

$$S_{t(r=r_1)} = S_{z(r=r_1)} = \frac{E a T}{3(1-m)(r_2 - r_1)} \left[ 3r_1 - \frac{2(r_2^3 - r_1^3)}{r_2^2 - r_1^2} \right]. \quad (10)$$

Для ізолятора типу ИОР – 10 – 750 III УХЛ2  $S_t = S_z = -684 \frac{\text{кз}}{\text{см}^2}$ .

Результати експериментів двох типів ізоляторів наведені в таблиці 1.

Всі ізолятори типу ИОР – 10 – 750 III УХЛ2 з Г1 – Т1 і Г2 – Т2 Новодністровської ГАЕС розкололись тепловим ударом з утворенням аксиально радіальної тріщини по всій висоті ізоляторів. Ізолятори другого типу ИОР – 10 – 750 витримали тепловий удар без руйнування.

Таким чином експериментально встановлено, що параметр подібності конструкції ізоляторів  $\Omega$  еквівалентний коефіцієнту підсилення тангенціальних напруг  $S_t$  на внутрішній поверхні фарфорового циліндра і може бути критерієм для вибору надійного типу ізоляторів для КЕТ.

1. Встановлена аналогія конструкції опорного ребристого ізолятора з товстостінними коаксіальними циліндрами, які з натягом посаджені один в другий.

2. Побудована математична модель ізолятора ИОР, яка дозволила запропонувати критерій для геометричних співвідношень конструкції  $\Omega \leq 2$ , або  $k = \frac{r_1}{r_2} \leq 0,6$  з урахуванням ОДЗ  $p \leq \frac{|S|}{2}$ .

Накладання на криву  $\Omega = f(k)$  величин  $k_1 = 0,6$  і  $k_2 = 0,8$  показує, що ізолятори другого типу ИОР – 10 – 750 I УХЛ2 не повинні лопати при теплофізичних випробуваннях нових ізоляторів, що і підтверджено експериментально.

### Література

1. Писаренко Г.С. Сопротивление материалов. – Киев: ГИТЛ УССР, 1963. – 790с.
2. Собчук В. С. Импульсный метод профилактических испытаний штыревых изоляторов. Автореферат диссертации, Киев, 1983. – 16с.
3. Собчук В. С. Пашенко В.Н. Координация параметров изоляции электрообладнання і пристроїв технічної діагностики Вісник ВПІ, 1995, №3, с. 41 – 43.

Надійшла 21.9.2011 р.

УДК 621.322

І.В. ТРОЦИШИН, О.П. ВОЙТЮК  
Хмельницький національний університет

## ЦАП І АЦП НОВОГО ПОКОЛІННЯ НА ПРИНЦИПАХ КВАНТОВОЇ ТЕОРІЇ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ: ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТА ПОРІВНЯННЯ

*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. Вперше наглядно показано на прикладі ієрархічної структури, що використовувані у сучасній техніці ЦАП і АЦП двійкового типу, мають найгірші показники кількості поділок на шкалі від кількості зразкових елементів (подільників). 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. For the first time vividly illustrated by the hierarchical structures used in modern technology DAC and ADC binary type, have the worst number of divisions on the scale of the number of model elements (dividers). 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

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).

### **Сучасний стан та проблеми вимірювального перетворення.**

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].

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 (градацій). 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, з 10 до 12 [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].

#### **Постановка задачі.**

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.

#### **Викладення основного матеріалу.**

В наш час тотального інформаційного суспільства, коли всі потоки інформації утворюють цифрові сигнали, які базуються на принципах двійкової арифметики, і всі вхідні АЦП та вихідні ЦАП будь якої інформаційної системи є саме пристроями двійкового аналогово-цифрового (АЦП), або цифро-аналогового (ЦАП) перетворень, ніхто не замислюється, а чи дійсно ми використовуємо всі можливості таких перетворень? Яскравим підтвердженням, що не всі можливі (квантові) значення вимірювальних шкал використовуються, є використання шкали відношень (методу коінциденції), який показує, що класична шкала є лише частковим випадком шкали коінциденції [1,2].

В той же час, Квантова теорія вимірювань (КТВ) [2] не обмежуються досягнутим, і вказує, що можливими є всі точки які є квантовими значення відповідної вимірювальної шкали перетворення. В даній статті у популярній та наглядній формі будуть наведені результати, які не мають аналогів у світі, і вказують, що дійсно, КТВ та застосування її принципів та методології дозволяє відкрити принципово нові можливості для утворення вимірювальних шкал перетворення (КШВП) ЦАП і АЦП із багатократним збільшенням роздільної здатності.

Для початку поставимо декілька конкретних завдань, які на перший погляд виглядають фантастично, а в кінці дослідження зробимо висновок, чи дійсно їх вдалося досягнути.

Для прикладу візьмемо класичних ланцюжок із 8-ми однакових резисторів, і ввічкнвши його за схемою подільника Кельвіна, покажемо, що така кількість резисторів, дозволить отримати шкалу вимірювального перетворення не з 8 поділками (класична), а із 22 (коінциденції). Більше того використання принципу коінциденції до Атенюатора-подільника Троцишина\_8 (АПТ\_8), дозволить отримати в тому ж діапазоні перетворення уже 166 поділок (супер\_8), а використання сумарно-різницевої обробки двох АПТ\_8, відповідно дає аж 169 квантованих значень вимірювальної шкали перетворення (дельта-сігма\_8).

Ну і на завершення, використання одночасно (комбі\_8), яка є раціональним об'єднанням множин значень останніх двох шкал, дасть для використання квантовану вимірювальну шкалу у 247 точок перетворення, в тому ж самому діапазоні, при розрядності подільника всього у 8 резисторів. Як вже говорив, сучасна техніка ЦАП і АЦП для вказаної кількості резисторів (однакового номіналу) забезпечує всього 8 точок квантування [5].

#### **Нове покоління ЦАП і АЦП на основі використання аттенюатора-подільника Троцишина (АПТ) і його модифікацій.**

Всі сучасні ЦАП і АЦП реалізуються на принципах двійкового підходу і мають принципові обмеження, які не дозволяють ОДНОЧАСНО ЗБІЛЬШУВАТИ І ТОЧНІСТЬ (роздільну здатність) і швидкодюю перетворень.

Крім цього «фундаментального обмеження» існують і інші:

1. Використання ДК (дільника Кельвіна) у ЦАП і АЦП паралельної дії обмежено збільшенням кількості резисторів, що різко зростає і принципово рівне кількості рівнів квантування???

2. Використання матриць R-2R при роботі більш ніж 16 розрядів принципово обмежені

технологічним розкидом параметрів та рівнем шумів (при діленні сигналу на  $2^{15}$ );

3. Неможливо одночасно підвищувати і точність і швидкість перетворення шляхом збільшення кількості резисторів дільника, збільшуються шуми;

4. Неможливо провирити адаптацію ЦАП і АЦП шляхом формування характеристики перетворення до процесу перетворення.

А чи справді все так має бути?.

Викладення матеріалу розпочнемо із визначення позначень та запису математичних моделей у формалізованому вигляді (таблиця.1).

Таблиця 1

Класичний двійковий ЦАП (АЦП)N_classik	$n_{classik} = \frac{A_i}{2^N}$ , де $A_i \in (1 \div 2^N - 1)$ , де N – разрядність двійкового коду
Шкала коінциденції N_coencidenc	$n_{coinciden} = \frac{A_i}{B_j}$ , де $A_i, B_j \in (1 \div 2^N)$ , де 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	$n_{comby} = \frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l} \mathbf{U} \frac{A_i}{B_j} / \frac{C_k}{D_l}$ де $A_i, B_j, C_k, D_l \in (1 \div 2^N)$ , N – кількість значень подільника

Для підтвердження першого висловлювання про збільшення квантових точок для АПТ\_8 із 8 до 22 наведемо порівняльні графіки, для відповідних випадків.рис.1.

Принцип утворення нових квантова них позначок на вимірювальній шкалі пояснюють рис.3 та таблиця.2, де розглянуто варіант методу коінциденції на двох подільника на 8 для А (горизонтальна лінійка) і В (вертикальна лінійка). В таблиці приведено квантові значення точок КШВП для конкретних значень А і В, виділено кольором саме ті значення і коди, які використовуються зараз у світі.

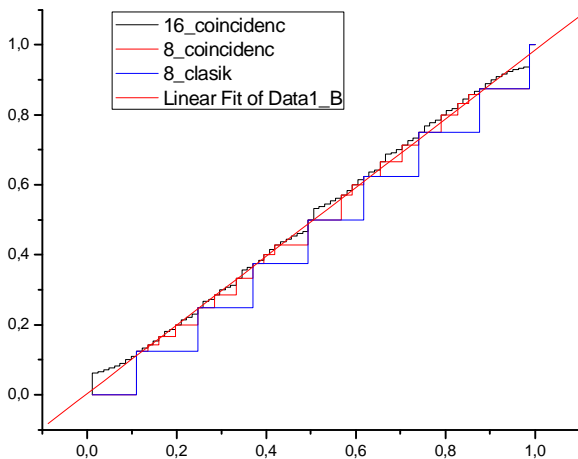


Рис.1 – Порівняння у відносних нормованих одиницях квантованих вимірювальних шкал:16 - коінциденція (В), 8 - коінциденція (С), 1 / 8 - двійкова (D) (класична)

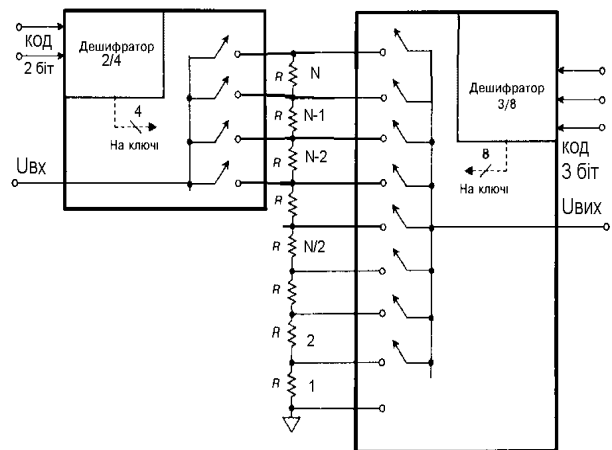


Рис.2. Схема Атенюатора -подільника Троцишина для 8R

Зона повторів є елементом надлишковості перетворення і може не використовуватися, якщо не стоїть питання самокалібрування та коригування параметрів та характеристик перетворення.

Номери у комірках таблиці коінциденції (А/В) показують порядковий номер на шкалі, звідки видно, що класична шкала (верхній рядок) є лише частковим випадком більш загального випадку шкали коінциденції, яка має 22 точки квантованого перетворення (таблиця.2), в тому числі і включає точки класичної шкали (зелений колір). Таким чином, 22 точки перетворення отримано, і характеристика перетворення має очевидні переваги за кроком квантування та роздільною здатністю.

	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	
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	П О В Т О Р И
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.3. Принцип утворення шкали коінциденції

Таблиця.2

Точки КШВП			
п- порядк.	Шкала- 8_соеп- сіденс	i	j
1	0.0000		
2	0.1250	A= 1	B= 8
3	0.1428	A= 1	B= 7
4	0.1666	A= 1	B= 6
5	0.2000	A= 1	B= 5
6	0.2500	A= 1	B= 4
7	0.2857	A= 2	B= 7
8	0.3333	A= 1	B= 3
9	0.3750	A= 3	B= 8
10	0.4000	A= 2	B= 5
11	0.4285	A= 3	B= 7
12	0.5000	A= 1	B= 2
13	0.5714	A= 4	B= 7
14	0.6000	A= 3	B= 5
15	0.6250	A= 5	B= 8
16	0.6666	A= 2	B= 3
17	0.7142	A= 5	B= 7
18	0.7500	A= 3	B= 4
19	0.8000	A= 4	B= 5
20	0.8333	A= 5	B= 6
21	0.8571	A= 6	B= 7
22	0.8750	A= 7	B= 8
23	1.0000	A= 1	B= 1

Порівняльна залежність кількості збільшення квантових точок перетворення АПТ і подільника Кельвіна в залежності від кількості резисторів приведено в таблиці 3.

Таблиця 3

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

Тепер, коли питання отримання не 8-ми, а 22-ох точок квантової шкали вимірювального перетворення (КШВП) всього на 8-ми послідовно ввімкнених резисторах досягнуто, але не за класичною схемою (подільника Кельвіна) а АПТ\_8, настав час перейти до вирішення задачі отримання 166 точок!

Оскільки, метод коінциденції для використання двох Кельвін\_8, дав нам АПТ\_8, то використаємо його ще раз, замінивши класичні подільники на два АПТ\_8, які будуть давати  $n_{super} = \frac{A_i}{B_j} / \frac{C_k}{D_l}$ .

На рис. 4. та рис.5 відповідно приведено характеристику перетворення КШВП super\_8, та її відхилення від лінійного закону.

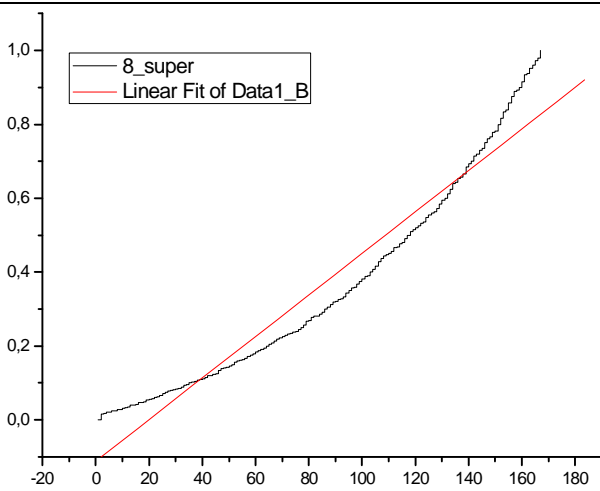


Рис. 4. Квантова шкала вимірювального перетворення super\_8

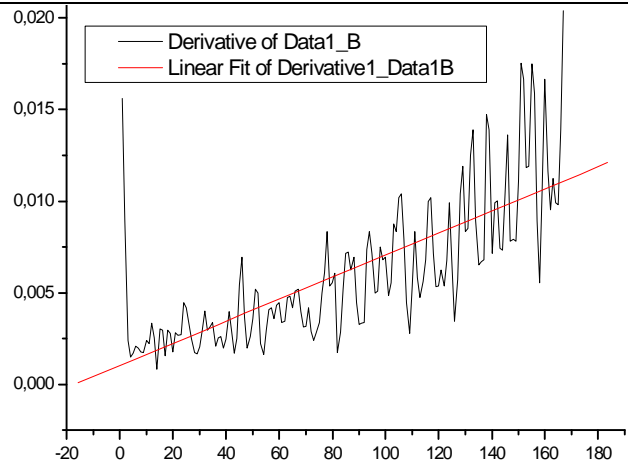


Рис. 5. Деталізація значень відхилення від от лінійного закону КШВП super\_8 в діапазоні 0.000-1.000

Необхідно відзначити, що КШВП super\_8 у вказаному діапазоні перетворення 0.000-1.000 має вже 166 квантованих точок, при використанні двох АПТ\_8, які реалізують відповідно А/В і D/С. Повна КШВП super\_8, в діапазоні 0.000-64.000, має 331 поділку!, і вигляд рис.6, а її відхилення - рис.7.

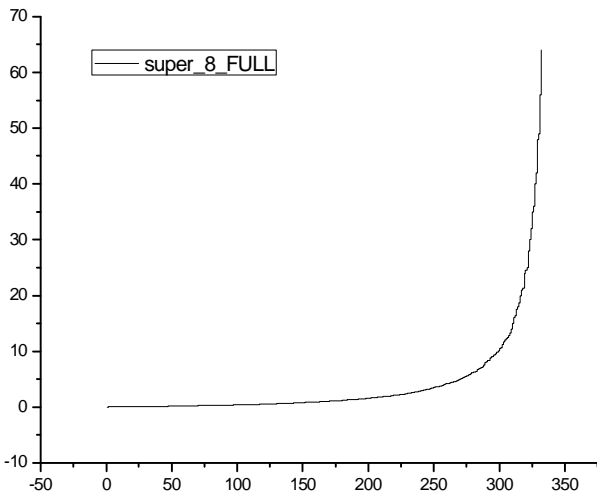


Рис.6. Повна КШВП super\_8, в діапазоні 0.000-64.000

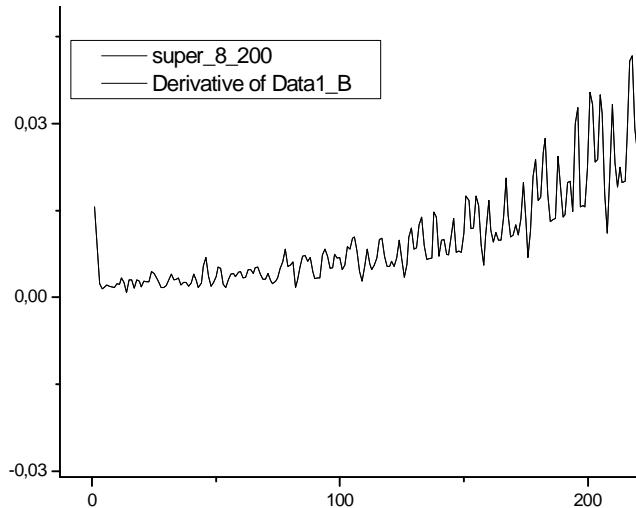


Рис.7. Відхилення повної КШВП super\_8, в діапазоні 0.000-64.000

Повна КШВП super\_8, в діапазоні 0.000-64.000 є цікавою тим, що має чітко виражений логарифмічний закон зміни, тому для перетворення у {Децибелах} вона буде лінійною, і в діапазоні до 200 точок, відхилення менше ніж 0,03, і це все при діленні сигналів, максимум на 8, які відповідають відхиленню у 0,125. Таким чином, ми досягли вказаних 166 точок КШВП super\_8, в діапазоні 0.000-1.000,

але питання лінійності викликають деякі запитання, відповіді на які дає  $n_{D-S} = \frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l}$  - сумарно

різницеве перетворення на двох АПТ\_8, при цьому вигляд КШВП D\_S\_8 показано на рис.8, а відхилення від лінійного закону на рис.9.

Очевидним тут є практично лінійна характеристика КШВП D\_S\_8, в діапазоні 0.000-1.000, яка має 169 точок!, а рівень відхилення лежить в межах характерних для 7 бітного класичного перетворювача (1/128 ~0,0078). Тому, хочимо нагадати, що вказані результати отримано лише при використанні двох АПТ\_8, виходи яких підключено до схем додавання та віднімання. На рис.10 приведена схема модуля перетворювача D\_S\_8.

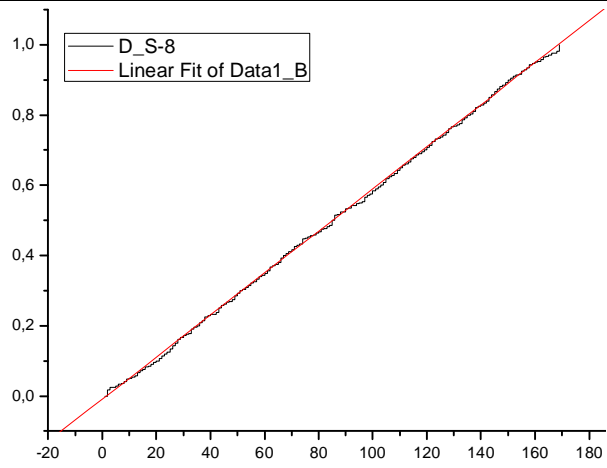


Рис.8. Характеристика КШВП D\_S\_8, в діапазоні 0.000-1.000

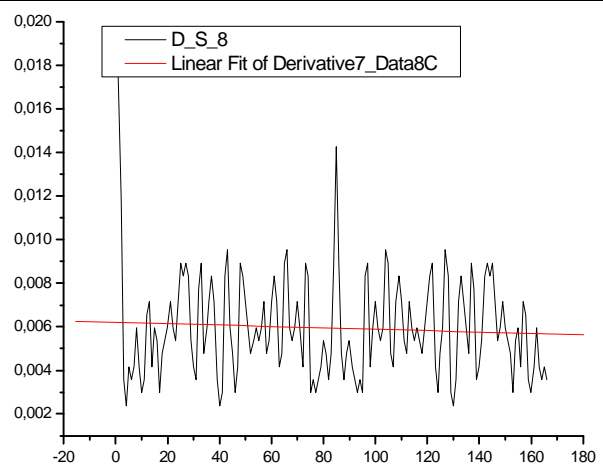


Рис.9. Відхилення КШВП D\_S\_8, в діапазоні 0.000-1.000

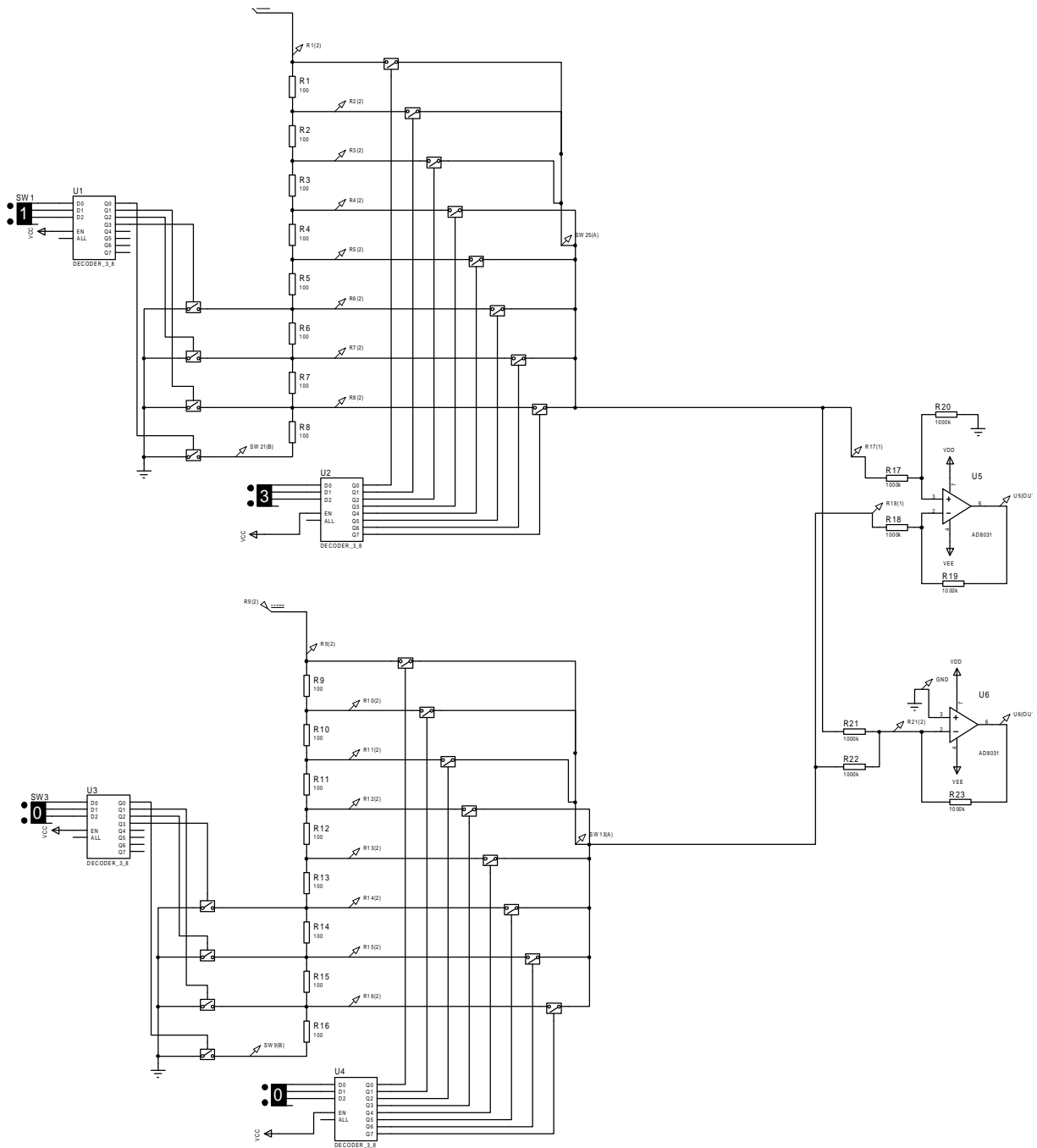


Рис.10. Практична схема модуля перетворювача D\_S\_8

В таблиці 4 приведено дані КШВП для схеми рис.10, причому шкала ЦАП В - має не монотонність

(помилка комутації) яку було виправлено - шкала ЦАП С. Одночасно було збалансовано операційні підсилювачі сумарно-різницевої обробки, які давали похибки диференційної нелінійності, рис. 11,12.

Таблиця 4

Шкала ЦАП С	Шкала ЦАП В	D_S_8 Розрах. С	A	B	C	D
0,00007	0	0	A= 1	B= 1	C= 1	D= 1
0,02113	0,0191	0,01786	A= 1	B= 7	C= 1	D= 8
0,0378	0,0367	0,03571	A= 1	B= 4	C= 2	D= 7
0,054	0,0543	0,05357	A= 3	B= 7	C= 3	D= 8
0,0716	0,0679	0,07143	A= 1	B= 2	C= 3	D= 7
0,090	0,0854	0,08929	A= 2	B= 7	C= 3	D= 8
0,109	0,1035	0,10714	A= 1	B= 4	C= 1	D= 7
0,125	0,1298	0,125	A= 1	B= 1	C= 7	D= 8
0,1428	0,145	0,14286	A= 1	B= 1	C= 6	D= 7
0,1626	0,159	0,16071	A= 1	B= 8	C= 2	D= 7
0,1792	0,1768	0,17857	A= 1	B= 4	C= 3	D= 7
0,1963	0,1911	0,19643	A= 3	B= 7	C= 5	D= 8
0,2143	0,207	0,21429	A= 1	B= 2	C= 2	D= 7
0,2338	0,225	0,23214	A= 1	B= 7	C= 3	D= 8
0,2499	0,255	0,25	A= 1	B= 1	C= 3	D= 4
0,269	0,235	0,26786	A= 1	B= 7	C= 1	D= 8
0,2856	0,280	0,28571	A= 1	B= 1	C= 5	D= 7
0,304	0,308	0,30357	A= 1	B= 8	C= 3	D= 7
0,3213	0,326	0,32143	A= 1	B= 4	C= 4	D= 7
0,3390	0,334	0,33929	A= 2	B= 7	C= 5	D= 8
0,3571	0,351	0,35714	A= 1	B= 2	C= 1	D= 7
0,3748	0,379	0,375	A= 1	B= 1	C= 5	D= 8
0,3941	0,360	0,39286	A= 1	B= 4	C= 1	D= 7
0,4119	0,378	0,41071	A= 1	B= 8	C= 2	D= 7
0,4283	0,423	0,42857	A= 1	B= 1	C= 4	D= 7
0,4461	0,4507	0,44643	A= 1	B= 8	C= 4	D= 7
0,4639	0,468	0,46429	A= 1	B= 4	C= 5	D= 7
0,4817	0,4767	0,48214	A= 1	B= 7	C= 5	D= 8
0,4997	0,504	0,5	A= 1	B= 1	C= 1	D= 2

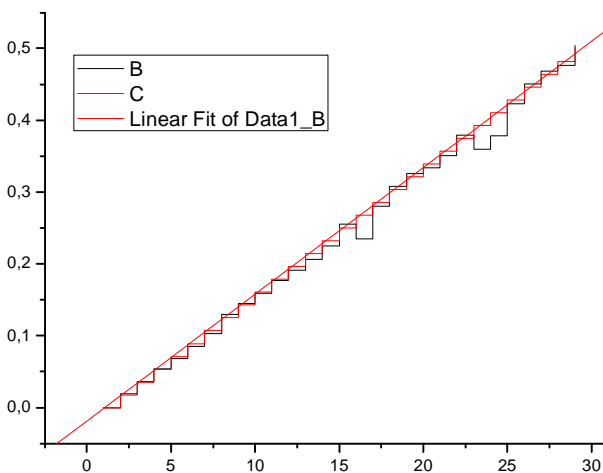


Рис. 11. Ділянки шкали ЦАП 8; характеристики відхилення характеристики лінійності (при збії номерів точок)

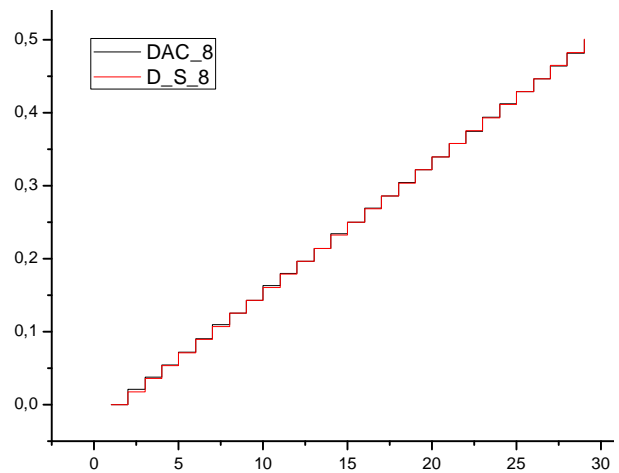


Рис.12. Порівняння ділянок шкали ЦАП 8 із розрахунковим відхилення лінійності (при послідовних номерах точок)

Очевидним є факт, що помилковий код дає порушення диференційної нелінійності і утворює розрив характеристики, (рис.11), в той же час додаткове балансування операційних підсилювачів дозволило практично наблизити реальну характеристику (DAC\_8) до розрахункової (D\_S\_8), із мінімальними значеннями диференційної не лінійності в межах 10-15% величини кванта (рис.12). До речі, при вказаному алгоритмі комутації шкала має ідеальний вигляд «сходинок», довжина і кількість значень яких визначається вибраними значеннями B =7, D = 8, або D=7, B = 8 (табл.4), і може складати 113 точок.



Питання отримання 247 точок перетворення  $n_{comby} = \frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l} \mathbf{U} \frac{A_i}{B_j} / \frac{C_k}{D_l}$  визначається об'єднанням результатів обох КШВП D\_S\_8 і super\_8, які дають збільшення загальної кількості точок на КШВП komby\_8, що відображено у таблиці 5.

Таблиця 5

NR	<i>n</i> -шкали <i>N_D_S</i>	<i>n</i> -шкали <i>N_Super</i>	<i>n</i> -шкали <i>N_D_S</i> + <i>N_Super</i>	<i>n</i> -шкали <i>N_comby</i>	<i>n</i> -шкали <i>N_comby</i> / <i>n</i> -шкали <i>N_D_S</i> (прирiст. 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	<b>1749</b>	1275	3024	<b>2270</b>	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

Очевидним є те, що використання 8-16R у вигляді двох АПТ\_nR, дозволить перекрити розрядність ЦАП АЦП (паралельного типу) від 8 до 12 двійкових розрядів. Використання АПТ\_64R, забезпечить динамічний діапазон КШВП у 18-20 двійкових розрядів, що краще за всі відомі методи, за такої ж кількості резисторів.

На завершення приведемо, запропоновану нами, узагальнену схему ієрархії методів утворення КШВП (рис.13) та їх множини значень, які взаємо пересікаються (рис.14).

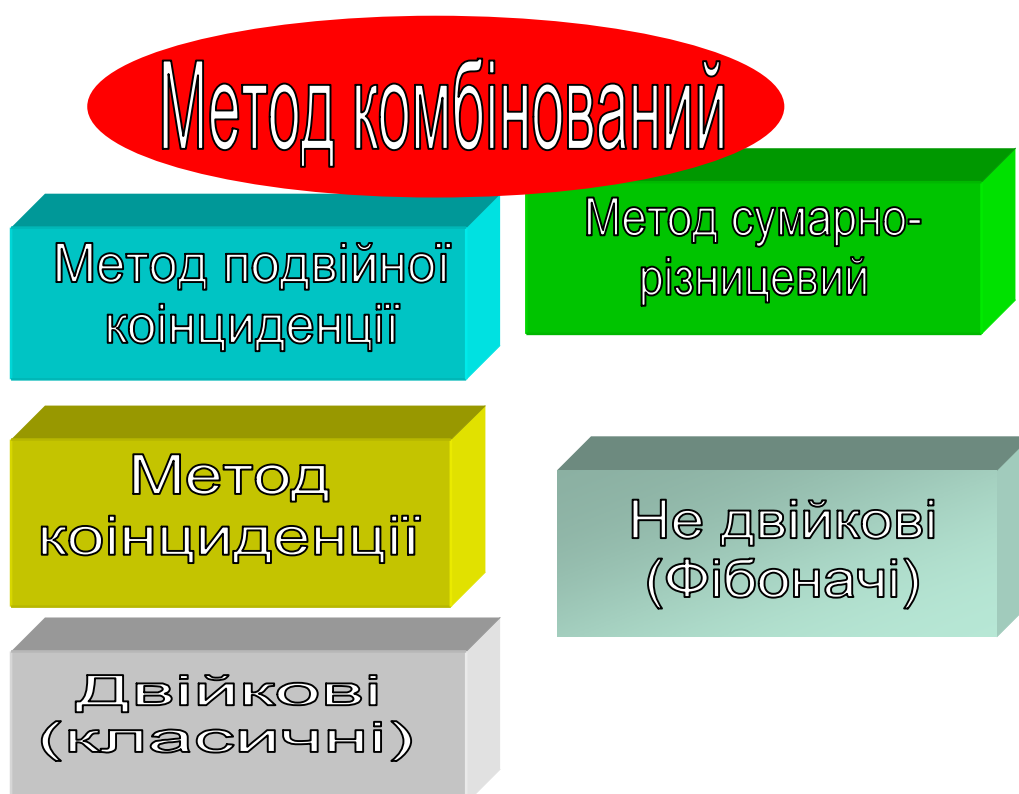


Рис.13. Узагальнена ієрархія методів утворення КШВП

Підведемо коротко підсумки розгляду.

Нове покоління ЦАП і АЦП істотно перевищує всі відомі і ІСНУЮЧІ методи та апаратуру перетворення. Використання Базових АПТ дозволяє створювати програмувальні за структурою та перетворення ЦАП (АЦП) з адаптуються і програмованими параметрами на одному кристалі. В основі пропонованого напряму лежать принципи і методологія Квантової теорії вимірювань (КТВ), суть якої в тому, що вимірювальне перетворення МОЖЕ І МАЄ ВИКОРИСТОВУВАТИ ВСІ КВАНТОВІ СТАНИ РІВНЯННЯ вимірювального перетворення, а не тільки «зручні (наявні) класичні методи» [2-4].

Пропонуються такі види ЦАП і АЦП побудовані з використанням принципів і методів коінцидентії і сумарно-різницевого опрацювання:

1. Коінцидентії (N\_coincidenc);
2. Подвійної коінцидентії (N\_super);
3. Сумарно-різницева (дельта-сигма) (N\_D\_S);
4. Комбінована 2 і 3 (N\_comby).

Як породжувач функціонального вузла застосовується атенюатор-подільник Троцишина (замість подільника Кельвіна) [5].

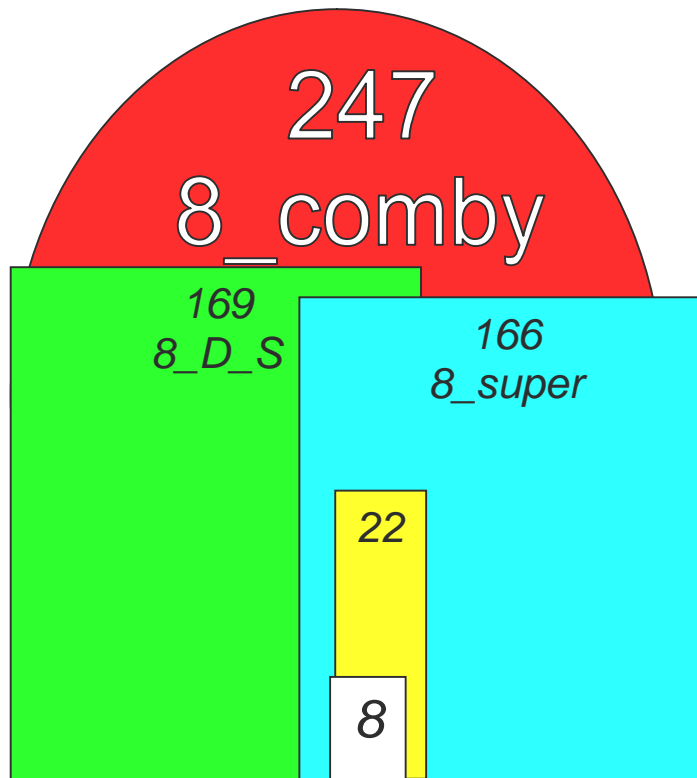


Рис.14. Числові співвідношення кількості точок кожної із КШВП (рис.13) та їх множини значень, які взаємно пересікаються

Як, видно, із рис.13-14, дійсно, поставлені на початку статті завдання отримати 22, 166, 169, і навіть 247 точок КШВП досягнуто шляхом використання всього лише ланцюжка (або двох ланцюжків) із 8 однакових резисторів, які включено по схемі атенюатора-подільника Троцишина [5], коли використання класичних двійкових підходів (подільник Кельвіна) дасть всі ті ж 8 квантованих поділок (класична шкала).

#### 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.

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 24.9.2011 р.

УДК 621.396.367

О.Н. ШИНКАРУК

Хмельницький національний університет

Е.С. ЛЕНКОВ, К. М. СЕМИБАЛАМУТ

Военный институт Киевского национального университета имени Тараса Шевченко

## ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОБНАРУЖИТЕЛЯ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА КЕЙПОНА ПРИ МНОГОКАНАЛЬНОМ ПРИЁМЕ СИГНАЛОВ БОЛЬШОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ

*Получено соотношение, позволяющее определить вероятность обнаружения сигнала со случайной начальной фазой в обнаружителе на основе одного из известных алгоритмов высокого разрешения. Оцениваются потери в отношении сигнал/помеха.*

*A relation that indicates the probability of detecting a signal from a random initial phase detector based on a well-known algorithms for high resolution. Estimated losses in the signal / noise ratio.*

Ключевые слова: алгоритм Кейпона, сигнал/помеха, корреляция.

### Постановка задачи

Определить показатели качества обнаружения сигнала со случайной начальной фазой в активных РЛС и шумоподобного сигнала в устройствах пеленгации с цифровой линейной антенной решёткой (ЦЛАР) при условии, что для объединения выходных сигналов приёмных каналов ЦЛАР используется алгоритм Кейпона.

### Объект, методы и основные результаты исследований

Объектом исследования является РЛС и пеленгационные каналы обнаружения с сигналом, длительность которого соизмерима с временем оценки корреляционной матрицы выходных сигналов приёмных каналов ЦЛАР. Для решения поставленной задачи использовался аппарат теории вероятностей, математической статистики и статистического моделирования.

Если частотные характеристики приёмных каналов ЦЛАР согласованы с частотным спектром сигнала от цели, то алгоритм оптимального обнаружения сигнала при многоканальном приёме может быть представлен в виде [1]:

$$z_o = \left| \mathbf{K}_o^H \mathbf{Y} \right| \geq h_o, \quad (1)$$

где  $z_o$  – модульное значение выходного сигнала ЦЛАР, представляющего собой результат взвешенного объединения выходных сигналов приёмных каналов ЦЛАР;  $h_o$  – порог обнаружения, определяемый заданным значением вероятности ложной тревоги;  $\mathbf{K}_o$  –  $N$ -мерный вектор-столбец весовых коэффициентов ( $N$  – число приёмных каналов ЦЛАР);  $\mathbf{Y}$  – вектор-столбец выходных сигналов приёмных каналов ЦЛАР;  $H$  – знак эрмитового сопряжения.

Знак модуля в (1) означает, что при обнаружении сигнала со случайной начальной фазой с порогом сравнивается значение огибающей выходного сигнала ЦЛАР.

Вектор весовых коэффициентов, обеспечивающий максимизацию отношения сигнал/помеха на выходе ЦЛАР, определяется соотношением [2]:

$$\mathbf{K}_o = \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{v}_c, \quad (2)$$

где  $\mathbf{R}_n$  – корреляционная матрица помеховых сигналов на выходах приёмных каналов ЦЛАР;  $\mathbf{v}_c$  – вектор, описывающий амплитудно-фазовое распределение поля в антенне (АФР) в ожидаемом направлении прихода сигнала (полезного сигнала);