

Лекція 11. Перетворювачі напруги в цифровий код

Перетворювачі напруги в код (ПНК) мають найбільше поширення серед всіх видів АЦП (у деяких випадках під терміном АЦП розуміють ПНК). При побудові перетворювачів напруги в код може бути використаний кожний із трьох класичних методів перетворення: послідовного рахунку, порозрядного зрівноважування, або метод зчитування.

ПНК послідовного рахунку

Як приклад перетворювача послідовного рахунку розглянемо ПНК із проміжним перетворенням вхідної напруги в часовий інтервал з наступним його вимірюванням відомими методами. Структурна схема такого перетворювача й часові діаграми, що пояснюють його роботу, наведені на рис. 3.14, 3.15.

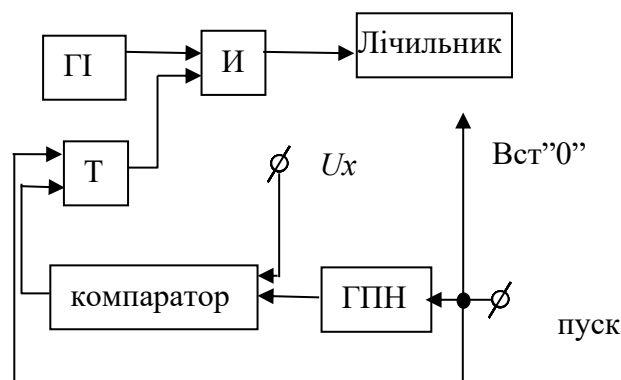


Рис. 3.14

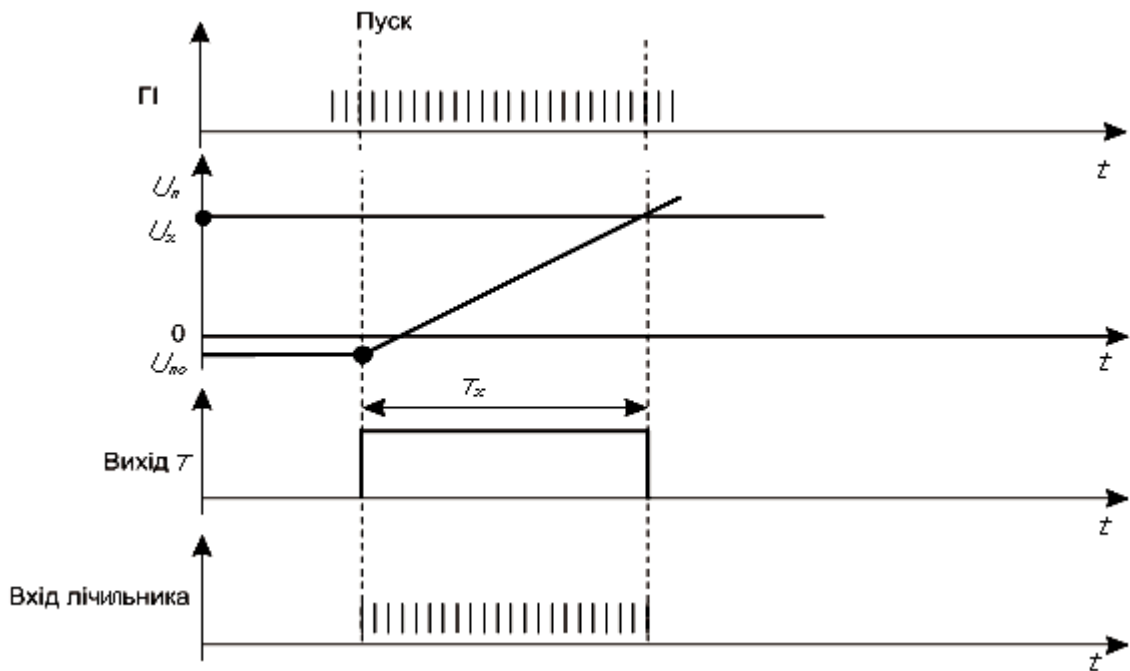


Рис. 3.15

Імпульс запуску (старт-імпульс) встановлює в нульовий стан лічильник імпульсів і перемикає тригер T в одиничний стан, після чого імпульси стабільної частоти ГІ проходять через відкритий елемент I і надходять на рахунковий вхід лічильника імпульсів. Одночасно з цим запускається генератор пилкоподібної напруги ГПН, вихідна напруга якого $U_{п}$ надходить на один із входів компаратора, на другий вхід якого надходить вимірювана напруга $U_{х}$. В момент рівності $U_{п}=U_{х}$ компаратор виробляє імпульс (стоп-імпульс), що перемикає тригер T у нульовий стан, при якому елемент I закривається і надходження імпульсів ГІ на вхід лічильника припиняється. Таким чином, вимірювана напруга $U_{х}$ перетворюється в часовий інтервал $T_{х}$ (рис. 3.15), що міститься між старт- і стоп-імпульсами. Цифровий код на лічильнику буде пропорційний часовому інтервалу $T_{х}$, що у свою чергу пропорційний вимірюваній напрузі $U_{х}$.

Для розглянутого ПНК справедливе співвідношення:

$$U_{II} = U_{II_0} + \alpha t, \quad (3.30)$$

де U_{II_0} – початковий рівень пилкоподібної напруги;

α – швидкість зміни пилкоподібної напруги.

Оскільки кінець інтервалу T_x маємо при $U_{II} = U_x$, де $t = T_x$, то з (3.30) маємо

$$T_x = \frac{U_x - U_{II_0}}{\alpha}. \quad (3.31)$$

Через те, що $T_x = N\tau - \Delta t_1 + \Delta t_2$,

де τ – період проходження імпульсів ГІ; N – число імпульсів, що надійшли на вхід лічильника,

то з (3.30) і (3.31) одержуємо:

$$N = \frac{U_x}{\alpha\tau} - \frac{U_{II_0}}{\alpha\tau} - \frac{\Delta t_1 - \Delta t_2}{\tau}. \quad (3.32)$$

З рівняння (3.32) впливає, що цифровий код N , зафіксований у лічильнику, складається з дійсного значення

$$N_d = \frac{U_x}{\alpha\tau}. \quad (3.33)$$

та похибок

$$N_1 = \frac{U_{П0}}{\alpha\tau}$$

(3.34)

і

$$N_2 = \frac{\Delta t_1 - \Delta t_2}{\tau}$$

(3.35)

Похибка N_1 залежить від зміни величини початкового рівня пилкоподібної напруги $U_{П0}$ й від сталості величини α .

Похибка N_2 залежить від величин похибок Δt_1 й Δt_2 .

У випадку використання синхронізації старт-імпульсу з імпульсами ГІ і використання методу електронного ноніуса або методу затриманих збігів, похибка $N_2 \approx 0$.

У цьому випадку

$$N = \frac{U_X}{\alpha\tau} - \frac{U_{П0}}{\alpha\tau} .$$

(3.36)

Похибка N_1 (3.34) обумовлена нестабільністю початкового рівня пилкоподібної напруги і може бути значно знижена, якщо застосувати додатковий компаратор, що фіксує момент рівності $U_{П}$ з деяким рівнем U_H , прийнятим за початковий. Реалізація такого методу показана на структурній схемі (рис. 3.16) і часових діаграмах, що пояснюють його роботу.

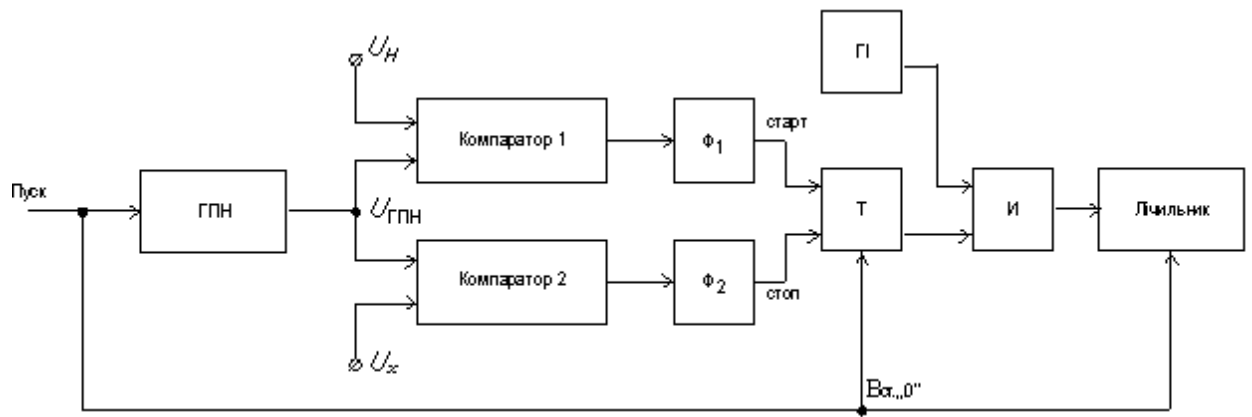


Рис. 3.16

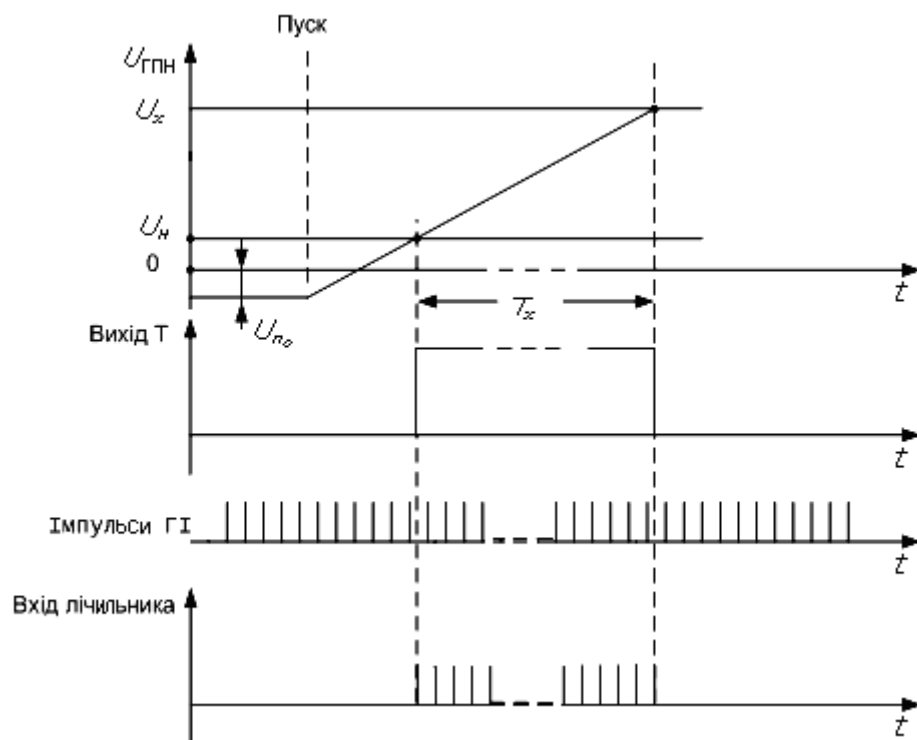


Рис. 3.17

Імпульс запуску встановлює в нульові стани тригер T , лічильник імпульсів, і запускає генератор пилкоподібної напруги ГПН. Після того як вихідна напруга U_H генератора ГПН стане $U_H \geq U_H$, перемикається компаратор 1.

Формувач імпульсів Φ_1 формує імпульс (старт-імпульс) по передньому фронту вихідного імпульсу компаратора 1. Старт-

імпульс перемикає тригер T в одиничний стан, і під впливом його вихідного сигналу відкривається елемент I . Імпульси стабільної частоти генератора ГІ проходять через елемент I і надходять на рахунковий вхід лічильника імпульсів.

Цей підрахунок імпульсів ГІ буде тривати до моменту часу, коли пилоподібна напруга досягне напруги U_x , тобто $U_{II} \geq U_x$. В цей момент часу перемикається компаратор 2, а схема формувача імпульсу Φ_2 формує імпульс (стоп-імпульс) по передньому фронту вихідного імпульсу компаратора 2. Стоп-імпульс перемикає тригер T у нульовий стан, після чого елемент I закривається, і закінчується процес вимірювання U_x .

Як і в попередній схемі, вимірювана напруга U_x спочатку перетворюється в інтервал часу T_x між старт- і стоп-імпульсами, а потім T_x перетворюється в цифровий код, що дорівнює числу N імпульсів ГІ, які надійшли на вхід лічильника.

Для ПНК, наведеного на рис. 3.16 співвідношення між кодом N і напругою U_x має вигляд:

$$N = \frac{U_x}{\alpha\tau} - \frac{\Delta t_1 - \Delta t_2}{\tau} \quad (3.37)$$

Якщо в ПНК (рис. 3.16) використати додаткові схеми по усуненню похибок Δt_1 й Δt_2 , то в ідеальному випадку

$$N = \frac{U_x}{\alpha\tau} \quad (3.38)$$

Як випливає з (3.38), похибка вимірювання U_x визначається нелінійністю пилкоподібної напруги, похибкою компараторів, величиною τ , швидкістю зміни пилкоподібної напруги α . Чим менше α , тобто чим менше кут нахилу пилкоподібної напруги, тим буде більшими T_x , і N , тобто тим буде менша похибка перетворення.

В АЦП послідовного рахунку порівняно просто реалізується швидкодія порядку 10^3 перетворень у секунду ($T_x = 10^{-3}$ с) при похибці 0,1...0,05%.

До недоліків даних АЦП відноситься порівняно великий час перетворення.

3.4.2. Паралельні АЦП

На рис. 3.18 зображено структурну схему паралельного перетворювача напруги в цифровий код.

Перетворювач містить дільник напруги, виконаний з резисторів R_1, R_2, \dots, R_{n+1} , n компараторів напруги, n тригерів, і дешифратора ДШ.

Спочатку всі тригери перемикаються в нульові стани. На перші входи всіх компараторів подається вимірювана напруга U_x , а на другі входи компараторів подаються опорні напруги $U_{оп1}, U_{оп2}$ і т.д., сформовані з опорної напруги $U_{оп}$ на відповідних виходах резисторного дільника напруги.

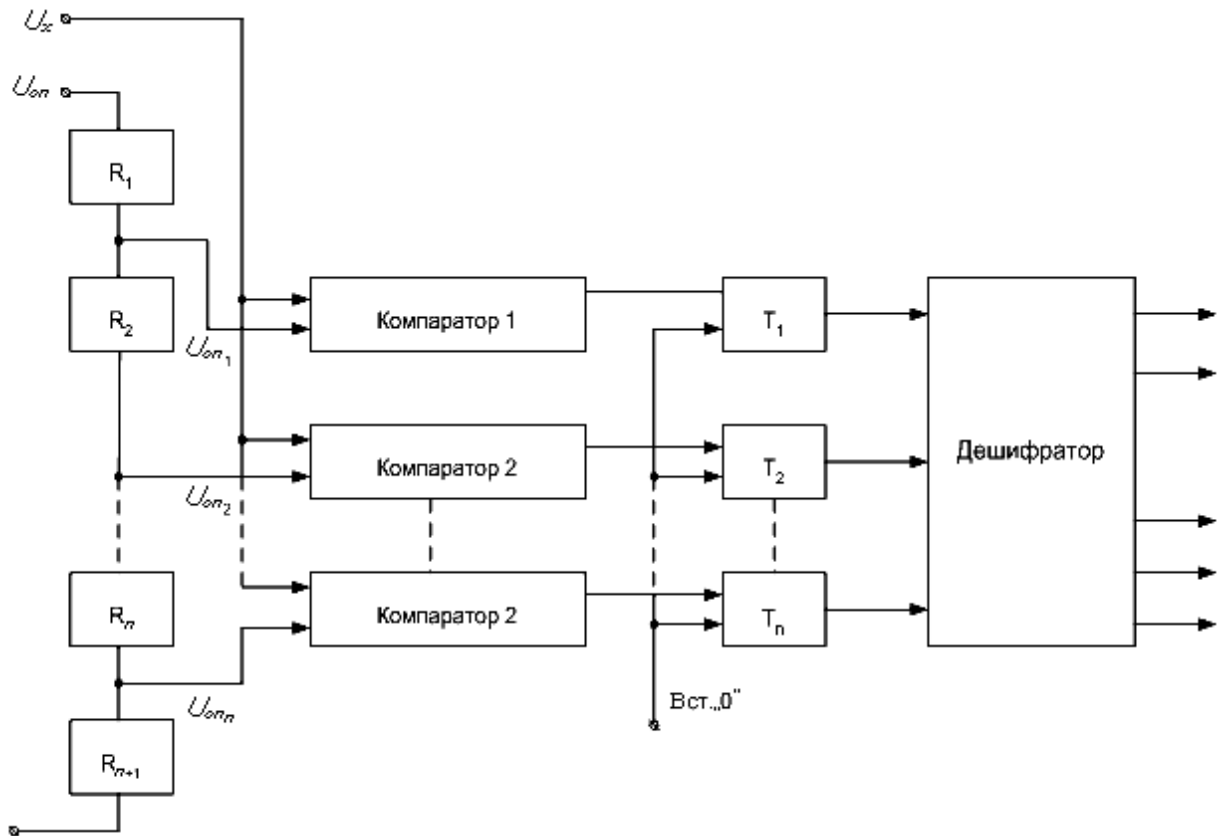


Рис. 3.18

Оскільки всі резистори мають однакові опори, тобто $R_1 = R_2 = \dots = R_n$, то

$$U_{ОП_n} = \frac{U_{ОП}}{(n+1)} ; \quad (3.39)$$

$$U_{ОП_{n-1}} = \frac{2U_{ОП}}{(n+1)} ; \quad (3.40)$$

.....

$$U_{ОП_1} = \frac{nU_{ОП}}{(n+1)}, \quad (3.41)$$

де n – число опорних напруг.

Звідси випливає, що $U_{ОПn}$ є мінімальною опорною напругою (3.39), а всі наступні опорні напруги, що знімаються з дільника напруги, будуть збільшуватися з кроком:

$$\Delta U_{ОП} = \frac{U_{ОП}}{n+1},$$

(3.42)

тобто $\Delta U_{ОП}$ – величина кванта.

Всі нижні компаратори, у яких $U_x > U_{ОПi}$, перемкнуться в одиничний стан ($U_{вих} = 1$), а всі більш верхні компаратори, у яких $U_x < U_{ОПi}$, мають нульові стани. Ці стани компараторів для більш надійної роботи перетворювача запам'ятовуються у відповідних тригерах. Отриманий на виходах тригерів цифровий код є паралельним одиничним кодом, що за допомогою дешифратора ДШ перетворюється в нормальний двійковий код. Кількість компараторів і тригерів має дорівнювати максимальній кількості квантів (числу опорних напруг), необхідних для отримання вихідного двійкового коду з необхідним числом розрядів, тобто для отримання необхідної точності. Чим більше розрядність вихідного двійкового коду, тим вища точність перетворення. Так, наприклад, якщо вихідний двійковий код містить $N = 8$ розрядів, то для цього необхідно $2^8 = 256$ квантів, і, отже, розглянутий паралельний ПНК повинен мати 256 компараторів і 256 тригерів.

Точність даного АЦП визначається в основному похибками резисторного дільника напруги і компараторів.

Перевагою таких АЦП є висока швидкодія. Максимальна частота перетворення може досягати 50...100 МГц.