

# ОПРАЦЮВАННЯ ТА ПЕРЕТВОРЕННЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ

УДК 621.335 (088.8)

## АНАЛІЗ МЕТОДІВ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ВІДНОШЕННЯ ЗА КРИТЕРІЄМ ПРИДАТНОСТІ ДЛЯ ПЕРЕТВОРЕННЯ ВІДНОСНОЇ РІЗНИЦІ АМПЛІТУД СИГНАЛІВ

© Бучма Ігор<sup>1,2</sup>, Щудлак Роман<sup>1</sup>, 2006

<sup>1</sup>Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра автоматики та телемеханіки,  
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

<sup>2</sup>Політехніка Опольська, вул. Сосновського, 31, Опольце, Польща

*Проаналізовано можливість використання методів аналого-цифрового перетворення відношення для перетворення відносної різниці амплітуд сигналів. Показано, що загалом для цього найпридатніший метод інтегрування. Розглянуто часо-імпульсний перетворювач відносної різниці амплітуд гармонічних сигналів.*

*Проанализировано возможность использования методов аналого-цифрового преобразования отношения для преобразования относительной разности амплитуд сигналов. Показано, что в общем случае для этого наиболее подходящим является метод интегрирования. Рассмотрен время-импульсный преобразователь относительной разности амплитуд гармонических сигналов.*

*Possibility of using of A/D converting methods to convert of relative difference signal's amplitudes are analyzed. There are shown that method of integration is the most for this purpose. A time impulse converter of relative difference of harmonic signal's amplitude are examined.*

**Вступ.** Для вимірювання різних фізичних величин широко застосовують методи, в яких використовують магнітні та електричні властивості матеріалів та різноманітні схеми вимірювання параметрів електричних величин, що через певні залежності пов'язані з вимірюваними фізичними параметрами. Вибираючи вимірювальну схему, аналізують доцільність використання вже відомих чи розроблення нових схем за якісними і кількісними показниками (вартість, точність, чутливість тощо). Найчастіше для вимірювання використовують мостові та напівмостові схеми. Як відомо, недоліком згаданих схем є нелінійна залежність вихідної напруги від змін параметрів сенсора. Цю залежність намагаються лінеаризувати [1–4, 11].

**Аналіз стану досліджень та публікацій.** Одним з методів лінеаризації є вимірювання відносної різниці напруг [5]. Цей метод лінеаризації можна використовувати для мостових і напівмостових схем, в яких наявні активні (резистори) чи реактивні (індуктивні котушки, ємнісні давачі) елементи [4, 5, 11]. Як відомо, всі вимірювані сигнали подані в аналоговій формі, однак більшість сучасних засобів обробки

інформації працюють з цифровими сигналами. Тому виникає необхідність подати відносну різницю напруг у цифровій формі.

**Мета досліджень.** Проаналізована можливість використання відомих методів аналого-цифрового перетворення відношення для перетворення відносної різниці амплітуд сигналів, зокрема гармонічних.

**Виклад основного матеріалу.** Аналізуючи відомі методи аналого-цифрового перетворення [9], можна зробити висновок, що для аналого-цифрового перетворення відносної різниці амплітуд гармонічних сигналів можна використовувати вже наявні АЦП. Оскільки відношення вхідної та опорної напруг визначає код на виході АЦП, то для будь-якого типу АЦП можна записати вираз

$$\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{оп}}} = \frac{N_{\text{екв.вх.}}}{N_{\text{макс}}} \pm \delta_{\text{пер}}, \quad (1)$$

де  $U_{\text{вх}}$  – значення вхідної напруги, яке необхідно перетворити в цифровий код,  $U_{\text{оп}}$  – значення опорної напруги,  $\delta_{\text{пер}}$  – похибка аналого-цифрового

перетворення,  $N_{\text{екв.вх}}$  – еквівалент вхідної напруги  $U_{\text{вх}}$  у цифровій формі,  $N_{\text{max}}$  – максимальне значення числової комбінації на виході АЦП, еквівалент опорної напруги  $U_{\text{оп}}$  у цифровій формі,

Якщо на вхід АЦП подати напругу, пропорційну до різниці амплітуд ( $U_1-U_2$ ), а як опорну використати напругу, пропорційну до амплітуди  $U_1$ , то можна записати

$$\frac{U_1 - U_2}{U_1} = \frac{N_{\text{екв.вх}}}{N_{\text{max}}} \pm \delta_{\text{пер}} \quad (2)$$

В багатьох випадках у виразі (2) значення ( $U_1-U_2$ ) є напругою низького рівня, тому для нього коефіцієнт сигнал/шум буде малим і аналого-цифрове перетворення може його тільки погіршити [12]. Тому розглянемо варіант, коли на вхід АЦП подається напруга, пропорційна до амплітуди  $U_2$ , а як опорну використовують напругу, пропорційну до амплітуди  $U_1$ . Тоді на підставі (1), не враховуючи похибки перетворення, одержимо

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{N_{\text{екв.вх}}}{N_{\text{max}}} \quad (3)$$

Віднімемо від правої і лівої частин виразу (3) одиницю і перемножимо праву і ліву частини на (-1). Тоді отримаємо

$$1 - \frac{U_2}{U_1} = 1 - \frac{N_{\text{екв.вх}}}{N_{\text{max}}}$$

Останній вираз подамо у такому вигляді

$$1 - \frac{U_2}{U_1} = 1 - \frac{N_{\text{екв.вх}}}{N_{\text{max}}} = \frac{N_{\text{max}} - N_{\text{екв.вх}}}{N_{\text{max}}}$$

Якщо  $N_{\text{max}} \geq N_{\text{екв.вх}}$ , то

$$\frac{N_{\text{max}} - N_{\text{екв.вх}}}{N_{\text{max}}} = \frac{\overline{N_{\text{екв.вх}}}}{N_{\text{max}}},$$

де  $\overline{N_{\text{екв.вх}}}$  – інверсія коду  $N_{\text{екв.вх}}$ .

З цього видно, що цифровий код відносної різниці напруг одержують інвертуванням коду чисельника лівої частини. Отже, якщо  $U_2 < U_1$ , після при аналого-цифровому перетворенні відношення  $U_2/U_1$  отримаємо

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{N_{\text{екв.вх}}}{N_{\text{max}}} \leq 1.$$

У такому разі проінвертувавши чисельник одержаного в (3) коду, отримуємо цифровий еквівалент відносної різниці амплітуд напруг

$$\frac{U_1 - U_2}{U_1} = \frac{\overline{N_{\text{екв.вх}}}}{N_{\text{max}}} \quad (4)$$

Якщо вхідні сигнали  $U_1$  та  $U_2$  є сигналами постійного струму, то для їхнього перетворення можна було б використати АЦП, що працює за будь-яким відомим методом перетворення (паралельний, послідовно-паралельний, послідовний, інтегровальний).

Якщо ж  $U_2$  може набувати значення, за яких  $U_2 > U_1$ , то з усіх методів аналого-цифрового перетворення може бути використаний лише метод двотактного інтегрування, бо в АЦП, які працюють за іншими методами, перетворюваний сигнал не може бути більшим від опорного.

Спрощена схема АЦП двотактного інтегрування постійних напруг подана на рис. 1 [9].

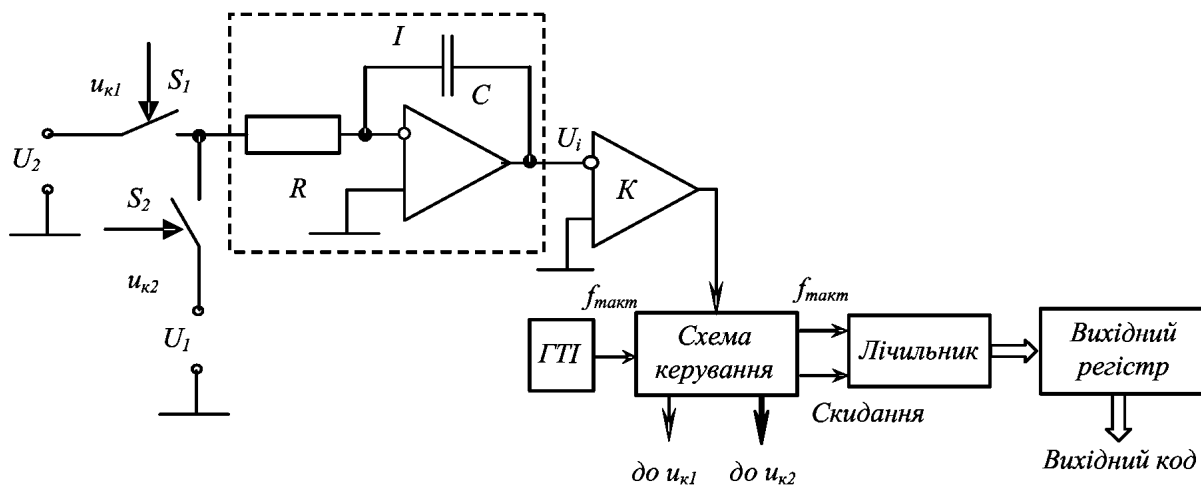


Рис. 1. Спрощена схема АЦП двотактного інтегрування:  
I – інтегратор, ГТІ – генератор тактових імпульсів, К – компаратор

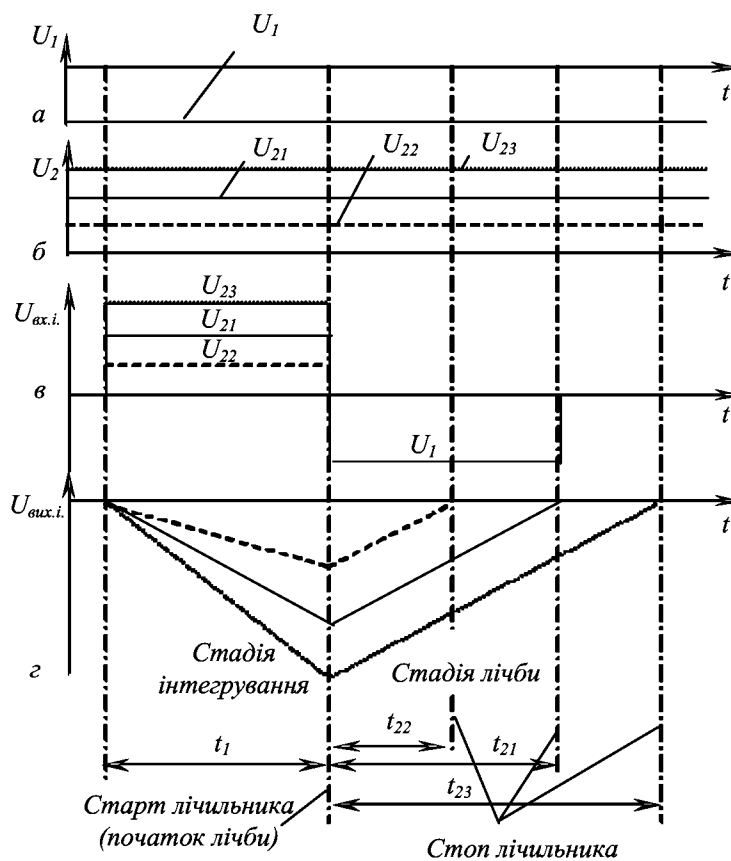


Рис. 2. Часові діаграми АЦП двотактного інтегрування

Перетворення відбувається у дві стадії (рис. 2, г.): 1) стадія інтегрування (накопичення заряду); 2) стадія підрахунку. Упродовж першої стадії ключ S<sub>1</sub> замкнутий, а ключ S<sub>2</sub> розімкнутий. На вхід інтегратора І надходить постійна вхідна напруга U<sub>2</sub> (рис. 2, б, в). Для більшої наочності показано три випадки: 1) коли напруга |U<sub>1</sub>|=|U<sub>2</sub>|=U<sub>21</sub> (пряма лінія на рис. 2, б, в, г); 2) коли |U<sub>1</sub>|>|U<sub>2</sub>|=U<sub>22</sub> (штрихова лінія на рис. 2, б, в, г); 3) коли |U<sub>1</sub>|<|U<sub>2</sub>|=U<sub>23</sub> (пунктирна лінія на рис. 2, б, в, г). Вважають, що U<sub>1</sub>=const. Це зумовлює паралельність ходу лінії розряду конденсатора на стадії підрахунку. Інтегратор І інтегрує вхідну напругу U<sub>2</sub> і на його виході формується напруга U<sub>вих.і</sub>. Час інтегрування t<sub>1</sub> вхідної напруги U<sub>2</sub> сталий; як таймер може використовуватись лічильник [9], так що

$$t_1 = \frac{K_{\text{ліч}}}{f_{\text{такт}}}, \quad (5)$$

де K<sub>ліч</sub> – коефіцієнт ділення частоти лічильником, тобто K<sub>ліч</sub>=N<sub>мах</sub>=2<sup>n</sup>; n – розрядність лічильника; f<sub>такт</sub> – тактова частота генератора тактових імпульсів ГТІ.

Упродовж часу t<sub>1</sub> рівень вихідної напруги інтегратора зменшується (рис. 2, б, г). Після закінчення

стадії інтегрування розпочинається стадія підрахунку, ключ S<sub>1</sub> розмикається, а ключ S<sub>2</sub> замикається, і постійна опорна напруга U<sub>1</sub> надходить на вхід інтегратора. Опорна напруга U<sub>1</sub> протилежна за знаком вхідній напрузі. На стадії підрахунку вихідна напруга інтегратора лінійно росте упродовж часу t<sub>2</sub> (рис. 2, г).

Стадія підрахунку закінчується, коли вихідна напруга інтегратора перетинає нуль. Компаратор К перемикається і підрахунок зупиняється. В [9] показано, що між вихідним кодом лічильника N<sub>2</sub> та U<sub>2</sub>/U<sub>1</sub> існує залежність

$$N_2 = \text{Ent} \left| \frac{U_2 K_{\text{ліч}}}{U_1} \right|, \quad (6)$$

де Ent (entire) – позначення цілої частини числа.

З цієї формули видно, що особливістю методу двотактного інтегрування є те, що ні тактова частота, ні стала інтегрування RC не впливають на результат. Виключається вплив тактової частоти та сталої інтегрування RC на результат перетворення забезпеченням їхньої стабільності протягом часу t<sub>1</sub>+t<sub>2</sub>. Це зумовлено тим, що у разі використання простого тактового генератора та інтегратора істотні тимчасові

або температурні дрейфи частоти та сталої часу інтегратора відбуваються за час значно більший, ніж час, перетворення [9].

У разі гармонічних сигналів  $u_2(t)$  та  $u_1(t)$  для отримання відносної різниці амплітуд за допомогою вже відомих АЦП необхідно ввести ще одну ланку обробки сигналів (ЛОС), а саме ланку перетворення змінних напруг  $u_2(t)$  та  $u_1(t)$  у сталі.

Як відомо, обробку двох сигналів можна виконувати одноканальним чи двоканальним методом [6]. За одноканальним методом здійснюється розділення за часом обробки  $u_1(t)$  та  $u_2(t)$ . Схема перетворювача буде мати вигляд, показаний на рис. 3, а, де П1 – перемикач сигналів, М – мультиплексор (перемикач кодів), ЛОС – ланки обробки сигналів, ПД – пристрій ділення, Ін. – інвертор, РП – реєструвальний пристрій. А при двоканальному методі обробка сигналів здійснюється одночасно до виконання операції ділення (рис. 3, б).

Як видно з рис. 3, а для одноканального методу два сигнали проходять одні і ті самі ланки обробки, на відміну від двоканального (рис. 3, б), тому похибка перетворення одноканального методу значно менша. Зокрема, для двоканального методу похибка становить 0,5–1,0 % [13], тоді як для одноканального вона може бути меншою 0,1 % [6].

На основі АЦП двотактного інтегрування можна побудувати аналого-цифровий часо-імпульсний перетворювач відносної різниці амплітуд гармонічних сигналів (рис. 4). У структурну схему такого перетворювача входять: П1, П2 – перемикачі, ЛД – лінійний детектор, Ін. – інвертор, І – інтегратор, К – компаратор, О<sub>1</sub>, О<sub>2</sub> – одновібратори, ТТ1, ТТ2 – Т-тригери, Ліч – лічильник, ГТІ – генератор тактових імпульсів, Р.Ліч. – реверсивний лічильник, ФНЗ – фіксатор нульового значення, RG – реєстр вихідного коду.

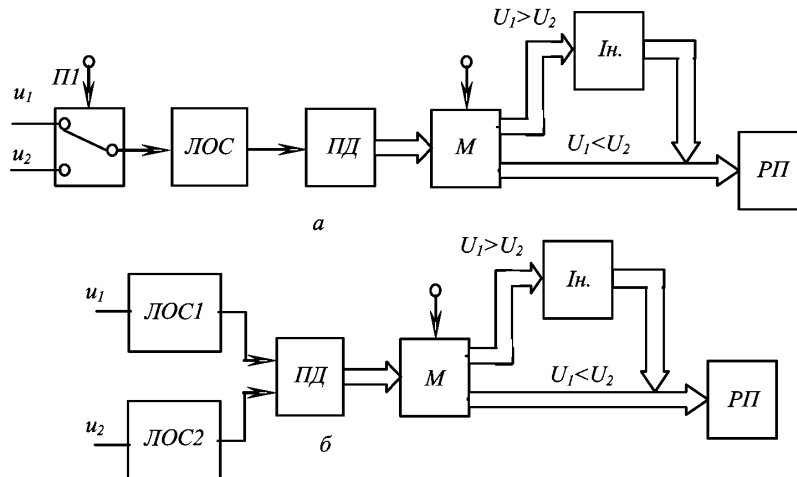


Рис. 3. Схеми одноканального (а) та двоканального (б) методів вимірювання відношення чи відносної різниці двох величин

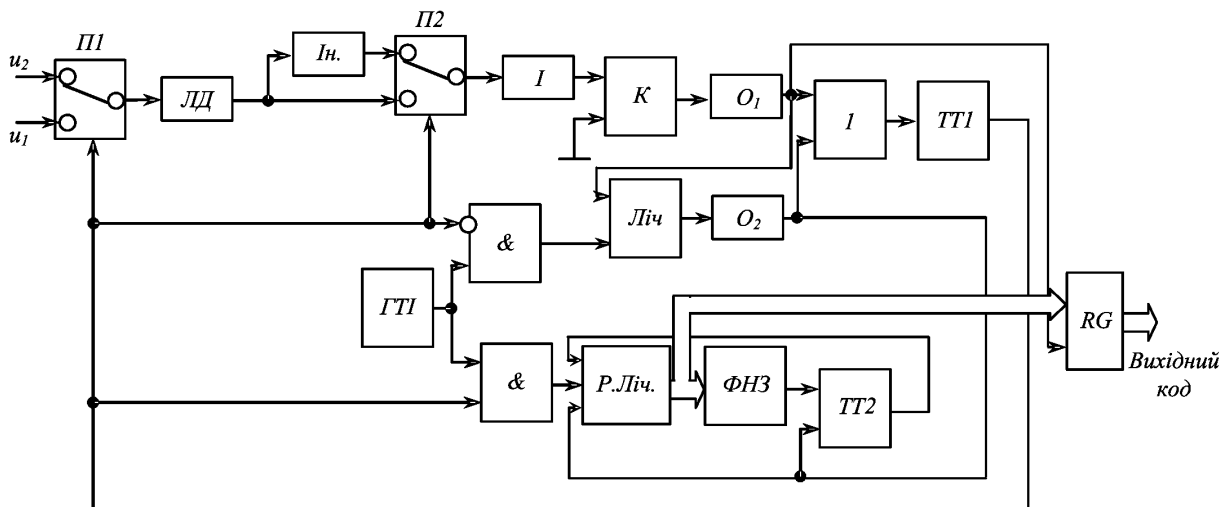


Рис. 4. Інтегровальний аналого-цифровий часо-імпульсний перетворювач відносної різниці амплітуд гармонічних сигналів

Перетворювач працює так.

У початковий момент часу вихід ТТ1 в стані логічного 0 і перемикачі П2 та П1, які перемикаються синхронно, перебувають в стані, такому, як на рис. 4. Перемикач П1 пропускає сигнал  $U_2$ , який надходить на лінійний детектор ЛД. На виході ЛД отримаємо напругу

$$U_{2B} = K_{ЛД} U_2, \quad (7)$$

де  $K_{ЛД}$  – коефіцієнт передачі лінійного детектора.

Коли П1 пропускає сигнал  $U_2$ , П2 пропускає випрямлений проінвертований сигнал  $-U_{2B}(1 + \delta_i)$ , де  $\delta_i$  – відносна похибка інвертора, з виходу Ін. на інтегратор І. Інтегратор накопичує заряд і на його виході буде напруга

$$U_i(t) = \frac{1}{RC} \int_0^{t_1} U_{2B}(1 + \delta_i) dt.$$

у момент  $t_1$

$$U_i(t_1) = \frac{1}{RC} U_{2B}(1 + \delta_i) \int_0^{t_1} dt = \frac{1}{RC} U_{2B} t_1 (1 + \delta_i). \quad (8)$$

Інтервал часу  $t_1$  триватиме, доки на виході старшого розряду лічильника Ліч, який підраховує імпульси з виходу ГТ1 і використовується як дільник частоти, не сформується спад. В цю мить на виході  $O_2$  сформується короткий імпульс, який через логічний елемент АБО потрапить на вхід ТТ1 і встановить його в стан логічної 1. Тоді перемикачі П1, П2 – перемикаються і на вхід ЛД подається напруга  $U_1$ . На виході ЛД буде напруга

$$U_{1B} = K_{ЛД} U_1, \quad (9)$$

яка через П2 проходить на І. На виході компаратора буде логічна 1 доти, доки напруга на інтеграторі не досягне нульового значення. Зміна вихідної напруги інтегратора описується виразом

$$U_i(t_1) - \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_1+t_2} U_{1B} dt = 0, \quad (10)$$

де  $t_2$  – час зменшення рівня напруги на виході І до нульового значення, тобто час інтегрування напруги  $U_{1B}$ .

У момент часу, коли на виході інтегратора І буде нульове значення, компаратор К перейде в нульовий стан. На виході  $O_1$  сформується імпульс, який через логічний елемент АБО надходить на ТТ1 і встановлює його в стан логічного нуля. Потім цей процес повторяється.

На основі (5), (8) та (10) можна записати

$$\frac{1}{RC} U_{2B} t_1 (1 + \delta_i) - \frac{1}{RC} U_{1B} t_2 = 0. \quad (11)$$

Звідки з (5), (7) і (9) отримаємо

$$t_2 = \frac{U_{2B} t_1 (1 + \delta_i)}{U_{1B}} = \frac{U_2 K_{ЛД}}{U_1 f_{ТАКТ}} (1 + \delta_i) \quad (12)$$

Щоб перетворити  $t_2$  в кількість імпульсів, використовують елемент логічного множення, на один вхід якого подано імпульси з виходу ТТ1, а на другий – імпульси з виходу ГТ1. Ці імпульси буде підраховувати реверсивний лічильник Р.Ліч. Кількість імпульсів, які підрахує лічильник, дорівнюватиме

$$N_{\text{екв.вх.}} = \text{Ent} |t_2 f_{ТАКТ} (1 + \delta_i)| = \text{Ent} \left| \frac{U_2 K_{ЛД}}{U_1 f_{ТАКТ}} f_{ТАКТ} (1 + \delta_i) \right| = \text{Ent} \left| \frac{U_2 K_{ЛД}}{U_1} (1 + \delta_i) \right|. \quad (13)$$

Звідки видно, що  $N_{\text{екв.вх.}}$  буде подано з похибкою  $\delta_i$ , тобто з похибкою інвертора.

Якщо  $U_2 < U_1$ , відносна різниця амплітуд напруг буде пропорційна до проінвертованого коду  $\overline{N_{\text{екв.вх.}}}$ .

$$\overline{N_{\text{екв.вх.}}} = \text{Ent} \left| \frac{U_1 - U_2}{U_1} K_{ЛД} \right|. \quad (14)$$

Тобто лічильник повинен працювати в режимі віднімання.

Якщо ж  $U_2 > U_1$ , то вираз для обчислення відносної різниці амплітуд гармонічних сигналів буде мати вигляд

$$\frac{U_1 - U_2}{U_1} = \frac{t_1 - t_2}{t_1} = -\frac{\Delta t}{t_1} < 0. \quad (15)$$

Оскільки  $t_1$  стало, то можна сказати, що  $\Delta t$  пропорційна до числової комбінації  $N_{\text{екв.вх.}}$  на виході Р.Ліч, який упродовж часу  $t_2$  працює в режимі додавання

$$\text{Ent} \left| K_{ЛД} \frac{U_1 - U_2}{U_1} \right| = -N_{\text{екв.вх.}}. \quad (16)$$

Підраховування імпульсів упродовж часу  $\Delta t$  починається з моменту фіксації нульового значення реверсивного лічильника фіксатором нульового значення ФНЗ. У цей самий момент часу імпульс, який надійде з ФНЗ, перемикає тригер ТТ2, що є тригером знаку, з логічного 0 в логічну 1.

Підрахунок імпульсів триватиме доти, доки одновібратор  $O_1$  не сформує імпульс, який надходить на регістр RG для запам'ятовування кодової комбінації, що відповідає відносній різниці амплітуд гармонічних сигналів. Кожен раз перед початком стадії підрахунку ТТ2 і Р.Ліч. обнуляються після надходження імпульсу з  $O_2$  на R-вхід ТТ2 та Р. Ліч. Для

уникнення зміщень кодових комбінацій після закінчення стадії підрахунку лічильник Ліч. обнуляється коротким імпульсом з виходу одновібратора  $O_1$ .

Час перетворення дорівнюватиме

$$t_{\text{пер}} = t_1 + t_2 = \frac{K_{\text{ліч}}}{f_{\text{такт}}} + \frac{U_2 K_{\text{ліч}}}{U_1 f_{\text{такт}}}, \quad (17)$$

і для додатних значень відносної різниці амплітуд гармонічних сигналів буде меншим, ніж час перетворення відомого перетворювача  $t_{\text{пер}}'$  [8,14]

( $t_{\text{пер}}' = 2t_1 = T$ ), а для від'ємних –  $t_{\text{пер}}$  буде таким самим як у [14].

Загалом діапазон вихідних значень  $(U_1 - U_2)/U_1$  під час перетворення теоретично визначається виразом

$$-\infty \leq (U_1 - U_2)/U_1 \leq 1.$$

**Висновки.** Розглянуто можливість використання відомих методів аналого-цифрового перетворення для перетворення відносної різниці амплітуд сигналів, зокрема, гармонічних. Показано, що за значень напруги  $U_1 \geq U_2$  можна використовувати будь-які відомі типи АЦП. Якщо ж співвідношення між  $U_1$  та  $U_2$  можуть змінюватися і набувати таких значень, що  $U_1 < U_2$ , то для побудови АЦП відносної різниці амплітуд сигналів можна використовувати тільки інтегровальні перетворювачі.

За рахунок використання реверсивного лічильника можна збільшити швидкодію перетворювача у діапазоні додатних значень.

Похибка одноканальних двотактних часо-імпульсних перетворювачів під час визначення відношення не більша ніж 0,1 %. Однією із складових похибки є похибка інвертора. Похибка двоканальних перетворювачів відношення становить 0,5 – 1,0 %.

1. Гутников В.С. *Применение операционных усилителей в измерительной технике.* – Л., 1975.  
2. Грибок М.І., Расін Ю.В., Суркова Т.С. *Оптимізація пара-*

*метрів схеми лінеаризації з позитивним та від'ємним зворотнім зв'язком. Технічні засоби автоматизації вимірів та керування науковими дослідженнями.* – №257, 1991. – С.31–37. 3. *Цифровой неуравновешенный мост.* А.С. 983551 СССР, МКИ G01R 17/10 /Беззубцев В.В., №2818389/18-21; Заявл.20.09.79; Опубл. 23.12.82, Бюл. №43. – 3 с. 4. Бучма І.М. *Индуктивна електророзвідка та вихрострумова діагностика: єдність, відмінності та перспективи // Вимірювальна техніка та метрологія, №53, 1998.* – С.97 – 104. 5 Бучма І.М., Щудлак Р.М. *Методи лінеаризації характеристик вимірювальних незрівноважених мостових і напівмостових схем // Вісник Національного університету "Львівська політехніка", №530, 2005.* – С. 75–79. 6 Масюренко Ю. А. *Логометрические преобразователи с автоматической коррекцией погрешностей.* – М., 1983. – 86 с. 7. Юрченко Ю.П. *Цифровой измеритель относительного отклонения двух переменных напряжений // Проблемы технической электродинамики.* – 1973. – №40. – С.75–78. 8. *Способ измерения относительной разности амплитуд двух гармонических сигналов* А.С. 1732287 СССР, МКИ G01R 19/10 /Бучма И.М., Бучма О.И. №4374215/21; Заявл.04.01.88; Опубл. 07.05.92, Бюл. №17. – 4 с. 9. Волович Г.И. *"Аналого-цифровые преобразователи".* <http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/doc/adc/index.htm> 10. *Методы возбуждения измерительных датчиков и применение ИС AD7711 и AD7730* Альберт О'Грэди, *Журнал Компоненты и технологии* #3 2003 г. [http://www.compitech.ru/html.cgi/arhiv/03\\_03/stat\\_50.htm](http://www.compitech.ru/html.cgi/arhiv/03_03/stat_50.htm) 11. I.Buczma, R.Szczydlak. *Analiza parametryczna sygnałów wyjściowych mostków pomiarowych oraz metody pomiaru parametry optymalnego, XIII Konferencja „Sieci i Systemy Informatyczne”, Łódź, Politechnika Opolska 13-14 października.* S. 405–412. 12. Richard G. Lyons, *Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów.* Warszawa, WKŁ, 2000. – 462 s. 13. Скрипник Ю.А. *Способы построения высокостабильных фазонечувствительных дифференциальных индикаторов, Приборостроение.* – К., 1961. – №10. – С.1–5. 14. Бучма І. М. *Розвиток теорії та принципів побудови засобів вимірювання з періодичним порівнянням низькочастотних гармонічних сигналів.* Дисертація на здобуття наукового ступеня док. техн.. Львів НУ"ЛП" 2001.