

## ЛОГАРИФМІЧНІ АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З НАКОПИЧЕННЯМ ЗАРЯДУ. ОГЛЯД. ЧАСТИНА 2

О Антонів У.С., Мичуда З.Р., 2010

Подано класифікацію, виконано порівняльний аналіз властивостей та вказано перспективи розвитку АЦП з накопиченням заряду.

The definition of classifications are given, the comparative analysis of properties is conducted and the prospects of development ADC with accumulation of charge.

Логарифмічні АЦП з накопиченням заряду на активних конденсаторних комірках. Спрощена функціональна схема ЛАЦП з накопиченням заряду в активній конденсаторній комірці наведена на рис. 7 [1, 2], а епюри напруг – на рис. 8.

ЛАЦП містить конденсатори С1 і С2, ключі (К0-К4), масштабний перетворювач (МП) і компаратор (Км).

Зміна коефіцієнта перетворення здійснюється зміною коефіцієнта передачі масштабного перетворювача, тобто зміною значення опорів. Вибираючи коефіцієнт передачі масштабного перетворювача більшим чи меншим від одиниці, отримуємо відповідно наростаючу (рис. 8, а) чи спадну (рис. 8, б) розгортку компенсаційної напруги.

Пари ключів К1, К3 і К2, К4 працюють так: коли одна пара (К1, К3) замкнута, то друга (К2, К4) – розімкнута, і навпаки; причому на їхні входи управління подаються почергово з кожним тактом імпульси управління.

Імпульсом запуску замикається ключ К0, через який заряджається конденсатор С1 до рівня опорної напруги  $U_0$ . При цьому також замикаються ключі К1, К3 і на першому вході компаратора, що об’єднаний з входом масштабного перетворювача МП, відтворюється рівень напруги на конденсаторі С1

$$U_{k0} = U_0. \quad (8)$$

Під час запуску конденсатор С2, під’єднаний до виходу масштабного перетворювача МП замкнутим ключем К3, зарядиться до рівня напруги

$$U_{C2} = \alpha U_0, \quad (9)$$

де  $\alpha$  – коефіцієнт передачі регульованого масштабного перетворювача.

Наприклад, якщо МП виконано у вигляді неінвертуючого підсилювача напруги на операційному підсилювачі, коефіцієнт перетворення  $\alpha$  набуде вигляду

$$\alpha = 1 + \frac{R2}{R1}, \quad (10)$$

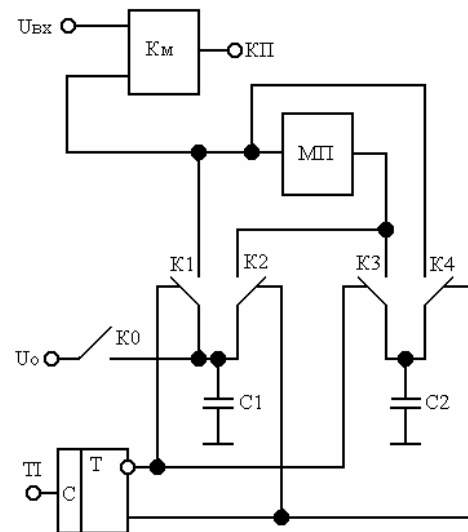


Рис. 7. Спрощена схема ЛАЦП з НЗ на активній КК

де  $R_2$  – опір резистора, увімкнутого між виходом й інвертуючим входом операційного підсилювача;  $R_1$  – опір резистора, увімкнутого між інвертуючим входом операційного підсилювача та шиною нульового потенціалу.

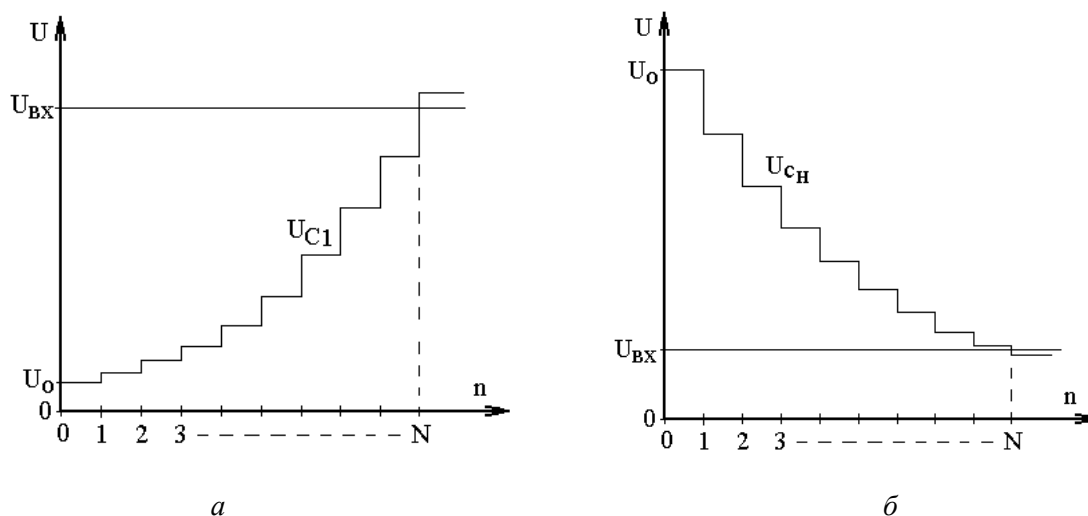


Рис. 8. Етюри напруг спрощеної схеми ЛАЦП з НЗ на активній КК

Після закінчення імпульсу запуску ключ  $K_0$  розмикається і починається перетворення. З кожним тактовим імпульсом напруга на першому вході компаратора  $K_m$  зростає і якщо після  $N$ -го тактового імпульсу вона дорівнює або більша за напругу на другому вході компаратора  $K_m$ , тобто вхідну напругу  $U_{VX}$ , то спрацьовує компаратор  $K_m$  і забороняє лічильнику результату ЛР подальший підрахунок тактових імпульсів.

Отже, кількість тактових імпульсів, які надійшли на вхід лічильника результату ЛР за час від моменту закінчення імпульсу  $U_0$  до спрацювання компаратора  $K_m$  дорівнюватиме

$$N = \frac{1}{\ln \alpha} \ln \frac{U_{VX}}{U_0}, \quad (11)$$

тобто є пропорційною до логарифма відношення вхідної напруги до опорної.

У такому ЛАЦП спрацювання компаратора  $K_m$  відбуваються синхронно з тактовими імпульсами. Тому похибка від несинхронності  $\delta_{nc}$  у ньому не виникає.

Похибка перетворення визначатиметься лише похибкою логарифма  $\ln \alpha$ . Як відомо, абсолютна похибка логарифма дорівнює відносній похибці його аргументу

$$\Delta_L = \delta_\alpha = \delta_{R_2} - \delta_{R_1}, \quad (12)$$

де  $\delta_\alpha$  – відносна похибка аргументу  $\alpha$ ;  $\delta_{R_2}$  і  $\delta_{R_1}$  – відносні похибки резисторів  $R_2$  і  $R_1$ .

Використовуючи змінні резистори, можна установити  $\delta_{R_2} = \delta_{R_1}$ , тобто звести похибку логарифма до нуля.

Отже, у логарифмічних аналого-цифрових перетворювачах з накопиченням заряду на активних конденсаторних комірках підвищена точність перетворення за рахунок зменшення впливу відхилення від номінальних значень параметрів компонентів, що визначають коефіцієнт перетворення, а також покращене налаштування коефіцієнта перетворення ЛАЦП.

**Логарифмічні АЦП з накопиченням заряду з імпульсним зворотним зв'язком.** У ЛАЦП цього класу за рахунок введення імпульсного від'ємного зворотного зв'язку для реалізації конденсаторної комірки достатньо одного комутованого конденсатора. Спрощена схема такого ЛАЦП [3], що містить перетворювач напруга-струм (ПНС) у колі від'ємного зворотного зв'язку, наведена на рис. 9.

Принцип дії ЛАЦП із від'ємним зворотним зв'язком такий. Спочатку накопичуючий конденсатор заряджається до рівня опорної напруги  $U_0$ . Потім у кожному такті накопичуючий конденсатор розряджається струмом перетворювача напруга–струм (ПНС), що перетворює на струм напругу, яка надходить з цього самого накопичуючого конденсатора; при цьому тривалість розряду у кожному такті є сталою.

Результат перетворення дорівнює кількості тактових імпульсів  $N$ , що надійшли на ключ  $K1$  за час від початку розряду накопичуючого конденсатора  $C_H$  до моменту спрацювання компаратора

$$N = \frac{1}{\text{Ln}\xi} \text{Ln} \frac{U_{ВХ}}{U_0}, \quad (13)$$

де  $\xi$  – основа логарифма, причому

$$\xi = \frac{1 - Yt/2C}{1 + Yt/2C}; \quad (14)$$

$Y$  – коефіцієнт перетворення перетворювача напруга–струм ПНС;  $t$  – тривалість часу розряду, протягом якого замкнутий ключ  $K1$ ;  $C$  – ємність накопичуючого конденсатора.

Оцінимо точність ЛАЦП з проміжним перетворенням напруга–струм. Відносна похибка квантування на будь-якому ( $i$ -му) такті перетворення матиме значення

$$\delta = \frac{\Delta U_i}{U_i} = \frac{1 - \xi}{\xi}. \quad (15)$$

Якщо основа логарифма  $\xi = \text{const}$ , то відносна похибка квантування  $\delta = \text{const}$ , тобто не залежить від значення вхідної величини.

З виразу (14) видно, що основа логарифма залежить від коефіцієнта перетворення ПНС, часу розряду та ємності накопичуючого конденсатора. Відносна похибка основи логарифма може бути визначена за виразом (14) як подвоєна сума відносних похибок перемножуваних параметрів, оскільки добутки в чисельнику та знаменнику мають однакове абсолютне значення і різні знаки:

$$\delta_\xi = 2(\delta_Y + \delta_t + \delta_C). \quad (16)$$

Схемна реалізація ЛАЦП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком наведена на рис. 10. ЛАЦП містить: компаратор  $K_m$ , однобібратор  $OB$ , інвертори  $HE1$  і  $HE2$ , генератор тактових імпульсів  $ГТІ$ , елемент збігу  $I$ , лічильник  $Л$ , регістр зберігання результату  $РР$ , елемент затримки  $E3$  і блок формування показникової функції БФПФ, до складу якого входить джерело опорної напруги  $ДОН$ , ключі  $K1$ - $K3$ , конденсатор  $C_H$ , буферний підсилювач  $БП$ , перетворювач напруга–струм ПНС.

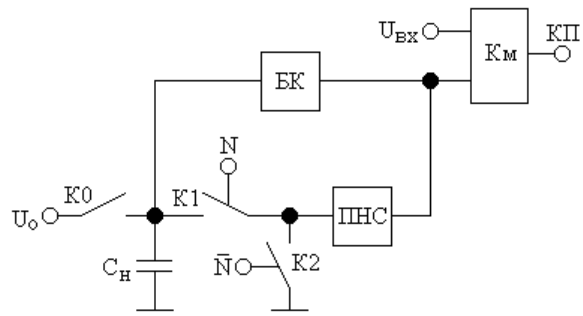


Рис. 9. Спрощена схема ЛАЦП з НЗ і від'ємним зворотним зв'язком

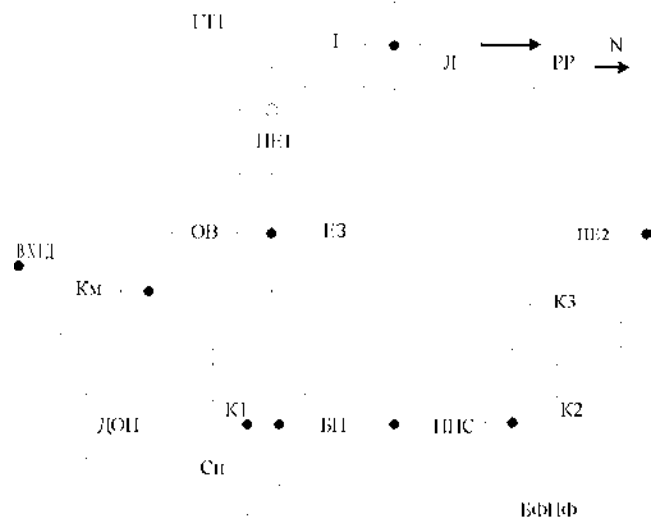


Рис. 10. Функціональна схема ЛАЦП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком

Відзначимо особливості цієї схеми. За рахунок великого вихідного опору ПНС, що має значення від 1 до 100 МОм (залежно від реалізації [11]), зміна напруги на конденсаторі  $C_n$  відбувається лінійно, викликаючи, своєю чергою, лінійну зміну вихідного струму ПНС.

Оскільки відносна похибка квантування на будь-якому ( $i$ -му) такті перетворення має значення, яке згідно з виразом (15) залежить від основи логарифма  $\xi$ , то необхідно забезпечити сталість цієї основи:  $\xi = \text{const}$ . Це значить, що для підвищення точності необхідно стабілізувати параметри компонентів, які визначають основу логарифма, зокрема: тривалість часу розряду  $t$ , ємність накопичуючого конденсатора  $C_n$  та коефіцієнт перетворення перетворювача напруга–струм ПНС –  $Y$ .

Найлегше стабілізувати тривалість імпульсів ГТІ  $t$ , якщо використати як ГТІ кварцовий генератор; відносна похибка тривалості імпульсів ГТІ не перевищуватиме 0,001 – 0,0001 %.

Якщо як накопичуючий конденсатор  $C_n$  використано прецизійний полістироловий чи фторпластовий конденсатор, похибка від зміни ємності в нормальних умовах не перевищуватиме 0,006 %.

Особливу увагу в цьому ЛАЦП необхідно звернути на реалізацію перетворювача напруга–струм. Найвищу точність при простій схемній реалізації забезпечують компенсаційні ПНС на операційних підсилювачах і польових транзисторах. З них найперспективнішим є досліджений у роботі [11] компенсаційний ПНС, похибка перетворення якого в нормальних умовах не перевищує 0,002 %.

Отже, відносна похибка основи логарифма не перевищуватиме 0,02 % і на стільки ж змінить відносну похибку квантування ЛАЦП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком. Вплив цієї похибки може бути компенсований порівняно просто, – так само, як компенсуються адитивні похибки у лінійних АЦП.

**Порозрядні логарифмічні АЦП з накопиченням заряду.** Порозрядні логарифмічні АЦП з накопиченням заряду й абсолютним поданням результату. Запропонований в [4] ЛАЦП з накопиченням заряду і абсолютним поданням результату, в якому реалізовано метод порозрядного кодування, наведено на рис. 11. ЛАЦП містить: генератор тактових імпульсів (ГТІ), елемент збігу (І), одновібратор (ОВ), джерело опорної напруги (ДОН), блок формування показникової функції (БФПФ), регістр результату (РР), компаратор (Км), лічильник (Л), причому БФПФ містить тригер (Т), п'ять ключів (К1-К5), два накопичуючі конденсатори (С1 і С2), буферний каскад (БК), аналоговий комутатор (АК) і регульований масштабний перетворювач (МП).

Значення коефіцієнтів передачі напруги ( $K_i$ ) по входах масштабного перетворювача МП задаються для будь-якого  $i$ -го входу за формулою

$$K_i = \alpha^{\frac{N}{2^i}}, \quad (17)$$

де  $N$  – номінальне значення вихідного коду,  $\alpha = \text{const}$ ; причому  $\alpha < 1$  і його значення залежить від потрібної точності.

Коефіцієнт  $\alpha$  задає значення дискретних приростів коефіцієнта передачі масштабного перетворювача МП; його можна визначити на підставі потрібного значення вихідного коду за формулою

$$\alpha = e^{N^{-1} \cdot \ln D^{-1}}, \quad (18)$$

де  $D$  – динамічний діапазон вхідних сигналів, який дорівнює відношенню максимального значення вхідної напруги до мінімального.

Після надходження  $n$  імпульсів ГТІ на лічильник Л напруга на виході МП матиме значення

$$U_n = U_0 \prod_{i=1}^n \alpha^{\frac{A_i N}{2^i}},$$

де  $A_i$  – коефіцієнт, що набуває в кожному  $i$ -такті перетворення значення 1 або 0 відповідно до стану компаратора 1 або 0.

Наступним,  $n+1$  імпульсом ГТІ, у регістр РР буде записано результат перетворення – двійкове число М

$$M = \sum_{i=1}^n \frac{A_i N}{2^i}, \quad (19)$$

яке є пропорційним до логарифма відношення вхідної напруги до опорної.

Зауважимо, що хоч відносна похибка перетворення порозрядного ЛАЦП дещо перевищує зведену похибку лінійних АЦП з цією самою розрядністю, зате ЛАЦП має важливу перевагу – значення відносної похибки перетворення ЛАЦП є сталим у всьому діапазоні зміни вхідних сигналів.

Порозрядні логарифмічні АЦП з накопиченням заряду і поданням результату характеристикою та мантисою. Деякі незручності при використанні розглянутого вище порозрядного ЛАЦП (рис. 11) створює відсутність традиційного поділу значення логарифма (вихідного сигналу) на характеристику та мантису. Щоб позбутись цього недоліку, використаємо ЛАЦП рис. 11 для визначення мантиси і доповнимо його блоком визначення характеристики.

На рис. 12 наведена функціональна схема порозрядного ЛАЦП з накопиченням заряду і поданням результату характеристикою та мантисою [1], що містить блок визначення характеристики (БХ) та блок визначення мантиси (БМ).

Ця схема ускладнюється порівняно зі схемою рис.11 незначно, оскільки функціональні вузли БХ і БМ можна сумістити. Лише під час реалізації БХ використовуються три старші розряди регістра результату (РР) і регульованого масштабного перетворювача (МП).

Порозрядний ЛАЦП (рис. 12) працює так. Спочатку визначається характеристика. За сигналом “Пуск” одновібратор ОВ виробляє імпульс, який замикає перший ключ К1, обнулює лічильник Л і регістр результату РР, установлює на інверсному виході тригера Т рівень логічної одиниці, котрим замикаються ключі К2 і К3. Через замкнутий перший ключ К1 перший накопичуючий конденсатор С1 заряджається до рівня напруги  $U_0$  джерела опорної напруги ДОН.

Після закінчення імпульсу одновібратора ОВ перший імпульс генератора ГТІ перемикає лічильник Л і комутатор АК під’єднує перший вхід масштабного перетворювача МП до виходу буферного каскаду БК, який повторює рівень напруги, записаний на першому накопичуючому конденсаторі.

Значення коефіцієнтів передачі напруги  $K_i$  по входах масштабного перетворювача МП задаються для будь-якого  $i$ -го входу за формулою (17). Коефіцієнт  $a$ , що задає значення дискретних приростів коефіцієнта передачі масштабного перетворювача МП, можна визначити за формулою (18).

Наприклад, значення  $K_i$  задамо із урахуванням подання характеристики трирозрядним двійковим кодом, зокрема по першому, другому і третьому входах відповідно:

$$K_1 = 0,0001; K_2 = 0,01; K_3 = 0,1. \quad (20)$$

Тоді після першого імпульсу ГТІ напруга на виході МП дорівнюватиме

$$U_1 = 0,0001 \cdot U_0,$$

де  $U_0$  – опорна напруга.

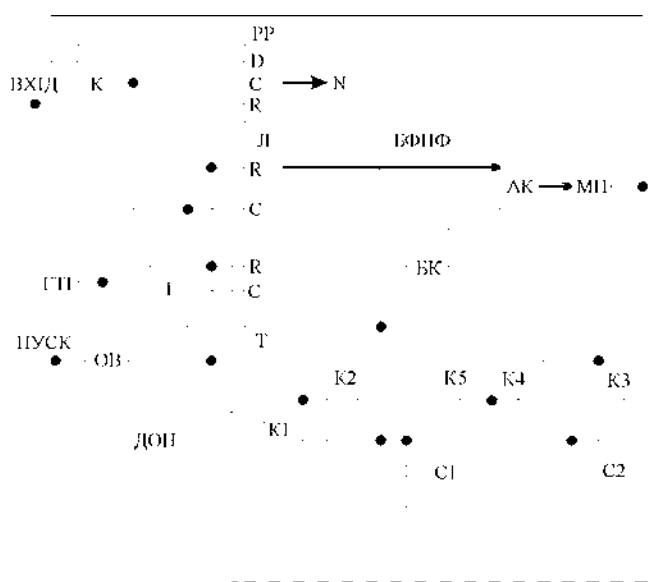


Рис. 11. Функціональна схема порозрядного ЛАЦП з накопиченням заряду і абсолютним поданням результату

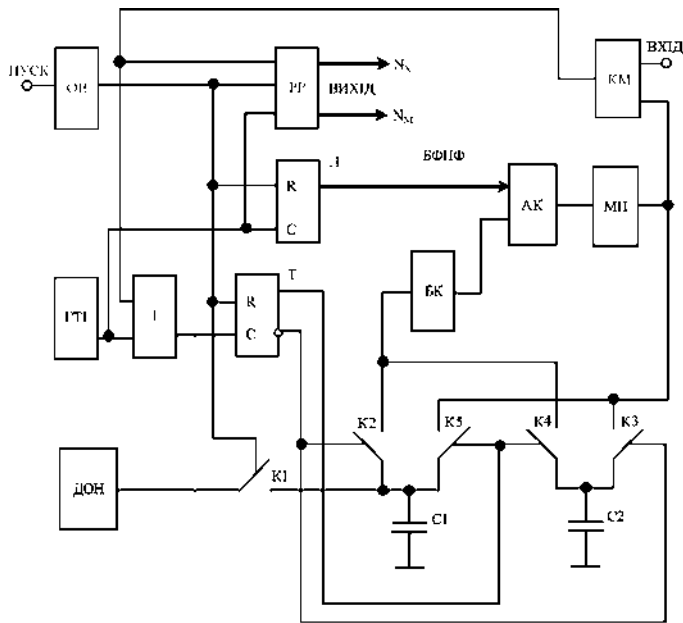


Рис. 12. Функціональна схема порозрядного ЛАЦП з накопиченням заряду і поданням результату характеристикою та мантисою

напруга на виході МП  $U_1$  менша за  $U_{вх}$ , то на виході компаратора буде рівень логічного нуля, яким забороняється проходження імпульсів ГТІ через елемент І. Тому другий імпульс ГТІ записує у старший розряд регістра результату РР нуль, під'єднує до виходу БК другий вхід МП, який має коефіцієнт передачі напруги 0,01. Оскільки стан тригера Т не змінився, то ключі К2 і К3 далі залишаються замкненими. Отже, до входу БК підводиться записана на конденсаторі С1 напруга  $U_0$ , а напруга на виході МП має значення

$$U_2 = 0,01 * U_0.$$

Ця напруга  $U_2$  записується через ключ К3 на другому конденсаторі С2 і порівнюється компаратором Км із вхідною напругою  $U_{вх}$ .

Далі процес повторюється аналогічно вищеописаному для  $U_1$ .

Після надходження трьох імпульсів ГТІ на лічильник Л напруга на виході МП матиме деяке значення

$$U_3 = U_0 * \prod_{i=1}^{i=3} K_i(1), \quad (21)$$

де  $K_i(1)$  – коефіцієнт передачі напруги по  $i$ -му входу масштабного перетворювача БХ, при якому у регістр результату було записано одиницю.

З приходом четвертого імпульсу ГТІ на лічильник Л у старших розрядах РР фіксується код характеристики ( $N_x$ ) і починається робота блока визначення мантиси. Комутатор АК під'єднує четвертий вхід МП.

Робота блока визначення мантиси повністю збігається з описаним вище для ЛАЦП (рис. 11).

**Рекурентні логарифмічні АЦП з накопиченням заряду.** У роботі [8] нами запропоновано новий метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення – рекурентний.

Сутність логарифмічного аналого-цифрового перетворення за рекурентним методом така. Діленням опорної напруги ( $U_0$ ) створюємо ряд еталонних рівнів напруг  $U_1-U_n$ , з яких будь-які два сусідні відрізняються в  $\zeta$  разів (де  $\zeta$  – основа логарифма), причому кількість еталонних напруг дорівнює кількості розрядів вихідного коду ЛАЦП ( $n$ ):

Ця напруга порівнюється компаратором Км із вхідним сигналом  $U_{вх}$ .

Другий імпульс ГТІ записує стан виходу компаратора Км у регістр результату РР (у старшому розряді регістра). Залежно від стану компаратора Км елемент І дозволяє або забороняє перемикання тригера Т і тим самим – перемикання ключів К2 - К5.

Якщо напруга на виході МП  $U_1$  більша за  $U_{вх}$ , то на виході компаратора буде рівень логічної одиниці. Тоді елемент І дозволяє перемикання тригера Т. Другий імпульс ГТІ перекидає тригер Т і ключі К2, К3 розмикаються, а ключі К4 і К5 замикаються. Цей самий імпульс ГТІ змінює стан лічильника Л і комутатор АК під'єднує другий вхід МП до виходу буферного каскаду БК.

Якщо після першого імпульсу ГТІ

$$U_1 = \zeta^n U_0; U_2 = \zeta^{n-1} U_0; U_3 = \zeta^{n-2} U_0; U_{n-1} = \zeta^2 U_0 \text{ і } U_n = \zeta U_0.$$

Почергово порівнюємо кожну з еталонних напруг із вхідною напругою. Запам'ятовуємо значення еталонної напруги, за якої відбувся перехід через рівень вхідної напруги і надалі використовуємо його як опорну напругу. Значення розрядів вихідного коду задаємо як такі, що дорівнюють результатам порівняння вхідної напруги з відповідними еталонними напругами.

Роботу рекурентного логарифмічного аналого-цифрового перетворювача пояснимо за допомогою епюр напруг (рис. 13).

Почергово, починаючи з першої  $U_1$  ( $k=1$ ), порівнюємо еталонні напруги  $U_1, U_2, U_3 \dots U_n$  (відповідно  $k=1, 2, 3 \dots n$ ) з вхідною напругою  $U_{вх}$ .

Якщо еталонна напруга менша від вхідної, то це значення не враховується і порівнюємо з вхідною наступну еталонну напругу. Як видно з рис. 13, не враховуються значення еталонних напруг  $U_1$  і  $U_2$ .

Якщо еталонна напруга (у наведеному прикладі  $U_3$ ) перевищує рівень вхідного сигналу, то запам'ятовуємо значення цієї еталонної (тут  $U_3$ ) напруги і потім підводимо до входу подільника напруги замість опорної напруги, тобто це буде нове значення опорної напруги  $U_0(1)$ , яке у наведеному випадку дорівнює  $U_3$ :

$$U_0(1) = U_3 \text{ або } U_0(1) = \zeta^{n-2} U_0.$$

Після зміни опорної напруги в наступному такті перетворення порівнюємо з вхідною наступну (четверту) еталонну напругу, яка тепер матиме нове значення, що дорівнює:

$$U_4' = \zeta^{n-3} U_0(1) \text{ або } U_4' = \zeta^{n-3} \zeta^{n-2} U_0$$

і т.д.

Процес порівняння еталонних напруг з вхідним сигналом продовжуємо доти, доки не порівняємо останню еталонну напругу  $U_n'$ , яка матиме значення, що дорівнюватиме добуткові початкової опорної напруги  $U_0$  і вагових коефіцієнтів тих еталонних напруг, значення яких перевищували рівень вхідного сигналу:

$$U_n' = U_0 * \prod_{i=1}^{i=n} \zeta^{A_i \cdot (n-i+1)},$$

де  $A_i$  – коефіцієнт, що набуває у кожному  $i$ -такті перетворення значення 1 або 0 відповідно до стану компаратора 1 або 0.

У наведеному прикладі (рис. 13) остання еталонна напруга у вузлі дорівнює

$$U_n' = \zeta \zeta^2 \zeta^{n-4} \zeta^{n-2} U_0.$$

Отже, на момент закінчення перетворення компенсаційний сигнал  $U_n'$  дорівнює вхідному з похибкою, що не перевищує значення  $d = \frac{1-z}{z} \cdot 100\%$ .

Результат перетворення дорівнює кодові (N)

$$N = \sum_{i=1}^n A_i \cdot (n-i+1)$$

і є пропорційний до логарифма відношення вхідного сигналу до опорного.

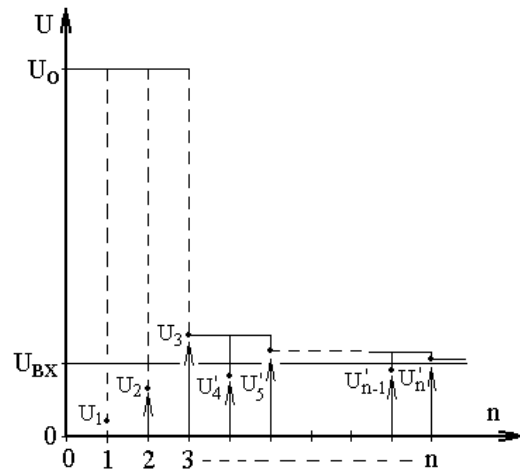


Рис.13. Епюри напруг рекурентного ЛАЦП

Вагові коефіцієнти окремих вузлів подільника напруги можна задати за двійковим законом, тобто як степеневі функції за основою два, і, отже, забезпечити подання результату перетворення  $N$  у вигляді двійкового коду, що зручно для запису його у реєстри зберігання та подальшого оброблення.

**Порівняльний аналіз логарифмічних АЦП з накопиченням заряду.** Проаналізуємо властивості різних класів ЛАЦП з накопиченням заряду на КК.

Спадна розгортка компенсаційної напруги реалізується всіма ЛАЦП з накопиченням заряду, а наростаюча – лише ЛАЦП на активних конденсаторних комірках (обидві розгортки потрібні, наприклад, для реалізації слідкуючих ЛАЦП).

Під час формування наростаючої розгортки особливу увагу треба звертати на компенсацію напруги зміщення операційного підсилювача в масштабуючому перетворювачі, оскільки на його вхід надходить сигнал

$$U_{\text{вх}} = U_0 \pm U_{\text{зм}},$$

де  $U_0$  і  $U_{\text{зм}}$  – відповідно напруги опорна і зміщення, причому вхідна напруга може мати низький рівень.

Спроби реалізувати наростаючу розгортку в ЛАЦП на пасивних конденсаторних комірках зазнали невдачі через значну похибку невідповідності (яка відповідає похибці нелінійності лінійних АЦП) логарифма характеристики перетворення. Введення в такі ЛАЦП схеми віднімання зводить до нуля цю похибку, але розгортка компенсаційної напруги при цьому стає спадною.

ЛАЦП на активних конденсаторних комірках значно гнучкіші в налагоджуванні порівняно з ЛАЦП на пасивних конденсаторних комірках, оскільки в них можна переналаштовувати коефіцієнт перетворення за допомогою змінних резисторів, що не тільки розширює функціональні можливості (за рахунок зміни основи логарифма), а й підвищує точність ЛАЦП.

Метрологічні характеристики ЛАЦП з накопиченням заряду на паралельних пасивних конденсаторних комірках ідентичні характеристикам ЛАЦП з перерозподілом заряду.

Найважливішою перевагою ЛАЦП з НЗ на послідовних пасивних КК над ЛАЦП з НЗ на паралельних КК і ЛАЦП з перерозподілом заряду є вища точність, оскільки в них відсутня похибка від передачі заряду ключів розряду, яка в останніх перетворювачах домінує.

Реалізація ЛАЦП з НЗ на послідовних пасивних КК на сучасній елементній базі (фірми Maxim, Analog Devices та інші забезпечують значення паразитних міжелектродних ємностей аналогових ключів, менші за 1 пФ) дає змогу досягти класу точності 0,2 (причому знизити результуючу інструментальну похибку перетворення до 0,1 % і менше при методичній похибці 0,1 % у діапазоні вхідних сигналів від 1 мВ до 10 В).

Відносно алгоритму роботи відзначимо, що нині реалізовані такі класи ЛАЦП з накопиченням заряду: послідовні; порозрядні; рекурентні та слідкуючі.

Зауважимо, що у цій роботі не розглядалися слідкуючі ЛАЦП з накопиченням заряду, оскільки вони реалізуються на ЛАЦП з наростаючою та спадною розгорткою і характеристики останніх практично повністю визначають характеристики слідкуючих ЛАЦП.

**Висновки.** Виконані нами дослідження ЛАЦП з накопиченням заряду показали таке:

1. Найточнішими послідовними ЛАЦП на пасивних конденсаторних комірках є ЛАЦП на послідовних комірках, в них досягнуто класу точності 0,2.
2. У послідовних ЛАЦП на активних конденсаторних комірках досягнуто основної похибки 0,2 % при часі перетворення, не більшому за 20 мс.
3. При реалізації ЛАЦП на активних конденсаторних комірках доцільно використовувати автоматичну компенсацію напруги зміщення операційних підсилювачів, особливо для ЛАЦП з наростаючою розгорткою.



4. У порозрядних ЛАЦП забезпечується основна похибка, що не перевищує 0,05 % при часі перетворення, меншому за 100 мкс.

5. Рекурентні ЛАЦП мають практично такі самі метрологічні характеристики, як і порозрядні, але є технологічнішими для інтегрального виконання.

6. Залишаються відкритими питання створення паралельних ЛАЦП з накопиченням заряду та ЛАЦП з імпульсним зворотним зв'язком і наростаючою розгорткою компенсаційної напруги.

1. Мичуда З.Р. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі – АЦП майбутнього. – Львів: Простір, 2002. – 242 с. 2. Мичуда З.Р. Логарифмічний АЦП із ступінчато наростаючою розгорткою // Автоматика, вимірювання та керування. – 1998. – Вип. 324. – С. 106–110. 3. Мичуда З.Р. Логарифмічний АЦП з проміжним перетворенням напруга-струм // Автоматика, вимірювання та керування. – 1998. – Вип. 24. – С. 101–106. 4. Мичуда З.Р. Порозрядний логарифмічний АЦП // Міжвідомчий наук.-техн. зб. “Вимірювальна техніка і метрологія”. – 1998. – Вип.53. – С. 114–118. 5. Мичуда З.Р. Логарифмічні АЦП з накопиченням заряду в активних конденсаторних комірках. Моделювання впливу паразитних ємностей // Міжвідомчий наук.-техн. зб. “Вимірювальна техніка і метрологія”. – 2002. – Вип. 59. – С. 81–87. 6. Мичуда З.Р. Слідкуючий логарифмічний АЦП // Вісник Нац. ун-ту “Львівська політехніка” “Автоматика, вимірювання та керування”. 2004. – Вип.500. – С. 61–64. 7. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Коструба О.Р. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду в активних конденсаторних комірках // Комп'ютерні технології друкарства. 2004. – № 11. – С. 183–190. 8. Мичуда З.Р., Ільканич К.І., Мичуда Л.З. Новий метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення // Комп'ютерні технології друкарства. – 2004. – № 12. – С. 220–224. 9. Мичуда З.Р., Ільканич К.І. Порозрядні логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі. Огляд // Автоматика, вимірювання та керування. – 2005. – Вип. 530. – С. 53–61. 10. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Коструба О.Р., Ільканич К.І. Оцінка точності логарифмічних АЦП на комутованих конденсаторах // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2005. – Вип. 3. – С. 181–184. 11. Влах Г.І., Мичуда З.Р. Компенсаційний перетворювач напруга-струм // Автоматика, вимірювання та керування. – 1996. – Вип. 305. – С. 53–56.