

## АНАЛІЗ ВЛАСТИВОСТЕЙ ГІСТОГРАМНОГО МЕТОДУ ОЦІНКИ НЕЛІНІЙНОСТІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕТВОРЕННЯ ПРЕЦИЗІЙНИХ АЦП

© Кочан Р.В., 2010

**Проведено аналіз доцільності використання гістограмного методу для дослідження інтегральної нелінійності прецизійних АЦП.**

**There is done the analysis of the expediency of histogram method of integral nonlinearity testing of precision ADC.**

**Вступ.** Аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) є необхідним компонентом цифрових систем опрацювання аналогових сигналів. Одним з основних параметрів АЦП є точність, що характеризується похибкою перетворення. З точки зору контролю якості розповсюджені інтегральні АЦП з нормованими метрологічними характеристиками є найтрудомісткішими виробами мікроелектроніки. Об’єм контрольних-вимірних операцій під час їхнього виготовлення становить близько 50 % часу, а вартість може досягати 60–70 % від собівартості [1].

**Огляд літературних джерел.** Систематична похибка характеристики перетворення (ХП) АЦП описується адитивною, мультиплікативною та нелінійною складовими. Методи боротьби з адитивною та мультиплікативною похибками – автоматичне встановлення нуля і калібрування давно відомі [2] та широко використовуються [3]. Щодо нелінійної складової похибки, то, наприклад, для 24-розрядного АЦП AD7714 максимальне значення похибки інтегральної нелінійності в нормальних умовах експлуатації досягає 0,0015 % [4], що відповідає 16-му розряду. Необхідно відзначити, що цей АЦП має чи не найменшу інтегральну нелінійність серед інтегральних АЦП. Зменшити вплив похибки нелінійності на результат перетворення можна за рахунок її корегування. При цьому виникають дві задачі: (і) знаходження дійсного значення похибки інтегральної нелінійності у достатній кількості точок діапазону перетворення; (ii) формування функції поправки за результатами визначення похибки нелінійності.

Відомі методи визначення нелінійної складової похибки АЦП можуть бути згруповані в такий спосіб:

- методи, що передбачають використання взірцевого засобу вимірювання, підключеного паралельно до АЦП. При цьому визначати нелінійності ХП АЦП можна в лабораторних умовах (під час перевірки) [5], або в умовах експлуатації [6];
- методи, що передбачають використання джерела взірцевого сигналу, підключеного до входу АЦП. Аналогічно до п. 1, похибку нелінійності ХП АЦП визначають в лабораторії [5] або під час експлуатації [7];
- методи, які оцінюють інтегральну нелінійність ХП АЦП шляхом дослідження похибки окремих квантів [8], однак вони дають змогу тільки оцінити максимальну інтегральну нелінійність і не можуть використовуватись для корегування;
- методи, які оцінюють інтегральну нелінійність ХП АЦП через розподіл диференціальної нелінійності по діапазону перетворення, зокрема гістограмний метод [9, 10];
- методи, які оцінюють інтегральну нелінійність ХП АЦП через спотворення тестового сигналу, зокрема з використанням спектрального аналізу [11–13].

Деякі публікації [13, 14] присвячені також розв’язанню задачі формування функції поправки. Але, як вказано в [3], “не існує простого та зручного методу корегування нелінійної складової

похибки АЦП". Тому для прецизійних АЦП зменшення похибки нелінійності залишається актуальним завданням. Стандарт IEEE-1241 [9] рекомендує для визначення параметрів похибки АЦП використовувати гістограмний метод тестування, який дає змогу оцінити адитивну і мультиплікативну похибки, інтегральну та диференціальну нелінійності [3, 15].

**Мета роботи** – оцінити можливість використання рекомендацій, наведених у стандарті IEEE-1241, для знаходження значень інтегральної нелінійності ХП прецизійних АЦП з метою її корегування. Для досягнення мети необхідно дослідити похибку гістограмного методу від неідеальності тестового сигналу та дискретності АЦП, а також його продуктивність.

**1. Теоретичні основи гістограмного методу.** Суть гістограмного методу тестування АЦП полягає у накопиченні великої кількості результатів перетворення вхідного сигналу з відомою густиною розподілу імовірності та визначення ХП АЦП за допомогою статистичного аналізу результатів перетворення [3, 9, 10]. Наприклад, поширеним тестовим сигналом є лінійно-змінна напруга з розмахом, дещо більшим, ніж діапазон  $U_{FS}$  тестованого АЦП. Під час тестування розраховують кількість випадань кожного можливого значення вихідного коду АЦП  $n$ . За лінійної ХП АЦП усі коди мають рівну імовірність появи і всі інтервали повинні мати рівну кількість випадань кодів. Отже, диференціальна нелінійність  $DNL(n)$  в квантах, згідно з [3], розраховується як

$$DNL(n) = \frac{h_R}{h_T} - 1, \quad (1)$$

де  $h_R$  – дійсна кількість випадань коду  $n$ ;  $h_T$  – теоретична кількість випадань коду  $n$ , яка, своєю чергою, для лінійно-змінного вхідного сигналу, розраховується як

$$h_T = \frac{M_T}{2^N - 2},$$

де  $N$  – розрядність АЦП;  $M_T$  – кількість перетворень з кодами в межах від 1 до  $2^N - 1$ .

Розрахунок значень інтегральної нелінійності ХП АЦП здійснюється шляхом інтегрування диференціальної нелінійності. Однак похибка отриманих значень нелінійності ХП АЦП відповідає похибці нелінійності тестового сигналу. Тому гістограмний метод з лінійно-змінним тестовим сигналом використовується для дослідження АЦП з розрядністю до 12-ти біт. Це пов'язано із складністю реалізації генератора тестового сигналу, який, як правило, ґрунтується на прецизійному ЦАП і повинен мати, згідно з [3], дискретність та лінійність на 2...4 розряди кращі, ніж відповідні параметри тестованого АЦП.

Для дослідження АЦП більшої розрядності використовують тестовий сигнал у вигляді синусоїди, додаткова фільтрація якої дає змогу отримати низький коефіцієнт гармонік і шум тестового сигналу. У цьому випадку імовірність  $p(n)$  випадання значення коду  $n$  розраховується, згідно з [3], як

$$p(n) = \frac{1}{p} \left( \sin^{-1} \frac{U_{FS}(n - 2^{N-1})}{A * 2^N} - \sin^{-1} \frac{U_{FS}(n - 1 - 2^{N-1})}{A * 2^N} \right), \quad (2)$$

де  $U_{FS}$  – діапазон перетворення;  $A$  – амплітудне значення тестового сигналу.

За синусоїдального тестового сигналу теоретична кількість потраплять  $h_T$  становитиме

$$h_T = M_T p(n), \quad (3)$$

а диференційна нелінійність ХП АЦП також розраховується згідно з (1).

Незалежно від виду тестового сигналу інтегральна нелінійність –  $INL(n)$  розраховується за [3, 9, 10]:

$$INL(n) = \sum_{i=0}^n DNL(i). \quad (4)$$

Для забезпечення високої точності отримання значень диференційної та інтегральної нелінійності за допомогою гістограмного методу необхідно забезпечити виконання таких вимог:

- частота тестового сигналу не повинна бути частотою субгармоніки частоти дискретизації;
- амплітуда тестового сигналу повинна бути такою, щоби АЦП був незначно перевантажений з двох боків вимірювального діапазону;
- тестовий сигнал повинен бути симетричним стосовно середини шкали.

Під час знаходження за допомогою гістограмного методу з метою подальшого корегування похибок, значень інтегральної нелінійності ХП АЦП виникають такі похибки:

- від дискретності АЦП  $\Delta^D$ ;
- від неідеальності тестового сигналу, тобто впливу накладених на тестовий синусоїдний сигнал вищих гармонік. Дослідження вимог гістограмного методу розглядається у [10, 15], в яких вказано, що загальний рівень гармонік повинен бути нижчим приблизно на 10 дБ від динамічного діапазону тестованого АЦП. Однак залишається не дослідженим питання, який залишковий похибці значень інтегральної нелінійності ХП АЦП відповідає така вимога.

Під час знаходження значень інтегральної нелінійності згідно з (4), по-перше, іде процес зростання впливу похибки дискретності АЦП  $\Delta^D$  від її накопичення, а, по-друге, – процес зменшення впливу  $\Delta^D$  від її усереднення. Зростання впливу  $\Delta^D$  іде пропорційно до вихідного коду АЦП  $n$ . Зменшення впливу  $\Delta^D$  пропорційне до  $\sqrt{M_T}$  ( $M_T$  – загальна кількість результатів перетворення, що враховується під час оцінки нелінійності). Для створення переваги другого процесу необхідно збільшувати  $M_T$ . Значення залишкової методичної похибки  $\Delta_M^D(n)$ , зумовленої впливом дискретності АЦП, можна оцінити як

$$\Delta_M^D(n) = \sqrt{\frac{2^N - 2}{M_T}} \Delta^D n. \quad (5)$$

Максимальне значення залишкової методичної похибки  $\Delta_M^D(n)$  відповідатиме кінцю діапазону. Якщо прийняти похибку дискретності АЦП не більше за половину кванта, то, згідно з (5), максимальне значення  $\Delta_M^D(2^N - 1)$ :

$$\Delta_M^D(2^N - 1) \approx \frac{2^{\frac{3}{2}N-1}}{\sqrt{M_T}}. \quad (6)$$

Через те, що при виводі (5) і (6) усі значення  $\Delta^D$  прийняті рівними максимальному (половина одиниці молодшого розряду), значення розрахованих за (5) і (6) похибок істотно завищені. Аналітично оцінити вплив неідеальності тестового сигналу на знайдені гістограмним методом значення інтегральної нелінійності ХП АЦП значно важче. Зручнішим шляхом дослідження є імітаційне моделювання. Для цього розробимо відповідну методику досліджень.

**2. Методика досліджень.** Згідно з [3, 10], джерелом тестового сигналу може бути генератор синусоїдної напруги. Такі генератори характеризуються багатьма параметрами, серед яких нас цікавить коефіцієнт нелінійних спотворень. Він приводить до того, що вихідний сигнал генератора має певний спектр гармонік з кратними частотами. Для зменшення амплітуди цих гармонік використовують додаткову фільтрацію вихідного сигналу [10]. Однак на тестований АЦП у будь-якому випадку потрапляє сигнал, який являє собою суміш набору гармонік різної амплітуди. Тому для оцінки методичної похибки гістограмного методу необхідно оцінити вплив вищих гармонік на результати тестування. Як метод дослідження буде використано імітаційне моделювання. Для його проведення необхідно розробити моделі тестового сигналу та АЦП.

Модель тестового сигналу  $u(t)$  являє собою залежність

$$u(t) = U_0 + \sum_{i=1}^K A_i \sin(2\pi f_i t + j_i), \quad (7)$$

де  $U_0$  – зміщення, яке повинно дорівнювати половині діапазону перетворення  $U_{FS}$ ;  $i$  – номер гармонічної складової;  $K$  – кількість гармонік тестового сигналу;  $A_i$  – амплітуда  $i$ -ї гармонічної складової;  $f$  – частота основної гармоніки тестового сигналу;  $t$  – поточний час;  $j_i$  – зсув фази  $i$ -ї гармоніки.

Для проведення імітаційного моделювання впливу гармонік тестового сигналу необхідні дві моделі АЦП – “ідеального”, ХП якого не має похибок і “реального”, тобто ХП якого має нелінійну складову похибки. В “реальному” АЦП немає необхідності імітувати адитивну та мультиплікативну складові похибки, через те, що вони вважаються вже відкоригованими під час виконання автоматичного встановлення нуля і калібрування.

Математична модель “ідеального” АЦП описується залежністю

$$n(u) = \left[ \frac{2^N u}{U_{FS}} \right], \quad (8)$$

де  $n(u)$  – результат аналого-цифрового перетворення;  $u$  – поточне значення тестового сигналу, отримане згідно з (7).

Математична модель “реального” АЦП описується залежністю, яка містить нелінійну складову, що описується рівнянням параболи з полюсами на початку та в кінці діапазону перетворення:

$$n(u) = \left[ \frac{2^N u}{U_{FS}} + Mu(u - U_{FS}) \right], \quad (9)$$

де  $M = \frac{4INL_{MAX}}{U_{FS}^2}$  – коефіцієнт, що задає максимальне значення нелінійності  $INL_{MAX}$  на проміжку  $[0, U_{FS}]$ .

У процесі імітаційного моделювання на вхід відповідної моделі АЦП подається  $m$  значень тестового сигналу  $u(t_i)$ , обчислених згідно з (7), для моментів часу  $t_i$ :

$$t_i = iT_d, i = \overline{0, m}, \quad (10)$$

де  $T_d$  – період дискретизації тестового сигналу.

Своєю чергою, кількість тестових точок  $m$  вибирається в такий спосіб, щоби  $M_T$  мало достатньо велике значення. Якщо подвійна амплітуда тестового сигналу дорівнює діапазону перетворення, тобто  $2A = U_{FS}$ , то кількість значень тестового сигналу дорівнює повній кількості результатів перетворення з кодами в межах від 1 до  $2^N - 1$ , тобто  $M_T = m$ . Якщо згідно з [3, 10] амплітуда тестового сигналу вибрана такою, щоби АЦП був незначно перевантажений з двох боків вимірювального діапазону, то  $M_T < m$ , тому  $m$  необхідно вибрати з відповідним запасом.

В результаті аналого-цифрового перетворення набору тестових точок підраховується дійсна кількість випадань  $h_R$  для кожного з кодів  $\overline{1, 2^N - 1}$ , яке буде використовуватися під час розрахунку диференціальної нелінійності згідно з (1). Для визначення теоретичної кількості випадань кожного коду результату перетворення  $h_T$  пропонується проводити окремий експеримент, під час якого на вхід АЦП подається “ідеальний” тестовий сигнал  $u_R(t)$ , який містить лише першу гармоніку без зсуву фази для тих самих значень часу  $t_i$ , тобто:

$$u_R(t) = U_0 + A_1 \sin(2\pi ft).$$

Значення методичної похибки обчислюються як різниця між результатами знаходження  $INL(n)$  згідно з (4) для тестового сигналу у вищу гармонічну складову, і для того самого сигналу без неї.

**3. Результати моделювання.** Для імітаційного моделювання була розроблена програма з використанням програмного пакета MatLab. Апробація гістограмного методу була проведена на моделі АЦП з розрядністю 14 біт. Частота тестового сигналу – 51 Гц, період дискретизації – 1 мкс. Нелінійність АЦП імітувалася квадратичною залежністю згідно з (9), причому максимальне значення нелінійності  $INL_{MAX}$  було задано як 40 одиниць молодшого розряду, що становить 0,25 %. Перевірка адекватності імітаційної моделі здійснювалася для лінійно-змінної та синусоїдної тестової напруги і виявила відповідність до закону розподілу результатів аналого-цифрового перетворення рівномірному закону та рівнянню (3) відповідно. Отримані результати, наведені на рис. 1, *а*, показали повну збіжність з теорією для лінійно-змінної тестової напруги (зверху показано характер диференційної нелінійності, знизу – інтегральної). З рис. 1, *б*, *в*, *г* зрозуміло, що для синусоїдного тестового сигналу гістограмний метод знаходить значення інтегральної нелінійності  $INL(n)$  тільки зі значною похибкою, яка фактично не залежить від числа  $m$  значень тестового сигналу (тут і далі крива більшої амплітуди показує визначену гістограмним методом похибку нелінійності, а крива меншої амплітуди – її відхилення від заданого, згідно з (9), значення).

Дослідження впливу амплітуди  $A$  гармонійного тестового сигналу, показане на рис. 2, показало її вплив на знайдене значення  $INL(n)$ . Тільки за значного перевантаження результати знаходження  $INL(n)$  стабілізуються і стають близькими до результатів рис. 1.

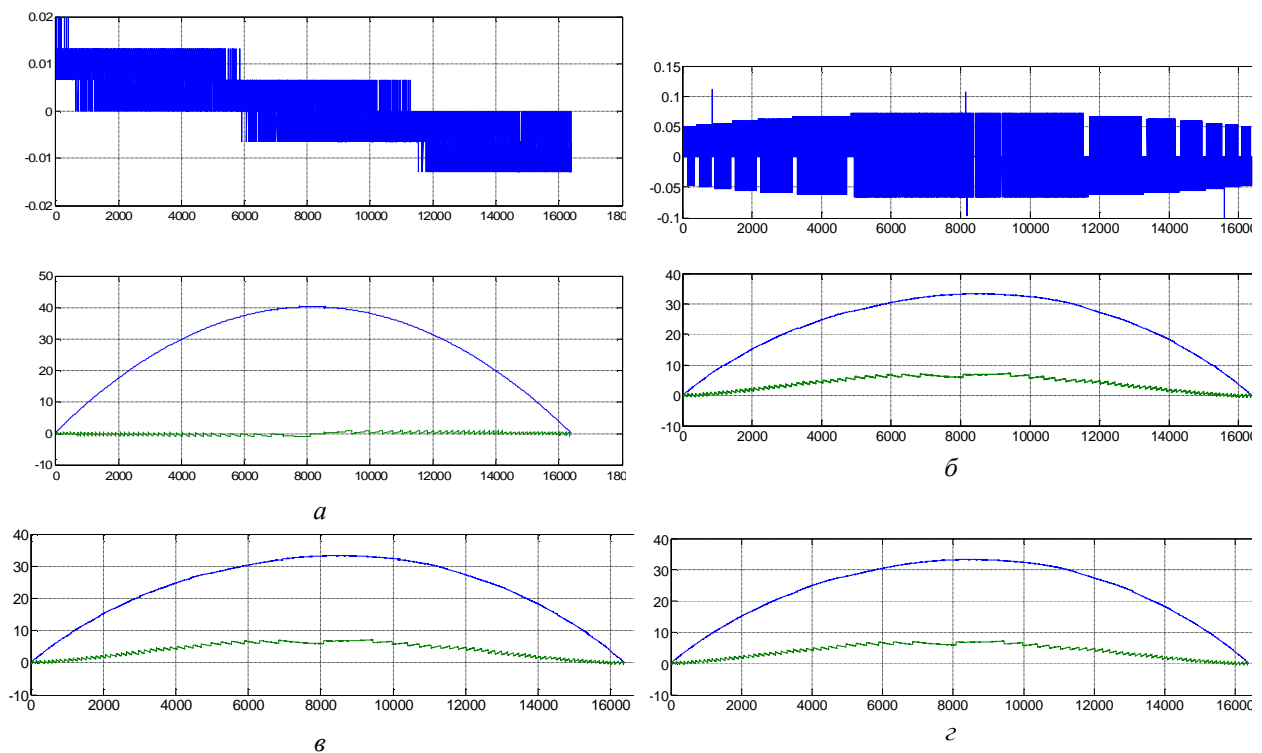


Рис. 1. Результати апробації гістограмного методу:

*а* – лінійно-змінний тестовий сигнал; *б* – гармонійний тестовий сигнал,  $m = 10^6$ ;

*в* – гармонійний тестовий сигнал,  $m = 3 \times 10^6$ ; *г* – гармонійний тестовий сигнал,  $m = 7 \times 10^6$

Для дослідження впливу другої і третьої гармонік тестового сигналу (вищі гармоніки сильніше подавляються вихідним фільтром генератора тестового сигналу) на результат визначення  $INL(n)$  спочатку дослідимо їх вплив на АЦП з лінійною ХП. Попередні дослідження показали, що максимальне значення похибки  $INL(n)$  для другої гармоніки буде за фази  $\pi/2$ , а для третьої –  $\pi$ . Для цих значень фаз на рис. 3 показано результати досліджень впливу другої гармоніки, а на рис. 4 – третьої гармоніки. Амплітуди обох гармонік – 1,7 В. Як зрозуміло з рис. 3 і 4, для гармонік малої амплітуди результат стає майже однаковий.

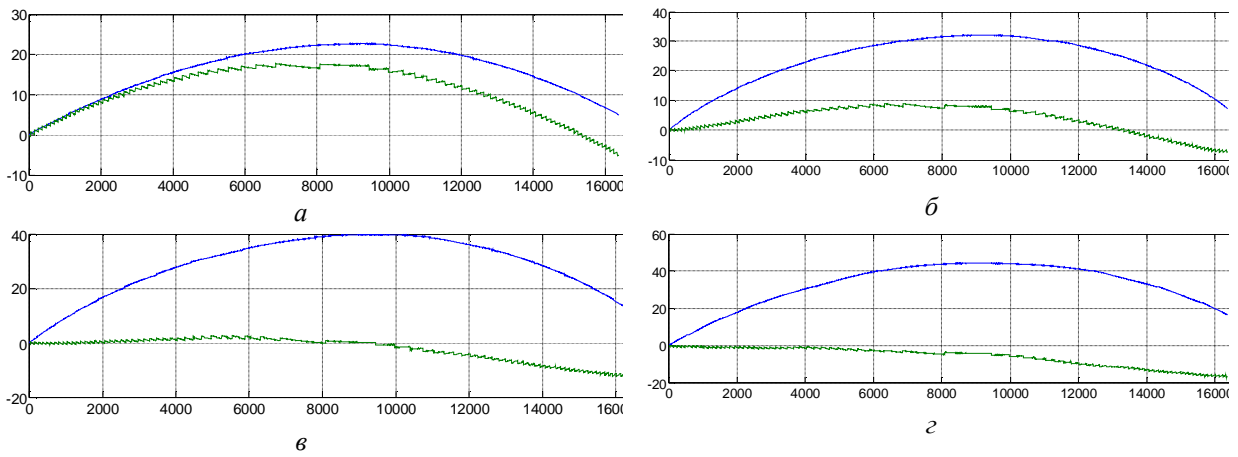


Рис. 2. Результат визначення нелінійності АЦП за зміни амплітуди тестового сигналу:  
 $a - A = 1,25V$  ;  $б - A = 1,4V$  ;  $в - A = 1,7V$  ;  $г - A = 2,0V$

Як бачимо з рис. 1–4, методична похибка визначення інтегральної нелінійності  $INL(n)$  гістограмним методом має переважно мультиплікативний характер. Можна припустити, що такий характер зумовлений накопиченням похибки дискретності. Для підтвердження цієї гіпотези було проведено дослідження похибки визначення інтегральної нелінійності  $INL(n)$  від розрядності АЦП, результати якого показано на рис. 5.

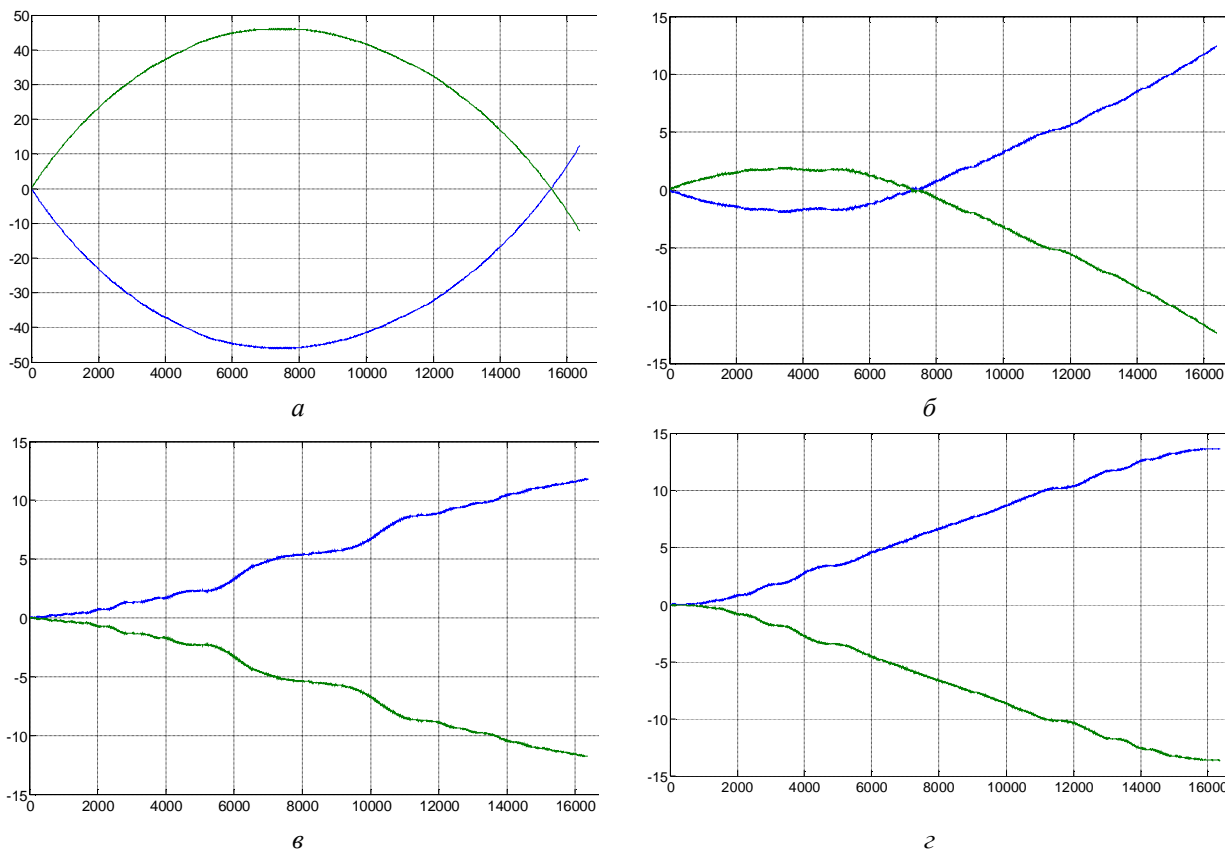


Рис. 3. Дія амплітуди другої гармоніки тестового сигналу на визначення  $INL(n)$ :  
 $a - A_2 = 0,5\%U_{FS}$  ;  $б - A_2 = 0,05\%U_{FS}$  ;  $в - A_2 = 0,005\%U_{FS}$  ;  $г - A_2 = 0,0005\%U_{FS}$

Як бачимо, зростання кількості розрядів веде до зростання накопиченої похибки визначення інтегральної нелінійності. Враховуючи рис. 1–4, можна запропонувати метод корегування цієї

похибки – спочатку знаходять максимальне значення похибки  $INL(U_{FS})$ , а потім – коригуючу дію  $r_{NL-M}$  за умови рівності нулю похибки нелінійності у точці  $U_{FS}$ :

$$r_{NL-M} = \frac{INL(U_{FS})}{U_{FS}} n. \quad (11)$$

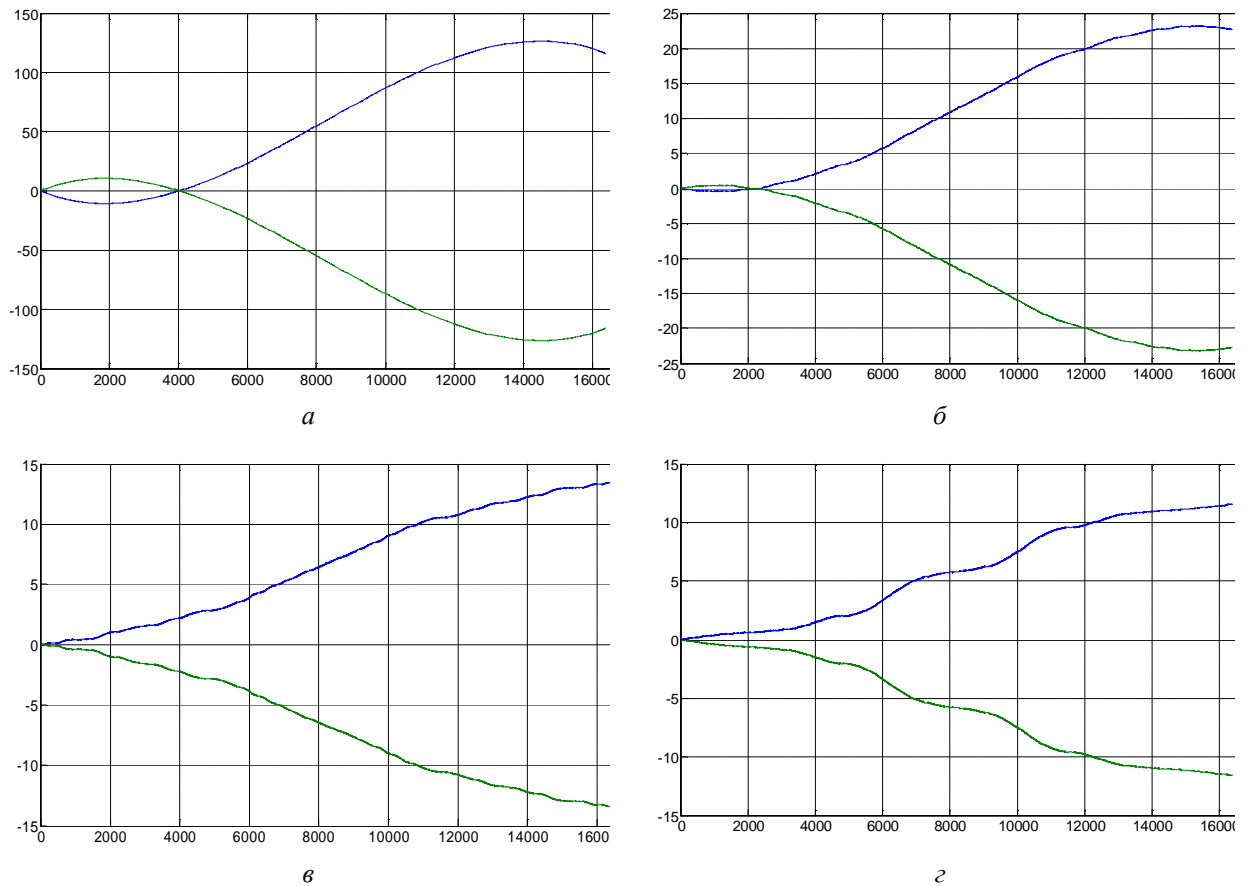


Рис. 4. Дія третьої гармоніки тестового сигналу на результат визначення  $INL(n)$ :  
 а –  $A_3 = 0,5\%U_{FS}$ ; б –  $A_3 = 0,05\%U_{FS}$ ; в –  $A_3 = 0,005\%U_{FS}$ ; г –  $A_3 = 0,0005\%U_{FS}$

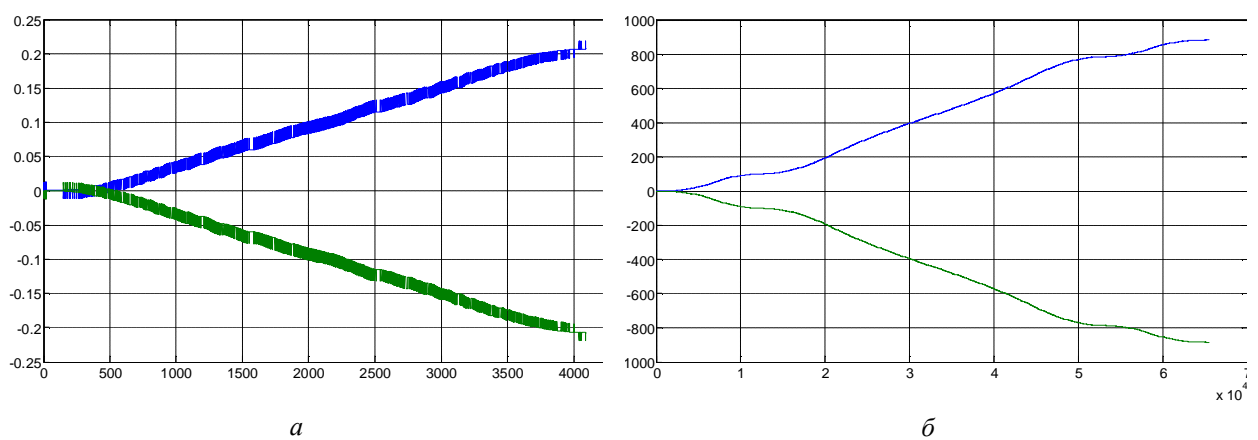


Рис. 5. Вплив розрядності АЦП на результат визначення інтегральної нелінійності:  
 а – АЦП 12 біт; б – АЦП 16 біт

Тоді результат перетворення АЦП потрібно розраховувати згідно з

$$U^*(n) = (n - N_0 - INL(n) - r_{NL-M}) \times \frac{U_{REF} - U_0}{N_{REF} - N_0} + U_0, \quad (12)$$

де  $U^*(n)$  – скоригований результат перетворення АЦП;  $n$  – вихідний код АЦП;  $U_0$  та  $N_0$  – напруга установки нуля і відповідний їй код;  $U_{REF}$  та  $N_{REF}$  – напруга калібрування і відповідний їй код;  $INL(n)$  – значення інтегральної нелінійності, розраховане згідно з (4).

Результати використання гістограмного методу для знаходження значення інтегральної нелінійності  $INL(n)$  АЦП з нелінійною ХП за допомогою гармонійного тестового сигналу, в якому присутні друга або третя гармоніки, показано на рис. 6 і 7. Розрахунок інтегральної нелінійності  $INL(n)$  проводився з корегуванням методичної похибки, зумовленої дискретністю АЦП, згідно з (11), (12).

Аналіз рис. 6 і 7 показує, що за амплітуд гармонік тестового сигналу, співмірних з інтегральною нелінійністю ХП АЦП, використання для корегування нелінійності гістограмного методу є недоцільним, оскільки залишкова похибка більша від нелінійності АЦП. Для тестових сигналів, амплітуди гармонік яких у 5 разів менші за нелінійність ХП АЦП, використання гістограмного методу уможливило у 4–7 разів зменшити похибку нелінійності АЦП. Подальше зменшення амплітуди гармонік недоцільне, оскільки не веде до підвищення точності корегування нелінійності АЦП.

Частота тестового сигналу та час досліджень АЦП за допомогою гістограмного методу можуть бути оцінені згідно з (10), враховуючи те, що за час аналого-цифрового перетворення вхідний сигнал повинен змінитися на величину менше одного кванта (для АЦП, вхідні кола якого не містять пристрою вибірки-зберігання), кількість тестових точок повинна забезпечити реальну кількість випадань кожного коду не менше ніж 10–15 разів.

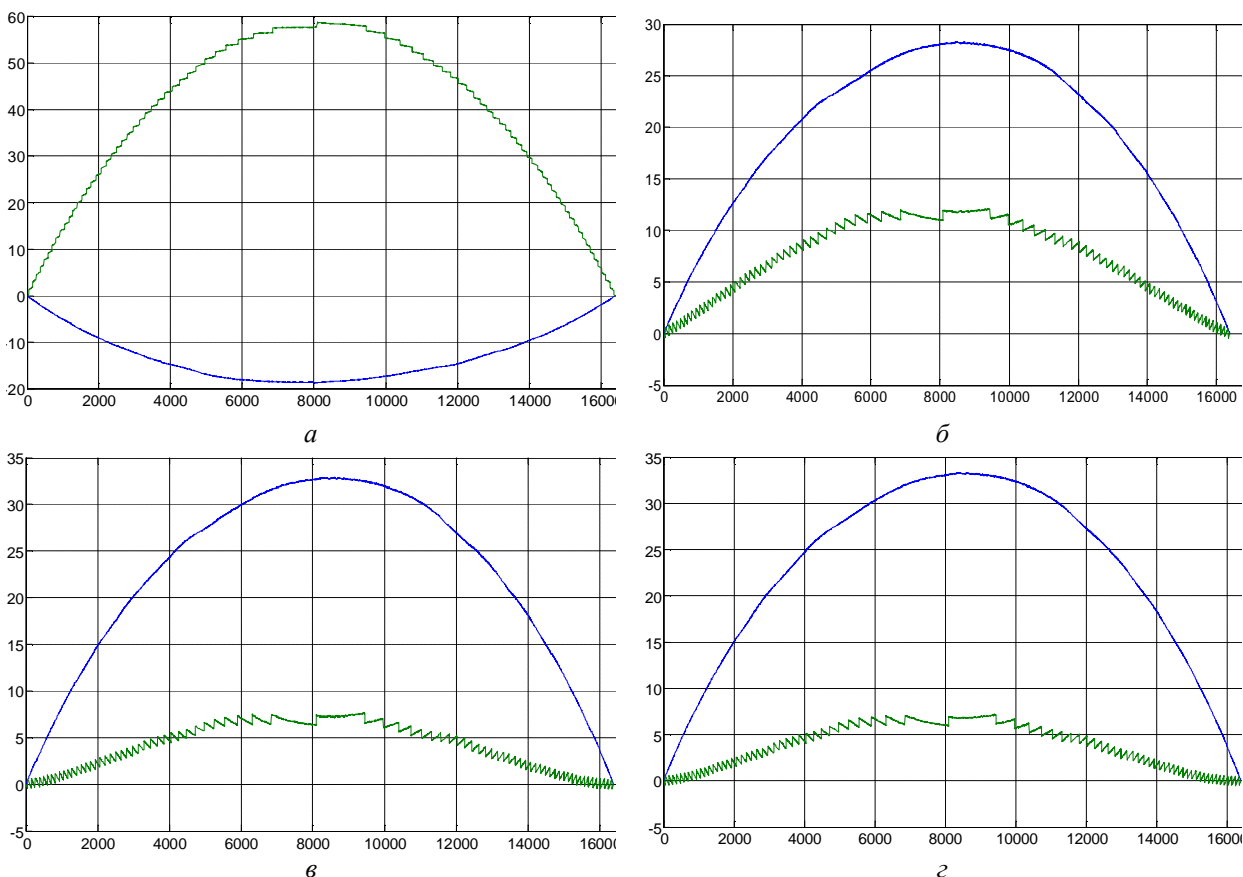


Рис. 6. Дія другої гармоніки тестового сигналу на АЦП з нелінійною ХП:

$a - A_2 = 0,5\%U_{FS}$  ;  $б - A_2 = 0,05\%U_{FS}$  ;  $в - A_2 = 0,005\%U_{FS}$  ;  $г - A_3 = 0,0005\%U_{FS}$



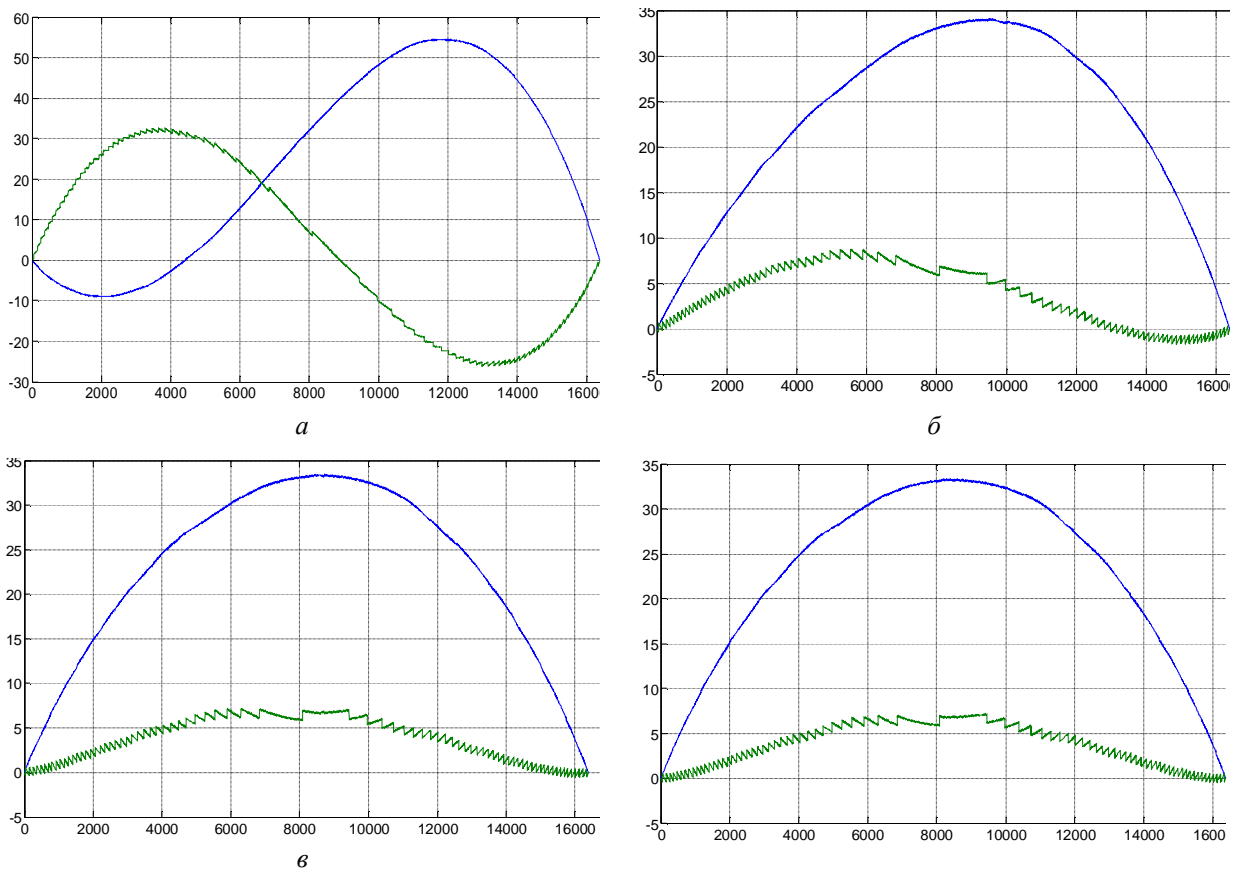


Рис. 7. Дія третьої гармоніки тестового сигналу на АЦП з нелінійною ХП:  
 $a - A_3 = 0,5\%U_{FS}$ ;  $б - A_3 = 0,05\%U_{FS}$ ;  $в - A_3 = 0,005\%U_{FS}$ ;  $г - A_3 = 0,0005\%U_{FS}$

Наприклад, для 12-розрядного АЦП з часом перетворення 100 нс необхідний тестовий сигнал частотою 0,5 МГц з розмахом 120 % діапазону перетворення (45 % тестових точок потрапляють в зону насичення), кількість тестових точок повинна бути не меншою за 60000, отже, час тестування – 6 мс. Для 24-розрядного АЦП з часом перетворення 1 с необхідний тестовий сигнал з періодом 12000 годин, кількість тестових точок повинна бути не менше  $5 \times 10^8$ , час тестування вийде 139000 годин. Якщо для такого АЦП використати режим зчитування результатів перетворення, який відповідає темпу оновлення даних у вихідному регістрі, то період тестового сигналу становитиме 36 хвилин, а час тестування – близько 7 год. Слід зауважити, що параметри тестового сигналу упродовж тестування не повинні змінюватися більше ніж на 0,3 допустимої похибки тестування.

**Висновки.** Як бачимо з проведених досліджень властивостей гістограмного методу, під час визначення інтегральної нелінійності ХП АЦП, нелінійні спотворення тестового сигналу (зокрема, амплітуда другої та третьої гармонік під час використання гармонійного тестового сигналу) істотно обмежують точність методу. При цьому зменшення амплітуди гармонік не веде до пропорційного підвищення точності гістограмного методу.

Згідно з результатами проведених досліджень гістограмний метод має значні переваги над іншими методами під час дослідження та корегування похибки інтегральної нелінійності швидкодіючих АЦП стосовно малої розрядності. У такому випадку вимоги до тестового обладнання, необхідного для його реалізації, виконуються з меншими затратами порівняно з іншими методами. Час тестування також залишається цілком прийнятним. Але для дослідження і корегування похибки інтегральної нелінійності прецизійних багаторозрядних АЦП під час використання гістограмного методу потрібен високоякісний генератор тестових сигналів. Однак такі генератори складні та дорогі, наприклад, калібратор 5720А фірми Fluke коштує 40–50 тисяч доларів США. Крім того, час тестування стає надто великим.

Отже, враховуючи отримані результати, можна визнати недоцільним використання гістограмного методу для дослідження інтегральної нелінійності прецизійних АЦП.

1. Федорков Б.Г., Телец В.А. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320 с. 2. Земельман М.А. Автоматическая коррекция погрешностей измерительных устройств. – М.: Изд-во стандартов, 1972. – 247с. 3. Уолт Кестлер. Аналого-цифровое преобразование. – М.: Техносфера, 2007. – 1016 с. 4. AD7714: CMOS, 24-BIT Sigma-Delta, Signal Conditioning ADC. [Електронний ресурс] – Режим доступу <http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/ad-converters/ad7714/products/product.html>. 5. Проненко В.И., Якирин Р.В. Метрология в промышленности. – К.: Техника, 1979. 223с. 6. Patent No 6,516,290 B1. US, H04B 15/00 Method for measuring the nonlinearity of an Analog Front End System / Yung Chow Peng; патенто власник Winbond Electronics Corp. Заявл. Aug. 20, 1999; опубл. February 4, 2003, [Електронний ресурс] – Режим доступу <http://www.patentstorm.us/patents/6516290/description.html>. 7. Larsson, A.; Sonkusale, S. A background calibration scheme for pipelined ADCs including non-linear operational amplifier gain and reference error correction. Proc. of IEEE International Systems-on-Chip Conference, 2004. 12–15 Sept. 2004. – P. 37–40. 8. Шлыков Г.П. Аппаратурное определение погрешностей цифровых приборов. – М.: Энергоатомиздат, 1984. 9. IEEE Std 1241-2000, IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York, 2000. 10. Vladimir Haasz. Testing of High-Resolution / Middle-Speed A/D Converters and Modules – Problems and Ways of their Solving. Proc. of IEEE International Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications 8–10 September 2003, Lviv, Ukraine. – P. 7–12. 11. Eduri U., Maloberti F. On-line digital correction of harmonic distortion in analog-to-digital converters. Proc. of 8th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems. ICECS 2001. 2–5 Sept. 2001. – P. 837–840. – Vol.2. 12. Björnsell N., Händel P. Achievable ADC Performance by Postcorrection Utilizing Dynamic Modeling of the Integral Nonlinearity // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 2008, Article ID 497187, 10 pages, 2008. doi:10.1155/2008/497187. 13. Suchanek P., Slepicka D., Haasz V. Several approaches to ADC transfer function approximation and their application for ADC non-linearity correction // Metrology and Measurement Systems. – 2008. – Vol. 15, No. 4. – P. 501–511. 14. Suchanek, P. Haasz, V. Slepicka, D. ADC nonlinearity correction based on INL(n) approximations. Proc. of 5-th IEEE International Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications (IDAACS 2009). Rende (Cosenza), Italy September 21–23, 2009. – P. 137–140. 15. Domenico Luca Carni, Domenico Grimaldi. State of Art on the Tests for  $\Sigma\Delta$  ADC. [Електронний ресурс] – Режим доступу <http://www.imeko.org/publications/iwadc-2007/IMEKO-IWADC-2007-F136.pdf> 16. De Vito, L.; Rapuano, S.; Slepicka, D. ADC Standard Harmonization: Comparison of Test Methods – Phase II. Proc. of 2009 IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference. Singapore, 2009. – P. 1490–1495.