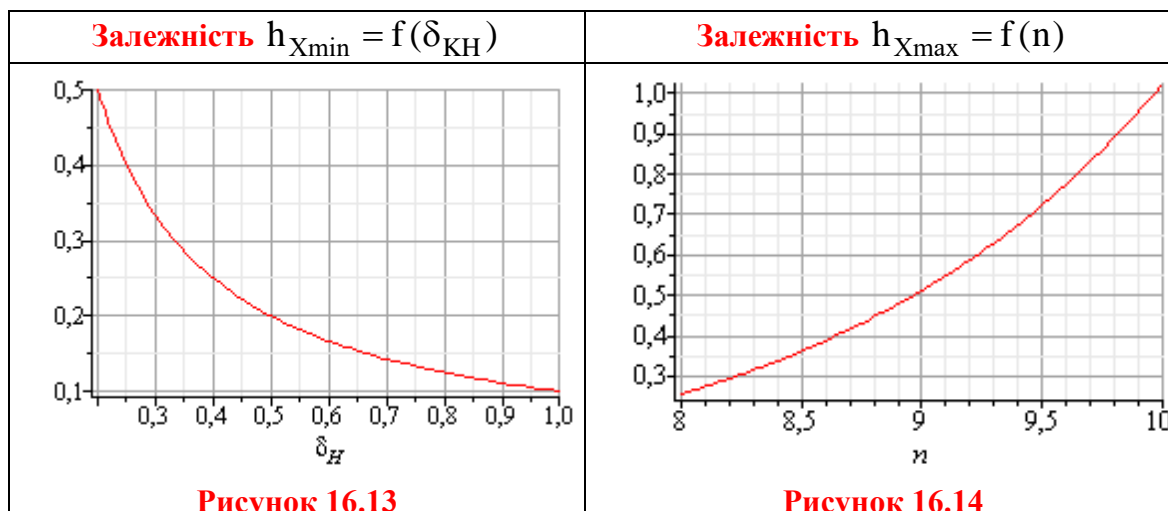
або

$$2^n = f_0 C_0 S_h h_{Xmax}.$$

Тоді рівняння для оцінювання верхньої межі вимірювання набуде остаточного вигляду

$$h_{Xmax} = \frac{2^n}{f_0 C_0 S_h},$$

а графічну залежність $h_{Xmax} = f(n)$ наведено на рис. 16.4.



Контрольні питання і завдання

1. Поясніть принцип дії поплавкового рівнеміра як сенсора генераторного типу.
2. Запишіть рівняння його перетворення і наведіть статичну характеристику сенсора.
3. Наведіть структурну схему і рівняння перетворення вимірювального каналу напруги час-імпульсного перетворення.
4. Виведіть рівняння перетворення вимірювального каналу рівня з поплавковим рівнеміром генераторного типу і ВК напруги час-імпульсного перетворення.
5. Отримайте рівняння чутливості для цього каналу рівня і проаналізуйте його.
6. Запишіть рівняння похибки квантування ВК рівня і наведіть шляхи її зменшення.
7. Вимірювальним каналом рівня послідовного наближення з поплавковим рівнеміром здійснено вимірювання рівня води в басейні H_x . Двійковий лічильник зафіксував $N=100$ імпульсів при $U_0=10.24V$ і $n=10$ цифро-аналогового перетворювача. Параметри поплавкового рівнеміра такі: значення опорного струму $I_0=10$ мА, чутливість $S_H=0.2$, а значення опору, пропорційного вимірюваному рівню $R_H=500$ Ом. Визначити виміряне значення рівню H_x в басейні.
8. Вимірювальним каналом рівня час-імпульсного перетворення здійснено вимірювання H_x . При чутливості поплавкового рівнеміра $S_H=0.5$, коефіцієнт, що характеризує нахил лінійно змінної напруги $K=10^{-2}$, а зразкова частота $f_0=0.1$ МГц, розрядність двійкового лічильника $n=16$. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи ВК струму, виведіть рівняння перетворення. Визначити верхню межу вимірювання $H_{x_{\max}}$.
9. Чим обмежена нижня межа вимірювання для цього каналу? Отримайте залежність для оцінювання H_{\min} .
10. Вимірювальним каналом рівня час-імпульсного перетворення здійснено вимірювання H_x . При чутливості поплавкового рівнеміра $S_H=0.2$, коефіцієнт, що характеризує нахил лінійно змінної напруги $K=10^{-2}$, а зразкова частота $f_0=0.1$ МГц. Наведіть структурну схему і часові діаграми роботи ВК струму, виведіть рівняння перетворення. Визначити верхню межу вимірювання $H_{x_{\min}}$, для якої похибка квантування не перевищує 0.5%.

11. Який елемент схеми вимірювального каналу рівня обмежує верхню межу вимірювання? Отримайте залежність для оцінювання H_{\max} .
12. Визначити нижню межу вимірювання H_{\max} для вимірювального каналу рівня з поплавковим рівнеміром генераторного типу, в якого розрядність двійкового лічильника $n=12$, а чутливість засобу вимірювання $S=512$ 1/м.
13. Поясніть принцип дії поплавкового рівнеміра як сенсора параметричного типу.
14. Наведіть структурну схему і рівняння перетворення вимірювального каналу рівня з резистивним параметричним сенсором.
15. Виведіть рівняння перетворення вимірювального каналу рівня з поплавковим рівнеміром параметричного типу.
16. Визначіть значення чутливості ВК рівня з поплавковим рівнеміром параметричного типу, якщо $f_0 = 10^6$ Гц, $C_0 = 10^{-6}$ Ф, $S_h = 120$.
17. Для попередньої задачі визначіть значення рівня струмка, якщо покази двійкового лічильника зафіксовані на значенні двійкового коду 90.
18. Для попередньої задачі оцініть значення похибки квантування.
19. Отримайте рівняння чутливості для цього каналу рівня і проаналізуйте його складові.
20. Запишіть рівняння похибки квантування ВК рівня і наведіть шляхи її зменшення.
21. Чим обмежена нижня межа вимірювання для цього каналу? Отримайте залежність для оцінювання h_{\min} .
22. Визначити значення нижньої межі вимірювання h_{\min} для поплавкового рівнеміра параметричного типу, якщо параметри схеми такі: $f_0 = 10^6$ Гц, $C_0 = 10^{-6}$ Ф, $S_h = 200$, а значення похибки квантування не перевищує $\delta_{\text{кв}} \leq 0.5\%$.
23. Який елемент схеми вимірювального каналу рівня обмежує верхню межу вимірювання? Отримайте залежність для оцінювання h_{\max} .
24. Визначити значення верхньої межі вимірювання h_{\max} для поплавкового рівнеміра параметричного типу, якщо параметри схеми такі: $f_0 = 10^6$ Гц, $C_0 = 10^{-6}$ Ф, $S_h = 512$, а розрядність двійкового лічильника $n=10$.

Лекція 17 **ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ ТИСКУ І РІВНЯ**
З ПАРАМЕТРИЧНИМИ СЕНСОРАМИ

Вимірювання тиску полягає у встановленні числового значення тиску у рідкому чи газоподібному середовищі, що необхідно для керування технологічними процесами та забезпечення безпеки виробництва. Крім того, цей параметр використовується при непрямих вимірюваннях інших технологічних параметрів: рівня, витрати, густини тощо. В системі СІ за одиницю тиску береться Паскаль (Па).

Розглянемо деформаційні перетворювачі, де про вимірюваний тиск судять за мірою деформації пружного елемента, що відбувається під тиском. Як пружний елемент тут використовують мембрану.

17.1 **Вимірювальний канал тиску з параметричним резистивним сенсором**

Розглянемо узагальнену структурну схему засобу вимірювання неелектричних величин на прикладі засобу вимірювання тиску (рис. 17.1).

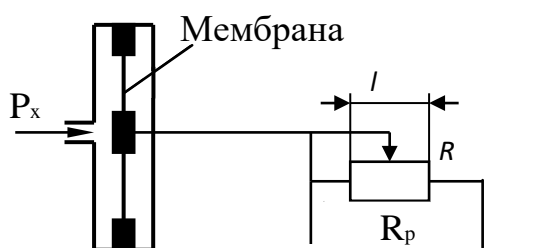


Рисунок 17.1

За допомогою деформації мембрани значення тиску P_x перетворюється на лінійне переміщення l повзуна потенціометра R

$$l = S_p P_x,$$

де S_p – чутливість мембрани.

В резистивному потенціометрі лінійне переміщення l перетворюється у відповідну зміну опору R_p

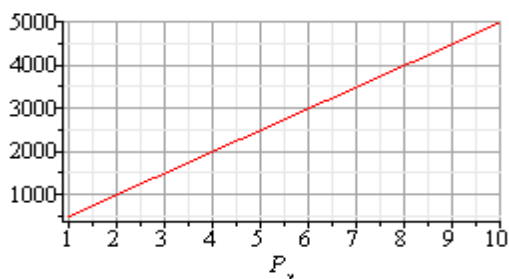
$$R_p = k \cdot l,$$

де k – стала потенціометра.

Рівняння перетворення такого мембранного перетворювача таке:

$$R_p = k S_p P_x.$$

Основною метрологічною характеристикою цього первинного вимірювального перетворювача є статична характеристика, яка однозначно пов'язує вихідну величину R_p (активний опір потенціометра) з вхідною величиною – вимірюваним тиском P_x та подається у вигляді графічної залежності (рис. 17.2).



залежності (рис. 17.2).

Наведена статична характеристика лінійна, що не потребує додаткової процедури лінеаризації, яка є джерелом похибки моделі.

Рисунок 17.2

Якщо вихід цього резистивного параметричного вимірювального перетворювача тиску під'єднати до входу цифрового вимірювача активного опору, то отримуємо схему вимірювального каналу тиску (рис. 17.3).

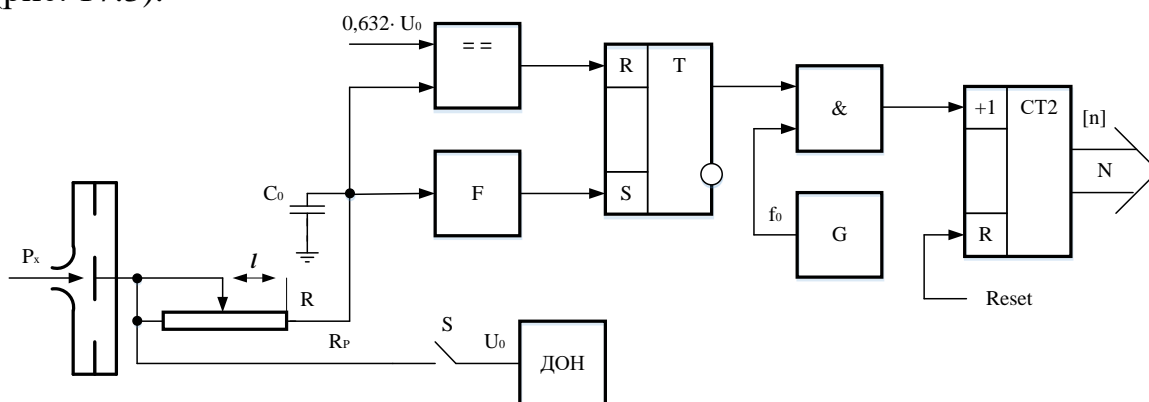


Рисунок 17.3

Рівняння перетворення для цього вимірювального каналу запишемо так

$$N = f_0 C_0 R_p = k f_0 C_0 S_p P_x .$$

Тоді рівняння чутливості матиме вигляд

$$S_{BK} = \frac{d}{dP_x} N = k f_0 C_0 S_p = \text{const} \left\{ \begin{array}{l} k = \text{const} \\ f_0 = \text{const} \\ C_0 = \text{const} \\ S_p = \text{const} \end{array} \right. .$$

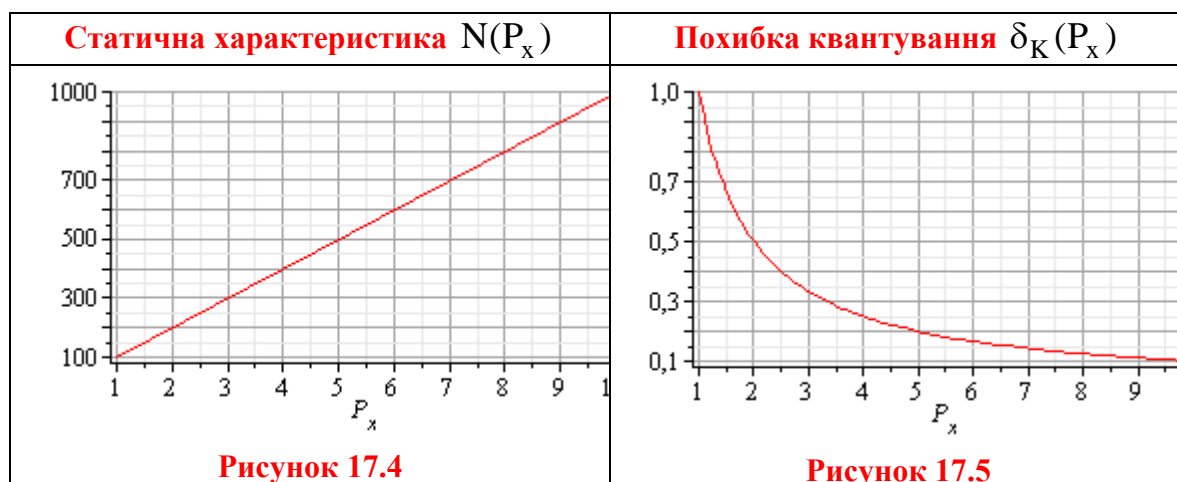
Оскільки чутливість вимірювального каналу S_{BK} є величиною сталою, то статична характеристика $N(P_x)$ лінійна (рис. 17.4).

Рівняння похибки квантування отримаємо з функції перетворення

$$\delta_K = \frac{1}{N} 100\% = \frac{100\%}{S_{BK} P_x},$$

де $S_{BK} = k f_0 C_0 S_p$ – чутливість вимірювального каналу тиску.

Графічна залежність похибки квантування від вимірюваного тиску наведена на рис. 17.5.



Діапазон вимірювання цього каналу тиску визначається нижньою

$$P_{\min} = \frac{100\%}{S_{BK} \delta_{KH}}$$

і верхньою межами вимірювання

$$P_{\max} = \frac{2^n}{k f_0 C_0 S_p}.$$

17.2 Вимірювальний канал рівня з параметричним ємнісним сенсором

Ємнісні рівнеміри (рис. 17.6) використовують для вимірювання рівня зміни ємності перетворювача, викликані зміною рівня рідини.



Рівнеміри такого типу застосовуватися для вимірювання як неелектропровідних, так і електропровідних рідин. Вони придатні для вимірювання рівня в широкому діапазоні тисків і температур агресивних та неагресивних середовищ. Їх покази залежать від діелектричної проникності середовища, яка може змінюватися від зміни температури.

Рисунок 17.6

Найпростіший первинний вимірювальний перетворювач ємнісного типу являє собою циліндр з подвійними стінками та електрод, розташований вертикально посередині циліндра (рис. 17.7).

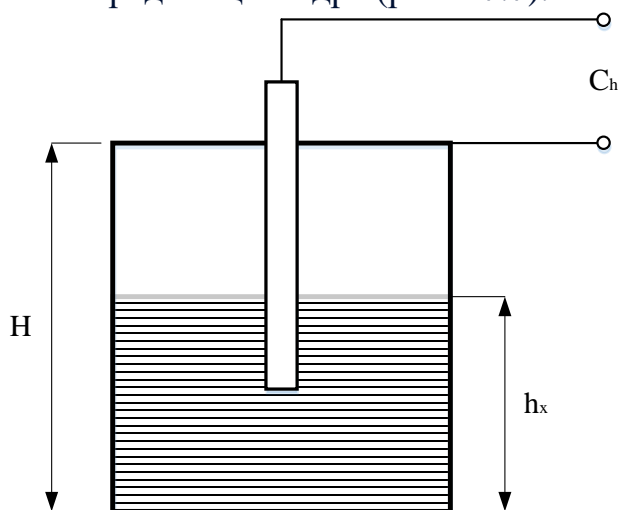


Рисунок 17.7

Електрод разом із циліндром утворюють конденсатор, ємність якого визначається як

$$C_h = \xi_0 \cdot \frac{2\pi \xi}{\ln \frac{R}{r}} \cdot h_x,$$

де $\xi_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – діелектрична проникність вакууму;

ξ – діелектрична проникність об'єкта вимірювання;

R – зовнішній радіус циліндра;

r – внутрішній радіус циліндра;

H – висота циліндра;

h_x – вимірюваний рівень рідини.

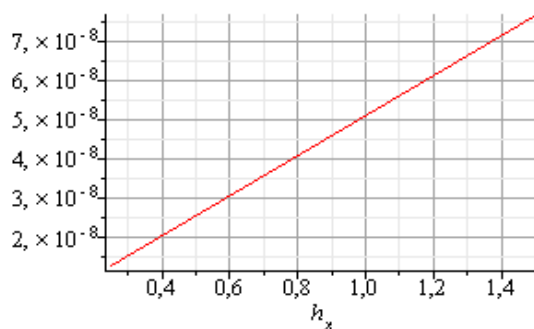


Рисунок 17.8

Залежність ємності конденсатора C_h від вимірюваного рівня h_x (статична характеристика параметричного циліндричного ємнісного вимірювального перетворювача) лінійна (рис. 17.8)

Цей перетворювач є достатньо чутливим до зміни рівня. З рис. 17.8 видно, що при зміні вимірюваної величини від 50 мм до 350 мм ємність конденсатора змінюється в межах від 100 до 220 мкФ.

Як вимірювальний канал електричних величин використовуємо цифровий вимірювач ємності (рис. 17.9) з таким рівнянням перетворення

$$N = f_0 R_0 C_h.$$

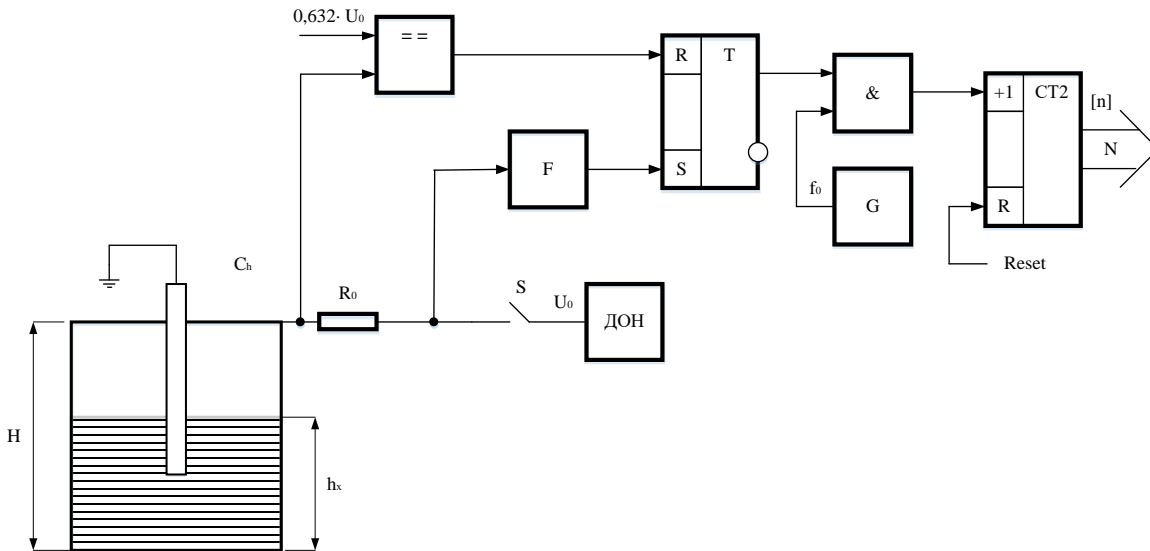


Рисунок 17.9

Тоді функція перетворення вимірювального каналу рівня з циліндричним параметричним ємнісним сенсором набуває такого вигляду

$$N = f_0 R_0 C_h = f_0 R_0 \xi_0 \cdot \frac{2\pi \xi}{\ln \frac{R}{r}} \cdot h_x,$$

а її графічне подання (статична характеристика) наведена на рис. 17.10.

Звідси рівняння похибки квантування подамо так:

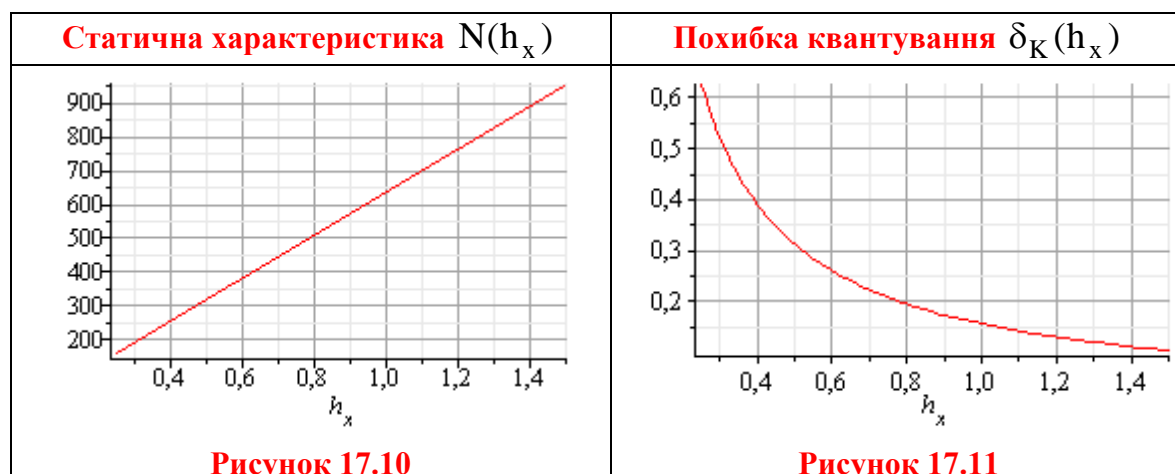
$$\delta_K = \frac{1}{N} 100\% = \frac{100\%}{f_0 R_0 \xi_0 \cdot \frac{2\pi \xi}{\ln \frac{R}{r}} \cdot h_x},$$

а її залежність від вимірюваної величини h_x наведено на рис. 17.11.

Рівняння чутливості отримаємо, якщо від рівняння перетворення взяти похідну від вихідної величини N до вхідної h_x

$$S_{BK} = \frac{d}{h_x} N = \frac{2\pi \cdot f_0 R_0 \xi_0 \xi}{\ln \frac{R}{r}} = \text{const.}$$

Всі фізичні величини, що входять в це рівняння, є сталими, що і пояснює лінійність статичної характеристики цього вимірювального каналу.



З рис. 17.11 видно, що нижня межа вимірювання обмежена нормованим значенням похибки квантування

$$\delta_{KH} = \frac{100\%}{f_0 R_0 \xi_0 \cdot \frac{2\pi \xi}{\ln \frac{R}{r}} \cdot h_{X \min}} \cdot$$

І тому

$$h_{X \min} = \frac{100\%}{f_0 R_0 \xi_0 \cdot \frac{2\pi \xi}{\ln \frac{R}{r}} \cdot \delta_{KH}} \cdot$$

А верхня межа вимірювання обмежена максимальною ємністю двійкового лічильника СТ2

$$N_{\max} = 2^n \cdot$$

Тоді рівняння перетворення набуде вигляду

$$N_{\max} = 2^n = f_0 R_0 \xi_0 \cdot \frac{2\pi \xi}{\ln \frac{R}{r}} \cdot h_{X \max} \cdot$$

Звідки

$$h_{X \max} = \frac{2^n}{\frac{2\pi \cdot f_0 R_0 \xi_0 \xi}{\ln \frac{R}{r}}} \cdot$$

Контрольні питання і завдання

1. Наведіть узагальнену структурну схему вимірювального перетворювача тиску параметричного типу і поясніть принцип його дії.
2. Яку залежність сенсора тиску називають статичною характеристикою?
3. Чому статична характеристика, що наведена на рис. 17.2, є лінійною?
4. Як визначити чутливість сенсора тиску аналітичним шляхом?
5. Проаналізуйте шляхи зменшення похибки квантування.
6. Наведіть послідовність вимірювальних перетворень в структурній схемі ВК тиску, що наведена рис. 17.3, і на цій основі виведіть рівняння його перетворення.
7. За допомогою яких складових чутливості можна зменшити значення похибки квантування?
8. Якою метрологічною характеристикою обмежена нижня межа вимірювання?
9. Яким параметром схеми обмежена верхня межа вимірювання?
10. Визначити значення тиску, що отримано ВК з резистивним сенсором параметричного типу, якщо $k=0.1$ с/В; $f_0=10^6$ Гц; $C_0=100$ мкФ; $S_p=10$ 1/Па; $N=500$.
11. Для попередньої задачі визначити значення чутливості аналітичним шляхом.
12. Для попередньої задачі визначити значення похибки квантування.
13. Визначити значення нижньої межі вимірювання вимірювального каналу тиску з резистивним параметричним сенсором, обмеженої нормованим значенням похибки квантування $\delta_{KH} \leq 0.25\%$, якщо чутливість вимірювального каналу $S_{BK} = 40$ 1/Па.
14. Визначити значення верхньої межі вимірювання вимірювального каналу тиску з резистивним параметричним сенсором для таких параметрів його схеми: $k=0.1024$ с/В; $f_0=10^6$ Гц; $C_0=100$ мкФ; $S_p=10$ 1/Па; $n=12$.
15. Оцінити похибку квантування в процесі вимірювання рівня $h_x=0.8$ м з параметричним ємнісним сенсором, якщо чутливість вимірювального каналу $S_{BK} = 50$ 1/м.
16. Визначити нижню і верхні межі вимірювання рівня з ємнісним параметричним сенсором, що обмежені нормованим значенням похибки квантування $\delta_{KH} \leq 0.5\%$ і ємністю 10-розрядного двійкового лічильника СТ2. При цьому чутливість вимірювального каналу рівня $S_{BK} = 50$ 1/м.

Лекція 18 ВИМІРЮВАЛЬНІ КАНАЛИ ЗУСИЛЬ І СТАТИЧНИХ ОБЕРТАЛЬНИХ МОМЕНТІВ

Із механічних величин, які вимірюються найчастіше, основними є механічні зусилля, які поділяються на зосереджені, зокрема спрямовані лінійно (механічні сили) та обертові (обертальні моменти), а також розподілені зовнішні зусилля (тиск) та внутрішні розподілені зусилля, що виникають в тілі досліджуваного об'єкта (механічні напруження).

Найпоширенішим способом визначення механічних напружень є вимірювання деформації поверхні досліджуваного об'єкта. Діапазон вимірюваних деформацій дуже широкий – від часток мікрметра в металах та твердих пластмасах до десятків сантиметрів у зразках еластичних матеріалів з великим видовженням.

Найпростішим та найпоширенішим методом вимірювань деформацій є так званий тензометричний метод, в якому як первинні перетворювачі деформації використовують тензорезистори. Вихідним інформативним параметром тензорезисторів є зміна їх опору і тому здебільшого вимірювальними колами тензорезистивних перетворювачів є мостові вимірювальні кола.

Незважаючи на порівняно низьку точність (сумарна похибка вимірювання сили становить 2 ... 3%), широко застосовуються для вимірювань великих сил (10^5 ... 10^6 Н) в складних умовах динамометри з магніто-пружним перетворювальним елементом, які відрізняються простотою конструкції, високою надійністю, значною потужністю вхідного сигналу.

Основою п'єзоелектричних динамометрів є п'єзоелектричні перетворювачі сили на електричний заряд. Труднощі, що виникають під час побудови п'єзоелектричних динамометрів, зумовлені електростатичною природою зарядів п'єзоелектричного перетворювача: їх малим значенням, тенденцією до швидкого стікання через опір ізоляції та вхідний опір підсилювача. До переваг п'єзодинамометрів належить їх висока чутливість, висока швидкодія. Зведена похибка п'єзодинамометрів знаходиться в межах 1 %.

В ємнісних перетворювачах тиску чутливими елементами, що перетворюють вимірюваний тиск на переміщення, є мембрани. Одночасно вони можуть бути використані як рухомі електроди. Ємнісні перетворювачі звичайно мають верхню границю 200...800 Па при чутливості 0,5...1,0 пФ/Па та початковій ємності 10...20 пФ. Основна їх похибка становить 1...2 %.

18.1 Вимірювальний канал зусилля з тензометричним вимірювальним перетворювачем

Принципово нові можливості у розвитку тензорезисторних сенсорів (ТС) на основі напівпровідникових чутливих елементів відкрилися з розробкою і дослідженням структур типу «кремній на діелектрику». Із них найбільш вивчена і технологічно освоєна структура «кремній на сапфірі». Це тонка монокристалічна плівка кремнію, вирощена на монокристалічній сапфіровій підкладинці з певною кристалографічною орієнтацією. Такі перетворювачі мають гарні пружні властивості, малу похибку гістерезису, широкий діапазон вимірюваних деформацій.



В основу принципу дії ТС (рис. 18.1) покладено тензоефект у напівпровідниках. Чутливим елементом ТС є сапфірова мембрана з кремнієвими тензорезисторами.

Рисунок 18.1

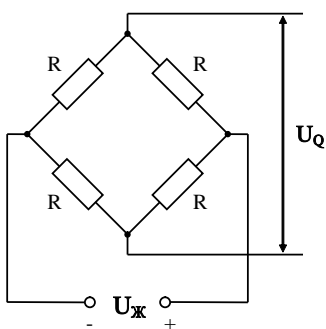
В основу принципу їх дії покладена зміна активного опору провідника при його деформації

$$R = \rho \frac{l}{S},$$

де ρ – питомий опір, l – довжина і S – площа поперечного перерізу провідника.

Суть тензоефекту полягає в зміні активного опору провідників і напівпровідників при їхній механічній деформації.

Під дією інформативного параметра (зусилля Q) мембрана сенсора (рис. 18.2) деформується, що викликає зміну опору R тензорезистивного моста і напруга на його виході становить



$$U_Q = \frac{I_0 \cdot Q}{S_Q}.$$

де S_Q – чутливість тензорезистивного перетворювача [$\Gamma/\text{Ом}$], I_0 – струм джерела живлення [$I = 2 \text{ mA}$]; R – опір мостової схеми тензорезисторів [$R = 3.25 \pm 0.25$] кОм.

Рисунок 18.2



При зміні зусилля Q від 1 до 5 кГ (від 1 до 49 Н), вихідна напруга U_Q мостової схеми відповідно змінюється в діапазоні $U_Q \in [100 \div 500]$ мВ (рис. 18.3).

Рисунок 18.3

Для підсилення малих різниць напруги на фоні синфазної завади, яка може бути більшою за значення ΔU , застосовують вимірювальний підсилювач. Після підсилення відбувається аналого-цифрове перетворення.

Структурна схема вимірювального каналу зусилля з тензорезистивним сенсором і цифровим вольтметром час-імпульсного перетворення наведена на рис. 18.4.

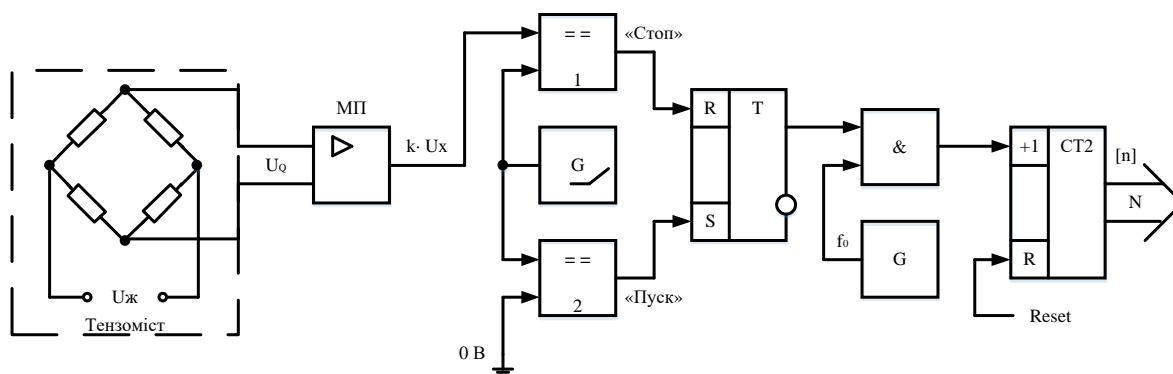


Рисунок 18.4

Рівняння перетворення вимірювального каналу зусилля, що складається з тензорезистивного сенсора

$$U_Q = \frac{I_0 \cdot Q}{S_Q}$$

і вимірювального каналу напруги час-імпульсного перетворення

$$N = k K f_0 \cdot U_Q$$

набуває такого остаточного вигляду

$$N = \frac{k K f_0 I_0}{S_Q} \cdot Q,$$

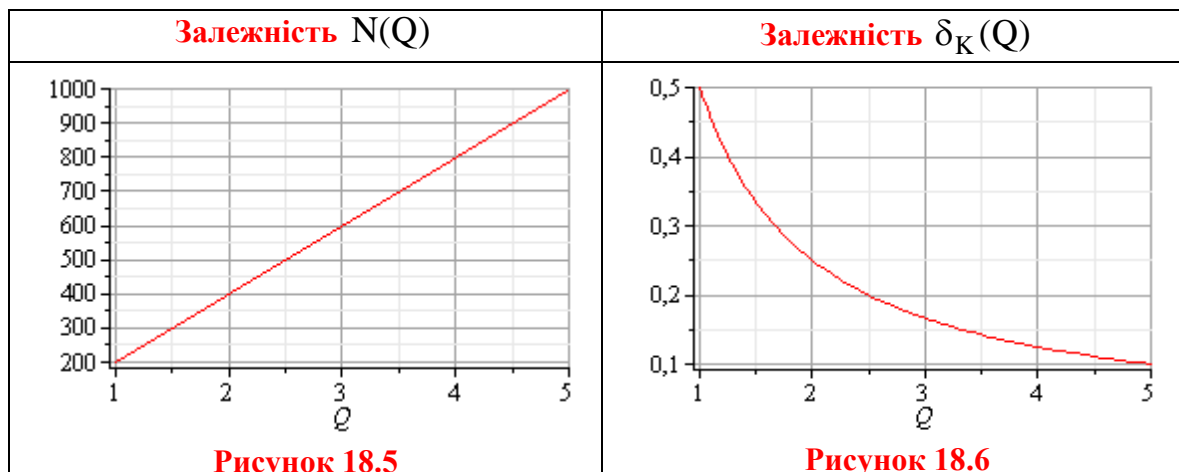
а його статична характеристика – лінійна (рис. 18.5), оскільки чутливість такого каналу – величина стала.

$$S_{BK} = \frac{d}{dQ} N = \frac{k K f_0 I_0}{S_Q} = \text{const}.$$

З рівняння перетворення запишемо рівняння похибки квантування

$$\delta_K = \frac{1}{N} \cdot 100\% = \frac{100\%}{\frac{k K f_0 I_0 \cdot Q}{S_Q}}$$

а графічну залежність зміни похибки квантування в діапазоні зміни вимірюваного зусилля подамо на рис. 18.6.



З рівняння похибки квантування отримаємо залежність для оцінювання нижньої межі вимірювання

$$\delta_{KH} = \frac{100\%}{\frac{k K f_0 I_0 \cdot Q_{\min}}{S_Q}}$$

Звідки

$$Q_{\min} = \frac{100\%}{\frac{k K f_0 I_0 \delta_{KH}}{S_Q}}$$

З рівняння перетворення матимемо рівняння для оцінювання нижньої межі вимірювання

$$N_{\max} = 2^n = \frac{k K f_0 I_0}{S_Q} \cdot Q_{\max} \Rightarrow Q_{\max} = \frac{2^n S_Q}{k K f_0 I_0}$$

18.2 Вимірювальний канал статичних обертальних моментів

Для вимірювання обертальних моментів найчастіше використовують методи, основані на перетворенні обертального моменту на деформацію (механічні напруження) пружного елемента, виконаного у вигляді суцільного чи плоскотілого вала (торсіона), спіральних пружин, мем-

бран. Як первинний вимірювальний перетворювач зусилля на електричну величину розглянемо ємнісний сенсор (рис. 18.7).

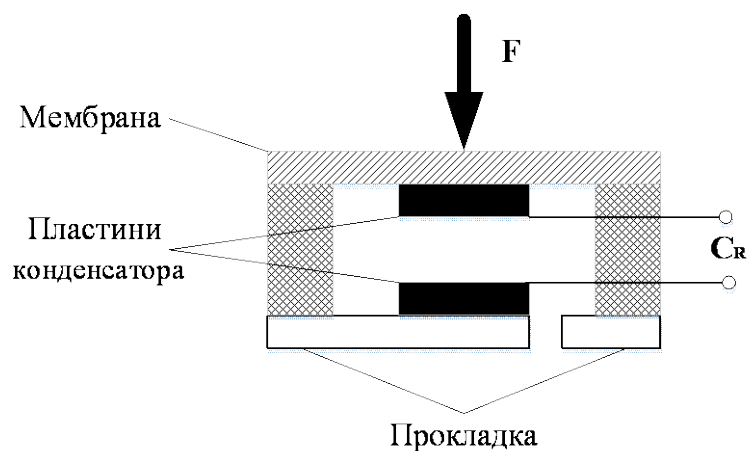
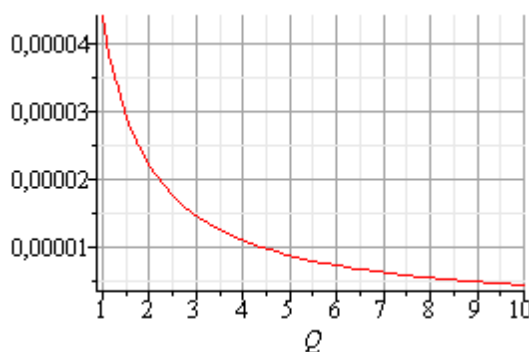


Рисунок 18.7

Нехтуючи крайовими ефектами, визначимо ємність для плоского конденсатора таким чином:

$$C = \frac{\xi_0 \xi S}{d}$$

Від дії зусилля Q мембрана прогинається і відстань d між пластинами конденсатора змінюється $d = k \cdot Q$, що приводить і до відповідної зміни ємності C_Q конденсатора



$$C_Q = \frac{\xi_0 \xi S}{k Q}$$

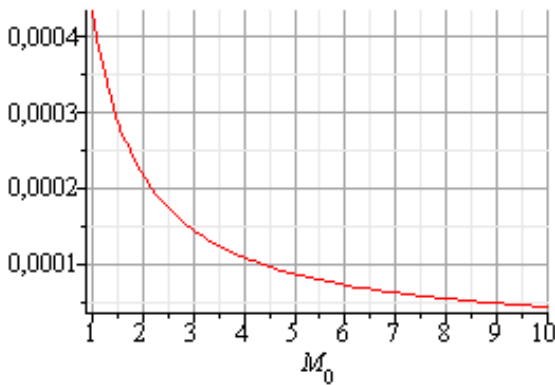
Статична характеристика такого сенсора нелінійна (рис. 18.8). В діапазоні зміни зусилля (від 1 до 10 кГ·м) ємність конденсатора відповідно змінюється від 10 до 40 мкФ.

Рисунок 18.8

На основі цього ємнісного сенсора подамо структурну схему вимірювального перетворювача обертального моменту електричної машини.

Оскільки зусилля Q з обертальним моментом M_0 пов'язано такою залежністю

$$M_0 = Q l g,$$



де Q – зусилля [кГ·м], яке через важіль довжиною l [м] діє на ємнісний сенсор, а $g=9.81 \frac{M}{c^2}$ – прискорення вільного падіння, то функція перетворення (рис. 18.9), що однозначно пов’язує ємність C_M на виході сенсора і обертальний момент M_0 на його вході матиме вигляд

Рисунок 18.9

$$C_M = \frac{\xi_0 \xi S}{k M_0} \cdot 1 \text{ г.}$$

На основі ємнісного сенсора обертального моменту і цифрового вимірювача ємності подамо структурну схему вимірювального каналу обертального моменту (рис. 18.10).

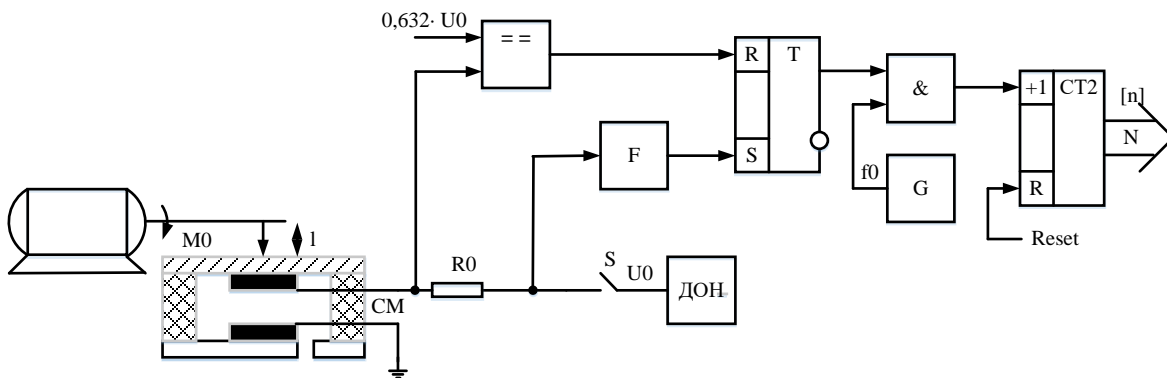


Рисунок 18.10

Рівняння перетворення вимірювального каналу ємності має вигляд

$$N = f_0 R_0 C_M,$$

а ємнісного сенсора подають так

$$C_M = \frac{\xi_0 \xi S}{k M_0} \cdot 1 \text{ г.}$$

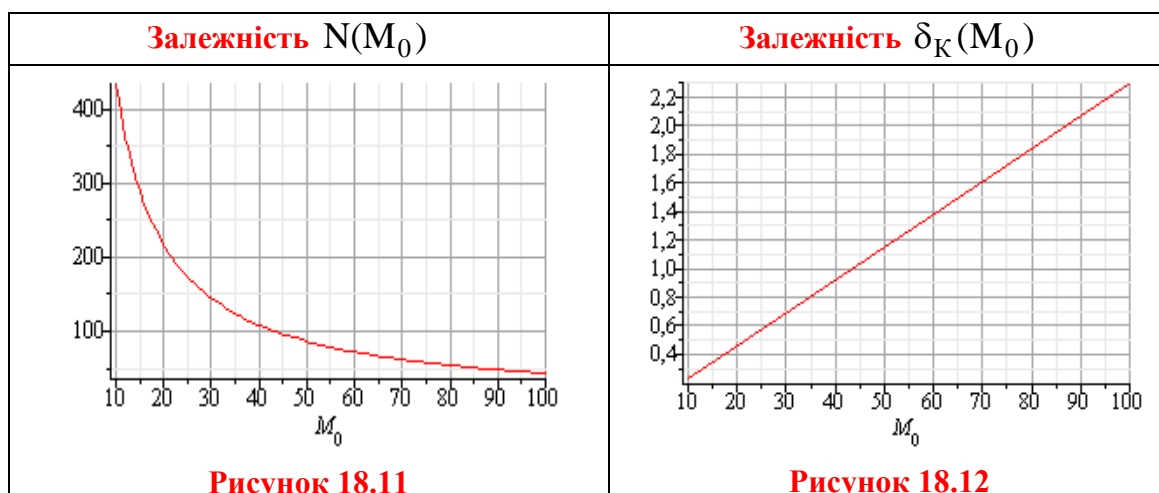
Підставимо в попереднє рівняння останнє і отримаємо функцію перетворення вимірювального каналу обертального моменту електричної машини

$$N = f_0 R_0 C_M = \frac{f_0 R_0 \xi_0 \xi S l g}{k M_0}.$$

Рівняння похибки квантування подамо як

$$\delta_K = \frac{1}{N} 100\% = \frac{k M_0}{f_0 R_0 \xi_0 \xi S l g}.$$

Статична характеристика для такого вимірювального каналу наведена на рис. 18.11, а лінійна залежність похибки квантування від вимірюваної величини на рис. 18.12.



Чутливість цього вимірювального каналу

$$S = \frac{d}{dM_0} N = - \frac{f_0 R_0 \xi_0 \xi S l g}{k} \cdot \frac{1}{M_0^2}$$

нелінійно (квадратично) змінюється в діапазоні можливої зміни обертового моменту M_0 , що і є суттєвим недоліком таких засобів вимірювання.

Верхня межа вимірювання обертового моменту обмежена максимальною ємністю $N_{\max} = 2^n$ двійкового лічильника СТ2. Тому рівняння перетворення подамо у вигляді

$$M_{0\max} = \frac{f_0 R_0 \xi_0 \xi S l g}{k 2^n},$$

а нижня межа – нормованим значенням похибки квантування

$$M_{0\min} = \frac{k}{\delta_{\text{КН}} f_0 R_0 \xi_0 \xi S l g}.$$

В цьому діапазоні зміни вимірюваної величини (від $M_{0\min}$ до $M_{0\max}$) похибка квантування не перевищує нормованого значення $\delta_K \leq \delta_{\text{КН}}$.

Контрольні питання

1. Назвіть основні методи вимірювання механічних зусиль.
2. Охарактеризуйте тензометричний метод вимірювання деформацій.
3. Охарактеризуйте способи та методи вимірювання механічних сил та тиску.
4. В чому суть пьезоефекту?
5. Наведіть схему і рівняння перетворення тензорезистивного моста.
6. Виведіть рівняння перетворення для вимірювального каналу зусилля, наведеного на рис. 18.4.
7. Для вимірювального каналу зусилля з тензометричним вимірювальним перетворювачем отримайте рівняння чутливості та розрахуйте її числове значення для таких параметрів схеми:
 $k=0.1 \text{ с/В}$; $K=100$; $f_0=10^5 \text{ Гц}$; $I_0=10^{-3} \text{ А}$.
8. Виведіть рівняння перетворення для ВК зусилля і знайдіть кількість N імпульсів, які нарахує двійковий лічильник СТ2, якщо чутливість каналу $S_{ВК} = 250$, а значення вимірюваного зусилля $Q = 2 \text{ Н}\cdot\text{м}$.
9. Для попередньої задачі оцініть похибку квантування.
10. Поясніть, якими параметрами схеми обмежено діапазон вимірювання зусилля (нижня і верхня межа вимірювання).
11. За рахунок яких параметрів можна розширити діапазон вимірювання?
12. Користуючись рис.18.7 поясніть принцип дії ємнісного вимірювального перетворювача обертового моменту.
13. Якою залежністю пов'язані між собою обертовий момент і зусилля? Яка одиниця вимірювання обертового моменту?
14. Виведіть рівняння перетворення ємнісного сенсора зусилля? Чому статична характеристика цього сенсора нелінійна?
15. Отримайте функцію перетворення для ВК обертового моменту електричної машини.
18. Чому залежність $\delta_K(M_0)$ похибки квантування від вимірюваної величини (обертового моменту) лінійна?
19. Чутливість для заданого вимірювального каналу є величиною змінною. За яким законом буде змінюватися чутливість вимірювального каналу в процесі зростання обертового моменту?
20. Якими параметрами будуть обмежені нижня і верхня межі вимірювання обертового моменту вимірювального каналу з ємнісним сенсором?

СПИСОК ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ

1. ДСТУ 2681-94. Метрологія. Терміни та визначення. – К.: Держстандарт України, 1994. – 68 с.
2. ДСТУ 3651.0-97. Метрологія. Одиниці фізичних величин. Основні одиниці фізичних величин Міжнародної системи одиниць. Основні положення, назви та позначення.
3. Аш Ж. Датчики измерительных систем. – М.: Мир, 1992. – 424 с.
4. Евтихийев Н. Н. и др. Измерение электрических и неэлектрических величин: учебное пособие. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 352 с.
5. Како Н., Яманэ Я. Датчики и микро-ЭВМ. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 120 с.
6. Кухарчук В. В., Кучерук В. Ю., Володарський Є. Т., Грабко В. В. Основи метрології та електричних вимірювань: підручник. – Херсон: ОЛДІ-ПЛЮС, 2013. – 538 с.
7. Кучерук В. Ю., Кухарчук В. В. Аналіз та практична реалізація мікропроцесорного засобу вимірювання кутової швидкості обертання електричних машин // Вісник ВПІ. – 1995. – № 2. – С. 12-16.
8. Кухарчук В. В. Спосіб апаратно-програмної реалізації вимірювання частоти періодичного сигналу // Вісник ВПІ. – 1994. – № 3(4). – С. 28-33.
9. Никитушкина М., Шикунин С. Обзор датчиков Motorola // СНІР NEWS Новини о микросхемах. – 1998. – № 6-7. – С. 12-14.
10. Орнатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. – К.: Выща школа, 1983. – 455 с.
11. Орнатський П. П. Вступ до методології науки про вимірювання. – К.: ІСДО, 1994. – 246 с.
12. Орнатский П. П. Автоматические измерения и приборы. – К.: Выща школа, 1980. – 458 с.
13. Основы метрологии и электрические измерения / Под ред. Е. М. Душина. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 480 с.
14. Основы метрології та вимірювальної техніки: підручник: у 2 т./ За ред. Б. Стадника. – Львів: НУ «Львівська політехніка», 2005. – т. 1. Основи метрології. – 532 с.
15. Основы метрології та вимірювальної техніки: підручник: у 2 т. / За ред. Б.Стадника. – Львів: НУ «Львівська політехніка», 2005. – т. 2. Вимірювальна техніка. – 656 с.
16. Поджаренко В. О., Кухарчук В. В. Вимірювання і комп'ютерно-вимірювальна техніка. – Київ: УМК ВО, 1991. – 240 с.
17. Поліщук Є. С. та ін. Метрологія та вимірювальна техніка – Львів: «Бескид-Біт», 2003. – 544 с.

18. Поліщук Є. С. Методи та засоби вимірювань неелектричних величин: підручник. – Львів: Видавництво Державного університету «Львівська політехніка», 2000. – 360 с.
19. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Под ред. Е. П. Осадчего. – М.: Машиностроение, 1979. – 480 с.
20. Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC / Под ред. У.Томпкинса и Дж.Уэбстери. – М.: Мир, 1997. – С. 358-400.
21. Таланчук П. М., Скрипник Ю. О., Дібровний В. О. Засоби вимірювання в автоматичних інформаційних та керуючих системах. – К.: Райдуга, 1994. – 672 с.
22. Потапов Л. А., Юферов Ф. М. Измерение вращающих моментов и скоростей вращения микроэлектродвигателей. – М.: Энергия, 1976. – 121 с.
23. Окоси Т. И др. Волоконно-оптические датчики. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 256 с.
24. Мирский Г. Я. Микропроцессоры в измерительных приборах. – Радио и связь, 1984. – 160 с.
25. Луцик Я. Т., Гук О. П., Лах О. І., Стадник Б. І. Вимірювання температурні: теорія та практика. – Львів: «Бескид Біт», 2006. – 560 с.
26. Козловський А. В., Кухарчук В. В., Поджаренко В. О. Мікропроцесорні засоби вимірювального контролю пускового моменту: монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 125 с.
27. Спектор С. А. Электрические измерения физических величин. Методы измерений – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 320 с.
28. Ширман А. Р., Соловьев А.Б. Практическая вибродиагностика и мониторинг состояния механического оборудования – Москва: Наука, 1996. – 276 с.
29. Электрические измерения неэлектрических величин / Под ред. П. В. Новицкого. –М.: Энергоатомиздат, 1975. – 394 с.
30. Электрические измерения электрических и неэлектрических величин / Под ред Е. С. Полищука. –К.: Выща школа, 1984. – 359 с.
31. Юкиш М. Й., Кухарчук В. В., Білинський Й. Й. Оптико-електронні засоби контролю параметрів обертального руху на основі методу просторової модуляції : монографія. – Вінниця: ВНТУ, 2009. – 138 с.
32. Кухарчук В. В., Заславський О. М. Комп'ютеризована система обліку електричної енергії: монографія – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 158 с.
33. Кухарчук В. В., Кацев С. Ш., Мадьяров В. Г. Моніторинг, діагностування та прогнозування вібраційного стану гідроагрегатів: монографія – Вінниця: ВНТУ, 2014. – 168 с.

34. Кухарчук В. В., Ведміцький Ю. Г. Контроль моменту інерції на основі вдосконаленої теорії електромагнітних технологій: монографія – Вінниця: ВНТУ, 2015. – 197 с.
35. Кухарчук В. В., Граняк В. Ф. Високочастотні методи та засоби вимірювального контролю вологості гетерогенних дисперсних діелектриків : монографія – Вінниця: ВНТУ, 2015. – 229 с.
36. Кухарчук В. В., Граняк В. Ф. Вимірювання параметрів обертального руху електромеханічних перетворювачів енергії в перехідних режимах роботи : монографія – Вінниця: ВНТУ, 2018. – 138 с.

Навчальне видання

Кухарчук Василь Васильович

**ОСНОВИ МЕТРОЛОГІЇ
ТА ЕЛЕКТРИЧНИХ ВИМІРЮВАНЬ**

Частина II

Конспект лекцій

Рукопис оформив В. Кухарчук

Редактор Т. Старічек

Оригінал-макет виготовив О. Ткачук

Підписано до друку 15.06.2020 р.
Формат 29,7×42¼. Папір офсетний.
Гарнітура Times New Roman.
Друк різнографічний. Ум. друк. арк 8,95.
Наклад 50 (1 – 21) пр. Зам. № 2020-069.

Видавець та виготовлювач
Вінницький національний технічний університет,
інформаційний редакційно-видавничий центр.
ВНТУ, ГНК, к. 114.
Хмельницьке шосе, 95,
м. Вінниця, 21021.
Тел. (0432) 65-18-06.
press.vntu.edu.ua;
Email: irvc.vntu@gmail.com.
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.