

еквівалент, оскільки значення похибок значень фундаментальних сталих є на декілька порядків меншими від згаданих. На практиці межу допустимих значень похибок задання струмів через р-п-перехід та від дискретності АЦП не важко задати не більшими від 0,1%. Тоді значення результуючої похибки вимірювання температури в індивідуальних теплолічильниках не перевищуватиме $\pm 0,5$ К, що є, як було показано вище, цілком задовільним. Модуляція вимірювального струму реалізується апаратно просто при використанні генератора струму із комутованими струмозадавальними резисторами. Якщо як контролер використовуються однокристалні мікро-ЕОМ, апаратна реалізація індивідуальних теплолічильників є доволі простою, оскільки необхідно лише використати генератор струму модуляції, триканальний комутатор температурних каналів та індикаторне табло.

1. *Тимчасові правила обліку відпуску і споживання теплової енергії.*- Держ. комітет України з житлово-комунального господарства. – К., 1996. 2. Патент 32611 (UA) / Спосіб визначення спожитої теплової енергії на опалення // Бюл. №1, 15.02.2001. 3. Кутателадзе С.С. *Основы теории теплообмена.* – М., 1979. 4. *Microsensors. Principles and Applications.* J.W. Gardner.- John Wiley & Sons, Chichester, England.- 331 p. 5. Василюк В.М., Леновенко А.М., Малачівський П.С. *Проектування цифрових термометрів з термодіодними сенсорами // Вимірювальна техніка та метрологія.* – №56. – Львів. – 2000. – С. 55 – 59. 6. Патент 10540 (UA) / Спосіб вимірювання температури та пристрій для його здійснення // Бюл. № 4, 25.12.1996. 7. Василюк В.М. *Принципи побудови високоточних температурних сенсорів на основі р-п переходу // Вимірювальна техніка та метрологія.* – №53. – Львів. – 1998. – С. 70-76. 8. Степаненко И.П. *Основы теории транзисторов и транзисторных схем.* – М., 1977. 9. Патент 15274 (UA) / Спосіб визначення спадку напруги на р-п переході напівпровідникового датчика // Бюл. №3, 30.06.1997. 10. Патент (UA) / Багатоточкова система вимірювання температури // Бюл. №4, 31.08.1998. 11. Yu. M. Shwarts, V.L. Borblik, N.R. Kulish etc. *Limiting characteristics of diode temperature sensors.*- *Sensors and Actuators*, 86 (2000). –P. 197-205.

УДК 621.335 (088.8)

Б.О. Католик, З.Р. Мичуда, Л.З. Мичуда
Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра “Автоматика і телемеханіка”

ІНТЕРПОЛЮЮЧИЙ ЛОГАРИФМІЧНИЙ АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ

© Католик Б.О., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., 2002

Запропоновано новий принцип побудови логарифмічних АЦП, що базується на перерозподілі та накопиченні заряду у комутованих конденсаторах, і розглянуто особливості його реалізації.

In a paper the new principle of construction of logarithmic ADC, based on redistribution and accumulation of a charge in commuted condensers is offered, and the singularities of its realization are considered.

1. Вступ. Швидкий розвиток комп'ютеризованих систем управління та цифрових засобів обробки інформації сприяв появі значної кількості різноманітних аналого-цифрових

перетворювачів (АЦП). Оскільки переважною більшістю давачів інформація про стан об'єкта подається в аналоговій формі, то завдяки АЦП забезпечується зв'язок цифрових засобів і систем з реальними об'єктами. Особливу увагу привертають АЦП з логарифмічною характеристикою перетворення [1 – 11]. Логарифмічні перетворювачі є фактично незамінними функціональними вузлами найрізноманітніших технічних засобів, призначених для роботи з сигналами, що змінюються у широкому динамічному діапазоні (4 і більше декад). У логарифмічній арифметиці операції множення, ділення зводяться до операцій додавання, віднімання, піднесення до степеня чи добування кореня – до множення чи ділення на сталий коефіцієнт. Крім того, використання логарифмування дає змогу ефективно розв'язати ряд таких важливих задач, як стиснення динамічного діапазону вхідних сигналів, забезпечення сталого значення відносної похибки перетворення, лінеаризацію характеристик перетворення і значне підвищення продуктивності цифрових процесорів. Проте логарифмічні АЦП (ЛАЦП) значно поступаються лінійним АЦП за точністю та швидкістю.

Значно підвищують швидкість і точність засобів вимірювання за допомогою загальновідомого методу грубого та точного перетворення. Суть цього методу полягає в тому, що на етапі грубого перетворення компенсаційну напругу формують великими кроками квантування, внаслідок чого зменшується кількість кроків квантування і підвищується швидкість, а на етапі точного перетворення – забезпечують потрібне значення похибки перетворення.

Такий метод реалізовано в інтерполяційному АЦП [6], який є квазілогарифмічним, оскільки його відносна похибка перетворення не зберігає сталого, характерного для ЛАЦП, значення у всьому діапазоні вхідних сигналів [10]. Істотним недоліком цього АЦП [6] є те, що на етапі точного перетворення логарифмічна характеристика перетворення апроксимується лінійною функцією, внаслідок чого виникає значна похибка невідповідності логарифма, яка досягає 0,25-0,5% [6], і результуюча похибка, звичайно, не менша за 0,5 – 1,0% [6].

Цей самий метод реалізовано нами в інтерполяційному ЛАЦП [7], принцип перетворення якого базується на явищі перерозподілу заряду у комутованих конденсаторах. ЛАЦП [7] має результуючу похибку перетворення, меншу за 0,15 %, і значно переважає за точністю квазілогарифмічний АЦП [6], але його недоліком є дещо ускладнений алгоритм роботи через необхідність відтворення на етапі грубого перетворення попереднього рівня компенсаційної напруги на деякому допоміжному конденсаторі, що призводить до збільшення часу перетворення.

Взагалі сьогодні у напрямку інтерполуючих ЛАЦП зроблено лише перші кроки і питання їх побудови та пошуку нових принципів дії залишаються відкритими.

2. Принцип дії. Запропонований нами принцип дії інтерполуючих ЛАЦП базується на явищі перерозподілу заряду на етапі грубого перетворення і явищі накопичення заряду на етапі точного перетворення.

Суть принципу дії розкриємо за допомогою спрощеної схеми (рис. 1) і епюр напруг (рис. 2).

У схему інтерполуючого ЛАЦП (рис.1) входять компаратор (Км), джерело опорної напруги U_0 і блок формування показникової функції (БФПФ), який містить конденсатори C_1 і C_2 , ключі (К1-К7) і масштабний перетворювач (МП). На входи управління ключів подаються імпульсні послідовності N_1 і N_2 (від схеми управління, яка на рисунку не показана).

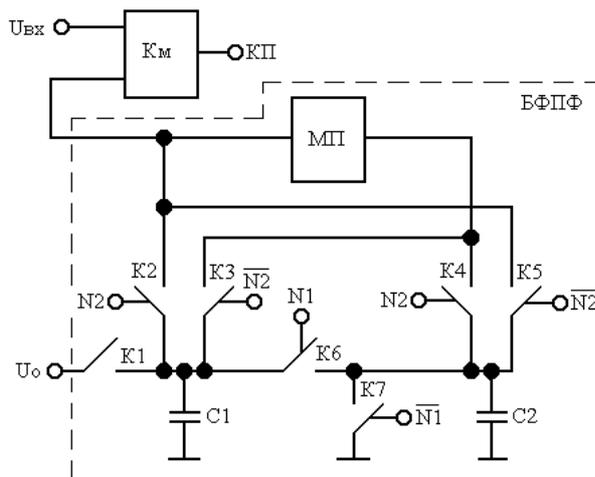


Рис. 1. Спрощена схема інтерполюючого ЛАЦП

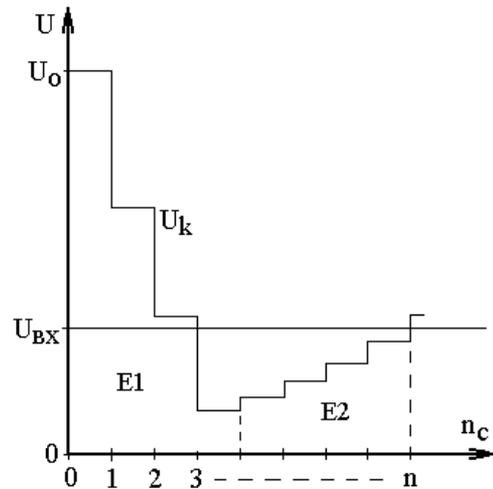


Рис. 2. Етюри напруг інтерполюючого ЛАЦП

На рис.2 позначено: U_k і $U_{вх}$ – компенсаційна і вхідна напруги; E_1 і E_2 – ділянки першого і другого етапів перетворення; n_c – кількість імпульсів.

Імпульсом запуску замикається ключ K_1 , через який заряджається конденсатор C_1 до рівня опорної напруги U_0 , а конденсатор C_2 розряджається через замкнутий ключ K_7 до нуля. Замикається також ключ K_2 і на першому вході компаратора, що об'єднаний з виходом БФПФ, відтворюється початковий рівень компенсаційної напруги $U_{k0} = U_0$.

Після закінчення фази запуску розпочинається перетворення на першому етапі. З приходом першого тактового імпульсу замикається ключ K_6 і розпочинається перерозподіл заряду між конденсаторами C_1 і C_2 . У паузі між тактовими імпульсами конденсатор C_2 розряджається до нуля через замкнутий ключ K_7 .

Ємності конденсаторів вибираються так, щоб забезпечити потрібне значення кроку квантування на першому етапі, причому $C_1 \gg C_2$.

З кожним тактовим імпульсом (імпульсної послідовності N_1) значення компенсаційної напруги зменшується і на деякому такті переходить через рівень вхідного сигналу, в результаті чого спрацьовує компаратор (переходить у стан логічної одиниці на виході) і закінчується перетворення на першому етапі.

Результат перетворення на першому етапі дорівнює кількості імпульсів N_1 , що надійшли на вхід управління K_6 від моменту запуску до спрацювання компаратора:

$$N_1 = \frac{1}{\ln \zeta} \ln \frac{U_{вх}}{U_0}, \quad (1)$$

де

$$\zeta = \frac{C_1}{C_1 + C_2}. \quad (2)$$

З наступним тактовим імпульсом після переходу компаратора у стан логічної одиниці розпочинається перетворення на другому етапі.

Коефіцієнт перетворення на другому етапі задають, змінюючи коефіцієнт передачі масштабного перетворювача МП; при виконанні МП у вигляді неінвертуючого підсилювача – зміною значення опорів згідно з формулою:

$$\alpha = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad (3)$$

де R_2 – опір резистора, увімкненого між виходом та інвертуючим входом операційного підсилювача, R_1 – опір резистора, увімкненого між інвертуючим входом операційного підсилювача та шиною нульового потенціалу.

Пари ключів K_2, K_4 і K_3, K_5 працюють так: коли одна пара (K_3, K_5) замкнута, то друга (K_2, K_4) – розімкнута і навпаки; причому на їх входи управління подаються по чергово з кожним тактом імпульси управління.

З кожним тактовим імпульсом (імпульсна послідовність N_2) до входу масштабуючого перетворювача підключається один конденсатор (наприклад, C_1), а до виходу МП другий (наприклад, C_2). У кожному наступному такті конденсатори міняються місцями. Оскільки коефіцієнт передачі МП більший від одиниці, то компенсаційна напруга з кожним тактом зростає.

Після деякого тактуючого імпульсу компенсаційна напруга пройде через рівень вхідної і компаратор перейде в рівень логічної одиниці на виході. Цей момент є закінченням перетворення на другому етапі, результатом якого є кількість імпульсів N_2 , що надійшли на вхід управління ключів K_2, K_4 між двома спрацюваннями компаратора:

$$N_2 = \frac{1}{\ln \alpha} \ln \frac{U_{BX}}{U_1}, \quad (4)$$

де U_1 – останнє значення компенсаційної напруги на першому етапі.

Задаючи кількість кроків квантування (N_1 і N_2) на етапі, можна визначити необхідне для цього значення основи логарифма (ζ і α) як

$$\zeta = e^{\frac{1}{N_1} \ln \frac{U_{BX}}{U_0}} \quad \text{і} \quad \alpha = e^{\frac{1}{N_2} \ln \frac{U_{BX}}{U_1}} \quad (5)$$

Після закінчення перетворення на кожному етапі значення компенсаційної напруги на виході БФПФ буде відповідно

$$U_1 = \zeta^{N_1} * U_0 \quad \text{і} \quad U_2 = \alpha^{N_2} * U_0, \quad (6)$$

а приріст становитиме

$$\Delta U_1 = \zeta^{N_1} * (\zeta - 1) * U_0 \quad \text{і} \quad \Delta U_2 = \alpha^{N_2} * (\alpha - 1) * U_0. \quad (7)$$

Відносну похибку квантування (δ) можна визначити із (6) і (7) як відношення $\Delta U / U$, тобто

$$\delta_1 = \frac{1 - \zeta}{\zeta} \quad \text{і} \quad \delta_2 = \frac{\alpha - 1}{\alpha} \quad (8)$$

Як видно з виразу (8), відносна похибка квантування не залежить від значення вхідного сигналу і є сталою у всьому піддіпазоні.

Задаючи допустиме значення відносної похибки квантування (δ_d), за формулою (8) знайдемо мінімальне значення основи логарифма:

$$\zeta_{\min} = \frac{1}{1 + \delta_{1d}} \quad \text{і} \quad \alpha_{\min} = \frac{1}{1 - \delta_{2d}}. \quad (9)$$

Зауважимо, що абсолютна похибка перетворення (Δ) дорівнює різниці між передостаннім рівнем компенсаційної напруги на другому етапі (U_2) та вхідним сигналом $\Delta = U_2 - U_{BX}$ і не перевищуватиме значення

$$\Delta = \delta_2 * U_{BX}. \quad (10)$$

Після закінчення перетворення на другому етапі (перехід K_m у стан логічного нуля на виході) по спаду вихідного імпульсу K_m спрацює одновібратор OB_2 і на виході КП з'являється логічна одиниця, тобто сигнал "Кінець перетворення".

Задаючи на першому етапі допустиме значення відносної похибки квантування $\delta_{1_d} = 10\%$, визначимо за формулою (9) основу логарифма $\zeta = 0,9090909$; аналогічно на другому етапі для $\delta_{2_d} = 0,1\%$ знайдемо $\alpha = 1,001001$.

Оскільки основі логарифма $\zeta = 0,9090909$ відповідає за формулою (1) кількість дозувань $N_1 = 97$ для діапазону зміни вхідного сигналу від 1 мВ до 10 В, то для більшої зручності представлення результату перетворення прийmemo $N_1 = 100$ і уточнимо основу логарифма та відносну похибку квантування, які за формулами (5) і (8) матимуть відповідно значення $\zeta = 0,9120108$ і $\delta_1 = 9,6\%$.

На другому етапі значенню основи логарифма $\alpha = 1,001001$ відповідає за формулою (4) кількість рівнів квантування $N_2 = 95$. Аналогічно попередньому задамо $N_2 = 100$ і уточнимо значення основи логарифма: $\alpha = 1,00095$. Значення відносної похибки перетворення δ_2 буде меншим за 0,1%.

Остаточний результат перетворення N дорівнює різниці проміжних результатів перетворення на окремих етапах і для зведення його до значення одиниці молодшого розряду кількість дозувань на першому етапі N_1 треба помножити на 100, оскільки між будь-якими двома рівнями компенсаційної напруги на першому етапі поміщається 100 рівнів компенсаційної напруги другого етапу: $N = 100 * N_1 - N_2$ або

$$N = \frac{100}{\log \zeta} * \log \frac{U_{BX}}{U_0} - \frac{1}{\log \alpha} * \log \frac{U_{BX}}{U_1} . \quad (11)$$

Отже, для перетворення вхідного сигналу 1 мВ - 10 В з похибкою квантування δ , не більшою за 0,1% у розробленому ЛАЦП час перетворення не перевищуватиме 200 періодів тактової частоти.

3. Схемна реалізація інтерполюючого ЛАЦП. Функціональна схема інтерполюючого ЛАЦП, в якій реалізовано розглянутий вище принцип дії, наведена на рис.3, де позначено: ГТІ – генератор тактових імпульсів; ОВ1 і ОВ2 – одновібратори 1 і 2; ДОН – джерело опорної напруги; БФПФ – блок формування показникової функції; Км – компаратор; МП – масштабний перетворювач; ОП – операційний підсилювач; БК – буферний каскад; К1-К7 – аналогові ключі 1 - 7; С1-С2 – перший і другий накопичуючі конденсатори; ФП – формувач відокремлених паузами імпульсних послідовностей Ф1 і Ф2; Т1 і Т2 – перший і другий тригери; П1-П7 – елементи збігу 1 - 7; Л1 і Л2 – перший і другий лічильники; РР – регістр зберігання результату; КП – вихід «Кінець перетворення».

Робота інтерполюючого ЛАЦП за схемою рис.3 зрозуміла із опису принципу дії. Тому зробимо лише деякі уточнення.

За командою "Пуск" одновібратор ОВ1 виробляє імпульс, яким ЛАЦП устанавлюється в початковий стан, зокрема:

- замикається ключ К1, через який заряджається до рівня опорної напруги U_0 накопичуючий конденсатор С1;
- замикається ключ К7, через який конденсатор С2 розряджається до нуля;
- на прямих виходах тригерів Т1 і Т2 устанавлюються відповідно стани логічних одиниць та нуля;
- блокується за допомогою інвертора та схеми збігу І7 вихід КП.

Після закінчення імпульсу одновібратора ОВ1 розпочинається перетворення.

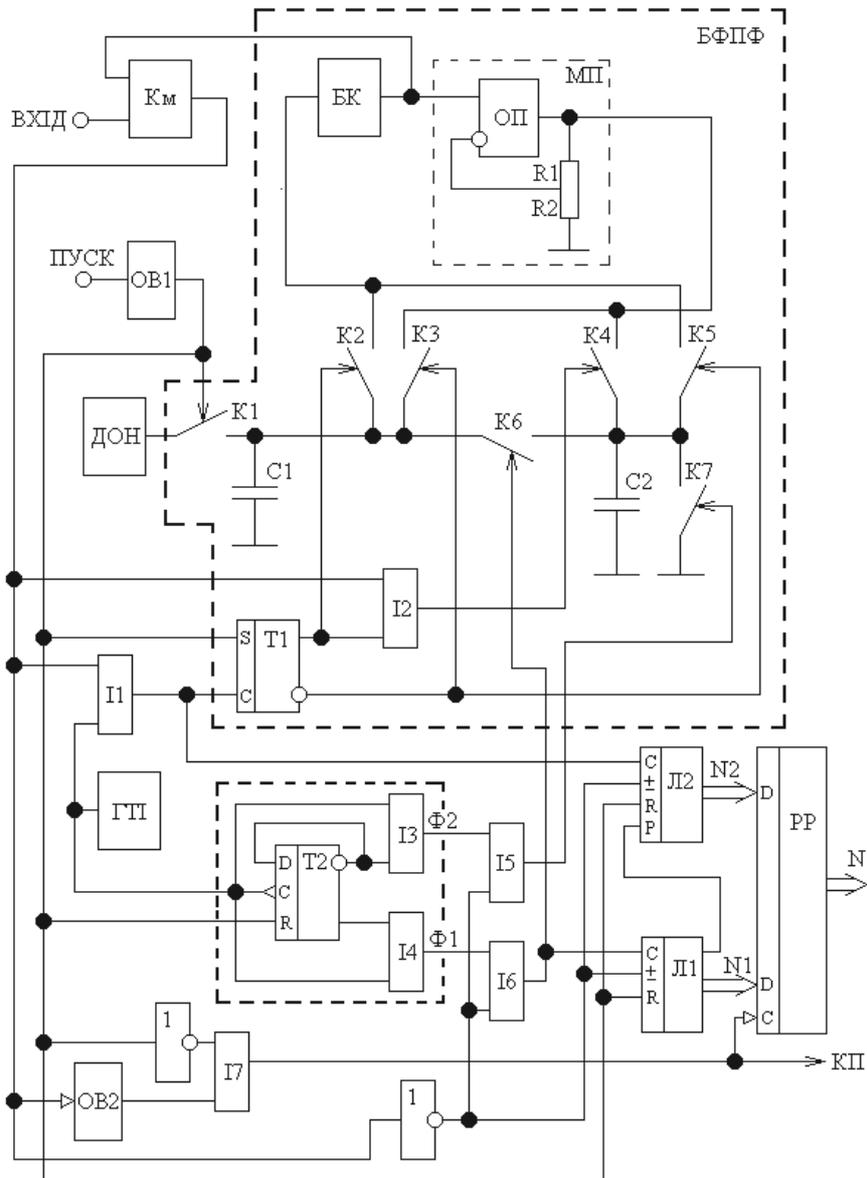


Рис. 3. Функціональна схема інтерполюючого ЛАЦП

Лічильники Л1 і Л2 виконані реверсивними і разом утворюють лічильник результату (ЛР), причому Л1 – старші розряди ЛР, а Л2 – молодші розряди ЛР. Кількість кроків квантування на першому етапі перетворення (N1) записується у лічильник Л1, що працює в режимі додавання. Кількість кроків квантування на другому етапі перетворення (N2) записується у лічильник Л2, причому лічильники Л1 і Л2 працюють в режимі віднімання.

Після закінчення перетворення на другому етапі спадом вихідного імпульсу компаратора Км запускається одновібратор ОВ2 і формується сигнал “Кінець перетворення”, переднім фронтом якого результат перетворення із лічильника результату ЛР переписується у регістр зберігання результату РР, де зберігається до запису наступного результату перетворення.

Сигнал з накопичуючого конденсатора С1 на компаратор Км і масштабний перетворювач МП треба подавати через буферний каскад БК, щоб вхідними струмами Км і МП не розряджався накопичуючий конденсатор С1. Буферний каскад виконується за схемою

повторювача напруги на операційному підсилювачі (ОП) з малими вхідними струмами, наприклад, К1409УД1А. Оскільки на точність ЛАЦП впливатимуть напруги зміщення буферного каскаду і компаратора, які мають значення 1 – 3 мВ, то необхідно передбачити шляхи їх зменшення. Типовою ручною корекцією ці напруги зміщення можуть бути легко зменшені до 0,1 – 0,2 мВ; подальше їх зменшення вимагає введення кіл автоматичної періодичної корекції.

Джерело опорної напруги повинно забезпечувати підвищену стабільність напруги. Тому його доцільно виконувати двокаскадним: перший каскад – параметричний стабілізатор напруги на прецизійному стабілітроні, наприклад, типу 2С483 Г(Д), що забезпечує основну похибку напруги стабілізації в межах 0,0001%, а другий – масштабуючий перетворювач на прецизійному операційному підсилювачі для приведення вихідної напруги параметричного стабілізатора до рівня 10 В.

4. Висновки. Запропоновано новий принцип побудови інтерполюючих ЛАЦП, що базується на перерозподілі та накопиченні заряду і дає змогу:

- 1) розширити клас інтерполюючих ЛАЦП;
- 2) виключити проміжний такт відтворення попереднього значення компенсаційної напруги і збільшити в 1,5 – 2 рази швидкодію ЛАЦП при збереженні точності найкращого аналога [7].

1. А.с. 949663 (СРСР). Способ определения логарифма / З.Р. Мычуда, В.Б. Дудыкевич // Б.И. – 1982. – № 29. 2. А.с. 1157551 (СРСР). Логарифмический аналого-цифровой преобразователь / В.Б. Дудыкевич, З.Р. Мычуда, В.И. Нечепоренко // Б.И. – 1985 – № 19. 3. А.с.1382253 (СРСР). Логарифмический аналого-цифровой преобразователь / З.Р. Мычуда // 15.11.1987, відкрите до опублікування 1.04.1997. 4. А.с. 1425726 (СРСР). Логарифмический аналого-цифровой преобразователь / З.Р. Мычуда, В.П. Лукашевич // Б.И. – 1988. – № 35. 5. А.с. 1429136 (СРСР). Логарифмический аналого-цифровой преобразователь / З.Р. Мычуда, Н.В. Яворский // Б.И. – 1988. – № 37. 6. Ямный В.Е. Аналого-цифровые преобразователи напряжений в широком динамическом диапазоне. – Мн., 1980. 7. Мычуда З.Р. Підвищення точності та швидкодії послідовних логарифмічних АЦП з перерозподілом заряду // Книга за матеріалами 4-ї міжн. НТК "Контроль і управління в технічних системах". У 3-х томах. Т.2. – Вінниця, 1997. 8. Mychuda Z.R., Piskozub A.Z. A charge redistribution analog-to-digital converters modelling// International Workshop on ADC MODELLING. PROCEEDINGS. House of Scientists, Smolenice Castle, Slovak Republic, May 7-9, 1996, pp.100-105. 9. Мычуда З.Р. Логарифмічний АЦП із ступінчато наростаючою розгорткою // Вісник ДУ "Львівська політехніка". Львів, – 1998. – № 324. – С. 106 – 110. 10. Мычуда З.Р. Аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд. Частина 1 // Вимірювальна техніка і метрологія. Львів, – 2000. – № 56. – С. 94 – 100. 11. Мычуда З.Р. Аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд. Частина 2 Вимірювальна техніка і метрологія. Львів, – 2000. – № 57. – С. 14 – 25.