

УДК 621.322

**Н.І. ТРОЦИШИНА, О.П. ВОЙТЮК, І.В. ТРОЦИШИН**

Хмельницький національний університет

**ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДУ ЦАП -АЦП НА ОСНОВІ ВИКОРИСТАННЯ  
МОЖЛИВОСТЕЙ АТЕНЮАТОРА –ПОДІЛЬНИКА ТРОЦИШИНА**

В статті розглянуто методологію побудови ЦАП і АЦП на принципах Квантової теорії вимірювань (вимірювального перетворення), які відкривають принципові нові можливості одночасного збільшення роздільної здатності вимірювальних шкал та досягнення максимальної швидкодії. Приведено результати досягнення покращення роздільної здатності за однакової кількості однакових резисторів у 10-100 разів, у порівнянні із класичними двійковими.

In the article the methodology of the DAC and ADC on the principles of quantum theory of measurement (measuring conversion), which open new opportunities for fundamental simultaneous increase in the resolution of measurement scales and maximize performance. The results of achieving better resolution for the same number of identical resistors of 10-100 times compared to classical binary.

Ключові слова: Квантова теорія вимірювань, ЦАП, АЦП, Атенюатор-подільник Троцишина, методологія покращення характеристик перетворення.

**Вступ**

Широке використання засобів обчислювальної техніки для обробки аналогових вимірювальних сигналів пов'язано, перш за все, з розвитком елементної бази і пристроїв, що забезпечують взаємний перехід від аналогової інформації до цифрової (А - Ц) і навпаки (Ц - А). Тому вони використовуються для сполучення пристроїв цифрової обробки сигналів з пристроями, що представляють вимірювальну інформацію у вигляді безперервного (аналогового) електричного сигналу. Крім того, ряд периферійних пристроїв вимагають для свого управління електричний сигнал в аналоговій формі, наприклад, для управління електричними, гідравлічними, пневматичними та іншими машинами.

Цифро-аналогові (ЦАП) і аналого-цифрові (АЦП) перетворювачі застосовуються для введення в ЦОМ та вимірювання аналогових даних, для виведення інформації з ЦОМ в аналоговій формі і передачі її на виконавчі пристрої. Розвиток даного класу перетворювачів пов'язано із відомими перевагами обробки та зберігання цифрової вимірювальної інформації, що дозволяє організувати управління складними інформаційними процесами в реальному масштабі часу. Слід зауважити, що зберігання вимірювальної інформації в аналоговій формі може бути забезпечено якісно лише в обмеженому проміжку часу, зі спливом якого ця інформація або втрачається, або істотно спотворюється. Важливим є також ряд прикладних задач для телеметричних систем, для систем цифрового моделювання аналогових функцій, наприклад, в цифрових вольтметрах, для пристроїв наочного відображення на дисплеї процесів, що відбуваються в обчислювальній машині, і інформації, що знаходиться в її пам'яті [1]. Важливим призначенням перетворювачів є також реалізація кодового управління в синтезаторах напруги і генераторах складних функцій, у пристроях порівняння цифрових величин з аналоговими.

Для реалізації АЦП і ЦАП промисловістю випускається широка номенклатура інтегральних мікросхем. За сукупністю параметрів перетворювачі умовно можна розділити на три основні групи: перетворювачі загального застосування (середньої точності), прецизійні (похибка перетворення менше 0,1%) і швидкодіючі (час встановлення менше за 10нс). Звідси головна особливість інтегральних мікросхем розглянутого виду, незалежно від типу логіки і конструктивного виконання, - дуже висока точність виготовлення інтегральних елементів, що досягає десятих і сотих часток відсотка. При цьому вихідні параметри перетворювачів і їх компонент повинні бути сумісні зі стандартними лінійними і цифровими мікросхемами. Зазначені особливості розглянутого класу інтегральних мікросхем накладають специфічні вимоги до технології їх виготовлення. Так, якщо стандартні перетворювачі загального застосування (8-10разрядів) виготовляються на основі біполярних і уніполярних структур за традиційною технологією, то надшвидкісні і прецизійні - за спеціальною технологією, що забезпечує комплексний схемотехнічний і конструктивний підхід [1].

**Сучасний стан та проблеми вимірювального перетворення**

Більшість АЦП і ЦАП є двійковими. Їх розрядність вибирається таким чином, щоб похибка перетворення не перевищувала одиниці молодшого значущого розряду. Тому роздільну здатність перетворювачів прийнято оцінювати величиною  $1/2^n$ , тобто зворотного кількості кодових комбінацій (градаций). У деяких випадках зручніше представляти роздільну здатність у відсотках або в абсолютних одиницях. Наприклад, десятирозрядний перетворювач з діапазоном шкали 10В має роздільну здатність  $1/1024 \sim 1/1000 = 0,1\%$ , що відповідає абсолютним значенням похибки в межах 10 мВ. Просте збільшення розрядності перетворювача не завжди може привести до збільшення роздільної здатності. Якщо збільшити

розрядність, наприклад, 310 до12 [1], то роздільна здатність в абсолютних одиницях виявиться рівною 2,5 мВ, що порівняно з рівнем власних шумів елементів, наведень та різного виду завод і перешкод. Якщо не вжити спеціальних заходів щодо зниження рівня шумів, то подальше підвищення розрядності перетворювача не призведе до підвищення точності перетворення.

Таким чином, підводячи попередні підсумки можливо, сказати що питання покращення характеристик ЦАП і АЦП, особливо за суперечливим параметром точність (роздільна здатність) і швидкодія є визначальними, при цьому необхідно не забувати, що нижній рівень роздільної здатності (чутливості) визначають шуми, як власні так і зовнішні, тому саме на вирішення цих питань буде направлена основна увага [1].

**Метою** є наглядно і детально показати практичні можливості досягнення збільшення кількості поділок Квантової шкали вимірювальних перетворень (КШВП), які при тій же кількості зразкових елементів дозволяють у 10-100 разів збільшити роздільну здатність, у порівнянні із використанням сучасних класичних двійкових шкал та класичних методів вимірювання.

### Математичне обґрунтування методу побудови ЦАП і АЦП

Для методу коінциденції (подвійного збігу) можливо записати систему рівнянь які пов'язують основні параметри:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_x = \frac{N_{on}}{N_x} U_{on} - \text{Основне рівняння коінциденції} \\ \Delta U_x \cong \frac{U_{on}}{2^{2n_{on}-2}} - \text{Оцінка роздільної здатності шкали} \\ \delta_{U_x} \cong \frac{1}{2^{2n_{on}-2}} - \text{Відносна похибка перетворення} \end{array} \right. \quad (1)$$

Роздільна здатність АЦП дорівнює мінімальній величині зміни аналогової напруги на вході АЦП, при зміні коду на 1 МЗР, для СУПЕР\_АЦП дорівнює  $\Delta U_x$ , яке залежить від розрядності АЦП і визначатися кількістю поділок шкали  $N_{шк} \cong 2^{2 \cdot n_{АЦП} - 2}$ .

Наприклад, для двох 12 розрядних ЦАП:

$$N_{шк} \cong 2^{2 \cdot n_{АЦП} - 2} = 2^{2 \cdot 12 - 2} = 2^{22} = 51000120 \text{ поділ.}$$

Розрядність АЦП визначається за тією ж формулою:

$$n = \log_2 b, \quad b - \text{число значень вихідного коду} = N_{шкали}.$$

Характеристика перетворення і всі її параметри визначаються як і для класичного АЦП, з тією лише різницею, що крок квантування визначається не тільки як  $2^{-n}$  (класичний АЦП), але і має всередині кожного з інтервалів класичної шкали ще до  $2^{n-2}$  додаткових значень.

Відхилення коефіцієнта перетворення, нелінійності АЦП відповідно в  $2^{n-2}$  менші ніж у класичного, і допускають встановлення необхідної кількості поділок в будь-якій зоні шкали, шляхом «проріджування та формування рівномірності шкали», шляхом вибору необхідного кроку квантування, в класичному ці величини жорстко пов'язані.

Динамічний діапазон шкали перетворення в дБ може бути виражений як:

$$D = \frac{U_{\max}}{U_{\min}}, \quad (2)$$

для шкали коінциденції має кілька значень.

Так в діапазоні 0-1,0000 дорівнює:

$$N_{шк} = 51000120 / 2 = 25500060 \text{ поділ.}$$

і стільки ж для діапазону 1,0000-4096, тобто:

$$D = 20 \log N_{шк},$$

дасть відповідно  $D = 126$  дБ.

Для забезпечення роботи тільки в дробовій частині і забезпечення шкали перетворення в 126дБ необхідно зрушити початок шкали на  $1 / 4096$  опорного напруги, або ж можна використовувати всю дробово-раціональну шкалу,  $1/4096-4096$ . Такий незалежний вибір і гнучкість дозволяють оптимізувати АЦП під вирішуване завдання.

1) Частота роботи лічильника обмежена тільки швидкодією ЦАПів, і без проблем може бути більше 10МГц, для типових, і 100МГц для спеціальних швидкодіючих, лічильник адресного простору шкали без проблем забезпечує 100МГц і більше.

2) Частота вимірюваного (перетвореного) сигналу визначається за відомою формулою теореми Вибірок (Котельникова), і для трьох варіантів виконання АЦП:

- 1) розгортуючого перетворення;
  - 2) послідовного наближення;
  - 3) паралельного типу,
- відповідно становитиме:

$$f = \frac{1}{2} f_{\text{выбор}} = \frac{1}{2} \frac{f_{\text{такт.ген}}}{\sum N_{\text{шкали}}} ; \quad (3)$$

$$f = \frac{1}{2} f_{\text{вибір}} = \frac{1}{2} \frac{f_{\text{такт.ген}}}{\log_2 \sum N_{\text{шкали}}} ; \quad (4)$$

$$f = \frac{1}{2} f_{\text{вибір}} = \frac{1}{2} \frac{1}{\tau_{\text{зат.компар}}} . \quad (5)$$

де  $\sum N_{\text{шкали}}$  - сумарна кількість квантованих поділок шкали перетворення, (зазначено в SUPER\_ADC, і розраховується для конкретної розрядності ЦАПів, розрядність, яких може бути і неоднаковою, все залежить, яку частину шкали, нам необхідно більш деталізувати.

Так що, при 10 МГц і 16 розрядних ЦАП для випадку послідовного наближення частота сигналу:

$$f = \frac{1}{2} f_{\text{вибір}} = \frac{1}{2} \frac{f_{\text{такт.ген}}}{\log_2 \sum N_{\text{шкали}}} = \frac{1}{2} \frac{10^7}{\log_2 \approx 10^9} \cong 160 \text{кГц} . \quad (6)$$

У ROM занесені розрахункові квантовані значення всієї шкали перетворення, з урахуванням властивостей симетрії, кількість яких визначено виходячи з розв'язуваної задачі, і необхідного алгоритму перетворення. Організація і розмір пам'яті для двох 12 розрядних ЦАП і алгоритму послідовного наближення складе 2x12 розрядних слів кількість яких визначено кількістю поділок шкали, і для випадку

$$N_{\text{шк}} = 51000120 / 2 = 2550060 \text{под.} \quad n_{\text{RPP}} = \log_2 N_{\text{шк}} = 22 \div 24 .$$

Структурна схема АЦП коінциденції для випадку використання методу послідовного наближення представлена на рис.2.

Схема використовує за основу класичну, додані ще один 12 розрядний ЦАП на вхід якого подається вхідний напруга  $U_x$ , Регістр послідовного наближення має 20-23 розрядів (в залежності від кількості «прошитих» значень шкали перетворення), коди управління ЦАПами формуються на ROM у вигляді 2x12 розрядних слів.

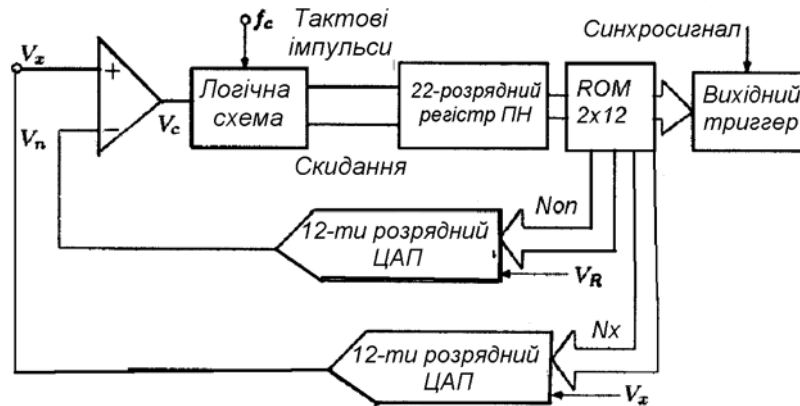


Рис. 1. Структурна схема АЦП коінциденції за методом послідовного наближення

Алгоритм послідовного наближення працює аналогічно класичному, причому для випадку непарної кількості значень, необхідно на один такт менше, що вимагає для повного циклу перетворення 22-25 тактів.

Результуючі значення в зручній для відображення або передачі формі знімається з регістра на тригерах-засувках.

Для забезпечення динамічного діапазону в 126 дБ потрібно компаратор з роздільною здатністю не гірше  $\Delta U_x$ , в той же час, реально сигнал ділиться у кожному з дільників (ЦАП) в 1024 разів меншу величину, ніж у класичній схемі послідовного наближення з 21 розрядом. На відміну від дельта-сігма перетворення, використовується прямий алгоритм квантованого перетворення, а не принцип дельта-модуляції.

Аксіомою є ті особливості, що для перетворювачів на основі R-2R кількість точок шкали двійкового перетворення буде визначатись як:  $n_{R-2R} = 2^k$ , де k –кількість ланок R-2R, або ж для 16 R-2R матриці:



вибору характеристики перетворення.

Завдання вирішується шляхом побудови Атенюатора-подільника Троцишина (АПТ), який полягає у використанні кодокерованої комутації точок проміжних з'єднань лінійки N послідовно з'єднаних резисторів однакового номіналу, в якій на верхній (крайній вивід лінійки резисторів) подається вхідна напруга, а нижній (крайній вивід лінійки резисторів) підключено до спільного виводу атенюатора-подільника (подільника Кельвіна), відрізняється тим що, для збільшення кількості квантованих точок вихідних значень шкали АП, до значень більших за N (подільника Кельвіна), вхідний сигнал кодокеровано подається на виводи (точки з'єднання) починаючи з верхньої N і наступних вниз до N/2, при цьому комутація вхідної напруги на верхній вивід N реалізує класичну шкалу перетворення із N значеннями, а використовуючи наступні проміжні точки N-1 і до N /2 отримуємо, окрім наявних N, ще додаткові квантовані значення шкали перетворення

$$N_i = \text{mod}_{\leq 1,000} \left\{ \frac{A_j}{B_k} \right\}, j, k \in 1 \div N, \quad (7)$$

Схема АПТ для випадку N=8 резисторів приведена на рис.2. Робота методу полягає в послідовній комутації стану АПТ згідно послідовних значень шкали перетворення яку забезпечують вхідний і вихідний комутатори, згідно заданого алгоритму режиму комутації.

Для порівняння проведемо розрахунки кількості квантованих значень шкали перетворення для класичних схем подільника Кельвіна і атенюатора-подільника Троцишина (АПТ), для типових значень кількості резисторів (однакової для обох схем). В таблиці наведено типові значення параметрів АП Кельвіна і АПТ та їх порівняльні співвідношення.

### Дослідження принципів побудови перетворювачів на основі Атенюатора-подільника Троцишина

Тепер, коли ефективність КТВ доведено, і реальний пристрій який її реалізує, для перетворення двовимірної шкали у одновимірну, є Атенюатор-подільник Троцишина, продовжимо дослідження саме для використання в якості базового елемента АПТ. Викладення матеріалу розпочнемо із визначення позначень та запису математичних моделей у формалізованому вигляді (таблиця 1).

Таблиця 1

Математичні моделі ЦАП і АЦП

Класичний двійковий ЦАП (АЦП) N_classik	$n_{classik} = \frac{A_i}{2^N}$ , де $A_i \in 1 \div 2^N - 1$ , N – розрядність двійкового коду
Шкала коінциденції N_coincidence	$n_{coenc} = \frac{A_i}{B_j}$ , де $A_i, B_j \in 1 \div 2^N$ , N – кількість значень подільника
Шкала подвійної коінциденції N_super	$n_{super} = \frac{A_i}{B_j} / \frac{C_k}{D_l}$ , де $A_i, B_j, C_k, D_l \in 1 \div 2^N$ N – кількість значень подільника
Шкала сумарно-різницева N_D_S	$n_{D-S} = \frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l}$ , де $A_i, B_j, C_k, D_l \in 1 \div 2^N$ N – кількість значень подільника
Шкала комбінованого перетворення N_comby	$n_{comby} = \frac{A_i}{B_j} / \frac{C_k}{D_l} \cup \frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l}$ , де $A_i, B_j, C_k, D_l \in 1 \div 2^N$ N – кількість значень подільника

Тепер більш детально розглянемо особливості утворення вже відомої шкали коінциденції та її особливості у порівнянні із класичною. Так в таблиці 2 приведено наглядний для порівняння приклад використання 8R подільника (Подільник Кельвіна), (кольорові -8), і шкала коінциденції в діапазоні 0,0-1,00.

Для наглядності та виявлення і оцінки динаміки появи нових поділок вимірювальної шкали і виявлення їх співвідношення із класичною двійковою розглянемо роздруківку значень шкали коінциденції для випадку 8\_coincidence, яка є зручною для дослідження. Відзначимо, що тут використовується лише дробова частина (ЦАП) вимірювальної шкали в діапазоні значень 0,0000-1,0000 включно

Кольором виділено значення класичної шкали двійкового перетворення для випадку використання 8R подільника (Подільник Кельвіна). Номер 1 присвоєно точці перетворення «0», яка може бути як абсолютною прив'язкою, так і відносною величиною, особливо при побудові АЦП. Виділення точок, які

належать класичній двійковій шкалі, дозволяє встановити закономірність «врізання» «нових додаткових значень на ділянках між поділками класично, тобто наглядно демонструє збільшення роздільної здатності шкали 8\_coincidence в 2,75 рази, і буде зростати із збільшенням розрядності. Пристрій який реалізує характеристику перетворення  $n_{coenc} = \frac{A_i}{B_j}$ , називається Атенуатором-подільником Троцишина (АПТ) (рис.3), і дозволяє найкращим чином практично реалізувати шкалу табл. 2.

Таблиця 2

Шкала коінциденції				
Номер порядк.	Шкала- 8_coincidence	i	j	N
1	0.000000000000			
2	0.1250000000000000	A= 1	B= 8	N=57
3	0.1428571428571428	A= 1	B= 7	N=49
4	0.1666666666666667	A= 1	B= 6	N=41
5	0.2000000000000000	A= 1	B= 5	N=33
6	0.2500000000000000	A= 1	B= 4	N=25
7	0.2857142857142857	A= 2	B= 7	N=50
8	0.3333333333333333	A= 1	B= 3	N=17
9	0.3750000000000000	A= 3	B= 8	N=59
10	0.4000000000000000	A= 2	B= 5	N=34
11	0.4285714285714285	A= 3	B= 7	N=51
12	0.5000000000000000	A= 1	B= 2	N=9
13	0.5714285714285714	A= 4	B= 7	N=52
14	0.6000000000000000	A= 3	B= 5	N=35
15	0.6250000000000000	A= 5	B= 8	N=61
16	0.6666666666666666	A= 2	B= 3	N=18
17	0.7142857142857143	A= 5	B= 7	N=53
18	0.7500000000000000	A= 3	B= 4	N=27
19	0.8000000000000000	A= 4	B= 5	N=36
20	0.8333333333333334	A= 5	B= 6	N=45
21	0.8571428571428571	A= 6	B= 7	N=54
22	0.8750000000000000	A= 7	B= 8	N=63
23	1.0000000000000000	A= 1	B= 1	N=1

Очевидно, що у порівнянні із подільником Кельвіна  $n_{classik} = \frac{A_i}{2^N}$ , будемо мати їх збільшення, яке більш детально наведено в таблиці 3.

Таблиця 3

Порівняльні характеристики АПТ і АП Кельвіна									
Кількість резисторів NR (N АП Кельвіна)	2	4	8	16	32	64	128	256	1024
Кількість квантових точок шкали АПТ	2	6	22	80	324	1260	5022	19948	318964
Приріст квантованих значень	0	2	14	64	292	1196	4894	19692	317940
Виграш	1	1,5	2,75	5	10,125	19,69	39,08	77,92	311,5

Графічно характеристики для вказаного випадку мають вигляд рис.4, та рис.5. На графіках чітко видно хід характеристик перетворення для очевидним є зменшення «висоти сходинок» перетворення, які і є похибкою квантування за рівнем, і визначають роздільну здатність ЦАП або АЦП. Питання абсолютних значень відхилення від лінійного закону потребує більш детального дослідження, особливо на краях шкали.

Але КТВ не обмежується лише можностями шкали методу коінциденції, адже завдяки появі АПТ можливо ставити питання про використання методу коінциденції саме для нього, який отримав назву шкали

подвійної коінциденції  $n_{super} = \frac{A_i}{B_j} / \frac{C_k}{D_l}$ , і являє собою чотиривимірну конструкцію, яка для випадку

методу коінциденції має вигляд рис. 6 (цифри 1-22 показують послідовність розташування точок шкали, верхній ряд 1,5,8,11,14,17,21,22 – класична шкала, зона ПОВТОРІВ не використовується).

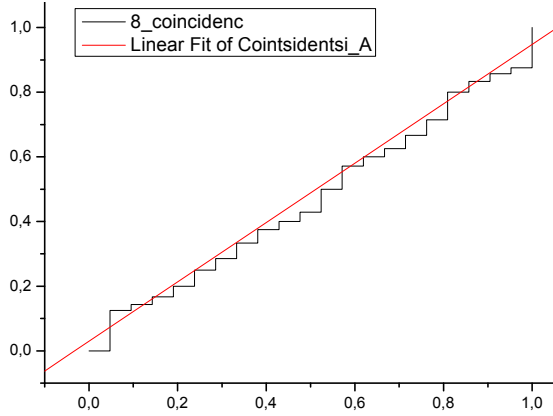


Рис. 4. Квантова шкала перетворення АПТ\_8R

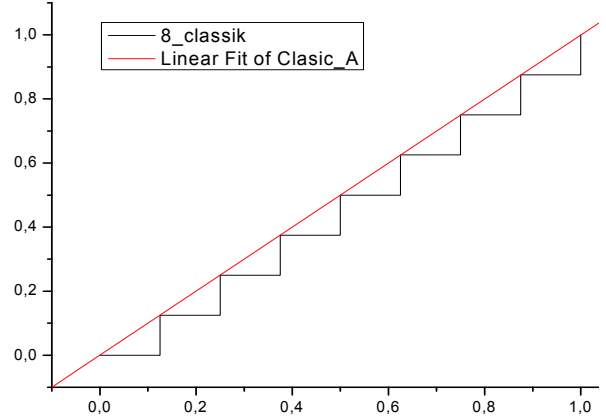


Рис. 5. Квантова шкала перетворення АП Кельвіна\_8R

	8	7	6	5	4	3	2	1	
8	22 1,000	21 0,875	17 0,750	14 0,625	11 0,500	8 0,375	5 0,250	1 0,125	П О В Т О Р И
7	1,143	1,000	20 0,857	16 0,714	12 0,571	10 0,429	6 0,286	2 0,143	
6	1,333	1,167	1,000	19 0,833	15 0,667	0,500	7 0,333	3 0,167	
5	1,600	1,400	1,200	1,000	18 0,800	13 0,600	9 0,400	4 0,200	
4	2,000	1,750	1,500	1,250	1,000	0,750	0,500	0,250	
3	2,667	2,333	2,000	1,667	1,333	1,000	0,667	0,333	
2	4,000	3,500	3,000	2,500	2,000	1,500	1,000	0,500	
1	8,000	7,000	6,000	5,000	4,000	3,000	2,000	1,000	
	ПОВТОРИ								

Рис. 6. Результуюча шкала вимірювального перетворення для 8x8 коінциденція  $n_{coinc} = \frac{A_i}{B_j}$

В той же час, реалізація  $n_{super} = \frac{A_i}{B_j} / \frac{C_k}{D_l}$ , дає шкалу вимірювального перетворення уже із 166 точками шкали, замість 23 у методі коінциденції та 8 у класичному двійковому, і зображена на рис. 7. Саме вказаний приклад є першою спробою повторного використання методу коінциденції, із врахуванням того, що замість класичного подільника Кельвіна використовується АПТ, але при цьому збільшуються значення початку та кінця шкали у N разів (NxN).

При всіх позитивах збільшення кількості поділок більше ніж в десять разів, шкала має виражений логарифмічний масштаб, що пов'язано із використанням добутоків, які дають ще й добуток двох таблиць множення Піфагора [8 × 8].

Для вирішення питання покращення лінійності шкали розроблено метод:

$$n_{D-S} = \frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l}, \tag{8}$$

який названо сумарно-різницевим (дельта-сігма). На рис. 8 приведено шкалу його вимірювального перетворення. Суть методу полягає у використанні лінійної комбінації двох вимірювальних перетворювачів утворених АПТ. Значення точок шкали утворюються як «інтерференція» між усіма виводами та кодovими комбінаціями АПТ, які вибираються згідно висновків КТВ, що передбачає використання повного набору

всіх можливих значень, а не лише, «зручних» двійкових, що і використовують у класичних ЦАП і АЦП.

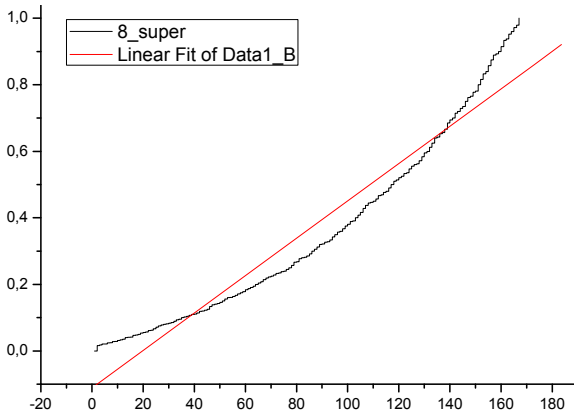


Рис. 7. Загальний вигляд шкали вимірювального перетворення для випадку 8R-супер в діапазоні 0,0000-1,00000

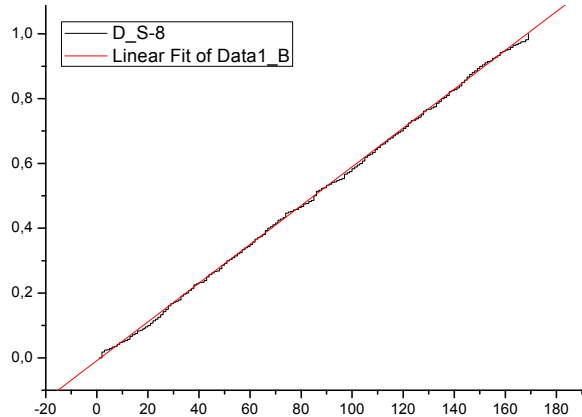


Рис. 8. Шкала вимірювального перетворення методу

$$n_{D\_S} = \frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l}$$

Очевидним є значне покращення параметрів роздільної здатності до 169 точок і особливо лінійності, у порівнянні із попередніми.

Виходячи із висновків КТВ та враховуючи дію принципу суперпозиції можливо використання комбінованої шкали вимірювального перетворення:

$$n_{comby} = \frac{A_i}{B_j} / \frac{C_k}{D_l} \cup \frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l}, \tag{9}$$

і на підтвердження на рис. 9, наведено її порівняння (в діапазоні половини шкали) із шкалою коінциденції. При цьому необхідно зауважити що вказана комбінована шкала не є простою сумою всіх значень, а є об'єднанням множин обох утворюючих шкал:

$$n_{comby} = \left[ \frac{A_i}{B_j} / \frac{C_k}{D_l} \right] \cup \left[ \frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l} \right]. \tag{10}$$

При цьому, спільні значення для обох шкал є величиною змінною, і їх кількість із ростом N спадає, що буде досліджено у подальшому, і головне дозволяє оптимізувати вибір точок шкали або із  $\frac{A_i}{B_j} / \frac{C_k}{D_l}$ , або із  $\frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l}$ .

$$\frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l}.$$

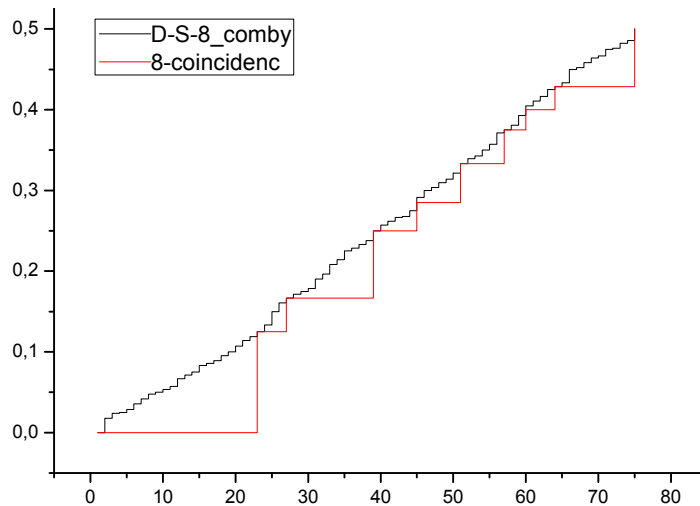


Рис. 9. Порівняння комбінованої шкали із шкалою коінциденції

Порівняння виконано для половини шкали, оскільки друга частина є симетричним відображенням, першої половини. Основну увагу потрібно звернути на те, що на першій ступені коінциденції, де спостерігається найбільший стрибок кроку квантування, додатково з'явилися 22 додаткові «сходинки» які відповідно до 20 разів зменшують вказану похибку, і відповідно збільшують роздільну здатність шкали.

Необхідно відзначити, що додаткові «сходинки» з'явилися і в межах точок шкали коінциденції,

друга та наступні, хоча і в меншій кількостях. ВІ той же час результуюча шкала стала значно більш лінійною, що буде показано на подальших варіантах вимірювальних шкал N\_comby, а також для шкал N\_D\_S? обох N\_super. Для аналізу ефективності розроблених унікальних методів побудови ЦАП АЦП в рамках Теорії квантових вимірювань наводимо порівняльну таблицю ефективних параметрів та характеристик розглянути видів перетворення в таблиці 4.[ 6-12].

Таблиця 4

**Зведені параметри та характеристики видів перетворення**

N R	n-шкали N_D_S	n-шкали N_Super	n-шкали N_D_S + N_Super	n-шкали N_comby	n-шкали N_comby /n-шкали N_D_S (приріст значень)
2	3	3	6	4	1,333
4	13	17	30	22	1,69
6	45	56	101	76	1,68
7	117	128	245	176	1,50
8	169	166	335	247	1,46
10	325	276	601	460	1,415
12	725	568	1293	965	1,33
14	1445	1097	2542	1868	1,292
15	1749	1275	3024	2270	1,297
16	2141	1461	3602	2728	1,274
20	6029	3946	9975	7302	1,211
24	11525	7190	18715	13847	1,201
32	39413	21678	61091	44919	1,139
64	568295	270594	838889	630857	1,11

Для аналізу надано не лише характерні (двійкові значення 2,4,8,16,32,64), а і звичайні числові, які не використовуються у існуючих ЦАП і АЦП.

Аналізуючи шкали та їх кількісні характеристики, не важко помітити, що, реальним стає питання побудови ЦАП (АЦП) із шкалою 256 (еквівалент 8 розрядному) всього на 20 однакових резисторах включених по схемі АПТ10, або ж отримання 17-18 розрядних перетворювачів всього при використанні АПТ64. Схеми реалізації мають значно меншу кількість резисторів подільника, відсутній ефект розриву шкали характерний матрицям R-2R, і саме головне сигнал ділиться максимально у 64 рази, а не у сотні тисяч, що значно покращує співвідношення сигнал/шум.

Необхідно відзначити, що у вказаних прикладах реальна кількість поділок у 2-5 разів більша за потрібну, що дозволяє додатково лінеаризувати та адаптувати шкалу перетворення, яка може досить просто коригуватися шляхом програмування використовуваних точок перетворення, що принципово неможливо у класичних методах і наглядно показано на рис.3.10- рис.3.11 для формування шкали із двох АПТ10.

Ефективність будь-якого виробництва, особливо в приладобудуванні, значною мірою визначається якістю вимірювальних приладів. Особливо важливим це питання є у військовій та космічній галузях, нанотехнологіях, де вказані параметри визначають кінцевий результат. Якщо ще до середини ХХ ст. превалювали механічні вимірювальні прилади із візуальним відліком результату вимірювання, то в даний час у вимірювальній техніці використовуються переважно електронні прилади. Вимірювальну інформацію такі прилади отримують від первинних перетворювачів датчиків, заснованих на різних фізичних принципах роботи. Це дозволяє отримувати вимірювальну інформацію у вигляді цифрового коду і автоматично обробляти її на ЕОМ або мікроконтролерах.

Розвиток інформаційно вимірювальних систем дозволяє оперативнo обробляти великі масиви інформації без втручання оператора, тобто практично виключається суб'єктивний фактор. Однак розвиток засобів обробки інформації пред'являє жорсткі вимоги як до єдності форми представлення вимірювальної інформації, так і до окремих параметрів. Серед останніх найбільш важливими є точність вимірювань, надійність роботи вимірювальних приладів та їх швидкодія. Параметри точності та швидкодії є визначальними для ефективного розв'язання поставлених перед вимірювальною системою завдань.

Жорстка конкуренція на світовому ринку засобів вимірювання та накладає певні вимоги на конструкції вимірювальних приладів. Вони повинні бути дешевими, а отже, конструктивно простими, мати достатньо великий термін напрацювання на відмову і забезпечувати необхідну точність вимірювань. На перший погляд ці вимоги суперечливі, якщо точність і надійність засобів вимірювання забезпечувати конструктивними методами.

Однак, як при конструюванні приладів, отриманні первинної вимірювальної інформації, так і на рівні її обробки, широке поширення одержали різні методи підвищення точності вимірювань, серед яких слід виділити так звану структурну компенсацію основних похибок вимірювань [1,2].

Під структурної компенсацією похибки автори розуміють розробку і реалізацію методу отримання і перетворення вимірювальної інформації, при якому конструкція приладу (чутливого елемента) або вимірювальної схеми виявляється практично нечутливою до впливу того чи іншого фактора, наприклад,

температури, непрямолінійності напрямних, зміни зазору у вузлі чутливого елемента і т.п. Це, в свою чергу, дозволяє знизити вимоги до точності обробки елементів конструкції, виключити регульовальні і юстувальні пристрої, забезпечити більш жорсткі умови експлуатації [1-4].

Важливим етапом розробки конструкції засобів вимірювання є раціональна елементна база. Це однаковою мірою стосується як технологічних параметрів механічної частини приладів (ступінь стандартизації і уніфікації, використання спеціалізованого або стандартного устаткування, складності складального процесу і т.д.), так і елементної бази сучасної електроніки.

Розвиток мікроелектроніки дозволив створити не тільки широку елементну базу з практично необмеженими можливостями, але й забезпечити високі експлуатаційні параметри приладів на їх основі. Якщо транзисторна схемотехніка вимагала від розробника хороших професійних якостей в галузі електроніки з обов'язковим макетуванням окремих вузлів, то для сучасних розробок потрібні знання основ прикладної математики та навички складання схем з жорсткою або програмованою логікою. Питання макетування, при необхідності, можуть бути реалізовані віртуальними засобами з мінімальними фінансовими і часовими витратами (прикладні пакети електронного моделювання).

### Висновки

1. Нове покоління ЦАП і АЦП істотно перевищує всі відомі і ІСНУЮЧІ методи та апаратуру перетворення за потужністю КШВП за кількістю точок досягла 247 замість 8.

2. Використання Базових АПТ дозволяє створювати програмовані за структурою та перетворення ЦАП (АЦП) з адаптованими і програмованими параметрами на одному кристалі.

3. Конкретизація пропозицій до впровадження становить:

- Розробка і виготовлення ЦАП нового покоління на основі АПТ;
- Розробка і виготовлення АЦП паралельного типу з підвищеною роздільною здатністю і швидкодією і мінімізацією шумів;
- Розробка АЦП з високою роздільною здатністю послідовного наближення з розрядністю 19-20, всього на 64 резисторних АПТ;

4. Розробка і освоєння масового випуску універсального програмованого ЦАП (АЦП) кристалу для широкого класу задач цифрової обробки з програмованими структурою, типом перетворення, видом характеристики, і програмованими параметрами перетворення.

### Література

1. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование / У. Кестер. – М: Техносфера, 2007. – 1019 с.
2. Троцишин І.В. Шляхи підвищення роздільної здатності шкали вимірювального перетворення ЦАП і АЦП / І.В.Троцишин, О.П.Войтюк, Н.І.Троцишина // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.- 2010.- №2.- С236-242.
3. Троцишин І.В. Реалізація принципів квантової теорії вимірювань амплітудних параметрів сигналів на прикладі Атенюатора-подільника Троцишина / І.В.Троцишин // Вісник ХНУ.- 2011.- №2.- Технічні науки.- С.213-223.
4. Троцишин І.В. Квантова теорія вимірювального перетворення – принципово нові можливості в методології побудови ЦАП і АЦП / І.В.Троцишин, О.П.Войтюк // Вісник ХНУ.- 2011.- №4.- Технічні науки.- С.264-271.
5. Заявка на патент України, а 2011 026672, пріоритет: 09.03.2011. Атенюатор-подільник Троцишина.

Надійшла до редакції  
15.5.2012 р.