

ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.317.7

МЕТОД КОРЕКЦІЇ НЕЛІНІЙНОСТІ ДВОДІАПАЗОННИХ АЦП З ІТЕРАЦІЙНИМ ВИКОРИСТАННЯМ БАГАТОРЕЗИСТОРНОГО ПОДІЛЬНИКА НАПРУГИ

© Роман Кочан¹, Галина Клим¹, Наталія Гоц², 2014

¹ Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра спеціалізованих комп’ютерних систем,

² Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра метрології, стандартизації та сертифікації
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Розроблено метод формування тестових точок для визначення та корекції інтегральної нелінійності багатодіапазонних АЦП, що використовують багаторезисторний подільник напруги з усередненням спадів напруги на всіх резисторах. Проведено дослідження впливу похибки опору резисторів багаторезистивного подільника та випадкової похибки АЦП на невиключену похибку корекції інтегральної нелінійності.

Разработан метод формирования тестовых точек для определения и коррекции интегральной нелинейности многодиапазонных АЦП, который использует многорезисторный делитель напряжения с усреднением падений напряжения на всех резисторах делителя. Представлено результаты исследования влияния погрешности сопротивления резисторов многорезисторного делителя напряжения и шума АЦП на остаточную погрешность коррекции интегральной нелинейности.

There is developed method of testing points generation for identification and correction of integral nonlinearity of high performance ADC. The developed method is based on averaging all voltages of multi-resistors voltage divider. It is investigated influence of resistors' error and random error of ADC on residual error of integral nonlinearity correction for method based on multi-resistor divider.

Вступ. Поширення засобів обчислювальної техніки та алгоритмів цифрового опрацювання сигналів привело до того, що аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) стали необхідним компонентом практично всіх вимірювальних систем, а їх метрологічні характеристики визначають характеристики систем загалом, тому покращення параметрів АЦП є актуальним завданням.

Аналіз досліджень. Нішу прецизійних АЦП напруги постійного струму зайняли перетворювачі на базі сигма-дельта модулятора (СДМ) [1, 2]. Їх високу точність забезпечують структурно-алгоритмічні методи – встановлення нуля і калібрування, що зменшує вплив на результат перетворення адитивної та мультиплікативної складових похибки перетворення. Тому похибка результату перетворення визначається в основному похибками джерела напруги калібрування, комутувального пристрою і залишковою похибкою АЦП, в якій домінує похибка нелінійності функції перетворення (ФП) АЦП. Наприклад, для 24-розрядного АЦП типу AD7714 [3] максимальне допустиме значення похибки нелінійності нормується на рівні

15 ppm. Ця похибка відповідає 16-му розряду, отже, априорі молодші вісім розрядів результату перетворення неточні та надлишкові. Тому, для підвищення точності перетворення АЦП понад 15 ppm, необхідно коригувати нелінійну складову його похибки. Також існують методи вимірювання (заміщення, відношення), точність яких визначається саме нелінійністю ФП АЦП [4]. В роботах [5, 6] запропоновано метод визначення нелінійності функції перетворення (ФП) АЦП у тестових точках з високою точністю, оснований на усередненні спадів напруги на групах послідовно увімкнених резисторів багаторезисторного подільника напруги. Кількість тестових точок визначається кількістю резисторів у подільнику. Недоліком цього методу, який умовно названо «базовим», є те, що всі сформовані тестові точки відповідають ряду $\frac{1}{N}$. Крім того, в результаті дослідження базового методу виявлено залежність невиключеної похибки нелінійності від густини розміщення тестових точок. Це дало змогу, після корекції похибок за допомогою встановлення нуля, калібрування та базового методу, виділити в

діапазоні перетворення АЦП два субдіапазони – нижню та верхню половини діапазону перетворення АЦП. При цьому невиключена похибка перетворення у цих субдіапазонах є різною, а невиключена нелінійна складова похибки верхнього субдіапазону приблизно на порядок перевищує невиключену нелінійну складову похибки нижнього субдіапазону.

Запропонований у [6–8] метод формування тестових точок безпосереднім вимірюванням спадів напруги на послідовно увімкнених резисторах ґрунтується на корекції нелінійності ФП АЦП за допомогою базового методу в нижній половині діапазону перетворення, де цей метод ефективний. За допомогою АЦП вимірюються напруги на послідовно увімкнених резисторах R_1 ; R_1 та R_2 ; ... $R_1 \dots R_{N/2}$ (всього $N/2$ значень напруги). Похибка результатів вимірювання цих спадів напруги порівняно мала, оскільки всі напруги потрапляють у нижній субдіапазон АЦП. В основному ці похибки визначаються випадковою похибкою задіяного АЦП. Спади напруги на цих резисторах використовуються як тестові точки для всіх нижчих діапазонів перетворення АЦП. Такий метод, хоча і забезпечує рівномірний розподіл тестових точок для нижніх діапазонів перетворення АЦП, але точність кожної з них є значно нижчою, порівняно з базовим методом, через накопичення похибки під час вимірювань.

Мета цієї роботи – розроблення та дослідження методу корекції нелінійної складової ФП АЦП дво-діапазонних АЦП, який передбачає ітераційне використання багаторезисторного подільника напруги на різних діапазонах перетворення АЦП.

2. Теоретичні основи формування тестових точок за допомогою багаторезисторного подільника напруги. Основою методів формування тестових точок, описаних у [5–8], є подільник напруги (рис. 1), що складається з N послідовно увімкнених резисторів R_1, R_2, \dots, R_N , під'єднаних до джерела напруги U_{REF} .

Згідно з другим законом Кірхгофа для цієї схеми можна записати

$$U_{REF} = \sum_{i=1}^N U_{Ri}, \quad (1)$$

де U_{Ri} ; $i = \overline{1, N}$ – спади напруги на відповідних резисторах.

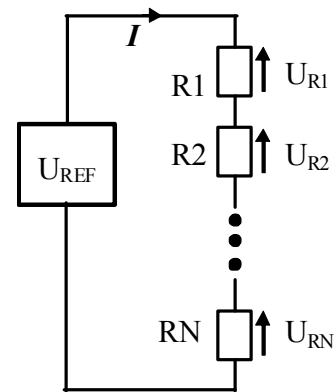


Рис. 1. Схема багаторезисторного подільника напруги

Тоді середнє арифметичне спадів напруги на всіх резисторах багаторезисторного подільника можна записати

$$\bar{U} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N U_{Ri}. \quad (2)$$

Підставивши залежність (1) у (2), можна записати

$$\bar{U} = \frac{U_{REF}}{N}. \quad (3)$$

Тобто середнє арифметичне значення спадів напруги на всіх резисторах багаторезисторного подільника напруги \bar{U} не залежить від спадів напруги на окремих резисторах, а визначається лише напругою живлення подільника та кількістю резисторів у подільнику. Отже, згідно із законом Ома, опори окремих резисторів, а отже і їхні відхилення від номінальних значень, не впливають на це середнє арифметичне значення напруги. Зважаючи на те, що значення N є натуральним числом, відносна похибка $\bar{U} - d_{\bar{U}}$ визначається як

$$d_{\bar{U}} = d_{REF}, \quad (4)$$

де d_{REF} – відносна похибка джерела напруги живлення подільника U_{REF} .

Використавши джерело напруги U_{REF} для калібрування АЦП, можемо використати також значення \bar{U} як тестову точку, розміщену в діапазоні перетворення АЦП, яка дає змогу виділити нелінійну складову похибки ФП АЦП. Подавши результат аналого-цифрового C перетворення вхідної напруги АЦП U як суму адитивної, мультиплікативної та нелінійної складових ФП АЦП, отримаємо

$$C = C_0 + \frac{C_{REF} - C_0}{U_{REF}} U + f(U), \quad (5)$$

де C_0 – результат аналого-цифрового перетворення при встановленні нуля, C_{REF} – результат аналого-цифрового перетворення під час калібрування АЦП (перетворенні напруги U_{REF}), $f(U)$ – нелінійна складова ФП АЦП.

З урахуванням (5) та прирівнявши (2), з (3) отримаємо

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{C_i - C_0 - f(U_{Ri})}{C_{REF} - C_0} U_{REF} = \frac{1}{N} \frac{C_{REF} - C_0}{C_{REF} - C_0} U_{REF}, \quad (6)$$

де $C_i, i = \overline{1, N}$ – результат аналого-цифрового перетворення напруги $U_{Ri}, i = \overline{1, N}$.

Після елементарних математичних перетворень отримаємо

$$\sum_{i=1}^N (C_i - C_0 - f(U_{Ri})) = C_{REF} - C_0. \quad (7)$$

Приймаючи, що середнє арифметичне нелінійної складової ФП АЦП $\overline{f(U)}$ за вхідних напруг $U_{Ri}, i = \overline{1, N}$

$$\overline{f(U)} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f(U_{Ri}). \quad (8)$$

З урахуванням (8) запишемо (7)

$$\overline{f(U)} = \frac{1}{N} \left(C_{REF} - C_0 - \sum_{i=1}^N (C_i - C_0) \right). \quad (9)$$

Значення $\overline{f(U)}$ є обчисленим значенням нелінійності ФП АЦП у тестовій точці $\overline{U} = U_{REF} / N$.

Збільшення кількості тестових точок у «базовому» методі досягається за рахунок того, що вважають: нехай N має деяку множину натуральних чисел $\{m_i, \mathbf{K}, m_i\}$, які є його дільниками. Тоді існує така сама за розміром множина також натуральних чисел $\{k_i, \mathbf{K}, k_i\}$, для яких виконується умова $N = m_i \times k_i; i = \overline{1, t}$. Це уможливило аналого-цифрове перетворення спадів напруги на каскадах з $k_i (i = \overline{1, t})$ послідовно увімкнених резисторів, для яких справджуватимуться рівності (1) ... (4), що дає змогу формувати t тестових точок, які відповідатимуть

$$\overline{U}_i = \frac{U_{REF}}{N} k_i = \frac{U_{REF}}{m_i}; i = \overline{1, t}. \quad (10)$$

Отже, вибравши N з відповідною кількістю дільників, можна сформувати задану кількість тестових точок.

3. Пропонований метод формування тестових точок. Відповідно до методології, запропонованої у [9], пропонується формувати тестові точки визначення нелінійності ФП нижніх діапазонів багатодіапазонного АЦП (в найпростішому випадку дводіапазонного) як середнє арифметичне спадів напруги на тих самих комбінаціях послідовно увімкнених резисторів багаторезисторного подільника напруги, що відповідають базовому методу формування тестових точок найвищого діапазону. Це дасть змогу отримати значення тестових точок, пропорційне до напруги калібрування найвищого діапазону зі строго відомим коефіцієнтом пропорційності, який визначається співвідношенням цілих чисел. Тоді відносна похибка всіх тестових сигналів для всіх діапазонів дорівнює відношній похибці задіяного джерела напруги калібрування. Калібрування нижніх діапазонів перетворення проводиться за допомогою спаду напруги на послідовно увімкнених резисторах, безпосередньо виміряної на найвищому діапазоні перетворення. Оскільки нижні діапазони перетворення АЦП принаймні в два рази менші, ніж вищі, значення напруг тестових точок будуть рівномірніше розміщені на нижчих діапазонах порівняно з базовим методом. Крім того, сформовані тестові точки (крім напруги калібрування нижчого діапазону) матимуть вищу точність порівняно з методом формування безпосереднім вимірюванням спадів напруги на послідовно увімкнених резисторах подільника.

4. Дослідження невиключеної похибки корекції нелінійності АЦП. Експериментальні дослідження невиключеної похибки корекції нелінійності вимагають еталонного обладнання, похибка якого в 3...5 разів менша за очікувану залишкову нелінійність. Однак рівень нелінійності прецизійних АЦП утруднює експериментальні дослідження, тому для дослідження використано імітаційне моделювання, що дозволяє оцінити пропонований метод за різних типів ФП АЦП і параметрів подільника. Методика дослідження подібна до методики дослідження базового методу, описаної в [6], має такі етапи:

– довільно задаються криві, які імітують нелінійність функції перетворення АЦП на вищому та нижчому діапазонах перетворення, та опори резисторів R_1, R_2, \dots, R_N ;

– розраховують результати аналого-цифрового перетворення на відповідних комбінаціях резисторів для реалізації базового методу у вищому та нижчому діапазонах АЦП;

- до цих результатів перетворення додається випадкова складова похибки АЦП;
- за цими результатами аналого-цифрового перетворення вищого діапазону обчислюють параметри розрахованої функції нелінійності цього діапазону перетворення АЦП;
- розраховується спад напруги калібрування нижчого діапазону перетворення АЦП на послідовно увімкнених резисторах, наприклад $R_1 \dots R_{N/2}$ для співвідношення вищого діапазону до нижчого, що дорівнює двом;
- для цієї напруги калібрування нижчого діапазону розраховують результати аналого-цифрового перетворення на нижчому діапазоні АЦП;
- за результатами аналого-цифрових перетворень тестових точок та напруги калібрування обчислю-

ються параметри розрахованої функції нелінійності нижчого діапазону АЦП;

- похибку обчислюють як різницю між заданою та розрахованою кривими на нижчому діапазоні перетворення АЦП.

Отже, набираючи статистику, перевіряють твердження про придатність цього методу до використання в умовах дії випадкової похибки АЦП та розхилу опорів резисторів. Криві, що імітують нелінійність на двох діапазонах перетворення АЦП, аналогічно як і в [6], взято на базі полінома четвертого степеня з випадковими коефіцієнтами, причому критерієм придатності було неперевищення максимального значення нелінійності за модулем 250 квантів. Приклади кривих, що імітують нелінійність, наведено на рис. 2. Також показано огинаючі, що являють собою максимальні та мінімальні значення для 500 реалізацій експерименту.

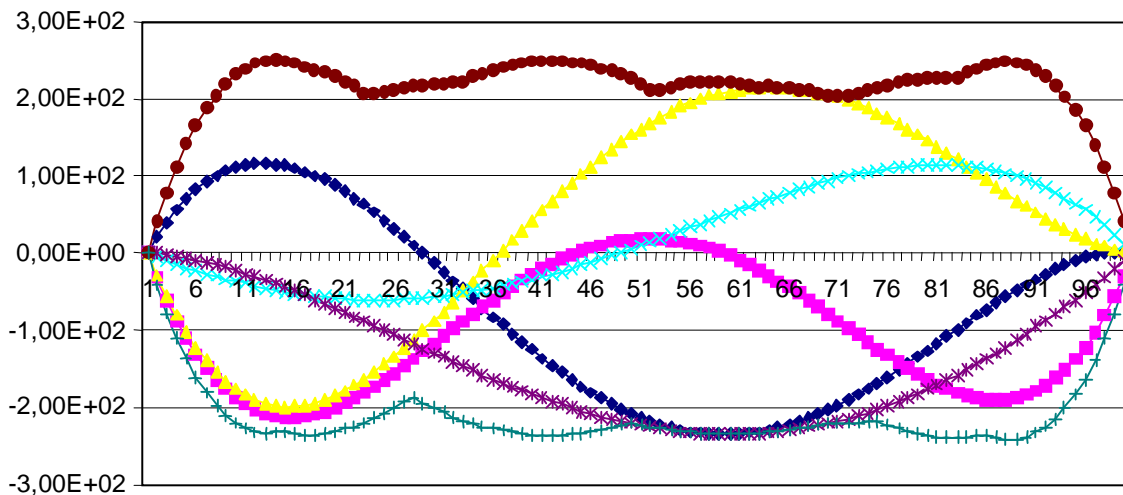


Рис. 2. Імітована нелінійність ФП АЦП

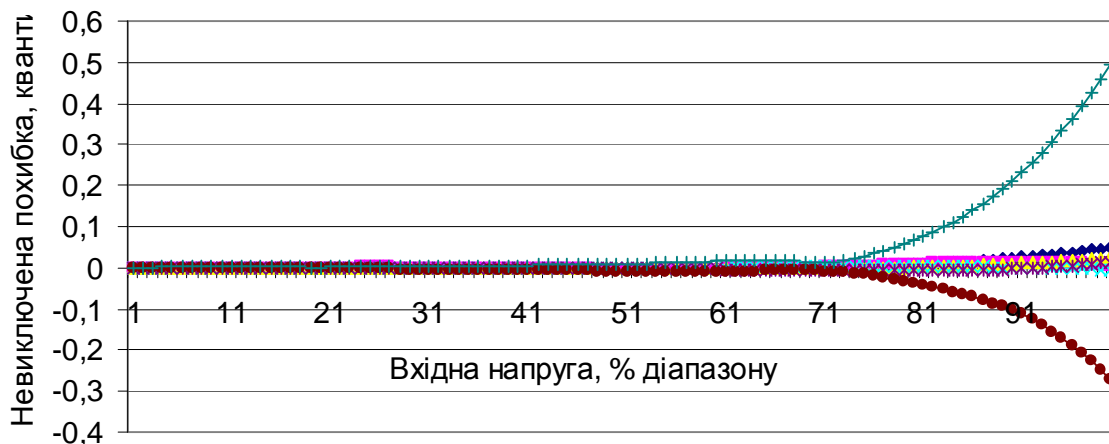


Рис. 3. Залежність невиключеної похибки нелінійності АЦП від вхідної напруги для відхилення резисторів $\pm 1\%$ від номінального значення

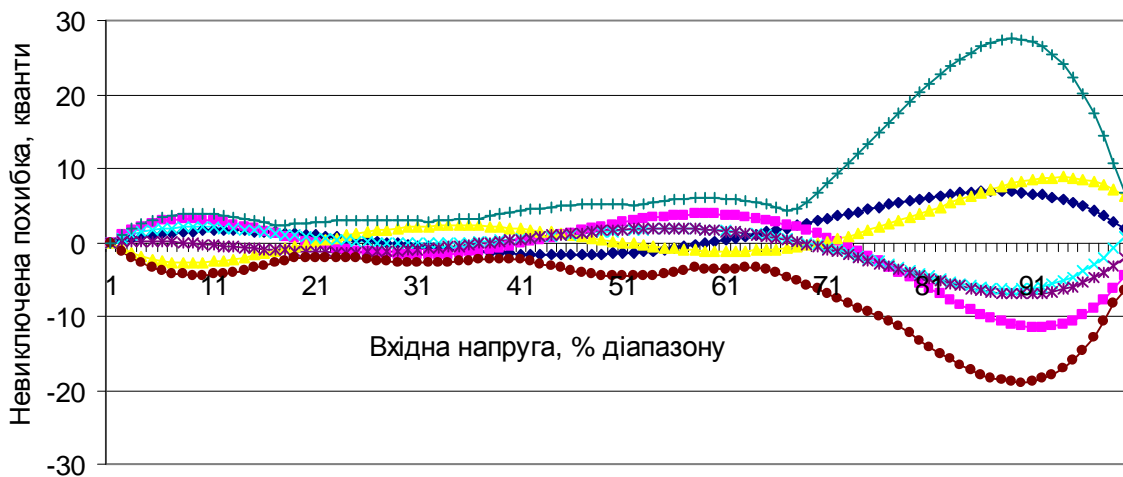


Рис. 4. Залежність невиключеної похибки від вхідної напруги для шуму АЦП ± 6 квантів

Верифікація програмного забезпечення здійснювалася підстановкою резисторів з однаковим опором у подільник, і моделі АЦП без випадкової похибки. Отримане значення похибки не перевищувало 0,05 кванта, що можна пояснити похибкою заокруглення під час обчислення. Отже, розроблені моделі працюють коректно, їх можна використати для аналізу впливу параметрів компонентів схеми на невиключену похибку корекції нелінійності АЦП.

Моделювання проведено для подільника на 12 резисторів з максимальним відхиленням опору кожного резистора від номінального 1 та 2 %. Результати дослідження невиключеної похибки корекції нелінійності від вхідної напруги для резисторів з відхиленням опору ± 1 % подано на рис. 3. Аналогічно, як і для рис. 2, подано огинаючі для 500 реалізацій обчислювального експерименту, а також кілька отриманих кривих. Отже, максимальне значення невиключеної похибки не перевищує 0,5 кванта, що навіть менше, ніж дискретність АЦП. Отже, запропонований метод, як і методи-прототипи, нечутливий до відхилень опорів резисторів від номінального значення.

Результати дослідження випадкової складової похибки АЦП (шуму) на невиключену похибку для амплітуди шуму ± 6 квантів наведено на рис. 4. Загалом ці результати подібні до результатів дослідження методів-прототипів [5 ... 8]. Форма кривих подібна до форми, отриманої під час дослідження базового методу, але, на відміну від нього, стосується всього нижнього діапазону перетворення. Хоча максимальне значення похибки майже в півтора рази більше, ніж максимальне значення для методу формування тестових точок безпосереднім вимірюванням спадів

напруги на послідовно увімкнених резисторах подільника, середнє значення невиключеної похибки для запропонованого методу значно менше. Отже, запропонований метод, аналогічно, як і базовий, забезпечує значно більшу невиключену похибку в разі корекції нелінійності у вищій половині нижчого діапазону перетворення порівняно з його нижчою половиною.

Залежність максимальної невиключеної похибки нижчого діапазону перетворення АЦП від величини випадкової похибки представлено на рис. 5. З лінійності цієї залежності можна зробити висновок, що для запропонованого методу за умови використання дванадцятирезисторного подільника напруги коефіцієнт впливу шуму АЦП не перевищує чотирьох.

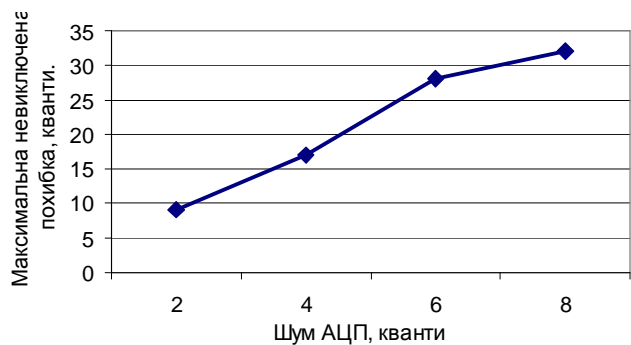


Рис. 5. Залежність максимального значення невиключеної похибки АЦП від амплітуди шуму АЦП

5. Висновки. У результаті дослідження запропонованого методу корекції нелінійності нижчого діапазону перетворення АЦП можна зробити висновки:

- вплив відхилення опорів резисторів від середнього значення на невиключену похибку співмірний з дискретністю АЦП;

– домінує вплив на невиключену похибку випадкової складової похибки АЦП з коефіцієнтом впливу, що не перевищує чотирьох;

– запропонований метод нормування точок визначення нелінійності може забезпечити формування точок метрологічної перевірки [10] нижніх діапазонів АЦП, якщо співвідношення напруги вищого діапазону до напруги нижчих є більшим, ніж три.

1. Fowler K. Part 7: analog-to-digital conversion in real-time systems // *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*. – 2003. – Vol. 6. Issue 3. – P. 58–64. 2. Kester W. Which ADC Architecture Is Right for Your Application? // *Analog Dialogue*. – 2005. – Vol. 39, № 2. P. 11–19 [Електронний ресурс]. – Режим доступу: URL: <http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/39-06/architecture.pdf>. 3. 24-Bit Sigma-Delta, Signal Conditioning ADC with 2 Analog Input Channels – AD7714 Data Sheets [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/ad-converters/ad7714/products/product.html>. 4. Кочан Р.В. Використання АЦП для вимірювання за методом заміщення // *Український метрологічний журнал*. – Харків, 2010. – № 3. – С. 11–16. 5. Кочан Р.В. Похибка методу корекції інтегральної нелінійності АЦП з

допомогою багаторезистивного подільника // *Вісник Національного університету “Львівська політехніка” “Комп’ютерні системи та мережі”*. – Львів, 2011. – № 717. – С. 69–75. 6. Прецизійні аналого-цифрові перетворювачі з бездемонтажною метрологічною самоперевіркою: монографія / Р.В. Кочан. – Львів: Вид-во Львівської політехніки, 2012. – 252 с. 7. Кочан Р.В., Кочан О.В., Клим Г.І. Метод коригування нелінійності дводіапазонних АЦП з безпосереднім вимірюванням спадів напруги на резисторах багаторезисторного подільника напруги // *Вісник Національного університету “Львівська політехніка” “Комп’ютерні системи та мережі”*. – Львів, 2013. – № 773. – С. 59–63. 8. Kochan R. Method of Integral Nonlinearity Correction of Multi-Range ADC Using Multi-Resistors Voltage Divider // *Proc. of 6-th International Conference “Advanced Computer Systems and Networks: Design and Application” (ACSN-2013). September 16–18 2013, Lviv, Ukraine*. – P. 193–194. 9. Кочан Р.В. Методологія використання подільника напруги в підсистемі метрологічної самоперевірки АЦП // *Український метрологічний журнал*. – Харків, 2013. – № 1. – С. 13–18. 10. ДСТУ 3744-98. Перетворювачі вимірювальні напруги та струму цифрові. Загальні технічні умови. Чинний від 01.07.2000. – К.: Держстандарт України, 1998. – 10 с.