

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

О. Д. Азаров, О. В. Дудник

**МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ
ВИСОКОТОЧНОГО СЛІДКУВАЛЬНОГО
АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ
З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ**

Монографія

Вінниця
ВНТУ
2014

УДК 004.387:621.3.087.92

ББК 32.973.3

A35

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 7 від 26.02.2014 р.)

Рецензенти:

Є. Т. Володарський, доктор технічних наук, професор

М. А. Філінюк, доктор технічних наук, професор

Азаров, О. Д.

A35 Методи та засоби високоточного слідкувального аналого-цифрового перетворення з ваговою надлишковістю : монографія / О. Д. Азаров, О. В. Дудник. – Вінниця : ВНТУ, 2014. – 120 с.

ISBN 978-966-641-580-9

У монографії розглянуто питання побудови високолінійних АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються. Запропоновано методи підвищення лінійності характеристики перетворення таких АЦП шляхом самокалібрування на базі: межових кодових комбінацій; таблиці перетворення «робочий код–цифровий еквівалент». Показано, що застосування запропонованих методів дозволяє покращувати точносні характеристики АЦП слідкувального типу. Книга розрахована на науковців, аспірантів та інженерів, які займаються розробкою високоточних аналого-цифрових перетворювачів.

УДК 004.387:621.3.087.92

ББК 32.973.3

ISBN 978-966-641-580-9

© О. Азаров, О. Дудник, 2014

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	5
ВСТУП	6
РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ ПІДХОДІВ, ЩОДО ПОБУДОВИ БАГАТОРОЗРЯДНИХ АЦП СЛІДКУВАЛЬНОГО ТИПУ.....	9
1.1 Аналіз різновидів багаторозрядних АЦП слідкувального типу	9
1.2 Похибки багаторозрядних АЦП слідкувального типу.....	15
1.3 Основні шляхи зменшення похибок багаторозрядних АЦП слідкувального типу.....	22
РОЗДІЛ 2 МЕТОДИ ВИСОКОЛІНІЙНОГО СЛІДКУВАЛЬНОГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ІЗ ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ	28
2.1 Метод підвищення лінійності багаторозрядних АЦП слідкувального типу на основі таблиці перетворення «цифровий еквівалент–робочий код»	29
2.2 Метод лінеаризації характеристики перетворення багаторозрядних АЦП слідкувального типу шляхом самокалібрування на основі межових кодових комбінацій	32
2.3 Похибки генераторів компенсувального сигналу на базі ЦАП із ваговою надлишковістю	36
2.4 Похибки багаторозрядних АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються.....	42
РОЗДІЛ 3 СТРУКТУРНО-ФУНКЦІОНАЛЬНА ОРГАНІЗАЦІЯ БАГАТОРОЗРЯДНИХ ВИСОКОЛІНІЙНИХ АЦП СЛІДКУВАЛЬНОГО ТИПУ З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ, ЩО САМОКАЛІБРУЮТЬСЯ.....	48
3.1 Методи структурно-функціональної організації багаторозрядних високолінійних АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються.....	48
3.2 Оцінки точності формування компенсувального сигналу у АЦП слідкувального типу із ваговою надлишковістю	56

3.3 Похибки багаторозрядних високолінійних АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються.....	63
РОЗДІЛ 4 РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ПРОЕКТУВАННЯ БАГАТОРОЗРЯДНИХ ВИСОКОЛІНІЙНИХ АЦП СЛІДКУВАЛЬНОГО ТИПУ З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ, ЩО САМОКАЛІБРУЮТЬСЯ.....	
4.1 Проектування багаторозрядних високолінійних АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються.....	67
4.2 Рекомендації щодо реалізації аналогових вузлів для багаторозрядних високолінійних АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються	69
4.3 Рекомендації щодо реалізації цифрових вузлів для багаторозрядних високолінійних АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються	79
4.4 Програмне забезпечення для моделювання багаторозрядних високолінійних АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються.....	82
4.5 Рекомендації щодо вибору засобів для аналізу характеристик багаторозрядних високолінійних АЦП слідкувального типу	89
ВИСНОВКИ.....	100
ЛІТЕРАТУРА	102

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АК – аналоговий комутатор
БК – блок керування
ВН – вагова надлишковість
ГКмС – генератор компенсувального сигналу
ГКС – генератор калібрувального сигналу
ДНЛ – диференційна нелінійність
ДШ – дешифратор
ЗП – запам'ятовувальний пристрій
ІНЛ – інтегральна нелінійність
КК – кодова комбінація
ОМР – одиниця молодшого розряду
ОП – операційний підсилювач
ПВЗ – пристрій вибірки–зберігання
ПФІ – перетворювач форми інформації
СП – схема порівняння
СЧ – система числення
СЧВН – система числення із ваговою надлишковістю
ХП – характеристика перетворення
ЦЕ – цифровий еквівалент
ЦОП – цифровий обчислювальний пристрій

ВСТУП

Актуальність теми. Аналого-цифрові та цифро-аналогові перетворювачі утворюють клас перетворювачів форми інформації (ПФІ), що широко застосовуються в різних галузях людської діяльності. Параметри і характеристики перетворювачів залежать від галузі використання і складності розв'язуваних задач.

АЦП слідкувального типу відносяться до компенсаційних перетворювачів форми інформації (ПФІ) і призначені для кодування аналогових сигналів, що змінюються повільно. Водночас відносно нешвидка реакція такого типу АЦП на швидкі зміни вхідного сигналу роблять їх непридатними для багатьох галузей застосування, зокрема, в багатоканальних системах перетворення, реєстрування й опрацювання аналогових величин [181].

Проте варто відмітити, що цей тип АЦП має й свої переваги – код на виході такого перетворювача доступний на кожному такті перетворення. Ця властивість особливо важлива для перетворювачів сельсинкод та резольверкод, саме в яких, переважним чином, і застосовуються АЦП слідкувального типу. Іншою цінною характеристикою таких АЦП є те, що швидкі перехідні процеси на вході перетворювача викликають зміну вихідного коду лише на одиницю молодшого розряду. Це досить важливо при наявності шумів у системі [58].

Водночас у теперішній час виробництво і застосування багаторозрядних АЦП слідкувального типу значно скоротилось. Це пояснюється складністю лінеаризації стрибкоподібної характеристики перетворення (ХП) вказаного типу АЦП, побудованого на неточних елементах, із зростанням їх розрядності.

Основними джерелами статичних похибок багаторозрядних АЦП слідкувального типу є відхилення параметрів аналогових елементів від своїх номінальних значень (головним чином параметрів ЦАП). Це пов'язано з фундаментальними обмеженнями на завдання їх параметрів, недосконалістю технології виготовлення та впливом природних чинників у процесі експлуатації, зокрема: зміна температури навколишнього середовища, старіння елементів аналогових вузлів, впливом радіації тощо. При цьому варто відмітити, що всі багаторозрядні (14 і більше двійкових розрядів) ЦАП без вживання спеціальних заходів,

по суті, є неточними, оскільки їхня кінцева похибка перетворення не відповідає заявленій роздільній здатності [60].

Традиційно в АЦП різноманітних типів, зокрема, порозрядного наближення, послідовно-паралельних АЦП для підвищення точності, у тому числі лінійності ХП, використовують різноманітні методи калібрування та коригування [58]. Водночас перенесення вказаних підходів на АЦП слідкувального типу, що побудований на неточних елементах, зокрема, неточному ЦАП, є недоцільним. Це пояснюється тим, що в АЦП слідкувального типу на основі двійкової системи числення (СЧ) процедуру коригування похибок ХП необхідно проводити на кожному такті перетворення, а це значно знижує швидкість перетворення [96]. Це призвело до поступового витіснення двійкових АЦП слідкувального типу пристроями з кращими параметрами (АЦП послідовного наближення, сигма-дельта АЦП).

Разом з тим, побудова багаторозрядних АЦП слідкувального типу на основі неточного ЦАП із ВН дозволяє значно підвищити точність такого перетворювача за рахунок використання самокалібрування (СК).

При цьому, комплексний підхід до розв'язання задачі підвищення точності такого типу АЦП передбачає використання процедур самокалібрування, зокрема, за умови реалізації ПФІ на основі систем числення із ваговою надлишковістю (СЧВН), а також технологічних і схемотехнічних методів підвищення точнісних характеристик аналогових вузів. Це пов'язано з тим, що в АЦП компенсаційного типу існують похибки, які шляхом використання тільки самокалібрування усунути або зменшити не вдається [110].

Питанням підвищення точності ПФІ займалися наукові школи професора А. І. Кондалева, В. О. Багацького, В. О. Романова, [80–82, 88, 92, 113–117, 162, 164–165], П. П. Орнатського [134–136], М. В. Аліпова [74, 75], Б. Й. Швецького [186]. Також покращенням точнісних характеристик ПФІ, а також систем, до яких вони входять, займалися наукові школи Ю. М. Туза, Є. Т. Володарського [90, 123, 178]. Загальні принципи побудови та покращення характеристик АЦП досліджувалися та розроблялися науковими школами Е. І. Гітиса [93–95], В. Б. Смолова [166–171], В. М. Муттера [126–132].

Водночас із вітчизняними науковцями питанням покращення характеристик перетворювачів форми інформації займалися науковці

далекого зарубіжжя, зокрема: В. Кестер [45–51, 181] з корпорації Analog Devices, Руді Дж. Ван Де Плаше та інші з Philips [39, 40], а також співробітники науково-дослідних підрозділів корпорацій Texas Instruments Inc., Burr-Brown, MAXIM, Linear Technology Corporation, Intel Corporation [11–13, 20, 21, 23, 24, 26–29, 31, 35, 36, 38, 44].

Сучасні дослідження АЦП слідкувального типу здійснюються вченими Р. Р. Бабаяном [77–79], Діртом Кіллатом, Хуанг Яном [139], О. Мохамедом [32], Ф. Куо [25], Л. Доррером [17] та ін.

Проблеми покращення характеристик АЦП на основі застосування вагової надлишковості розглядаються у Вінницькому національному технічному університеті з 70-х років минулого століття в науковій школі професора О. Д. Азарова [57–71]. Зокрема, починаючи з 80-х років для підвищення лінійності перетворювачів активного застосування набувають методи самокалібрування [69–71].

Водночас задача покращення точнісних характеристик багаторозрядних АЦП слідкувального типу на базі двійкових ЦАП через складність процедур самокалібрування характеристики перетворення на теперішній час не вирішена та у науково-технічній літературі практично не розглянута, а тому питання підвищення точності багаторозрядних АЦП слідкувального типу на основі застосування ЦАП із ваговою надлишковістю та процедур самокалібрування є актуальною задачею, що і стало темою монографії.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ ПІДХОДІВ, ЩОДО ПОБУДОВИ БАГАТОРОЗРЯДНИХ АЦП СЛІДКУВАЛЬНОГО ТИПУ

1.1 Аналіз різновидів багаторозрядних АЦП слідкувального типу

АЦП слідкувального типу відносяться до класу ПФІ компенсаційного типу (рис. 1.1) і відрізняються від інших відносно простою структурою та високим темпом видачі результатів, оскільки вихідний код доступний для зчитування на кожному такті перетворення. На рис. 1.1: СП – схема порівняння; БК – блок керування; ГКмС – генератор компенсабельного сигналу. Водночас відносно «повільна» реакція такого типу АЦП на швидкі зміни вхідного сигналу роблять їх непридатними для багатьох галузей застосування, зокрема, у багатоканальних системах перетворення, реєстрування й опрацювання аналогових величин.

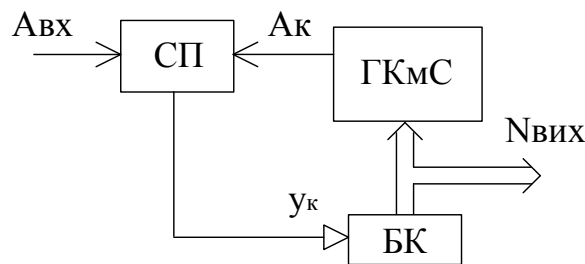


Рисунок 1.1 – Узагальнена структурна схема АЦП компенсаційного типу

Перевагами цього типу АЦП є те, що код на виході такого перетворювача доступний на кожному такті перетворення. Ця властивість особливо важлива для перетворювачів сельсин–код та резольвер–код [181].

Іншою цінною характеристикою АЦП слідкувального типу є те, що швидкі перехідні процеси на вході перетворювача викликають зміну вихідного коду лише на одиницю молодшого розряду. Це досить важливо при наявності шумів у системі опрацювання сигналів. Вказана характеристика також дає можливість у низці випадків відмовитись від необхідності використання аналогового фільтра низьких частот на вході ПФІ [82, 113], що значним чином спрощує та здешевлює побудову систем.

Доцільним також є використання АЦП слідкувального типу у багатоканальних системах збору телеметричної інформації для передавання даних від низькочастотних сенсорів фізичних величин у мікрохвильових аналогових та цифрових радіорелейних станціях [133]. Так, зокрема узагальнена схема базового комплексу мікрохвильової телерадіорозподільної мережі наведено на рис. 1.2.

У АЦП слідкувального типу вхідний аналоговий сигнал (A_{BX}) врівноважується компенсувальним аналоговим сигналом (A_K), що формується генератором компенсувального сигналу, увімкненим у коло зворотного зв'язку тракту врівноваження. Причому цифровий еквівалент $K(A_K)$ саме компенсувального сигналу A_K вважається результатом перетворення A_{BX} :

$$N_{ВІХ} = K(A_K) \approx K(A_{BX}). \quad (1.1)$$

Варто відмітити також, що АЦП слідкувального типу являють собою, по суті, систему автоматичного регулювання, в якій компенсувальна аналогова величина A_K відслідковує зміни вхідної аналогової величини A_{BX} .



Рисунок 1.2 – Базовий комплекс мікрохвильової телерадіорозподільної мережі

При цьому, якщо швидкість зміни вхідного сигналу перевищує деяке граничне значення, то компенсувальний сигнал не встигає відслідковувати його зміни, що призводить до появи динамічної похибки. Ця похибка включає методичну складову, яка залежить від алгоритму врівноваження, та інструментальну складову. При цьому вважають, що частота дискретизації в такому АЦП повинна бути обрана таким чином, щоб перехідні процеси у вузлах перетворювача встигали закінчитися за один період дискретизації.

Варто відмітити, що досить часто АЦП слідкувального типу порівнюють із сигма-дельта-АЦП, у яких вказаний недолік відсутній, однак останній тип АЦП є специфічним типом ПФІ і має низку особливостей та галузей застосувань [10, 181]. Так, зокрема сигма-дельта-АЦП у традиційному виконанні є непридатними для високоточних систем, а особливо для високоточних систем із сигналами, що змінюються повільно, оскільки їх метрологічні характеристики не нормуються або нормуються досить обмежено [42, 52].

Разом з тим наявність в АЦП слідкувального типу різницевого сигналу $\Delta A = A_K - A_{BX}$, який характеризує різницю компенсувальної та вхідної аналогових величин, відкриває потенційні можливості для контролю та коригування динамічної похибки в процесі перетворення. Це, в кінцевому рахунку, дозволяє забезпечувати рівень динамічної похибки в заданих межах.

Класичним прикладом АЦП слідкувального типу є так званий АЦП слідкувального типу з «одичним приростом» [118, 140], що наведений на рис. 1.3. Тут К1 та К2 – перший та другий компаратори; ПВР – пристрій виділення різниці; РЛЧ – реверсивний лічильник; A_{BX} – вхідний аналоговий сигнал; A_K – компенсувальний аналоговий сигнал; A_P – різницевий аналоговий сигнал; q – аналогова величина, що представляє молодший значущий розряд (МЗР); $N_{ВИХ}$ – вихідний код.

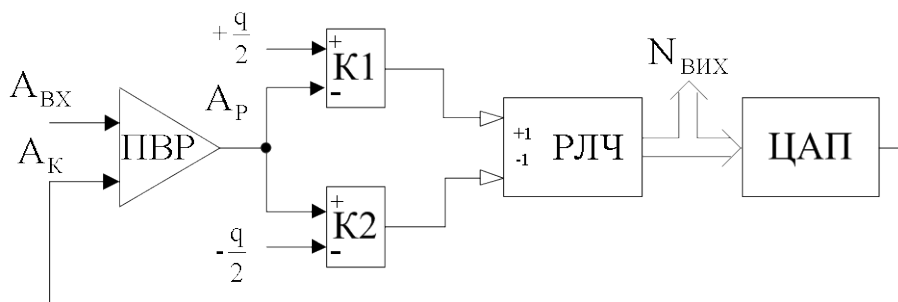


Рисунок 1.3 – АЦП слідкувального типу з «одичним приростом»

Наявність двох компараторів у структурі цього АЦП необхідна для усунення автоколивань. Час перетворення такого АЦП залежить від числа двійкових розрядів n та визначається як

$$T_{PP} = (2^n - 1) \cdot t_\theta, \quad (1.2)$$

де t_θ – тривалість такту врівноваження.

До переваг слідкувального АЦП з «одиничним приростом» належать: простота, висока статична точність, а також можливість перетворення низькочастотних сигналів з досить високою частотою дискретизації. Відносна простота такого АЦП допускає реалізацію в мікроелектронному виконанні. Зокрема, відома схема восьмирозрядного АЦП слідкувального типу, реалізованого на інтегральних схемах фірми «Motorola». Вказаний перетворювач характеризується тривалістю такту врівноваження менше 200 нс при похибці перетворення не більше 0,4 % в режимі слідкування. Відома також схема однокристалного АЦП слідкувального типу «Ferranti Semiconductors Ltd» (Великобританія) [53]. Десятирозрядний перетворювач ZN433 забезпечує похибку нелінійності менше половини МЗР і дозволяє опрацьовувати сигнали з частотою 300 Гц при тактовій частоті 1 МГц.

Варто зазначити, що подальшого зменшення часу перетворення АЦП слідкувального типу можна досягти комбінованим врівноваженням, за допомогою додаткових компараторів з порогами спрацьовування (при непарному числі розрядів) $+2^{\frac{n-1}{2}} \cdot q$ та $-2^{\frac{n-1}{2}} \cdot q$. Схема такого перетворювача наведена на рис. 1.4. Тут К3 – третій компаратор, РЛЧ2 – другий реверсивний лічильник. При цьому компаратори К1 та К2 визначають напрям рахунку лічильника РЛЧ1. Ціна ділення шкали цього лічильника становить $2^{\frac{n-1}{2}} \cdot q$. Компаратор К3 визначає напрям рахунку РЛЧ2, вага молодшого розряду якого становить q . Варто відзначити, що у такому АЦП у випадку, якщо зміни значення вхідного сигналу становлять менше q , врівноваження відбувається лічильником РЛЧ2, при більших змінах сигналу врівноваження відбувається з використанням РЛЧ1.

Час перетворення такого АЦП становить:

$$T_{PP} = 2(2^{\frac{n-1}{2}} - 1) \cdot t_\theta. \quad (1.3)$$

З порівняння (1.2) і (1.3) випливає, що введення додаткових компараторів у АЦП слідкувального типу зменшує час перетворення, проте вимагає введення додаткового обладнання.

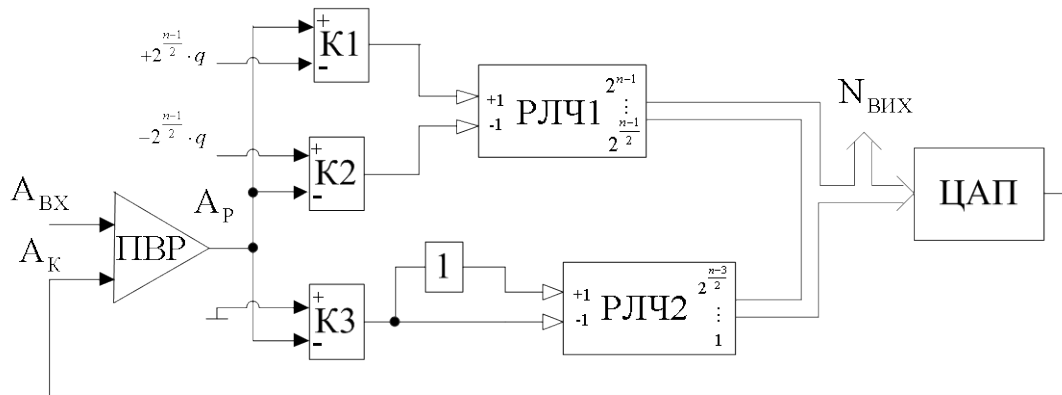


Рисунок 1.4 – АЦП слідкувального типу з додатковим компаратором

Іншим підходом щодо скорочення часу перетворення АЦП слідкувального типу без збільшення числа компараторів є використання алгоритму зі змінним рівнем ступеня врівноваження [120]. Такий перетворювач, окрім ПВР, компаратора і ЦАП, містить також реверсивний лічильник з керованими розрядами і схему управління. Визначення поточного розміру ступеня врівноваження здійснюється залежно від стану компаратора у двох попередніх тактах врівноваження. Якщо стан компаратора у двох сусідніх тактах не змінюється, то в поточному такті ступінь врівноваження вдвічі збільшується. Якщо ж стан компаратора змінюється (що свідчить про проходження стану рівноваги), то в поточному такті рівень ступеня врівноваження вдвічі зменшується. Максимальне число тактів врівноваження в такому АЦП становить [120]:

$$T_{HP} = 2n \cdot t_o. \quad (1.4)$$

Таке управління ступенями врівноваження дозволяє, порівняно зі слідкувальним АЦП з «одиничними приростами», значно зменшити час перетворення і середньоквадратичне значення динамічної похибки.

Варто зазначити, що вищеописані схеми АЦП слідкувального типу знайшли широке застосування у різноманітних системах керування зі зворотним зв'язком. Зокрема, відоме використання АЦП слідкувального типу як аналого-цифрового регулятора режиму металообробки для верстатів із числовим програмним керуванням (рис. 1.5) [89]. Тут ПЧПК – пристрій числового програмного керування; АЦР – аналого-

цифровий регулятор; K – цифровий код; $U_{дп}$ – напруга, що визначає потужність різання верстата; $ПО$ – процес обробки; ПГР – електропривод головного руху; ППХ і ППУ – координати x і y , відповідно; ДП – датчик потужності; ЗБ – збурення.

Також відомо використання АЦП слідкувального типу разом з різноманітними цифровими обчислювальними пристроями для покращення характеристик систем автоматичного регулювання [87], використання вказаних ПФІ у системах медичного моніторингу [84].

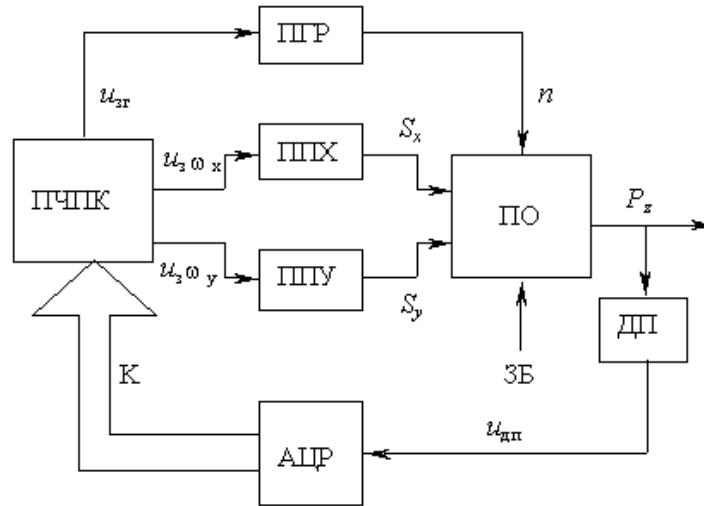


Рисунок 1.5 – Функціональна схема системи керування верстатом

Окремою галуззю застосування АЦП слідкувального типу є використання їх у DC-DC перетворювачах [41, 137, 138]. Узагальнена схема такого варіанту використання АЦП зображена на рис. 1.6.

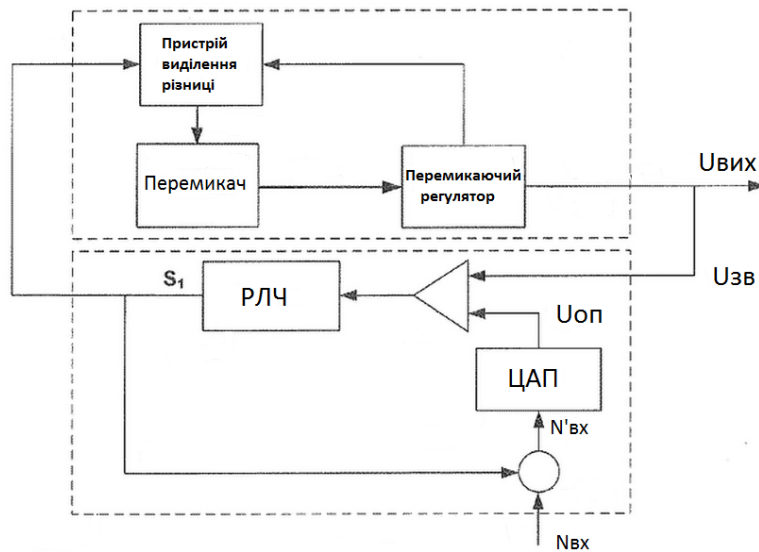


Рисунок 1.6 – DC-DC перетворювач на основі АЦП слідкувального типу

Тут $U_{вих}$ – вихідна напруга; $N_{вх}$ – цифрове значення вихідної напруги. Узагальнену таблицю галузей застосування АЦП слідкувального типу можна зобразити таким чином (табл. 1.1).

Таблиця 1.1 – Галузі застосування АЦП слідкувального типу

Галузь застосування	Параметри	
	Розрядність вихідного двійкового коду	Частота перетворення
Перетворювачі сельсин-код та револьвер-код	до 17 біт	500 кГц – 4 МГц
DC-DC перетворювачі	до 10 біт	до 20 кГц
Багатоканальні системи збору телеметричної інформації	до 14 біт	до 100 кГц

1.2 Похибки багаторозрядних АЦП слідкувального типу

При побудові ПФІ на неточних аналогових вузлах, у разі зміни умов навколишнього середовища, а також у процесі старіння пристрою параметри і характеристики аналогових вузлів ЦАП змінюються. Відхилення параметрів аналогових вузлів від своїх номінальних значень призводять до погіршення точнісних характеристик перетворювачів.

Так, основними джерелами статичних похибок багаторозрядних АЦП слідкувального типу, побудованих на неточному ЦАП, є відхилення параметрів аналогових вузлів від своїх номінальних значень.

Варто зазначити, що під точним розуміється ЦАП, у якому похибки відповідають нормативним значенням [108]. Неточними ж вважаються такі багаторозрядні ЦАП, первинні похибки аналогових елементів яких перевищують кінцеву похибку перетворення. При цьому, як уже відмічалось вище, всі багаторозрядні ЦАП без вживання спеціальних заходів, по суті, є неточними, оскільки їхня кінцева похибка перетворення не відповідає заявленій роздільній здатності [60].

Застосування технологічних прийомів для забезпечення точності ЦАП у широкому діапазоні температур і протягом циклу експлуатації

дозволяє створювати лише 12-розрядні перетворювачі, похибки яких відповідають заявленій роздільній здатності [110].

У табл. 1.2 наведено гіпотетичні значення абсолютної та відносної до діапазону значень допустимих похибок лінійності (ІНЛ, ДНЛ) багаторозрядних ЦАП [58].

Таблиця 1.2 – Гіпотетичні значення абсолютної та відносної похибок лінійності багаторозрядних АЦП і ЦАП

Розрядність	Абсолютне значення похибки (одиниць молодшого розряду (ОМР))	Відносне значення похибки (%)
12	$\pm 1 (\pm 0,5)$	0,0244
14	$\pm 1 (\pm 0,5)$	0,0061
16	± 1	0,00152
18	± 1	0,00038

У табл. 1.3 наведено статичні характеристики типових багаторозрядних ЦАП, що випускаються провідним фірмам світу, зокрема, Analog Devices, Texas Instruments Incorporated, Linear Technology Corporation [6, 7, 15, 29].

Таблиця 1.3 – Характеристики багаторозрядних ЦАП провідних фірм світу

Фірма/Модель	Розрядність	Інтегральна нелінійність		Диференційна нелінійність	
		Абсолютне значення (ОМР)	Відносне значення до діапазону перетворення (%)	Абсолютне значення (ОМР)	Відносне значення до діапазону перетворення (%)
Analog Devices / AD5453	14	–	–	від –1 до +2	0,00915
Analog Devices / AD5446	14	-	-	від –1 до +	0,00915

Продовження табл. 1.3

Фірма/Модель	Розрядність	Інтегральна нелінійність		Диференційна нелінійність	
		Абсолютне значення (ОМР)	Відносне значення до діапазону перетворення (%)	Абсолютне значення (ОМР)	Відносне значення до діапазону перетворення (%)
Linear Technology/ LTC2611/ LTC2611-1	14	± 6	0,0366	± 1	0,0061
Linear Technology / LTC2601/ LTC2601-1	16	± 6	0,00912	± 4	0,00608
Texas Instruments / DAC7731E	16	± 6	0,00912	± 2	0,00304
Texas Instruments / DAC7664Y	16	± 4	0,00608	± 3	0,00456

Аналіз наведених даних підтверджує, що багаторозрядні ЦАП без вживання спеціальних заходів, по суті, є неточними, оскільки їхні кінцеві похибки не відповідають гіпотетичним значенням допустимих похибок абсолютної та відносної лінійності.

Немонотонність та розриви характеристики перетворення (ХП) неточного двійкового ЦАП відповідним чином впливають і на похибки роботи АЦП, що містить такий ЦАП [26, 58, 70] (рис. 1.7).

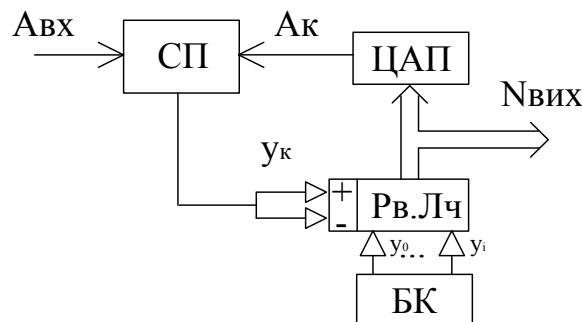


Рисунок 1.7 – Структурна схема АЦП слідкувального типу

Так, наприклад, для 8-розрядного двійкового АЦП слідкувального типу зі значним допуском на елементну базу ($\delta Q = 5\%$) ХП може мати такий вигляд (рис. 1.8).

Тут δQ – відносна похибка задання ваги розряду, що описується таким виразом:

$$\delta Q = \frac{\Delta Q_i}{Q_i}, \quad (1.5)$$

де ΔQ_i – відхилення реальної ваги i -го розряду від свого номінального значення; Q_i – значення аналогової величини (струму або напруги), що відображає реальну вагу i -го розряду пристрою.

На рис. 1.8 $K_{ВИХ}$ – цифровий еквівалент аналогового сигналу; $A_{ВХ}$ – вхідний аналоговий сигнал.

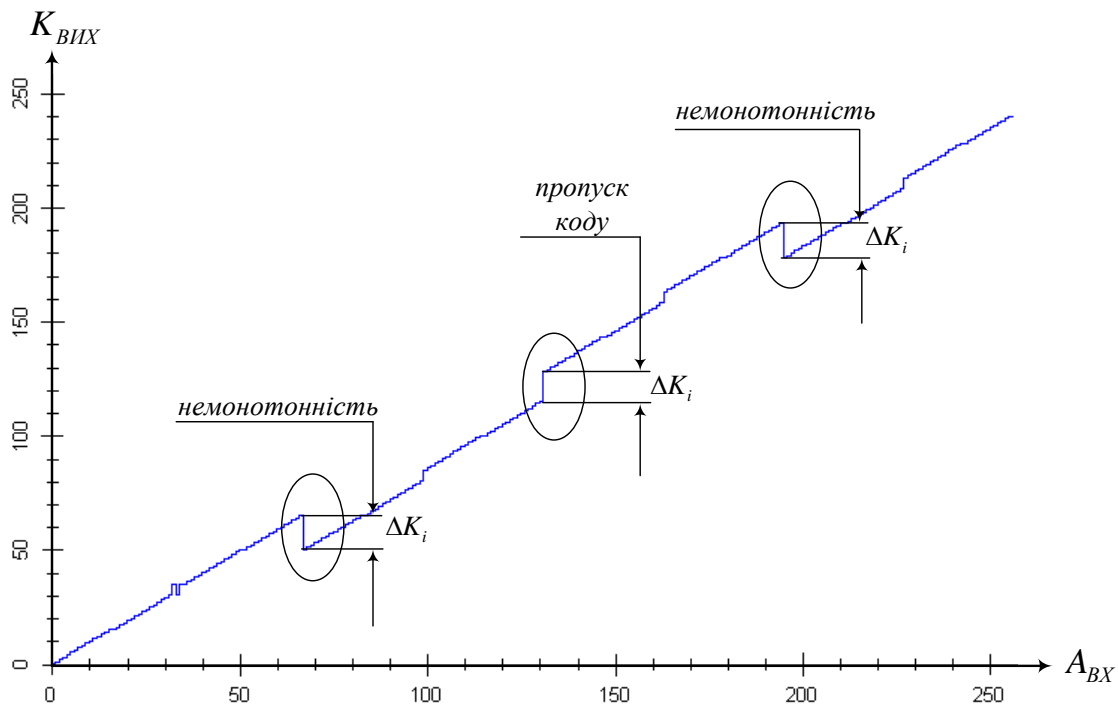
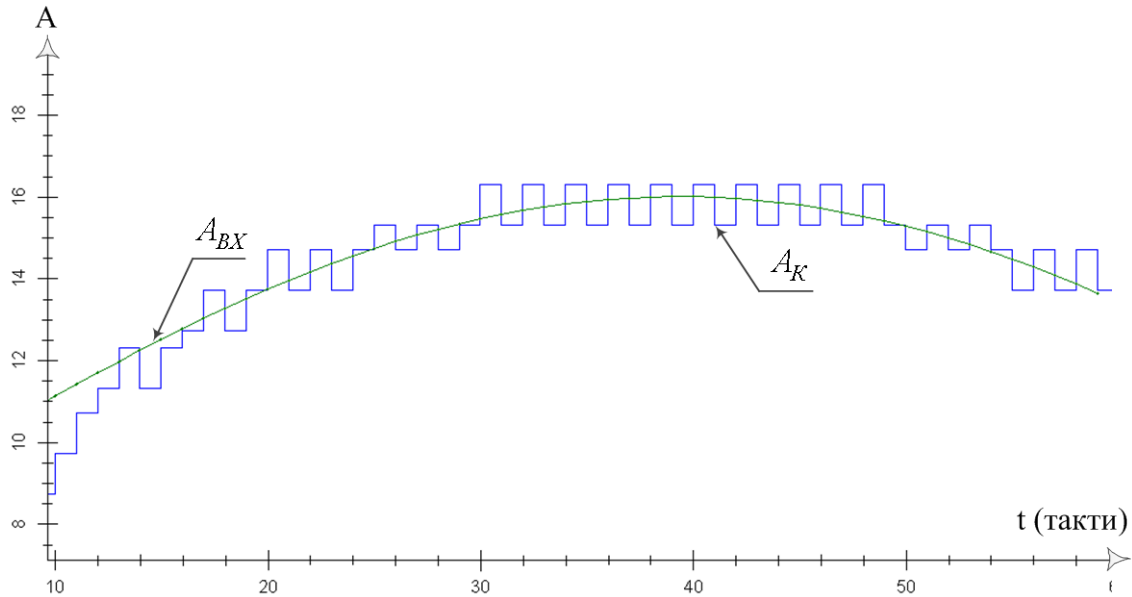


Рисунок 1.8 – ХП двійкового АЦП слідкувального типу

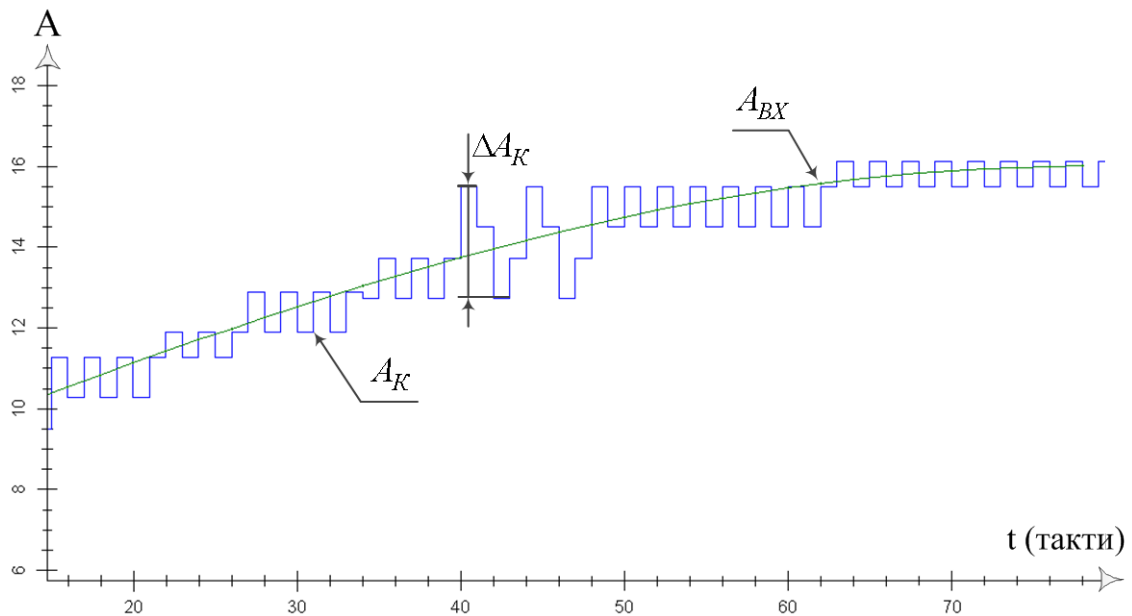
Водночас варто вказати, що в АЦП компенсаційного типу точність та швидкість встановлення компенсаційного аналогового сигналу A_k у значній мірі впливають на точність та швидкість роботи АЦП.

До складу ГКмС у найпростішому випадку входить реверсивний лічильник та ЦАП на основі двійкової СЧ. Варто зазначити, що відхи-

лення ваг розрядів неточного ЦАП від їх номінальних значень призводять до порушення лінійності характеристики перетворення ГКМС, що, зокрема, проявляється у появі на ній стрибків компенсувального аналогового сигналу [110] (рис. 1.9).



а)



б)

Рисунок 1.9 – Часові діаграми процесу врівноваження $A_{вх}$ в АЦП слідкувального типу, побудованому на: а) точному ЦАП; б) неточному ЦАП

Варто відмітити, що немонотонність та пропуски кодів ХП ПФІ спричинені невідповідністю ваг розрядів заданого базису порівняно з вагами реалізованого або поточного базисів. Заданий базис – це такий, що являє собою набір ваг розрядів, значення яких дорівнюють номінальним вагам розрядів. Реалізований та поточний базиси – це такі, що являють собою набір реальних ваг розрядів, що фізично проявляються в реальних АЦП і ЦАП, побудованих на основі заданого базису СЧ, після їх виготовлення та у процесі експлуатації, відповідно [96].

Вказані особливості призводять до зростання вище припустимої норми похибок інтегральної (ІНЛ) та диференційної (ДНЛ) лінійності ХП ПФІ.

Зробимо аналіз похибок каналу ЦА-перетворення, використовуючи структурну схему, що показана на рис. 1.10. Тут ПКС (α -ЦАП) – перетворювач код–струм, який, по суті, є головним компонентом ЦАП; СП – схема порівняння; ПВР – пристрій виділення різниці; ПЕ – пороговий елемент; ЦОП – цифровий обчислювальний пристрій; БУ – блок управління; ГКС – генератор калібрувального сигналу; АК – аналоговий комутатор; ЦК – цифровий комутатор.

Залежно від призначення пристрою, в якому реалізовано канал ЦА-перетворення, він може містити також перетворювач струм–напруга (ПСН), що вносить додаткові похибки.

Виділимо похибки аналогових вузлів у каналі ЦА-перетворення:

1. Температурний дрейф зміщення нуля: перетворювача струм–напруга $\Delta_{0ПН}$, аналогового комутатора $\Delta_{0АК}$, буфера $\Delta_{0Б}$, перетворювача струм–напруга $\Delta_{0ПСН}$;

2. Похибки інтегральної $\Delta_{ІНЛ}$, диференційної $\Delta_{ДНЛ}$ лінійностей, зміщення нуля $\Delta_{0ЦАП}$, суперпозиції ваг розрядів $\Delta_{РОЗ}$ та квантування $\Delta_{КВЦАП}$ ПКС (α -ЦАП);

3. Похибки лінійності характеристики перетворення: перетворювача струм–напруга $\Delta_{ЛН ПСН}$, аналогового комутатора $\Delta_{ЛН АК}$, буфера $\Delta_{ЛН Б}$.

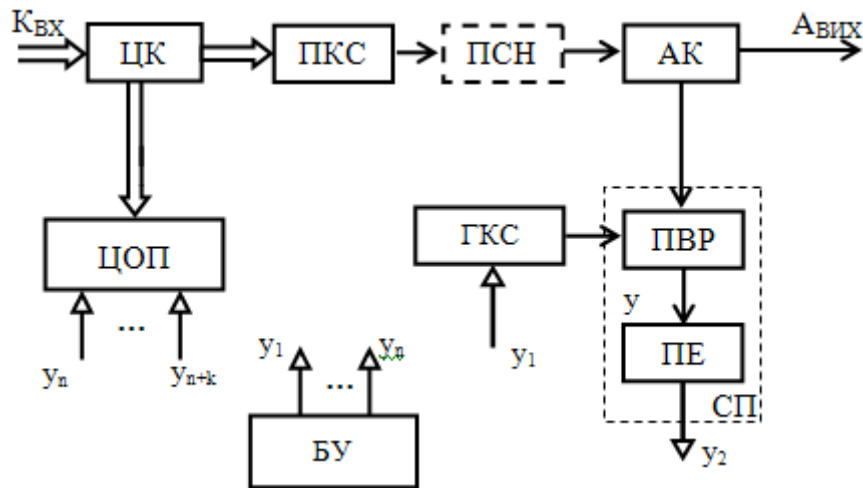


Рисунок 1.10 – Структурна схема каналу ЦА-перетворення

Структурна модель складових статичних похибок каналу ЦА-перетворення показана на рис. 1.11.

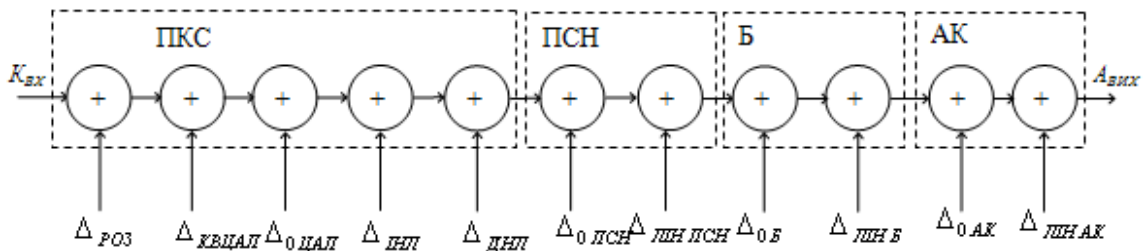


Рисунок 1.11 – Структурна модель складових похибок наскрізного каналу ЦА-перетворення

На виході каналу ЦА-перетворення сигнал A_{BHX} містить похибки усіх аналогових вузлів. При цьому значення A_{BHX} можна представити як

$$A_{BHX} = A_{BHX_{id}} + \Delta_{\Sigma} \text{ ,} \quad (1.6)$$

де $A_{BHX_{id}}$ – це аналоговий еквівалент вхідного цифрового сигналу при відсутності похибок у каналі перетворення; Δ_{Σ} – загальна похибка наскрізного каналу ЦА-перетворення, яку можна оцінити як [136]

$$\Delta_{\Sigma} = \sqrt{\Delta_{\Sigma \text{ ПКС}}^2 + \Delta_{\Sigma \text{ АК}}^2 + \Delta_{\Sigma \text{ Б}}^2 + \Delta_{\Sigma \text{ ПСН}}^2}, \quad (1.7)$$

де $\Delta_{\Sigma \text{ ПКС}}$ – загальна похибка перетворювача код–струм, причому

$$\Delta_{\Sigma \text{ ПКС}} = \sqrt{\Delta_{\text{КВ ЦАП}}^2 + \Delta_{\text{0 ЦАП}}^2 + \Delta_{\text{ІНЛ}}^2 + \Delta_{\text{ДНЛ}}^2 + \Delta_{\text{РОЗ}}^2}; \quad (1.8)$$

$\Delta_{\Sigma \text{ АК}}$ – загальна похибка аналогового комутатора, причому

$$\Delta_{\Sigma \text{ АК}} = \sqrt{\Delta_{\text{0 АК}}^2 + \Delta_{\text{ЛІН АК}}^2}; \quad (1.9)$$

$\Delta_{\Sigma \text{ Б}}$ – загальна похибка буфера, причому $\Delta_{\Sigma \text{ Б}} = \sqrt{\Delta_{\text{0 Б}}^2 + \Delta_{\text{ЛІН Б}}^2};$

$\Delta_{\Sigma \text{ ПСН}}$ – загальна похибка перетворювача струм–напруга, причому

$$\Delta_{\Sigma \text{ ПСН}} = \sqrt{\Delta_{\text{0 ПСН}}^2 + \Delta_{\text{ЛІН ПСН}}^2}. \quad (1.10)$$

Основною вимогою до генерування Ак в АЦП слідкувального типу є те, що крок зміни Ак під час врівноваження Авх не повинен перевищувати значення, що дорівнює сумі значення кванта молодшого розряду та мінімально припустимої статичної похибки.

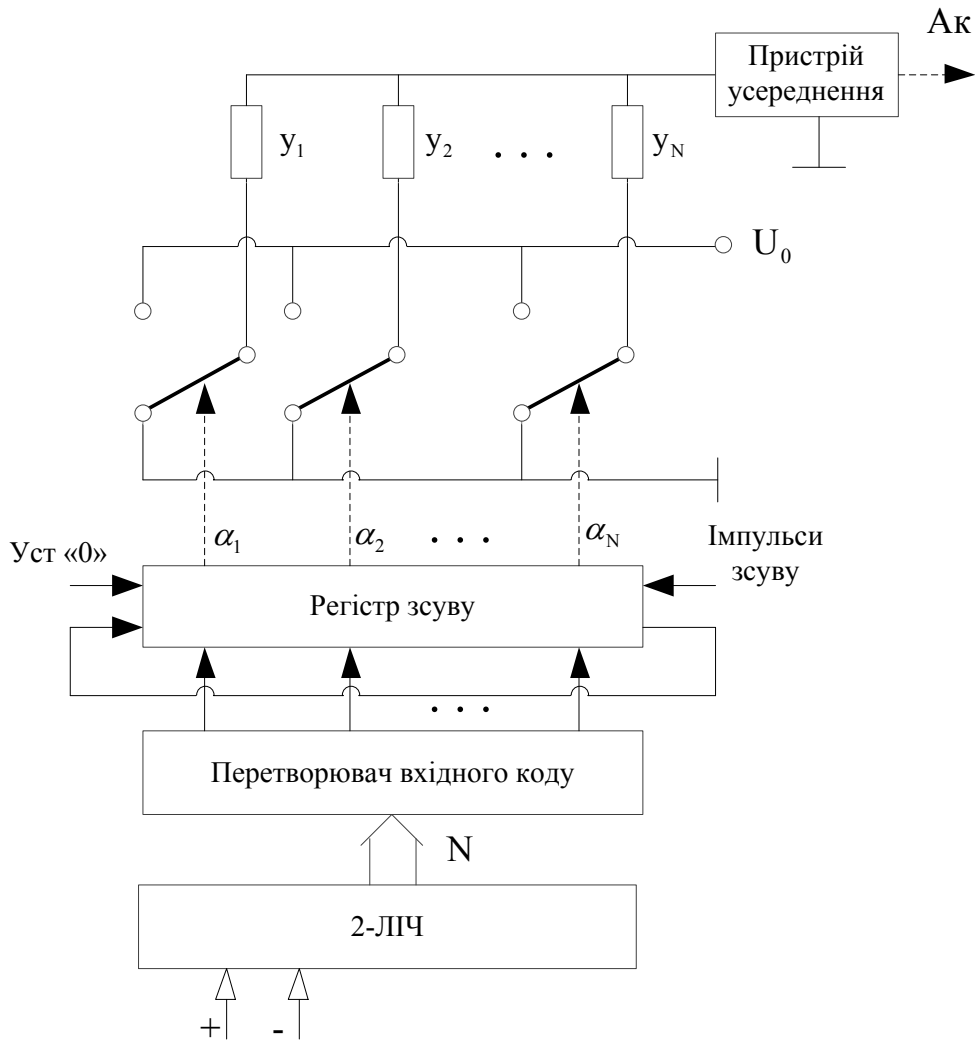
При цьому у ПФІ компенсаційного типу, зокрема слідкувального типу, виникає задача такого формування компенсувального сигналу, похибки якого не залежать від умов навколишнього середовища, а також старіння [61], і не знижують точності перетворення.

1.3 Основні шляхи зменшення похибок багаторозрядних АЦП слідкувального типу

Розглянемо підходи щодо розв’язання цієї задачі. Як правило це вирішується шляхом застосування методів самокоригування інструментальних похибок ваг розрядів ЦАП, оскільки технологічні методи є досить вартісними та дозволяють створювати лише 12-розрядні перетворювачі, похибки яких відповідають заявленій роздільній здатності.

При цьому розрядність АЦП і допуск δQ на параметри елементної бази є визначальними при виборі того чи іншого методу коригування ваг розрядів ЦАП. Варіанти побудови ГКМС для багаторозрядних АЦП слідкувального типу, виконаних на неточних елементах, наведено на рис. 1.12.

На рис. 1.12а показано схему ГКМС, у якій для підвищення точності ЦАП використовується метод усереднення первинних похибок.



а)

Рисунок 1.12 – Структурні схеми ГКМС для АЦП слідкувального типу: а) на основі одиничного ЦАП; б) без коригування похибок ЦАП; в) із коригувальними двійковими ЦАП; г) із коригувальним ЦАП на основі СЧВН

Цей метод базується на використанні одиничної системи числення, зсувного регістра та пристрою усереднення. Недоліком вказаного методу є значне зростання кількості обладнання та складності ЦАП, пов'язане з процедурою усереднення.

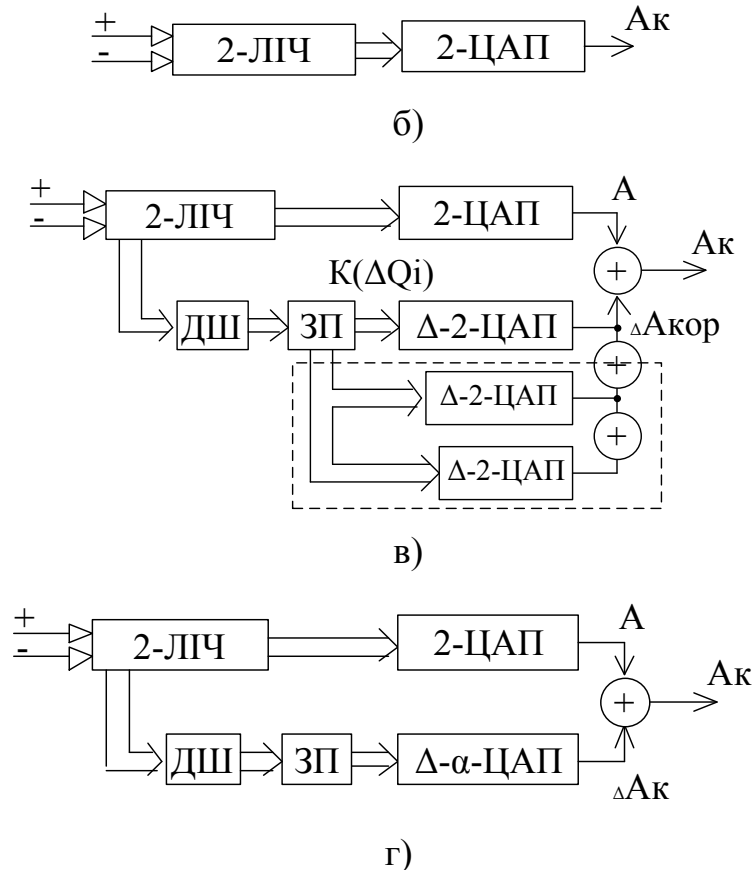


Рисунок 1.12 (продовження) – Структурні схеми ГКМС для АЦП слідкувального типу: а) на основі одиничного ЦАП; б) без коригування похибок ЦАП; в) із коригувальними двійковими ЦАП; г) із коригувальним ЦАП на основі СЧВН

На рис. 1.12б зображено структурну схему ГКМС з використанням двійкового лічильника (2-ЛПЧ) та двійкового ЦАП (2-ЦАП). В цьому варіанті коригування відхилень ваг розрядів відсутнє, а підвищення точності ЦАП можливе тільки схмотехнічними та технологічними шляхами (покращення елементної бази на етапі виготовлення).

Інший підхід (рис. 1.12в) передбачає використання коригувальних двійкових ЦАП (Δ -2-ЦАП), дешифратора (ДШ) та запам'ятовувального пристрою (ЗП), що використовується для збере-

ження кодів $K(Q_i)$ відхилень ваг розрядів основного двійкового ЦАП (2-ЦАП). Аналогові сигнали (основний А та коригувальний $\Delta A_{кор}$) з виходів 2-ЦАП та групи Δ -2-ЦАП підсумовуються на аналоговому суматорі та подаються на вихід ГКМС.

Недоліком такого підходу є використання коригувального ЦАП на основі двійкової СЧ. Це пов'язано з тим, що під час змінення параметрів навколишнього середовища та старіння у такому ЦАП виникають розриви та спотворення характеристики перетворення, що зменшують точність компенсації відхилень ваг розрядів основного ЦАП та приводять до необхідності використання двох, трьох і більше коригувальних ЦАП меншої розрядності.

Варто зазначити, що знаходження відхилень ваг розрядів основного двійкового ЦАП, зображеного на рис. 1.12в, г, передбачає уведення структурної надлишковості у такі ЦАП у вигляді одного додаткового розряду α^* , причому

$$Q^* = Q_0, \quad (1.11)$$

де Q_0 – вага молодшого розряду ЦАП; Q^* – вага додаткового розряду α^* [171].

Використання ЦАП із ВН (Δ - α -ЦАП) у схемі ГКМС (див. рис. 1.12г) дозволяє спростити структуру коригувального ЦАП. Особливістю ЦАП із ВН є нерозривність характеристики перетворення та наявність зон перекриття, що дозволяє не тільки підтримувати заданий рівень похибок перетворення за рахунок використання процедури самокалібрування ваг розрядів виключно в цифровій формі, а й підвищувати точність АЦП, що містять такі ЦАП [58, 60, 112].

Варто відмітити, що у СЧВН присутнє явище подовження розрядної сітки порівняно з класичною двійковою СЧ. Величину подовження можна розрахувати таким чином:

$$\gamma_n = \frac{n_\alpha}{n} = \frac{\ln 2}{\ln \alpha} \approx \frac{0,693}{\ln \alpha}. \quad (1.12)$$

Варто також вказати, що самокалібрування є різновидом коригування і полягає у визначенні відхилень ваг старших «неточних» розрядів шляхом порівняння ваги поточного розряду, що калібрується, з су-

мою ваг певної групи сусідніх молодших розрядів на базі існуючих між ними математичних співвідношень з подальшим обчисленням коригувальних поправок або коригованих значень «неточних» розрядів [58].

В основу стратегій самокалібрування покладено принцип умовного розбиття розрядної сітки перетворювача на групу «неточних» старших розрядів і «точних» молодших [66]. При цьому практично всі ваги розрядів Q є неточними і можуть мати досить значний $1 \div 5\%$ технологічний допуск δQ . У загальному випадку ця характеристика є ймовірнісною і, як правило, підпорядковується нормальному закону розподілу [22], де $f(x)$ – щільність імовірності значень δQ .

Вказана особливість дає можливість використовувати спрощену технологію виготовлення аналогових вузлів і, зокрема, дозволяє відмовитися від лазерного припасування ваг розрядів ЦАП. Це забезпечує цілісність структури матеріалів елементів, їх стабільність і зменшення вартості [58].

Структурну модель складових похибок каналу ЦА-перетворення після проведення самокалібрування можна зобразити так, як показано на рис. 1.13.

Таким чином, на виході каналу ЦА-перетворення після проведення процедури самокалібрування маємо аналоговий сигнал $A_{ВИХ}$ такий, що

$$A_{ВИХ} = A_{ВИХ id} + \Delta_{\Sigma СК}, \quad (1.13)$$

де $\Delta_{\Sigma СК}$ – загальна похибка наскрізного каналу ЦА-перетворення після проведення самокалібрування.

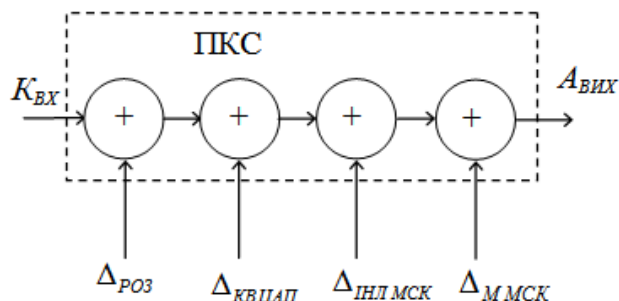


Рисунок 1.13 – Структурна модель некоригованих складових похибок каналу ЦА-перетворення після проведення процедури самокалібрування

На основі аналізу моделі складових похибок наскрізного каналу ЦА-перетворення та моделі складових некоригованих похибок каналу ЦА-перетворення після проведення процедури самокалібрування можна побудувати зведену таблицю (табл. 1.4) похибок ЦАП паралельної дії, що самокалібруються, з ВН.

Таблиця 1.4 – Систематизація складових похибки перетворення ЦАП паралельної дії, що самокалібруються

Кориговані похибки	Некориговані похибки	Частково кориговані похибки
1. Зміщення нуля: - ПСН $\Delta_{0ПСН}$; - АК $\Delta_{0АК}$; - Б $\Delta_{0Б}$; - α -ЦАП $\Delta_{0ЦАП}$. 2. Похибка диференційної лінійності ПКС $\Delta_{ДНЛ}$. 3. Похибка масштабу самокалібрування $\Delta_{ММСК}$	1. Похибки інтегральної лінійності: - ПСН $\Delta_{ЛНПСН}$; - Б $\Delta_{ЛНБ}$; - АК $\Delta_{ЛНАК}$. 2. Похибка квантування ПКС $\Delta_{КВЦАП}$. 3. Похибка суперпозиції ваг розрядів $\Delta_{РОЗ}$ 4. Інтегральна нелінійність самокалібрування $\Delta_{ІНЛМСК}$	1. Похибка інтегральної лінійності ПКС(ЦАП) $\Delta_{ІНЛ}$

Варто зазначити, що перспективними підходами щодо генерування компенсуючого сигналу є такі, що базуються на використанні ЦАП із ВН (α -ЦАП) як коригувального, так і основного у схемі ГКМС та процедури самокалібрування.

Проте варто відмітити, що застосування такого підходу можливе тільки за умови розв'язання задачі побудови генератора кодових комбінацій у СЧВН, що враховував би імовірнісний характер базисів ваг розрядів α -ЦАП на відміну від генераторів кодів на основі жорсткої логіки [54–56] у схемі генерування Ак.

РОЗДІЛ 2

МЕТОДИ ВИСОКОЛІНІЙНОГО СЛІДКУВАЛЬНОГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ІЗ ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ

Слід зазначити, що ЦАП із ВН має нерозривну ХП (у випадку, якщо допуск не виходить за визначені межі [58]), а це надає можливість використання оригінальних методів формування нерозривної компенсувальної аналогової величини в АЦП слідкувального типу на основі СЧВН і, як наслідок, отримання високолінійної ХП.

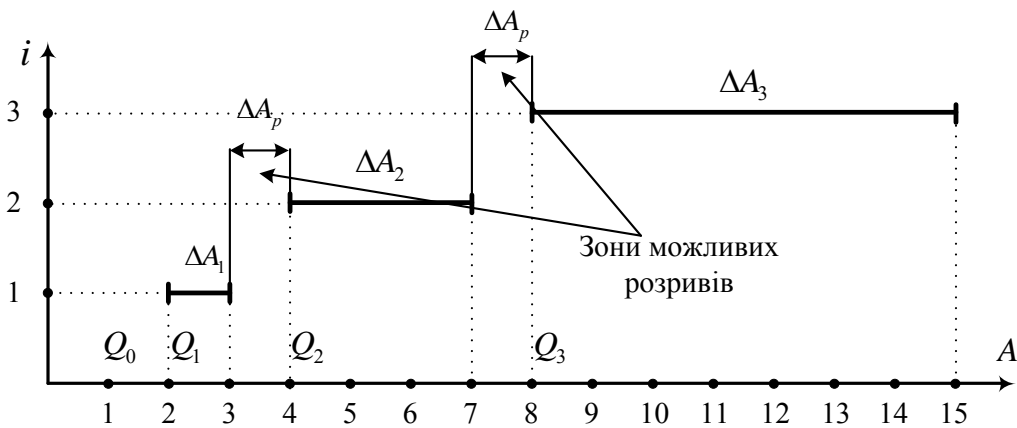
При цьому, наявність ВН в рамках ПФІ істотно змінює характер перетворювальної шкали порівняно із двійковою СЧ. На рис. 2.1 наведено діаграми формування перетворювальних шкал для розрядних сіток ЦАП на основі двійкової СЧ і СЧ із базисом Фібоначчі ($p = 1$) [172]. Тут:

$\Delta A_i = \sum_{j=0}^{i-1} Q_j$ – діапазон перетворювальної шкали для i -го розряду;

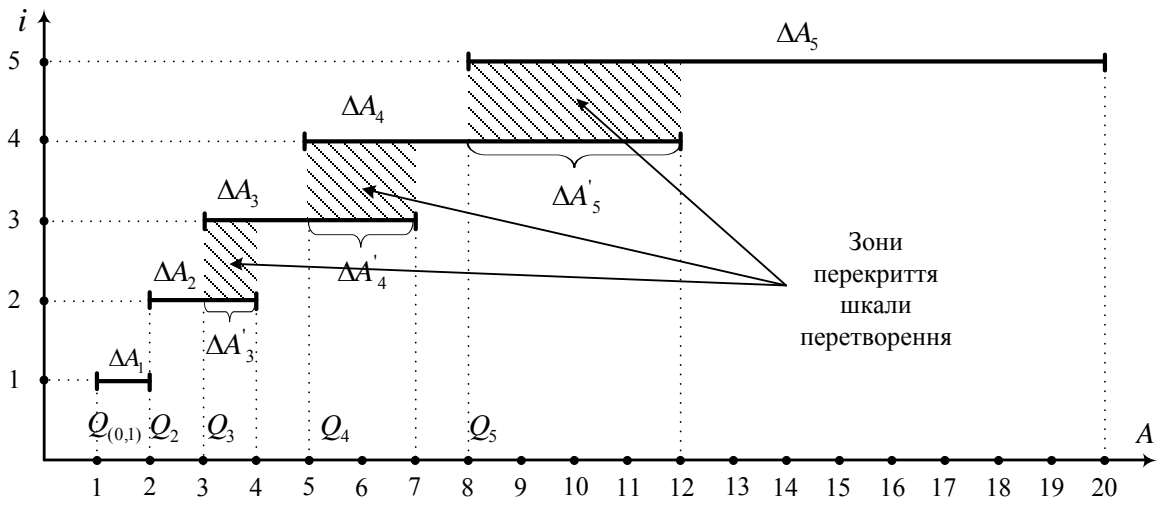
$\Delta A'_i = \sum_{j=0}^{i-1} Q_j - Q_i = \Delta \tilde{Q}_i$ – ширина зони перекриття, або абсолютна вагова надлишковість для i -го розряду. Так, у випадку двійкової СЧ перекриття відсутні. Це виникає внаслідок її нульової ВН. При цьому зони можливих розривів шкали перетворення на рис. 2.1 позначені як ΔA_p .

У випадку СЧВН із базисом Фібоначчі ($p = 1$) для $i = 3, 4, 5$, відповідно, мають місце зони перекриття шкали перетворення: $\Delta A'_3 = 1$; $\Delta A'_4 = 2$; $\Delta A'_5 = 4$.

Саме ця особливість є аргументом того, що у випадку побудови ЦАП на основі СЧВН є можливість використання принципово нових процедур генерування компенсувального сигналу (A_K) в АЦП слідкувального типу, що забезпечують високу лінійність ХП вказаного ПФІ.



а



б

Рисунок 2.1 – Перетворювальні шкали: а) двійкової СЧ; б) СЧВН на базі ряду Фібоначчі

2.1 Метод підвищення лінійності багаторозрядних АЦП слідкувального типу на основі таблиці перетворення «цифровий еквівалент–робочий код»

Так, генерування компенсувального сигналу пристроєм, в якому застосовується метод підвищення лінійності характеристики перетворення багаторозрядних АЦП слідкувального типу з ВН, що базується на самокалібруванні з використанням таблиці перетворення «цифровий еквівалент–робочий код», умовно можна розділити на декілька етапів.

Першим етапом є самокалібрування ваг розрядів ЦАП із ВН, що входить до складу АЦП із перериванням процедури основного перетворення. При цьому, здійснюється обчислення коригувальних поправок або коригованих значень «неточних» розрядів [60]. Результатом виконання процедури самокалібрування, блок-схему алгоритму якої показано на рис. 2.2, є збережені у пам'яті цифрові еквіваленти реальних ваг розрядів ЦАП.

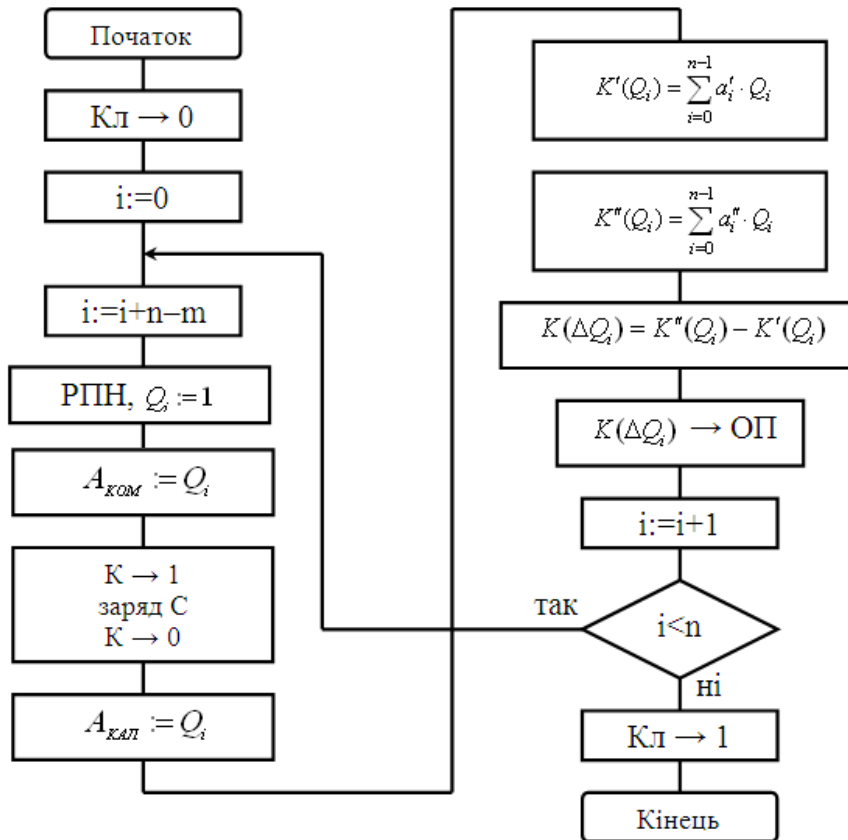


Рисунок 2.2 – Блок-схема алгоритму самокалібрування

Для генерування A_K в АЦП слідкувального типу із ВН, згідно з таким методом, використовується таблиця перетворення «цифровий еквівалент–робочий код» ($K_{BX} \rightarrow N_p$). Вказана таблиця являє собою сукупність пар кодових слів у двійковій СЧ (K_{BX}) та відповідних їм КК у СЧВН (N_p). Для складання вказаної таблиці використовується лічильник у двійковій СЧ та перетворювач «цифровий еквівалент–робочий код» [163].

Для пояснення суті таблиці перетворення $K_{BX} \rightarrow N_P$ розглянемо узагальнену операторну схему АЦ-перетворення з ВН, що може бути представлена таким чином:

$$A_{BX} \rightarrow A_K \rightarrow N_P \rightarrow K_{BIX}(A_K), \quad (2.1)$$

де A_{BX} – це вхідний аналоговий сигнал; A_K – компенсувальний аналоговий сигнал, причому $A_K = \sum_0^{n_a-1} a_i Q_i$; $N_P \in \{a_{n_a-1}, \dots, a_1, a_0\}$ – робочий код; $K_{BIX}(A_K)$ – цифровий еквівалент компенсувального аналогового сигналу, що визначається як

$$K_{BIX} = \sum_0^{n_a-1} a_i K(Q_i), \quad (2.2)$$

де $K(Q_i)$ – цифровий еквівалент двійкового коду реальної ваги i -го розряду ПФІ.

Блок-схему алгоритму формування таблиці перетворення $K_{BX} \rightarrow N_P$ наведено на рис. 2.3. Приклад вказаної таблиці для 11-розрядного АЦП слідкувального типу на основі СЧВН із основою СЧ $\alpha = 1,618$ наведено у табл. 2.1.

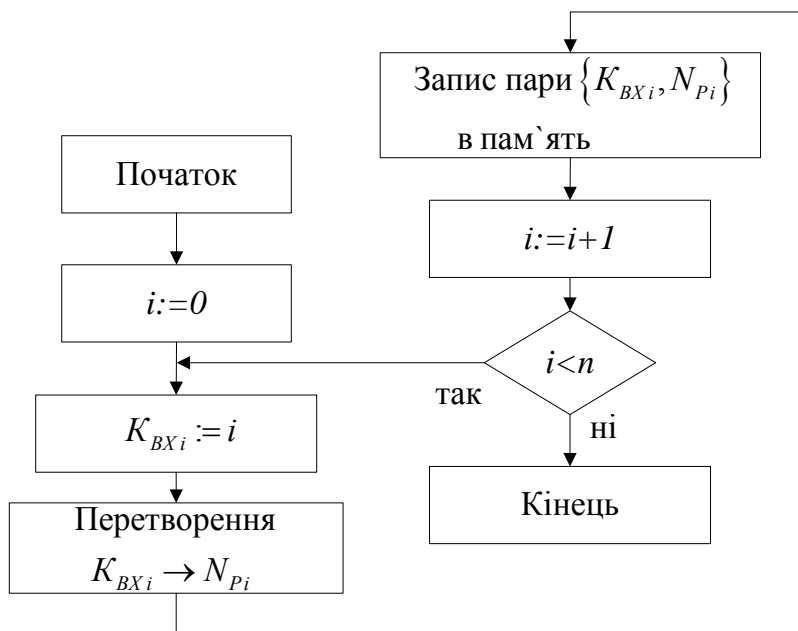


Рисунок 2.3 – Блок-схема алгоритму формування таблиці перетворення $K_{BX} \rightarrow N_P$

Таблиця 2.1 – Таблиця перетворення $K_{BX} \rightarrow N_p$

i	K_{BXi}	N_{Pi}
0	00000000	000000000000
1	00000001	000000000001
2	00000010	000000000010
3	00000011	000000000100
4	00000100	000000000101
5	00000101	000000001000
6	00000110	000000001010
...

2.2 Метод лінеаризації характеристики перетворення багаторозрядних АЦП слідкувального типу шляхом самокалібрування на основі межових кодових комбінацій

Іншим методом генерування високолінійного компенсувального аналогового сигналу на базі ЦАП із ВН є такий, що базується на самокалібруванні з використанням межових КК.

У цьому випадку процедура підвищення лінійності стрибкоподібної ХП АЦП слідкувального типу з ВН зводиться до пошуку межових (сусідніх) кодових комбінацій (КК) в ПФІ вказаного типу.

Межові КК – це такі коди (N_i' та N_i''), аналогові еквіваленти яких відрізняються не більше ніж на значення одного молодшого кванта ПФІ. Наявність вказаних КК пояснюється властивістю багатозначності зображення величин у СЧВН [58, 172].

Для межових КК виконується така рівність:

$$A_i'' = A_i', \quad (2.3)$$

де A_i'' – аналоговий еквівалент коду N_i'' , причому $A_i'' = \sum a_i'' \cdot Q_i$, де a_i'' – розрядні коефіцієнти коду N_i'' ; Q_i – ваги розрядів ПФІ; A_i' – аналоговий еквівалент коду N_i' , причому

$$A_i' = \sum a_i' \cdot Q_i, \quad (2.4)$$

де a_i' – розрядні коефіцієнти коду N_i' .

В основу методу підвищення лінійності ХП АЦП слідкувального типу з ВН за допомогою межових КК також покладено принцип умовного розбиття розрядної сітки перетворювача на групу «неточних» m старших розрядів і «точних» $n-m$ молодших (рис. 2.4).

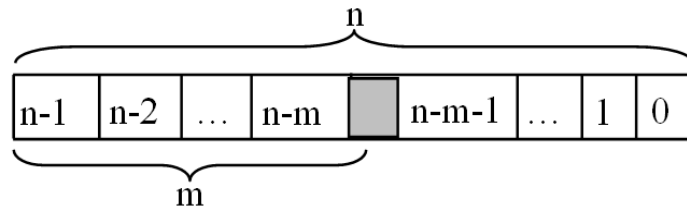


Рисунок 2.4 – Модель розрядної сітки ЦАП у режимі цифрового самокалібрування

Належність до «точних» молодших розрядів вибирається з умови, що їх абсолютні відхилення не перевищують половини молодшого значимого кванта. При цьому межові КК шукаються тільки для групи «неточних» розрядів.

Пошук межових КК для кожного «неточного» i -го розряду здійснюється з використанням алгоритму порозрядного наближення [58]. При цьому виконується двократне врівноваження допоміжного сигналу $A_{\text{калі}}^i$ із вмиканням і без вмикання i -го розряду.

Результатом подвійного врівноваження кожного «неточного» i -го розряду є межові комбінації вигляду, наведеного в табл. 2.2. Тут A_i є аналоговим еквівалентом відповідної межової комбінації.

Алгоритм пошуку межових КК зображено на рис. 2.5. Варто зазначити, що результати пошуку межових КК можуть багатократно використовуватися у процесі основного перетворення, аж поки не виникне потреба здійснювати повторну процедуру.

Таблиця 2.2 – Межові КК

Q_i	128,86	75,00	46,78	29,60	17,50	10,50	6,98	4,00	2,71	1,64	1,00	A_i
N_i'	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	29,60
N_i''	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	29,00

Причому критерієм для проведення чергової процедури пошуку межових КК слугує рівень зміни ваг розрядів ПФІ, що у свою чергу залежать від змінення параметрів навколишнього середовища або часу старіння.

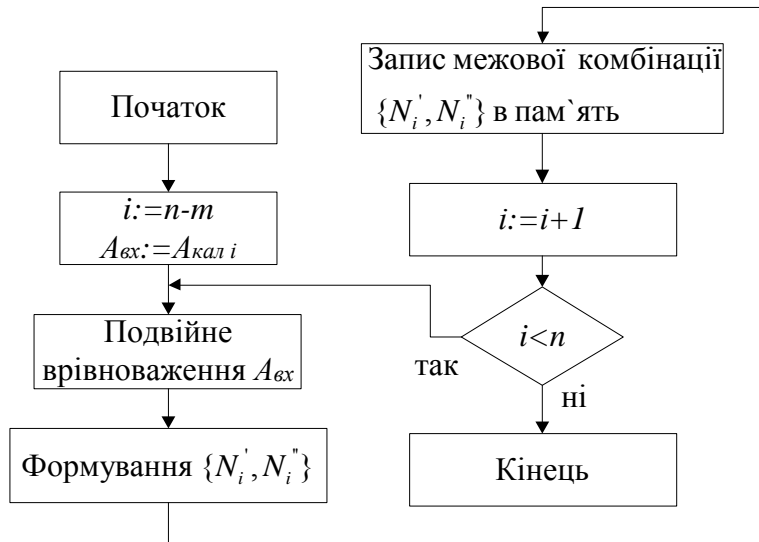


Рисунок 2.5 – Алгоритм пошуку межових КК

У процесі формування A_k в АЦП слідкувального типу кодові комбінації в лічильному пристрої постійно змінюються.

При цьому, згідно із запропонованим методом підвищення лінійності за допомогою межових КК правило лічби (зміни КК у регістрі Rg лічильного пристрою) у ПФІ задається таким виразом:

$$Rg.N = \begin{cases} N_i', & \text{якщо } Rg.N := N_i''; \\ N_i'', & \text{якщо } Rg.N := N_i', \end{cases} \quad (2.5)$$

де $Rg.N$ – код в регістрі лічильного пристрою АЦП слідкувального типу.

На рис. 2.6 наведено графічне зображення процедури підвищення лінійності або лінеаризації («зшивання») стрибкоподібної ХП 11-розрядного ЦАП із ВН на основі СЧВН із $\alpha = 1,618$ зі значними відхиленнями ваг розрядів від їх номінальних значень на основі запропонованого методу.

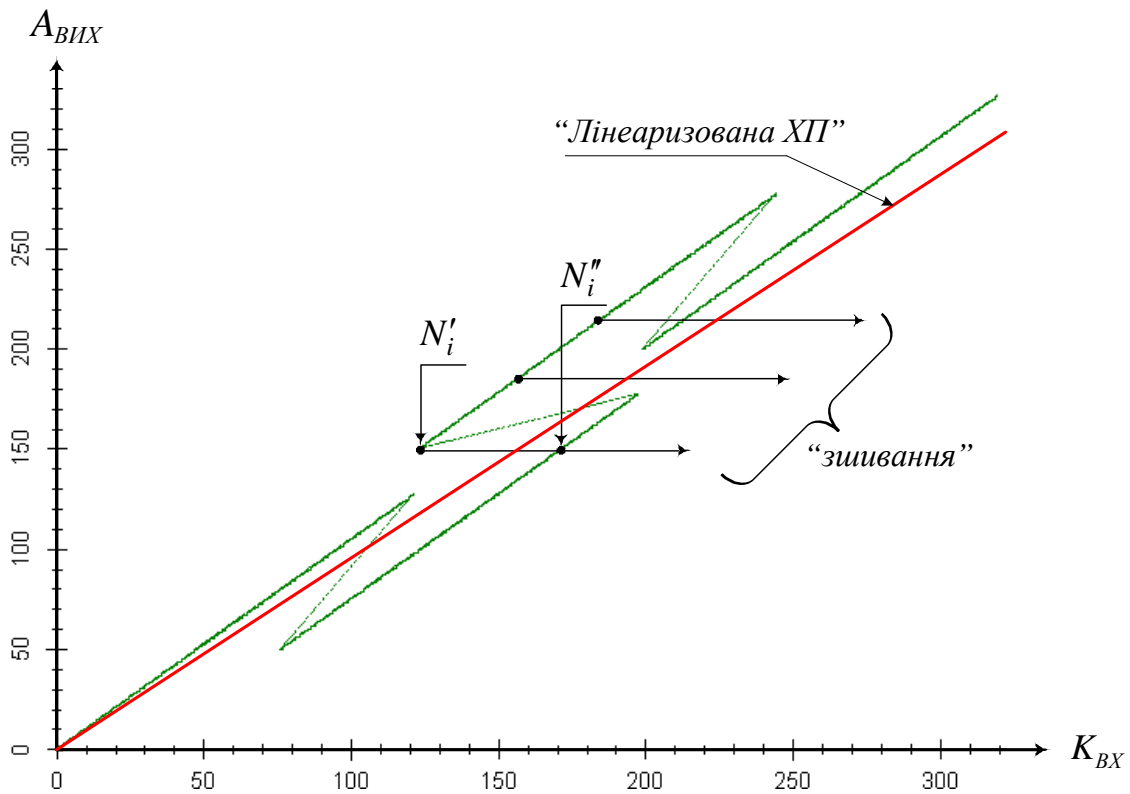


Рисунок 2.6 – Графічне зображення лінеаризації стрибкоподібної ХП неточного ЦАП із ВН

Варто вказати, що при цьому ваги розрядів ЦАП мають значення, наведені в табл. 2.3, а графік ХП ЦАП із ВН будується шляхом послідовного перебору всіх можливих КК таким чином, як це зображено в табл. 2.4.

Таблиця 2.3 – Цифрові еквіваленти реальних ваг розрядів ЦАП із ВН

№ розряду	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
$K(Q_i)$	128,86	75,00	46,78	28,94	17,50	11,00	6,98	4,00	2,71	1,64	1,00

Таблиця 2.4 – Кодові комбінації ХП ЦАП із ВН

№ КК	a_{10}	a_9	a_8	a_7	a_6	a_5	a_4	a_3	a_2	a_1	a_0	K_{BX}	$A_{ВНХ}$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0,99
...
1023	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	197,35	195,66
1024	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	122,96	128,86
...
2046	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	319,32	323,53
2047	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	320,32	324,52

2.3 Похибки генераторів компенсувального сигналу на базі ЦАП із ваговою надлишковістю

Оскільки, як уже було зазначено в першому розділі, в АЦП слідкувального типу точність встановлення компенсувального аналогового сигналу A_k у значній мірі впливають на точність роботи АЦП, то аналіз похибок АЦП слідкувального типу з ВН доцільно почати з аналізу похибок генераторів компенсувального сигналу на базі ЦАП із ВН.

Так, структурна схема ГКМС на базі ЦАП із ВН зображена на рис. 2.7. Тут α -РЛЧ – реверсивний лічильник у СЧВН; α -ЦАП – ЦАП із ВН.

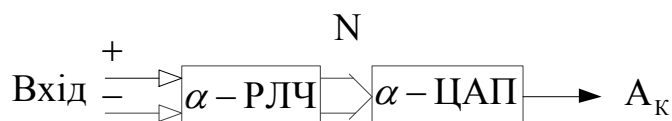


Рисунок 2.7 – Узагальнена структурна схема ГКМС

Специфічною особливістю зображення чисел у СЧВН з дробовими (іраціональними) вагами розрядів ($\alpha = \sqrt{2}; \frac{1+\sqrt{5}}{2}$; Фібоначчі тощо) є методична похибка ΔK , що виникає внаслідок обмеження довжини розрядної сітки. Для зменшення вказаної похибки можна вико-

ристовувати подовжену розрядну сітку. Так, приклад зображення ряду натуральних чисел у СЧВН із $\alpha = 1,618$ із подовженою розрядною сіткою наведено у табл. 2.5.

Тут $K(Q_i)$ – цифровий еквівалент ваги i -го розряду СЧВН; K – цифровий еквівалент коду, причому

$$K = \sum_0^{n_\alpha-1} a_i K(Q_i), \quad (2.6)$$

де a_i – розрядні коефіцієнти коду.

Варто відмітити, що похибка ΔK відсутня у випадку використання СЧВН із цілочисловими вагами розрядів, наприклад, у СЧ на основі p -чисел Фібоначчі.

Однак недоліком такого варіанту є значна складність реалізації у зв'язку з необхідністю використання нерегулярної структури при побудові ЦАП [66, 168].

Таблиця 2.5 – Представлення натуральних чисел у СЧВН

n_α	4	3	2	1	0	-1	-2	-3	-4		
$K(Q_i)$	α^4	α^3	α^2	α^1	α^0	α^{-1}	α^{-2}	α^{-3}	α^{-4}		
	6,853	4,235	2,617	1,618	1	0,618	0,381	0,236	0,145		
Код (N) Число										K	ΔK
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0
2	0	0	0	0	1	1	1	0	0	2,001	0,001
3	0	0	0	1	1	0	1	0	0	3	0
4	0	0	1	0	1	0	1	0	0	4	0
...											
9	1	0	0	0	1	1	1	0	1	9,001	0,001
10	1	0	0	1	1	0	1	0	1	10	0
11	1	0	1	0	1	0	1	0	1	11	0

Для аналізу статичних похибок ГКМС, побудованих на неточному ЦАП із ВН, для багаторозрядних АЦП слідкувального типу, доцільно розглянути узагальнену структурну схему ГКМС із ВН.

Аналізуючи похибки окремих елементів, що входять до структури ГКМС (див. рис. 2.7), та характер їх впливу на компенсувальний ана-

логовий сигнал, можна запропонувати структурну модель складових похибок каналу ГКМС, що представлена на рис. 2.8. Тут Δ_0 – похибка зміщення нуля α -ЦАП; δ_Q – допуск на формування ваг розрядів α -ЦАП, який дорівнює приведеному значенню похибки завдання ваг розрядів α -ЦАП і розраховується як

$$\delta_Q = \frac{\Delta_Q}{D_{PP}}, \quad (2.7)$$

де Δ_Q – похибка завдання ваг розрядів α -ЦАП, що може розраховуватись як $\Delta_Q = \sum_0^{n_a-1} \Delta Q_i$; D_{PP} – діапазон перетворення ЦАП; $A(N)$ – аналоговий еквівалент коду ЦАП, причому

$$A(N) = \sum_0^{n_a-1} a_i \cdot Q_i, \quad (2.8)$$

де Q_i – аналогова величина, що відповідає вазі i -го розряду α -ЦАП.

При цьому компенсувальний сигнал на виході ГКМС, побудованому на неточному ЦАП із ВН, можна представити як

$$A_K = A(N) + A(N) \cdot \delta_Q + \Delta_0. \quad (2.9)$$

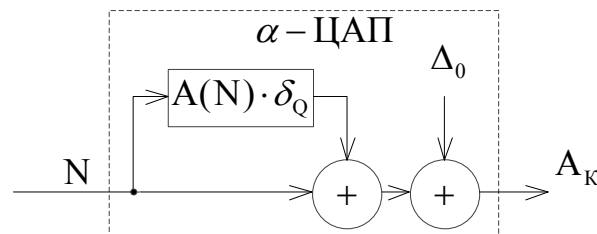


Рисунок 2.8 – Структурна модель складових похибки ГКМС на базі ЦАП із ВН

Абсолютну похибку формування компенсувального аналогового сигналу можна задати як

$$\Delta A = A_{KH} - A_K, \quad (2.10)$$

де A_{KH} – аналоговий сигнал на виході ГКМС, побудованому на точному ЦАП із ВН, причому

$$A_{KH} = A(N). \quad (2.11)$$

Таким чином,

$$\Delta A = A(N) - A(N) - A(N) \cdot \delta_Q - \Delta_0 = -A(N) \cdot \delta_Q - \Delta_0. \quad (2.12)$$

Для зменшення статичних похибок ГКМС, побудованих на неточному ЦАП із ВН, пропонується використовувати запропоновані методи підвищення лінійності ХП багаторозрядних АЦП слідкувального типу з ВН, а саме: на основі самокалібрування з використанням таблиці перетворення «цифровий еквівалент–робочий код» та на основі самокалібрування з використанням межових КК.

Так, схема ГКМС, що реалізує метод підвищення лінійності ХП на основі таблиці перетворення «цифровий еквівалент–робочий код» (рис. 2.9), містить: 2-ЛЛЧ – двійковий лічильник; ДШ – дешифратор адрес пам'яті запам'ятовувального пристрою (ЗП).

Аналіз похибок окремих елементів, що входять до структури ГКМС на рис. 2.9 та характер їх впливу на компенсувальний аналоговий сигнал, доцільно здійснювати за допомогою запропонованої структурної моделі складових похибок каналу перетворення, що наведена на рис. 2.10.

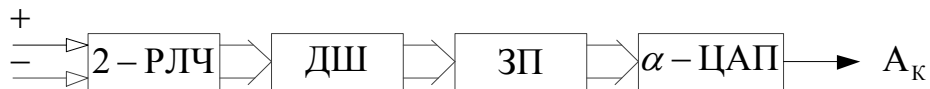


Рисунок 2.9 – Схема ГКМС, що реалізує метод підвищення лінійності ХП на основі таблиці перетворення «цифровий еквівалент–робочий код»

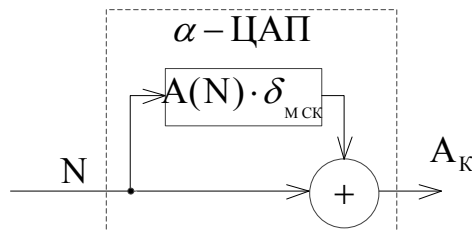


Рисунок 2.10 – Структурна модель складових похибки ГКМС, що реалізує метод підвищення лінійності ХП на основі таблиці перетворення «цифровий еквівалент–робочий код»

Тут $\delta_{МСК}$ – приведенне значення методичної похибки визначення ваг розрядів α -ЦАП шляхом самокалібрування, що розраховується як

$$\delta_{МСК} = \frac{\Delta_{МСК}}{D_{ПР}}, \quad (2.13)$$

де $\Delta_{МСК}$ – методична похибка визначення ваг розрядів α -ЦАП, отриманих шляхом самокалібрування.

Варто зазначити, що $\Delta_{МСК}$ може розраховуватись як

$$\Delta_{МСК} = \sum_{i=n-m}^{n-1} \Delta \widehat{Q}_i, \quad (2.14)$$

де $\Delta \widehat{Q}_i$ – похибки визначення ваг неточних розрядів.

Причому, якщо при визначенні відхилень ваг старших розрядів не враховувати відхилення ваг молодших розрядів, то похибку будь-якого неточного k -го розряду (СЧВН на основі ряду Фібоначчі) можна визначити як [65]

$$\begin{aligned} \Delta \widehat{Q}_{n-m+k} = & \sum_{j=0}^k \phi_p(j) \Delta \widetilde{Q}_{n-m+k-j} + \phi_p(k+1) \Delta Q_{n-m-1} + \\ & + \sum_{j=0}^{k-1} \phi_p(k-p+1+j) \Delta \widetilde{Q}_{n-m-j-2}, \end{aligned} \quad (2.15)$$

де $\phi_p(k)$ – k -те число з ряду p -чисел Фібоначчі.

Таким чином, компенсувальний сигнал на виході ГКМС можна представити як

$$A_K = A(N) + A(N) \cdot \delta_{МСК}. \quad (2.16)$$

Провівши підстановку останнього виразу в вираз 2.10, маємо:

$$\Delta A = \Delta A_{ПП} = A(N) - A(N) - A(N) \cdot \delta_{МСК} = -A(N) \cdot \delta_{МСК}. \quad (2.17)$$

Аналізуючи похибки окремих елементів, що входять до структури ГКМС (рис. 2.11), що реалізує метод підвищення лінійності ХП на основі межових КК, та характер їх впливу на компенсувальний аналоговий сигнал, можна запропонувати структурну модель складових похибок каналу ГКМС (рис. 2.12). На рис. 2.11: ЦСП – цифрова схема порівняння; БВМК – блок вибору послідовності межових КК.

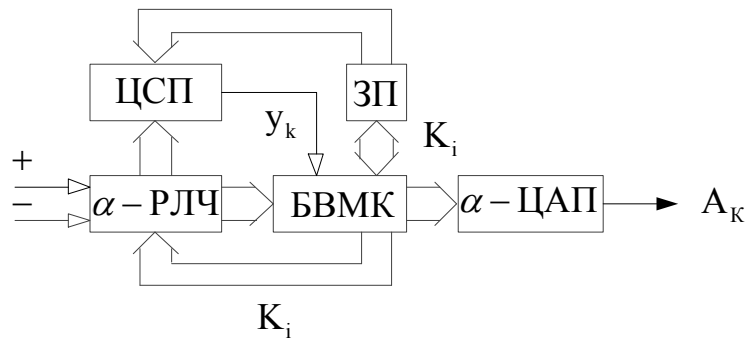


Рисунок 2.11 – Схема ГКМС, що реалізує метод лінеаризації ХП на основі межових КК

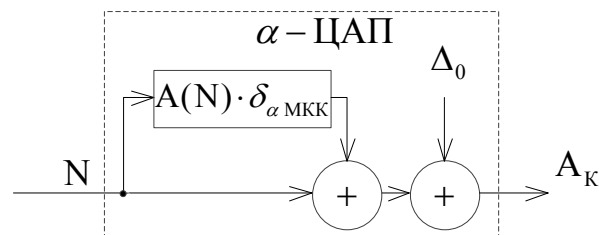


Рисунок 2.12 – Структурна модель складових похибки ГКМС, що реалізує метод лінеаризації ХП на основі межових КК

На рис. 2.12: Δ_0 – похибка зміщення нуля α -ЦАП; $\delta_{\alpha_{MKK}}$ – приведенне значення скоригованої похибки, що виникає на межі сусідніх кодових комбінацій α -ЦАП, причому

$$\delta_{\alpha_{MKK}} = \frac{\Delta_{\alpha_{MKK}}}{D_{PP}}, \quad (2.18)$$

де $\Delta_{\alpha_{MKK}}$ – скориговане значення похибки, що виникає на межі сусідніх кодових комбінацій α -ЦАП:

$$\Delta_{\alpha MKK} = \Delta_Q - \sum_{i=n-m}^{n-1} \Delta Q_i. \quad (2.19)$$

Таким чином, компенсувальний сигнал на виході ГКМС можна представити як

$$A_K = A(N) + A(N) \cdot \delta_{\alpha MKK} + \Delta_0. \quad (2.20)$$

Провівши підстановку останнього виразу в вираз 2.10, маємо:

$$\begin{aligned} \Delta A = \Delta A_{MKK} &= A(N) - A(N) - A(N) \cdot \delta_{\alpha MKK} - \Delta_0 = \\ &= -A(N) \cdot \delta_{\alpha MKK} - \Delta_0. \end{aligned} \quad (2.21)$$

2.4 Похибки багаторозрядних АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються

Аналізуючи елементи, що входять до структури АЦП слідкувального типу (див. рис. 1.6), та характер їх впливу на результат перетворення, можна запропонувати структурну модель складових похибок АЦП слідкувального типу із ВН, що представлена на рис. 2.13.

Тут $\Delta_{др}$ – похибка дрейфу нуля СП; η' – зона нечутливості порогового елемента (ПЕ); $\Delta\eta'$ – похибка зони нечутливості ПЕ; α -ЦАП – ЦАП із ВН; Δ_0 – зміщення нуля α -ЦАП; α -РЛЧ – лічильник у СЧВН; δ_Q – приведені значення похибки завдання ваг розрядів α -ЦАП [108].

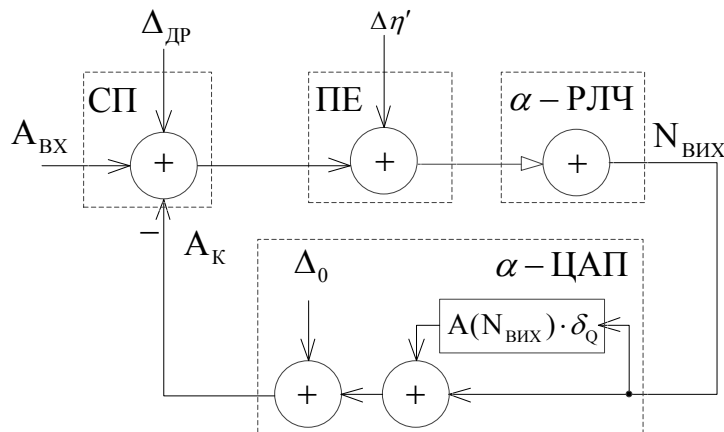


Рисунок 2.13 – Структурна модель складових похибок АЦП слідкувального типу із ВН

Оскільки результатом перетворення A_{BX} вважається цифровий еквівалент $K(A_K)$ саме компенсувального сигналу A_K , то і оцінювання похибки АЦП слідкувального типу доцільно здійснювати через аналіз похибок A_K .

Так, умова статичної рівноваги АЦП слідкувального типу [132]:

$$\left| A_{BX} + \Delta_{DP} - A_K \right| \leq \eta' + \Delta\eta'. \quad (2.22)$$

При цьому

$$A_K = A(N_{BHX}) + A(N_{BHX}) \cdot \delta_Q + \Delta_0, \quad (2.23)$$

де $A(N_{BHX})$ – номінальне значення компенсувального аналогового сигналу:

$$A(N_{BHX}) = \sum_0^{n_\alpha-1} a_i \cdot Q_{i\alpha}, \quad (2.24)$$

де $Q_{i\alpha}$ – аналогова величина, що відповідає номінальній вазі i -го розряду α -ЦАП; a_i – розрядні коефіцієнти N_{BHX} ; n_α – розрядність α -ЦАП.

З урахування викладеного маємо:

$$\begin{aligned} \left| A_{BX} + \Delta_{DP} - A(N_{BHX}) - A(N_{BHX}) \cdot \delta_Q - \Delta_0 \right| &\leq \eta' + \Delta\eta'; \\ \left| A_{BX} + \Delta_{DP} - A(N_{BHX}) \cdot (1 + \delta_Q) - \Delta_0 \right| &\leq \eta' + \Delta\eta', \end{aligned}$$

або ж

$$A(N_{BHX}) \leq \frac{A_{BX} + \Delta_{DP} - \Delta_0 \pm (\eta' + \Delta\eta')}{1 + \delta_Q}. \quad (2.25)$$

Абсолютне значення похибки можна визначити як

$$\Delta A(N_{BHX}) = \left| A(N_{BHX})_{i\alpha} - A(N_{BHX}) \right|, \quad (2.26)$$

де $A(N_{BHX})_{i\alpha}$ – результат перетворення при відсутності похибок.

Вважаючи, що $A(N_{ВНХ})_{i0} = A_{ВХ}$, маємо:

$$\begin{aligned} \Delta A(N_{ВНХ}) &= \left| A_{ВХ} - \frac{A_{ВХ} + \Delta_{ДР} - \Delta_0 \pm (\eta' + \Delta\eta')}{1 + \delta_Q} \right| = \\ &= \left| A_{ВХ} \cdot \left[1 - \frac{1}{1 + \delta_Q} \right] + \frac{\Delta_{ДР} - \Delta_0 \pm (\eta' + \Delta\eta')}{1 + \delta_Q} \right|. \end{aligned} \quad (2.27)$$

Отриманий вираз дає можливість оцінити характер та ступінь впливу основних складових похибки на кінцевий результат перетворення АЦП слідкувального типу.

Водночас, використання СЧВН та СК в АЦП слідкувального типу дає можливість значно покращити точнісні та вартісні характеристики таких перетворювачів [108].

Розглянемо структури багаторозрядних АЦП слідкувального типу із ВН, що використовують запропоновані методи підвищення лінійності характеристики перетворення (рис. 2.14) [104].

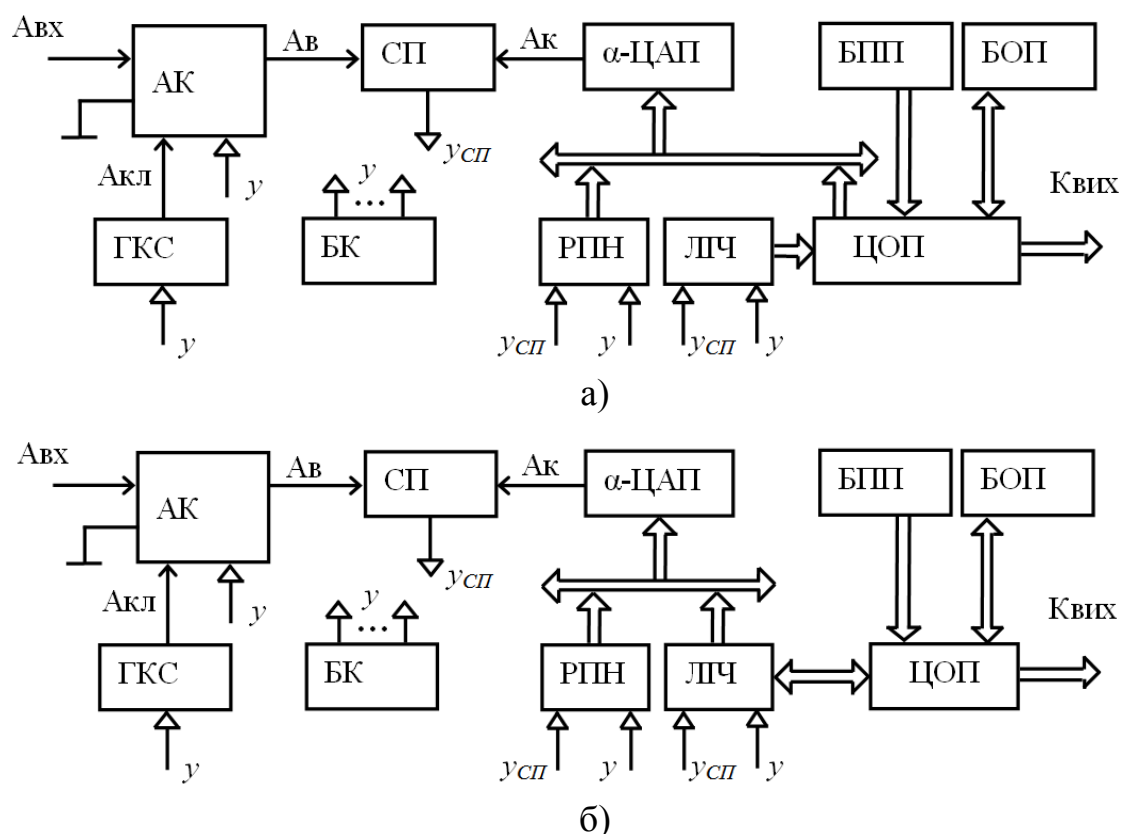
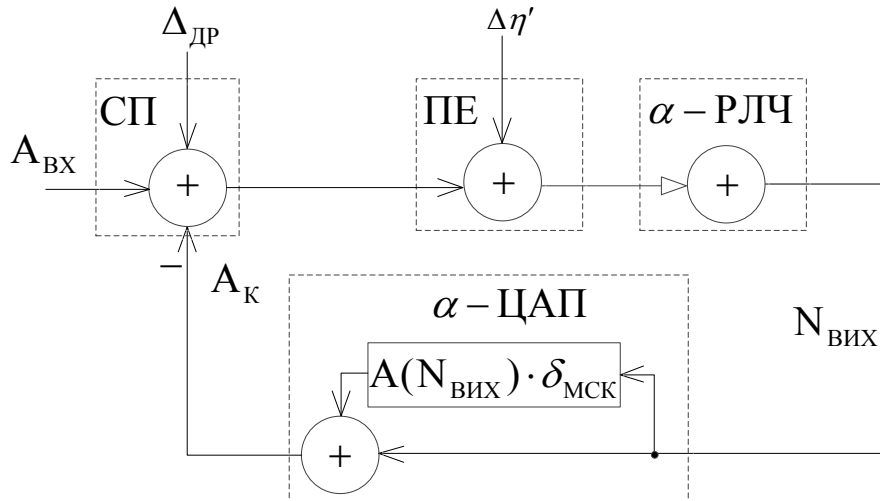
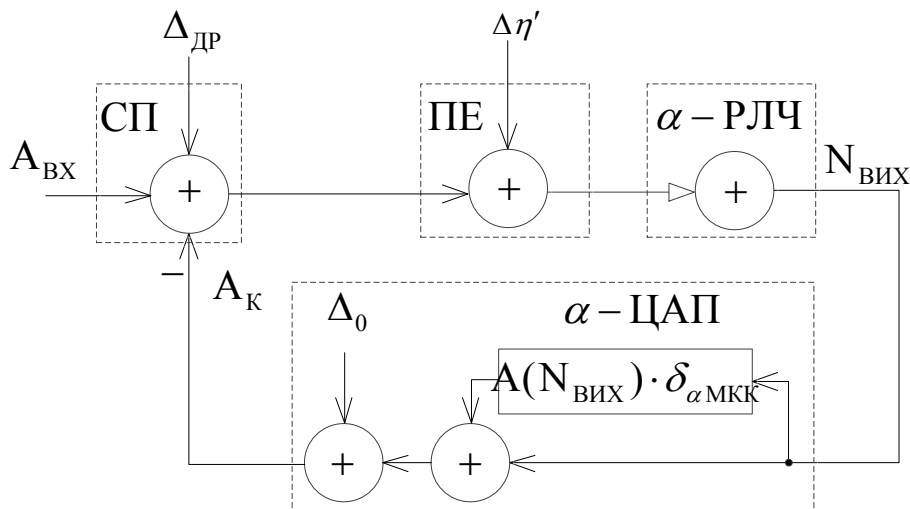


Рисунок 2.14 – АЦП слідкувального типу з ВН, що використовують запропоновані методи підвищення лінійності ХП на основі: а) таблиці перетворення $K_{ВХ} \rightarrow N_P$; б) межових КК

Проаналізувавши похибки окремих елементів, що входять до структур, та характер їх впливу на результат перетворення, можна запропонувати моделі складових похибок, що наведені на рис. 2.15.



а)



б)

Рисунок 2.15 – Структурні моделі складових похибки АЦП слідкувального типу із ВН, що використовують методи підвищення лінійності ХП на основі:

а) таблиці перетворення $K_{ВХ} \rightarrow N_P$; б) межових КК

На рис. 2.14, 2.15: АК – аналоговий комутатор, ГКС – генератор калібрувального сигналу; БПП та БОП – блоки постійної та оперативної пам'яті; ЦОП – цифровий обчислювальний пристрій; РПН – реєстр послідовного наближення; ЛЧ – лічильник.

Умова статичної рівноваги АЦП на рис. 2.13 має вигляд

$$\left| A_{BX} + \Delta_{DP} - A_K \right| \leq \eta' + \Delta\eta', \quad (2.28)$$

де $A_K = A(N_{BIX}) + A(N_{BIX}) \cdot \delta_{MCK}$ для методу підвищення лінійності ХП на основі таблиці перетворення $K_{BX} \rightarrow N_P$.

З урахування наведеного маємо:

$$\left| A_{BX} + \Delta_{DP} - A(N_{BIX}) - A(N_{BIX}) \cdot \delta_{MCK} \right| \leq \eta' + \Delta\eta';$$

$$\left| A_{BX} + \Delta_{DP} - A(N_{BIX}) \cdot (1 + \delta_{MCK}) \right| \leq \eta' + \Delta\eta',$$

або ж

$$A(N_{BIX}) \leq \frac{A_{BX} + \Delta_{DP} \pm (\eta' + \Delta\eta')}{1 + \delta_{MCK}}. \quad (2.29)$$

Абсолютне значення похибки при цьому визначається як

$$\Delta A'(N_{BIX}) = \left| A_{BX} \cdot \left[1 - \frac{1}{1 + \delta_{MCK}} \right] + \frac{\Delta_{DP} \pm (\eta' + \Delta\eta')}{1 + \delta_{MCK}} \right|. \quad (2.30)$$

Для АЦП слідкувального типу, що використовує метод підвищення лінійності ХП на основі межових КК, маємо:

$$\left| A_{BX} + \Delta_{DP} - A(N_{BIX}) - A(N_{BIX}) \cdot \delta_{\alpha MKK} - \Delta_0 \right| \leq \eta' + \Delta\eta';$$

$$\left| A_{BX} + \Delta_{DP} - A(N_{BIX}) \cdot (1 + \delta_{\alpha MKK}) - \Delta_0 \right| \leq \eta' + \Delta\eta',$$

або ж

$$A(N_{BIX}) \leq \frac{A_{BX} + \Delta_{DP} - \Delta_0 \pm (\eta' + \Delta\eta')}{1 + \delta_{\alpha MKK}}. \quad (2.31)$$

Абсолютне значення похибки у цьому випадку визначається як

$$\Delta A'(N_{ВИХ}) = \left| A_{ВХ} \cdot \left[1 - \frac{1}{1 + \delta_{\alpha \text{ МКК}}} \right] + \frac{\Delta_{ДР} - \Delta_0 \pm (\eta' + \Delta \eta')}{1 + \delta_{\alpha \text{ МКК}}} \right|. \quad (2.32)$$

Вищенаведені вирази дають можливість оцінити характер та рівень впливу основних складових похибки на кінцевий результат перетворення АЦП слідкувального типу з ВН, що використовують запропоновані методи підвищення лінійності ХП.

Варто зазначити, оскільки у виразах 2.30 та 2.32 складова $\Delta_{ДР} \pm (\eta' + \Delta \eta')$ має досить мале значення, а $\delta_{МКК} \ll \delta_0$ та $\delta_{\alpha \text{ МКК}} \ll \delta_0$ [108], то в результаті застосування запропонованих методів відбувається значне зменшення похибок лінійності ХП АЦП слідкувального типу, побудованого на неточному ЦАП із ВН:

$$\Delta A'(N_{ВИХ}) \ll \Delta A(N_{ВИХ}). \quad (2.33)$$

РОЗДІЛ 3
СТРУКТУРНО-ФУНКЦІОНАЛЬНА ОРГАНІЗАЦІЯ
БАГАТОРОЗРЯДНИХ ВИСОКОЛІНІЙНИХ АЦП
СЛІДКУВАЛЬНОГО ТИПУ З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ,
ЩО САМОКАЛІБРУЮТЬСЯ

3.1 Методи структурно-функціональної організації
багаторозрядних високолінійних АЦП слідкувального типу
з ваговою надлишковістю, що самокалібруються

Проаналізувавши викладене у розділі 2, визначимо набір вузлів, що повинна містити структурна схема ГКМС (рис. 2.9), в якій використовується метод підвищення лінійності ХП АЦП слідкувального типу на основі самокалібрування із використанням таблиці перетворення $K_{BX} \rightarrow N_p$. Так, структурна схема ГКМС має містити такі блоки: ЦАП із ВН; реверсивний двійковий лічильник (2-ЛЛЧ); запам'ятовувальний пристрій (ЗП) для зберігання таблиці перетворення $K_{BX} \rightarrow N_p$; ДШ – дешифратор для адресації по комірках ЗП.

Для реалізації генерування компенсувального сигналу на основі межових КК схема ГКМС (рис. 2.11) повинна містити такі вузли: ЦАП із ВН; реверсивний лічильник у СЧВН (α -ЛЛЧ); запам'ятовувальний пристрій (ЗП) для зберігання межових КК; цифрова схема порівняння (ЦСП) – для порівняння поточної та межової КК; блок вибору послідовності межових КК (БВМК) – для керування процесом вибірки межових КК.

Варто зазначити, що порозрядне АЦ-перетворення на основі СЧВН є специфічним і дещо відрізняється від аналогічної процедури для двійкової СЧ. Відмінністю при цьому є наявність проміжного перетворення робочого коду (N_p) в цифровий еквівалент ($K_{ВИХ}$) та навпаки.

Так, узагальнена структурна схема пристрою, що працює відповідно до операторної схеми (вираз 2.1), зображена на рис. 3.1а. Тут ОПР – обчислювальний перетворювач $N_p \rightarrow K_{ВИХ}$; РЛЧ – реверсивний лічильник; БК – блок керування; ЦОП – цифровий обчислювальний пристрій; y_1, \dots, y_n – керувальні сигнали; $y_{СП}$ – цифровий сигнал з виходу СП.

При цьому перетворювач $N_p \rightarrow K_{ВИХ}$ може бути побудований за узагальненою структурною схемою, яку наведено на рис. 3.1б.

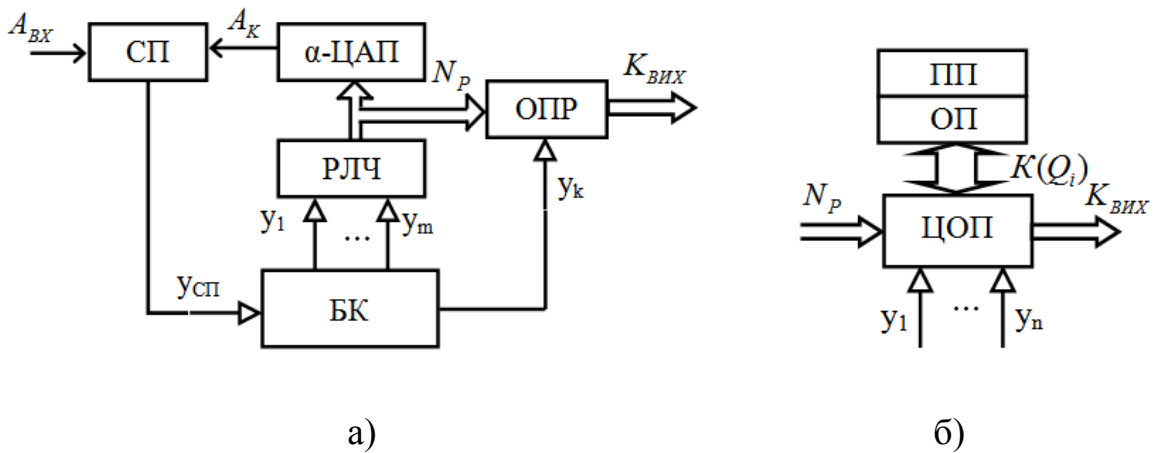


Рисунок 3.1 – АЦП слідкувального типу з ВН:
 а) узагальнена структурна схема;
 б) обчислювальний перетворювач $N_p \rightarrow K_{ВИХ}$

Варто відмітити, що для визначення $K(Q_i)$ у ПФІ з ВН застосовують процедуру самокалібрування. ПП та ОП – це, відповідно, постійна та оперативна пам'ять, де зберігаються ЦЕ кодів номінальних та реальних ваг розрядів (рис. 3.2).

Проаналізувавши викладене, визначимо функції, що їх повинен виконувати перетворювач $N_p \rightarrow K_{ВИХ}$:

- зчитування з пам'яті ЦЕ кодів реальних ваг розрядів;
- збереження проміжних результатів обчислень;
- циклічне підсумовування проміжних результатів обчислювань;
- збереження результату формування N_p .

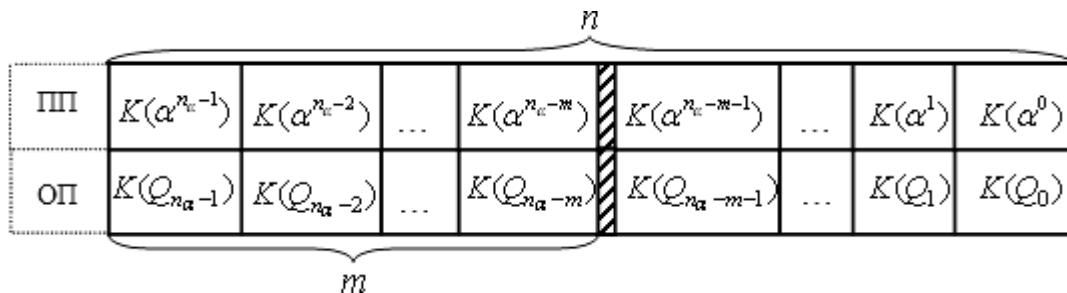


Рисунок 3.2 – Схема організації комірок пам'яті у ПФІ з ВН

На основі аналізу вищенаведених функцій визначимо перелік цифрових вузлів і структур, що необхідні для реалізації вказаного пристрою:

- блок пам'яті;
- блок керування для організації функціонування ПФІ;
- цифровий комутатор;
- нагромаджувальний суматор;
- регістр пам'яті.

Структурну схему обчислювального перетворювача порозрядного наближення $N_P \rightarrow K_{ВХ}$, що складається з таких вузлів, показано на рис. 3.3. Тут ЦК – цифровий комутатор; БК – блок керування; См – нагромаджувальний суматор; РгР – регістр результату. При цьому ОП має n_α комірок для зберігання $K(Q_i)$. Розрядність вихідного двійкового коду $K_{ВХ}$ дорівнює n_2 , причому

$$n_2 = \left\lceil n_\alpha \cdot \frac{\ln \alpha}{\ln 2} \right\rceil, \quad (3.1)$$

де $\lceil \cdot \rceil$ – округлення до більшого цілого.

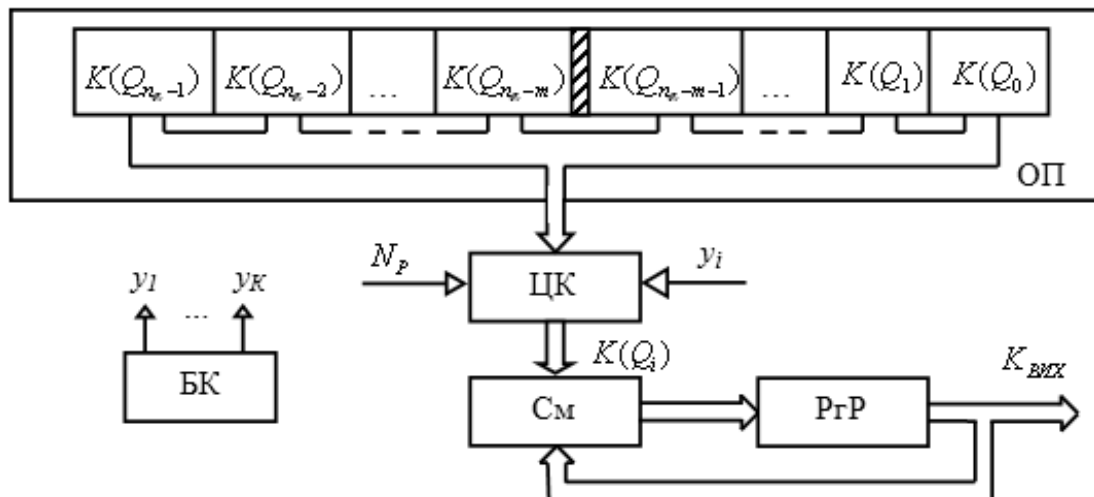


Рисунок 3.3 – Пристрій обчислення $K_{ВХ}$ для АЦП слідкувального типу з ВН

В процесі основного перетворення врівноваження вхідного аналогового сигналу A_{BX} компенсувальним A_K здійснюється за допомогою СП, лічильника і власне α -ЦАП. У лічильнику за результатами спрацювання СП формується код N_p і подається у ЦОП. ЦОП містить СМ і РГР. Якщо $a_i = 1$, то за командою БК з ОП у СМ переписується $K(Q_i)$. Нуль у розряді N_p не змінює значення в СМ, причому цифровий еквівалент вхідного аналогового сигналу знаходиться згідно з виразом 2.2.

Узагальнена операторна схема ж ЦА-перетворення у ПФІ з ВН може бути представлена таким чином:

$$K_{BX} \rightarrow N_p \rightarrow A_{ВИХ}, \quad (3.2)$$

де $A_{ВИХ}$ – це вихідний аналоговий сигнал; K_{BX} – ЦЕ вхідного двійкового коду.

Структурну схему пристрою, що виконує вказане перетворення, наведено на рис. 3.4а. Перетворювач $K_{BX} \rightarrow N_p$ може бути реалізовано згідно із структурою, яку наведено на рис. 3.4б.

Зазначений перетворювач, крім функцій зчитування з пам'яті кодів комбінацій, збереження проміжних і кінцевих результатів перетворення та підсумовування, повинен ще мати можливість збереження вхідного ЦЕ та виконання операції цифрового порівняння.

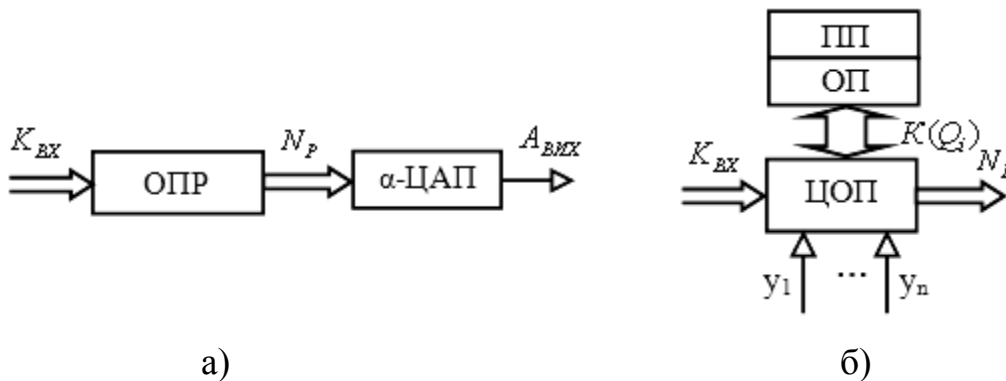


Рисунок 3.4 – ЦАП із ВН: а) узагальнена структурна схема;
 б) обчислювальний перетворювач $K_{BX} \rightarrow N_p$

- Тому у цьому випадку, крім ОП, ЦК, БК, СМ, РГР, знадобиться ще:
- регістр (для збереження вхідних даних);
 - цифровий компаратор.

Узагальнену структурну схему обчислювального перетворювача порозрядного наближення $K_{BX} \rightarrow N_P$ для ЦАП з ВН показано на рис. 3.5. Тут ЦСП – цифрова схема порівняння; Рг – регістр. Перетворення K_{BX} у N_P здійснюється за n_a тактів шляхом послідовного порозрядного наближення за принципом «цифра-за-цифрою», а саме: старшими розрядами вперед. На першому кроці за командою БК K_{BX} подається в регістр Рг. Далі за допомогою ЦК із пам'яті вибираються $K(Q_i)$. У СМ відбувається віднімання значення $K(Q_i)$ від K_{BX} , що знаходиться в Рг. На основі аналізу результату операції віднімання на ЦСП у РгР формуються розрядні коефіцієнти робочого коду a_i (рис. 3.6), а в Рг відбувається запис значення результату операції віднімання, причому

$$\Delta K_i = K_{BX} - \sum_{j=i}^{n_a} a_j \cdot K(Q_j). \quad (3.3)$$

При цьому значення розрядних коефіцієнтів задовольняють умови

$$a_i = \begin{cases} 1, & \text{якщо } \Delta K_i \geq 0; \\ 0, & \text{якщо } \Delta K_i < 0. \end{cases} \quad (3.4)$$

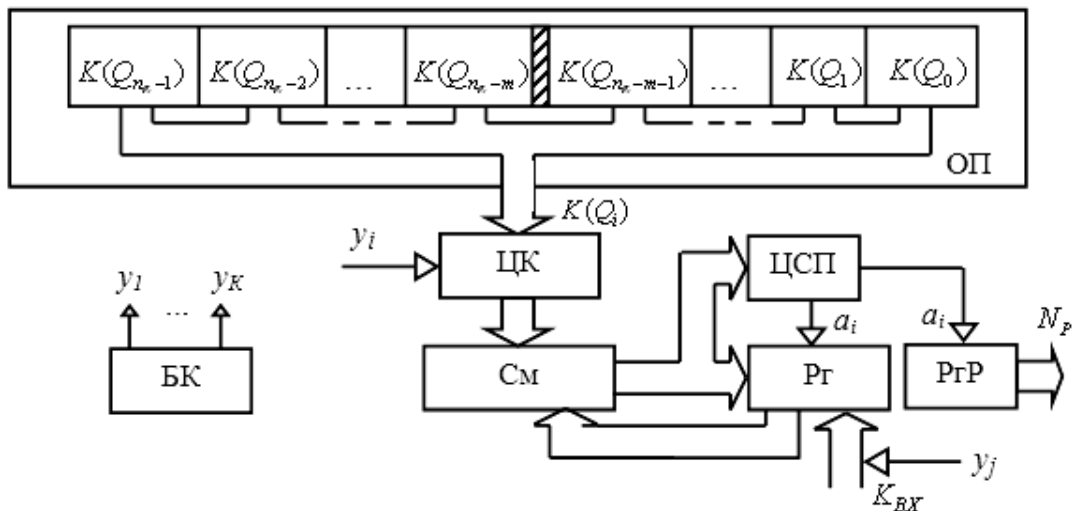


Рисунок 3.5 – Пристрій формування робочого коду N_P у ЦАП із ВН

Наведемо приклад виконання перетворення $K_{BX} \rightarrow N_p$, причому $K_{BX} \in \{a_{n-1}, \dots, a_1, a_0\}$, $N_p \in \{a_{n-1}, \dots, a_1, a_0\}$. Нехай цифрові еквіваленти реальних ваг розрядів ЦАП (розрядність $n_\alpha = 12$; $\delta Q = 5\%$) мають значення, наведені в табл. 3.1. Цифровий еквівалент вхідної величини ЦАП чисельно дорівнює $K_{BX} = 170$, що відповідає кодовій комбінації у двійковій СЧ 10101010. Згідно з алгоритмом (рис. 3.6) на першому кроці вхідна величина порівнюється з цифровим еквівалентом старшого розряду. Маємо $\Delta K_{11} = K_{BX} - K(Q_{11}) = 170 - 197,4 = -27,4$. Оскільки $\Delta K_{11} < 0$, то на виході ЦСП формується старший розрядний коефіцієнт $N_p a_{11} = 0$.

На наступному кроці маємо $\Delta K_{10} = K_{BX} - K(Q_{10}) = 170 - 122 = 48 > 0$, тому $a_{10} = 1$, а $K_{BX} = \Delta K_{10} = 48$. Аналогічним чином виконується визначення всіх a_i , причому $\Delta K_1 = 1,4 - 1,6 = -0,2 < 0$; $a_1 = 0$; $\Delta K_0 = 1,4 - 1,0 = 0,4 > 0$; $a_0 = 1$.

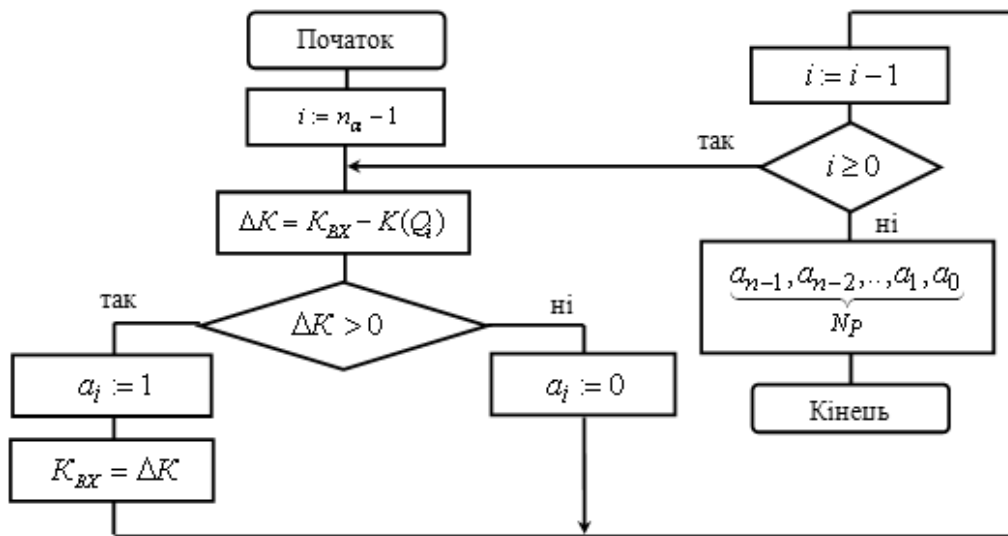


Рисунок 3.6 – Блок-схема алгоритму формування N_p

Таблиця 3.1 – Цифрові еквіваленти реальних ваг розрядів ЦАП на основі СЧВН з $\alpha = 1,618$

№ розряду	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
$K(Q_i)$	197,4	122	75,4	46,6	28,8	17,8	11,0	6,8	4,2	2,6	1,6	1,0

Значення робочого коду вигляду $N_p \in \{a_{n_\alpha-1}, \dots, a_1, a_0\}$ на кожному кроці наведені в табл. 3.2.

Таблиця 3.2 – Значення робочого коду N_p

№ кроку	N_p
1	0x xx xx xx xx xx
2	01 xx xx xx xx xx
3	01 0x xx xx xx xx
4	01 01 xx xx xx xx
5	01 01 0x xx xx xx
6	01 01 00 xx xx xx
7	01 01 00 0x xx xx
8	01 01 00 00 xx xx
9	01 01 00 00 0x xx
10	01 01 00 00 00 xx
11	01 01 00 00 00 0x
12	01 01 00 00 00 01

Отже, як підсумок отримуємо робочий код вигляду $N_p = 010100000001$. Аналогічним чином здійснюються і всі інші перетворення $K_{BX} \rightarrow N_p$.

Оцінимо обсяги пам'яті, необхідні для реалізації ГКМС згідно із запропонованими методами.

При цьому для ГКМС із застосуванням цифрових еквівалентів компенсувального сигналу знадобиться ЗП такого обсягу:

$$\begin{aligned}
 V_{\text{П}} &= V(K_{\text{BX}}) + V(N_p) = n \cdot 2^n + n \cdot \gamma_n \cdot 2^n = \\
 &= n \cdot 2^n + n \cdot \frac{\ln 2}{\ln \alpha} \cdot 2^n = n \cdot 2^n \cdot \left(1 + \frac{\ln 2}{\ln \alpha}\right) \text{ біт.} \quad (3.5)
 \end{aligned}$$

Для зберігання КК у ГКМС із застосуванням межових КК знадобиться ЗП такого обсягу:

$$V_{\text{МКК}} = 2 \cdot n \cdot \gamma_n \cdot (n - m) = 2 \cdot n \cdot \frac{\ln 2}{\ln \alpha} \cdot (n - m) \text{ біт.} \quad (3.6)$$

Проаналізуємо можливості структурно-функціональної реалізації АЦП із ВН, в якому використовуються запропоновані методи підвищення лінійності ХП.

Визначимо набір вузлів, що їх повинна містити структурна схема АЦП слідкувального типу із ВН, що використовує запропоновані методи підвищення лінійності [82, 161, 179]:

- для перемикання виходів генераторів аналогових сигналів – аналоговий комутатор (АК);
- для реалізації процедури самокалібрування – генератор калібрувального (Акал) сигналу (ГКС) та реєстр послідовного наближення – РПН;
- для генерування A_k – лічильний пристрій (ЛЧ) та цифро-аналоговий перетворювач із ВН (α -ЦАП);
- для реалізації процедури порівняння вхідного аналогового сигналу ($A_{вх}$) і A_k – схема порівняння (СП);
- для виконання обчислень при пошуку межових КК та розрахунку вихідного двійкового коду ($K_{вих}$) – цифровий обчислювальний пристрій (ЦОП);
- для збереження цифрових еквівалентів ідеальних ваг розрядів α -ЦАП та межових КК – блок постійної (БПП) та оперативної пам'яті (БОП), відповідно;
- для координації роботи вищезгаданих блоків згідно з режимом роботи АЦП – блок керування (БК).

Структурні схеми АЦП слідкувального типу з ВН, що реалізують запропоновані методи, наведені на рис. 2.14.

Вказані ПФІ працюють у двох режимах: в режимі основного перетворення і самокалібрування. При цьому режим функціонування задається БК. Визначення межових комбінацій відбувається за командою БК за допомогою ЦОП та ГКС. Визначені межові комбінації зберігаються в БОП та використовуються під час роботи ПФІ.

3.2 Оцінки точності формування компенсувального сигналу у АЦП слідкувального типу із ваговою надлишковістю

Використовуючи аналітичні вирази 2.12, 2.17, 2.21 для оцінювання похибки ГКМС, що наведені у розділі 2, можемо оцінити ефективність запропонованих методів. При цьому важливим є питання вибору критерію ефективності.

Вирішенням цього питання тривалий час займалося багато наукових шкіл [92, 171, 178, 121]. Однак, незважаючи на отримані численні результати, загальноприйнятого критерію ефективності немає, зокрема, стосовно покращення характеристик ПФІ. Це зумовлено залежністю кінцевого результату від низки чинників, наприклад, таких як збільшення апаратурних витрат, споживаної потужності, зменшення швидкодії, наявність методичної похибки і т. п.

У зв'язку з вищенаведеним доцільно використовувати узагальнені критерії, що дозволяють оцінювати ефективність одним загальним показником [124]. Найрозповсюдженішими узагальненими критеріями у цьому випадку є критерії кваліметрії [72]:

$$Q = (\text{Ефект})/(\text{Витрати}). \quad (3.7)$$

Так, недоліками (витратами) побудови ГКМС для АЦП слідкувального типу на основі ЦАП із ВН, що розглядаються, є подовження розрядної сітки перетворювача, тобто збільшення кількості устаткування (особливо ЦАП), а також поява необхідності використання додаткових обсягів оперативної пам'яті [101].

При цьому ефективність запропонованих методів підвищення лінійності ХП АЦП слідкувального типу з точки зору зменшення похибок ГКМС можна визначити як

$$E = \frac{K_A}{\gamma_n + \chi \cdot K_M}, \quad (3.8)$$

де γ_n – коефіцієнт подовження розрядної сітки (див. вираз 1.12); K_A – коефіцієнт зменшення абсолютної похибки генерування компенсувального сигналу, що можна розрахувати як відношення абсолютної похибки ГКМС без та з коригуванням.

При цьому маємо:

$$K_A = \frac{-A(N) \cdot \delta_Q - \Delta_0}{-A(N) \cdot \delta_{\alpha_{MKK}} - \Delta_0} \text{ для методу на основі межових КК;}$$

$$K_A = \frac{-A(N) \cdot \delta_Q - \Delta_0}{-A(N) \cdot \delta_{MCK}} \text{ для методу на основі таблиці перетворення}$$

$$K_{BX} \rightarrow N_P.$$

Тут K_M – коефіцієнт збільшення витрат пам'яті; χ – ваговий коефіцієнт, який виражає вартість зростання обсягів пам'яті відносно вартості зростання розрядності ЦАП. При цьому вартість зростання обсягів пам'яті розраховуємо як різницю вартостей модулів пам'яті з різним обсягом.

Варто зазначити, що оскільки вказані оцінки ефективності методів носять швидше відносний характер і можуть бути використані для порівняння запропонованих методів, то для методу на основі межових кодових комбінацій приймемо $K_M = 1$.

Для методу генерування Ак на основі таблиці перетворення $K_{BX} \rightarrow N_P$ K_M розраховуємо як (див. вираз (3.5), (3.6)):

$$K_M = \frac{V_{III}}{V_{MKK}} = \frac{n \cdot 2^n \cdot \left(1 + \frac{\ln 2}{\ln \alpha}\right)}{2 \cdot n \cdot \frac{\ln 2}{\ln \alpha} \cdot (n - m)} = \frac{2^{n-1} \cdot \left(1 + \frac{\ln 2}{\ln \alpha}\right)}{\frac{\ln 2}{\ln \alpha} \cdot (n - m)}. \quad (3.9)$$

Коефіцієнт χ можемо визначити, якщо проаналізуємо вартість зростання розрядності промислових зразків ЦАП та вартість зростання ємності модулів пам'яті (табл. 3.3–3.6) [1–5, 8, 9].

Розраховуємо коефіцієнт χ як відношення середньої вартості зростання розрядності ЦАП до середньої вартості зростання обсягів пам'яті:

$$\chi = \frac{9,73 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-3}}{0,85} \approx 1,15 \cdot 10^{-5}.$$

Таблиця 3.3 – Промислові зразки ЦАП фірми Analog Devices

Модель	Розрядність (біт)	Вартість однієї мікросхеми (\$)
AD5024	12	1,27
AD5044	14	2,81
AD5621	12	0,89
AD5641	14	1,73
AD5530	12	4,30
AD5531	14	7,03

Таблиця 3.4 – Промислові зразки пам'яті DDR SDRAM

Модель	Ємність (Кбайт)	Вартість виробу (\$)
Microchip 23A640	64	0,51
Microchip 23A256	256	0,87
Microchip 23A512	512	1,24
Microchip 23A1024	1024	1,73
INTEGRATED SILICON IS61C64AL-10TLI-ND	64	1,32
INTEGRATED SILICON IS61C256AL-12JLI	256	1,43
INTEGRATED SILICON IS61C3216AL-12KLI-TR	512	2
INTEGRATED SILICON IS61C256AL-12JLI	1024	2,25

Таблиця 3.5 – Вартість зростання розрядності ЦАП фірми Analog Devices

Сімейство моделей	Зростання розрядності (біт)	Зростання вартості (\$)
AD50X4	2	1,54
AD56X1	2	0,84
AD553X	2	2,73
Середня вартість зростання на 1 біт (\$)		0,85

Таблиця 3.6 – Вартість зростання обсягів пам'яті DDR SDRAM

Моделі	Зростання обсягів (Кбайт)	Зростання вартості (\$)
Microchip (23A640- 23A256)	192	0,36
Microchip (23A512- 23A1024)	512	0,49
INTEGRATED SILICON (IS61C64AL- IS61C256AL)	192	0,11
INTEGRATED SILICON (IS61C3216AL- IS61C256AL)	512	0,25
Середня вартість зростання на 1 Кбайт (\$)	$9,73 \cdot 10^{-3}$	

Таким чином, кінцевий вираз для оцінювання ефективності запропонованих методів генерування А_к можна визначити як

$$E = \frac{K_A}{\frac{\ln 2}{\ln \alpha} + 1,15 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{2^{n-1} \cdot (1 + \frac{\ln 2}{\ln \alpha})}{\frac{\ln 2}{\ln \alpha} \cdot (n - m)}} \quad (3.10)$$

У результаті застосування запропонованих методів відбувається значне зменшення інтегральної та диференціальної нелінійності по діапазону перетворення ГКМС, побудованих на неточному ЦАП із ВН.

На рис. 3.7 наведено графічне зображення ХП ГКМС без та з використанням запропонованих методів. Варто відмітити, що вказані ГКМС містять 18-розрядний ЦАП із ВН на основі СЧ з $\alpha = 1,618$ та допуском на елементну базу $\delta Q = 10 \%$.

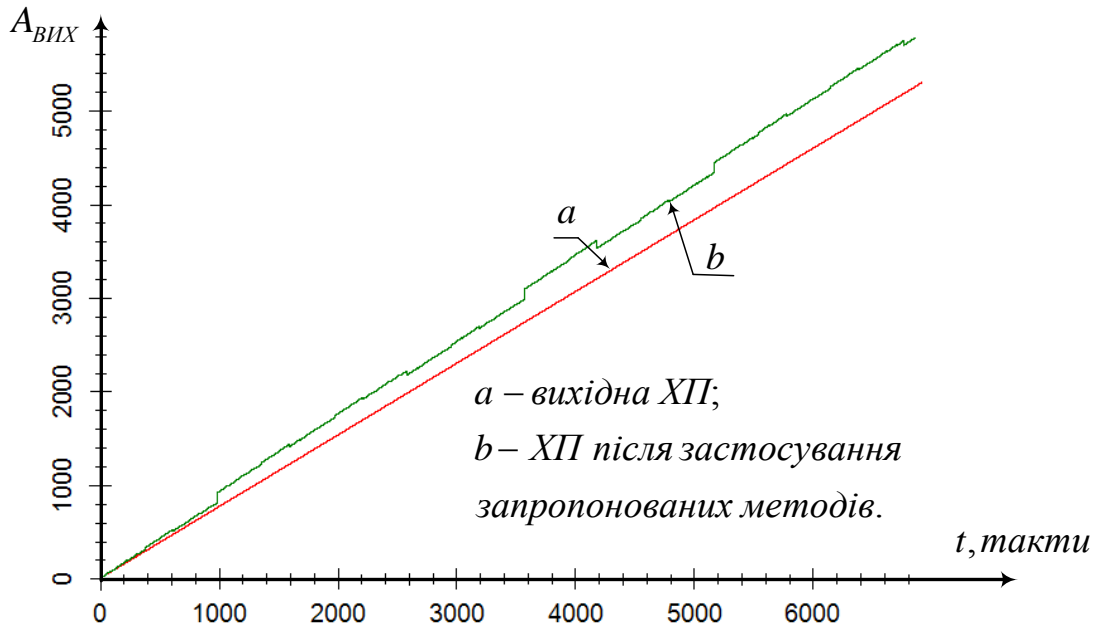


Рисунок 3.7 – Характеристика перетворення ГКМС, що використовують запропоновані методи підвищення лінійності ХП

У табл. 3.7, 3.8 наведено результати комп'ютерного моделювання ГКМС для багаторозрядних АЦП слідкувального типу із ВН на основі СЧ з $\alpha = 1,618$ та допуском на елементну базу $\delta Q = 1\%$. Тут дані у стовпцях під номерами I, II, III відповідають характеристикам ГКМС для АЦП слідкувального типу: без підвищення лінійності ХП, з підвищенням лінійності на основі межових КК, з підвищенням лінійності на основі таблиці перетворення $K_{BX} \rightarrow N_p$, відповідно.

Таблиця 3.7 – Статистичні оцінки ІНЛ ХП ГКМС

Кількість розрядів $n_2(n_\alpha)$	M(ІНЛ)			σ (ІНЛ)		
	I	II	III	I	II	III
16 (23)	147	2,9	2,8	69	0,4	0,3
14 (20)	31	2,6	2,6	15	0,3	0,3
12 (18)	12,8	2,5	2,5	6,8	0,3	0,2

Таблиця 3.8 – Статистичні оцінки ДНЛ ХП ГКМС

Кількість розрядів $n_2(n_\alpha)$	M(ДНЛ)			σ (ДНЛ)		
	I	II	III	I	II	III
16 (23)	93	2,1	2,11	43	0,1	0,1
14 (20)	20,3	2,1	2,1	8	0,1	0,1
12 (18)	8,7	2,1	2,1	3,2	0,1	0,1

Варто зазначити, що похибки інтегральної та диференціальної лінійностей ГКМС, побудованих на неточному ЦАП із ВН, було обчислено для 100 різних базисів ваг розрядів ЦАП із ВН. Після того було пораховано математичне сподівання та середньоквадратичне відхилення для вибірки за такими формулами:

$$M(\Delta) = \frac{1}{h} \sum_{i=0}^{h-1} \Delta_i, \quad (3.11)$$

де h – обсяг вибірки; Δ_i – значення похибки, що оцінюється, в i -й вибірці;

$$\sigma(\Delta) = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=0}^{n-1} [\Delta_i - M(\Delta)]^2}. \quad (3.12)$$

На рис. 3.8 наведено графічну інтерпретацію статистичних оцінок ІНЛ ГКМС для 18-розрядного АЦП слідкувального типу із ВН, що самокалібрється, на основі СЧ з $\alpha = 1,618$ та допуском на елементну базу $\delta Q = 1\%$.

У табл. 3.9 наведено статистичні оцінки ефективності вищерозглянутих методів підвищення лінійності, розраховані на основі значень математичного сподівання ІНЛ та ДНЛ із табл. 3.7, 3.8 згідно з виразом 3.10, причому за K_A приймемо

$$K_A = \frac{M(\Delta_{II,III})}{M(\Delta_I)}, \quad (3.13)$$

де $M(\Delta_{II,III})$ – математичне сподівання відповідної похибки згідно з даними із стовпця II та III, відповідно; $M(\Delta_I)$ – математичне сподівання відповідної похибки згідно з даними із стовпця I.

Аналіз наведених даних показує, що порядок зменшення статичних похибок ГКМС для АЦП слідкувального типу із ВН, що самокалібрується, збільшується зі збільшенням розрядності перетворювача.

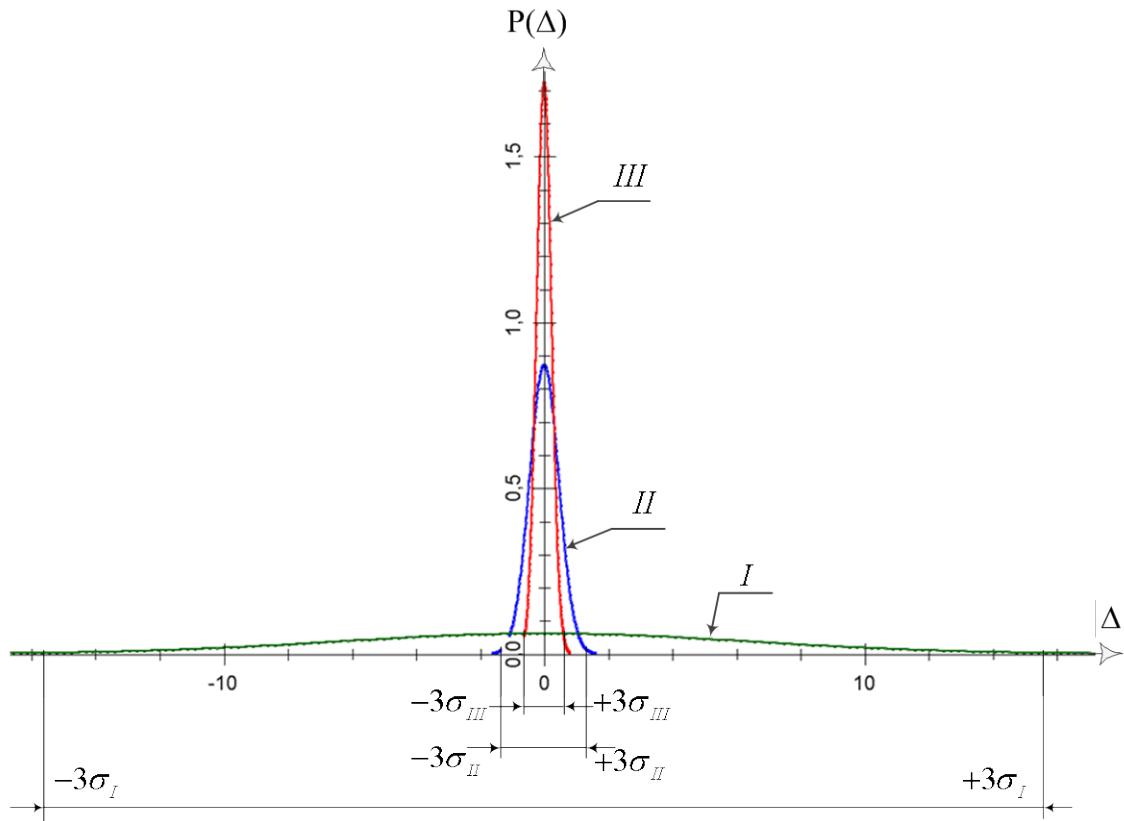


Рисунок 3.8 – Статистичні характеристики ІНЛ ГКМС на базі 18-розрядного ЦАП із ВН

Таблиця 3.9 – Ефективність запропонованих методів підвищення лінійності

Кількість розрядів $n_2(n_\alpha)$	$E(\text{ІНЛ})$		$E(\text{ДНЛ})$	
	II	III	II	III
16 (23)	35	35	30	29
14 (20)	8,2	8,1	6,7	6,6
12 (18)	3,5	3,5	2,8	2,8

3.3 Похибки багаторозрядних високолінійних АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються

Використовуючи аналітичні вирази (2.27), (2.30), (2.32) для оцінювання похибки АЦП слідкувального типу із ВН, що наведені у розділі 2, можемо оцінити ефективність запропонованих методів з точки зору усього перетворювача використовуючи підходи, запропоновані у попередньому підрозділі, зокрема згідно з виразом (3.10). При цьому як K_A будемо рахувати відношення абсолютної похибки перетворення АЦП слідкувального типу без та із застосуванням запропонованих методів.

Так, для методу підвищення лінійності ХП на основі таблиці перетворення $K_{BX} \rightarrow N_P$ маємо:

$$\begin{aligned}
 K_A &= \frac{\Delta A(N_{ВІХ})}{\Delta A'(N_{ВІХ})} = \\
 &= \frac{A_{BX} \cdot \left[1 - \frac{1}{1 + \delta_Q} \right] + \frac{\Delta_{DP} - \Delta_0 \pm (\eta' + \Delta\eta')}{1 + \delta_Q}}{A_{BX} \cdot \left[1 - \frac{1}{1 + \delta_{MCK}} \right] + \frac{\Delta_{DP} \pm (\eta' + \Delta\eta')}{1 + \delta_{MCK}}} \approx \\
 &\approx \frac{1 - \frac{1}{1 + \delta_Q}}{1 - \frac{1}{1 + \delta_{MCK}}}. \tag{3.14}
 \end{aligned}$$

Для методу підвищення лінійності ХП на основі межових КК:

$$\begin{aligned}
 K_A &= \frac{\Delta A(N_{ВІХ})}{\Delta A'(N_{ВІХ})} = \\
 &= \frac{A_{BX} \cdot \left[1 - \frac{1}{1 + \delta_Q} \right] + \frac{\Delta_{DP} - \Delta_0 \pm (\eta' + \Delta\eta')}{1 + \delta_Q}}{A_{BX} \cdot \left[1 - \frac{1}{1 + \delta_{\alpha МКК}} \right] + \frac{\Delta_{DP} - \Delta_0 \pm (\eta' + \Delta\eta')}{1 + \delta_{\alpha МКК}}} \approx
 \end{aligned}$$

$$\approx \frac{1 - \frac{1}{1 + \delta_Q}}{1 - \frac{1}{1 + \delta_{\alpha \text{ МКК}}}}. \quad (3.15)$$

У табл. 3.10, 3.11 наведено результати комп'ютерного моделювання багаторозрядних АЦП слідкувального типу із ВН на основі СЧ з $\alpha = 1,618$ та допуском на елементну базу $\delta Q = 1\%$.

Таблиця 3.10 – Статистичні оцінки ІНЛ АЦП слідкувального типу із ВН

Кількість розрядів $n_2(n_\alpha)$	M(ІНЛ)			σ (ІНЛ)		
	I	II	III	I	II	III
16 (23)	131	5,8	1,73	73	0,5	0,3
14 (20)	30	4,2	1,5	15	0,5	0,3
12 (18)	13	3,2	1,4	7,2	0,4	0,2

Тут дані у стовпцях під номерами I, II та III відповідають АЦП слідкувального типу без підвищення лінійності ХП, з підвищенням лінійності на основі самокалібрування з використанням таблиці перетворення «робочий код–цифровий еквівалент» та з використанням межових КК, відповідно.

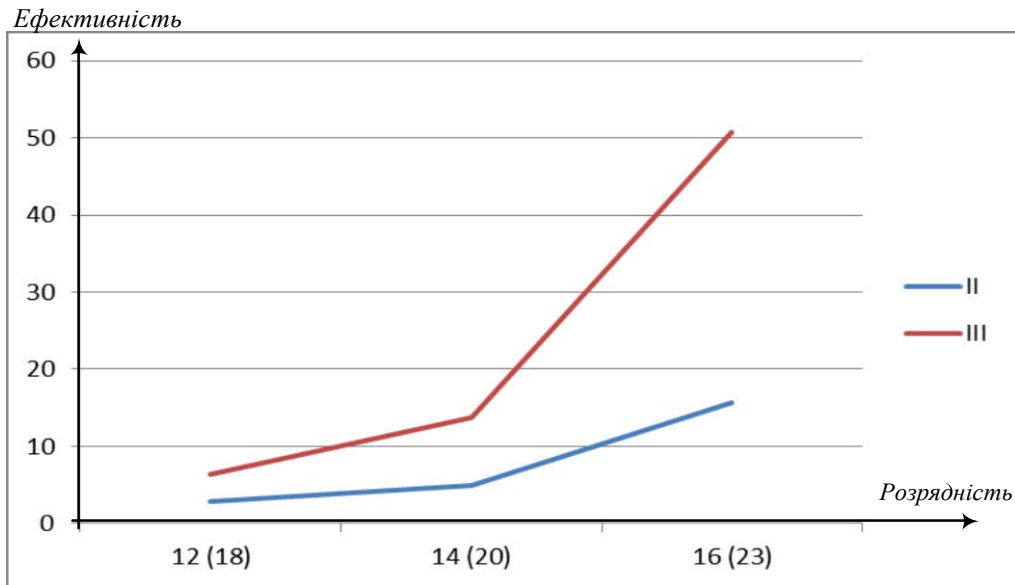
Аналіз наведених даних підтверджує, що застосування запропонованих методів в АЦП слідкувального типу з ВН дає можливість значного зменшення похибки перетворення та як наслідок підвищення лінійності ХП.

Таблиця 3.11 – Статистичні оцінки ДНЛ АЦП слідкувального типу із ВН

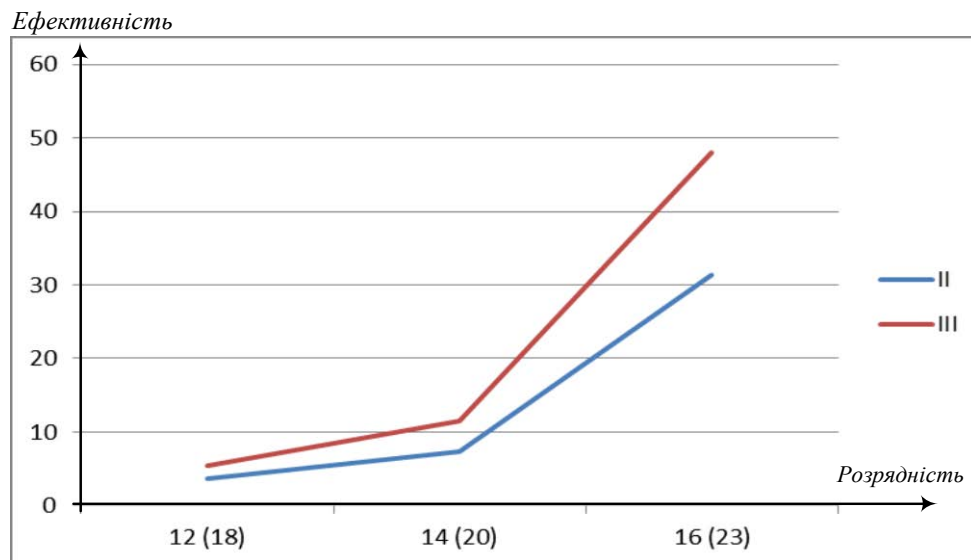
Кількість розрядів $n_2(n_\alpha)$	M(ДНЛ)			σ (ДНЛ)		
	I	II	III	I	II	III
16 (23)	86	1,9	1,2	43	0,1	0,2
14 (20)	20	1,9	1,2	9,6	0,1	0,2
12 (18)	9,3	1,8	1,2	4,7	0,2	0,2

Похибки інтегральної та диференціальної лінійностей АЦП із ВН було обчислено для 100 різних базисів ваг розрядів ЦАП із ВН. Після того було пораховано математичне сподівання та середньоквадратичне відхилення для вибірки за формулами (3.11), (3.12).

На рис. 3.9 наведено графічне зображення статистичних оцінок ефективності запропонованих методів для різної розрядності АЦП слідкувального типу із ВН.



а)



б)

Рисунок 3.9 – Графік залежності ефективності методів підвищення лінійності ХП від розрядності АЦП слідкувального типу з ВН:

а) на основі ІНЛ; б) на основі ДНЛ

У табл. 3.12 наведено статистичні оцінки ефективності вищерозглянутих методів розраховані, на основі значень математичного сподівання ІНЛ та ДНЛ АЦП слідкувального типу із ВН із табл. 3.10 та табл. 3.11 згідно з виразами (3.10) та (3.13).

Таблиця 3.12 – Ефективність запропонованих методів підвищення лінійності ХП АЦП слідкувального типу з ВН

Кількість розрядів $n_2(n_\alpha)$	$E(\text{ІНЛ})$		$E(\text{ДНЛ})$	
	II	III	II	III
16 (23)	15	50	31	47
14 (20)	4,9	13	7,3	11
12 (18)	2,8	6,4	3,5	5,3

Аналіз наведених даних показує, що метод підвищення лінійності ХП АЦП слідкувального типу з ВН на основі таблиці перетворення «робочий код–цифровий еквівалент» має більшу ефективність з точки зору зменшення статичних похибок перетворювача. Водночас він потребує більших обсягів пам'яті та обчислювальної потужності.

РОЗДІЛ 4
РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ПРОЕКТУВАННЯ
БАГАТОРОЗРЯДНИХ ВИСОКОЛІНІЙНИХ АЦП
СЛІДКУВАЛЬНОГО ТИПУ З ВАГОВОЮ
НАДЛИШКОВІСТЮ, ЩО САМОКАЛІБРУЮТЬСЯ

4.1 Проектування багаторозрядних високолінійних АЦП
слідкувального типу з ваговою надлишковістю,
що самокалібруються

Розглянемо узагальнену структурну схему каналу АЦ-перетворення компенсаційного типу багаторозрядного високолінійного АЦП слідкувального типу із ВН (рис. 4.1) [181, 110].

У такому каналі вхідний аналоговий сигнал $A_{ВХ}$ врівноважується компенсувальним аналоговим сигналом A_K , що формується ЦАП із ваговою надлишковістю, побудованим на низькоточній елементній базі, увімкненим у коло зворотного зв'язку тракту врівноваження.

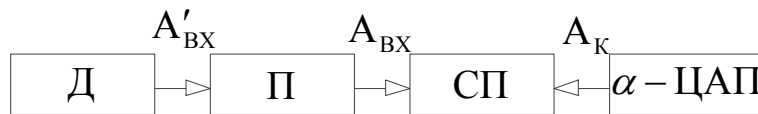


Рисунок 4.1 – Структурна схема каналу АЦ перетворення

На рис. 4.1 Д – давач; П – підсилювач сигналу.

Галузями застосування вказаного ПФІ є різноманітні системи автоматичного управління, цифрові системи керування, регулятори, сервоприводи та інше [85, 112], де АЦП використовується у контурі зворотного зв'язку. Вимоги щодо характеристик АЦП у таких системах можна представити у вигляді табл. 4.1.

У процесі проектування АЦП слідкувального типу із ВН окрім серійних електронних компонентів, які є універсальними і орієнтовані на широке коло задач, використовуються компоненти, які є специфічними для цієї розробки і потребують детального розгляду (ЦАП із ВН, перетворювач кодів, блок керування і т. д.).

Таблиця 4.1 – Параметри АЦП

Назва параметра	Значення параметра
Роздільна здатність (біт)	12...16
Інтегральна нелінійність (одиниць молодшого розряду)	1
Диференційна нелінійність (одиниць молодшого розряду)	2...3
Частота (кГц)	100...1024

Розглянемо структурні схеми високолінійних багаторозрядних АЦП слідкувального типу із ВН (рис. 2.14) [104]. Слід зазначити, що побудова ПФІ на основі СЧВН вимагає створення дещо специфічної елементної бази, зокрема α -ЦАП.

Так, реалізація ЦАП із ВН, що самокалібрується, по суті, вимагає в певній мірі повторення структури АЦП, оскільки схема такого ЦАП повинна містити схему порівняння, джерело калібрувальних сигналів та блок керування.

Водночас альтернативним підходом щодо побудови ЦАП із ВН є використання декількох ЦАП на базі класичної двійкової СЧ [181]. Останнє дає можливість проектувати ЦАП і АЦП із ВН з покращеними статичними і динамічними характеристиками на базі традиційних двійкових ЦАП та не вимагає створення оригінальної елементної бази. Для реалізації ЦАП із ВН пропонується використовувати структуру на основі двох та більше двійкових ЦАП, суматора і відповідних масштабних блоків (рис. 4.2) [68]. Тут $ЦАП_1, ЦАП_2 \dots ЦАП_N$ – N двійкових ЦАП; Σ – суматор, $M_1 \dots M_{N-1}$ – коефіцієнти масштабних дільників. Перевагами такого підходу є можливість використання змінних масштабних дільників, а також програмне завдання ваг розрядів ЦАП із ВН як певної суми ваг розрядів двійкових ЦАП, що дає можливість побудови ЦАП із ВН із наперед заданою основою СЧ із ВН.

При цьому матимемо такий ряд ваг розрядів:

$$r = \{1; 2^1; \dots 2^N; \frac{1}{M_1}; \frac{2^1}{M_1}; \dots \frac{2^n}{M_1}; \dots \frac{1}{M_{N-1}}; \frac{2^1}{M_{N-1}}; \dots \frac{2^n}{M_{N-1}}\}, \quad (4.1)$$

де n – розрядність двійкових ЦАП.

Завдання значень ваг розрядів у СЧВН пропонується здійснювати через використання «масок», що вказують, сума ваг яких двійкових розрядів із ряду r формують вагу розряду у СЧВН.

«Маску» ваги одного розряду у СЧВН можна представити як

$$m_i = \{a_0, a_1, \dots, a_k\}, \quad (4.2)$$

де k – кількість членів ряду r ; $a \in \{0;1\}$ – розрядні коефіцієнти, що представляються маску.

При цьому сформований таким чином ряд ваг розрядів СЧВН можна представити як

$$v = \{m_0 \cdot r, m_1 \cdot r, \dots, m_{n_\alpha} \cdot r\} = \{Q_0, Q_1, \dots, Q_{n_\alpha}\}, \quad (4.3)$$

де m_i – маска i -го розряду ЦАП із ВН; n_α – розрядність ЦАП із ВН; Q_i – вага i -го розряду ЦАП із ВН.

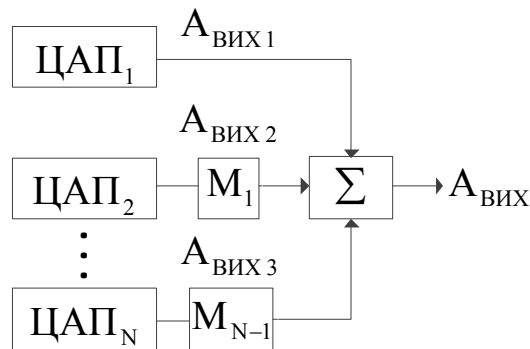


Рисунок 4.2 – ЦАП із ВН на базі N двійкових ЦАП

4.2 Рекомендації щодо реалізації аналогових вузлів для багаторозрядних високолінійних АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються

При проектуванні багаторозрядних АЦП, що самокалібруються, з ВН часто виникає необхідність розв'язки виходу джерела сигналу і входу схеми навантаження через буферний пристрій. Варто зазначити, що аналогові вузли, які використовуються для цього, повинні мати кращі характеристики із швидкодії та точності порівняно з остаточними характеристиками перетворювача і не вносити спотворення у вхідний сигнал.

При цьому буфер повинен мати коефіцієнт підсилення близький до $K_B = 1,0$, низький коефіцієнт нелінійних спотворень на рівні $K_i \approx 0,001\%$, високий вхідний та низький вихідний опори [62].

Перспективним є підхід щодо побудови буферного пристрою, що показаний на рис. 4.3 і базується на використанні двотактних структур.

Схеми, що зображені на рис. 4.3а, б захищено патентами України № 51014 та № 51224, відповідно. Характеристики лінійності схем буферів наведено на рис. 4.4. Тут криві а і б відповідають схемам на рис. 4.3а, б відповідно. Варто відмітити, що у цьому випадку для моделювання також використовувались інтегральні транзистори фірми Intersil nuhfarry та puhfarry.

Варто зазначити, що у роботі схем, що розглядаються, присутні похибки які зумовлені такими факторами:

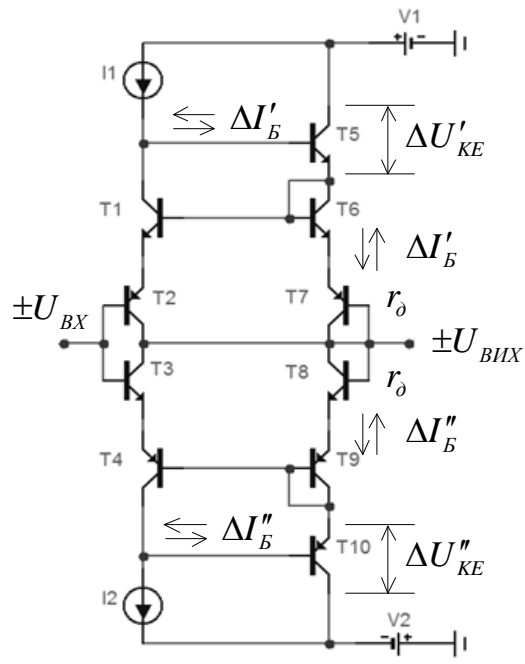
а) неідентичність напруг ΔU_{BE} транзистора та діода, що призводить до появи зсуву нуля (U_0) на виході схеми;

б) передача приростів U_0 та $\Delta U''_{KE}$ на вихід схеми залежить від r^*_K для $p-n-p$ і $n-p-n$ транзисторів, де $r^*_K = \frac{U_{EPLI}}{I_K}$, а також від r_δ (на виході схеми), де $r_\delta = \frac{\varphi_T}{I_\delta}$ – опір діода. Вказана особливість виявляється у появі похибок масштабу ΔU_M і похибки лінійності ΔU_L ;

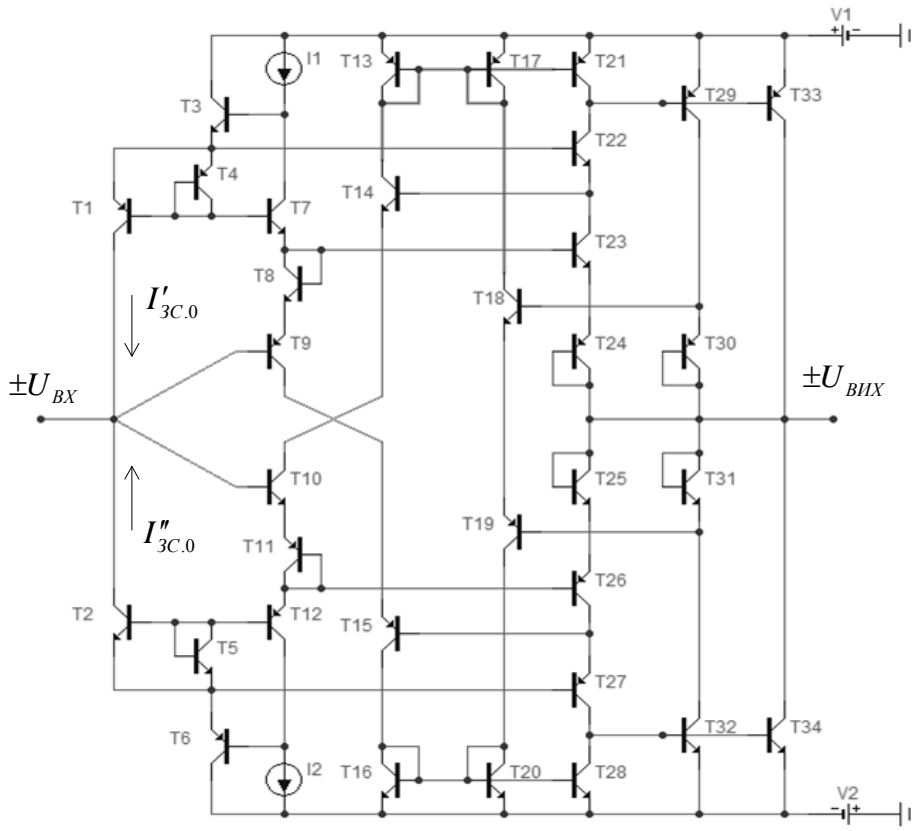
в) зміна значень β для $p-n-p$ і $n-p-n$ транзисторів у процесі зміни ΔU_{KE} , а, відповідно, I_B .

Проаналізуємо лінійність буферного пристрою, що зображений на рис. 4.3а. Так, при зміні напруги на вході змінюються напруги $\Delta U'_{KE}$ та $\Delta U''_{KE}$. Зміни вказаних напруг зумовлюють зміни струмів $\Delta I'_B$ та $\Delta I''_B$, які можна визначити як

$$\Delta I'_B = \frac{\Delta U'_{KE}}{r'_K} \text{ та } \Delta I''_B = \frac{\Delta U''_{KE}}{r''_K}. \quad (4.4)$$



а)



б)

Рисунок 4.3 – Буферний пристрій: а) ядро схеми; б) принципова схема пристрою

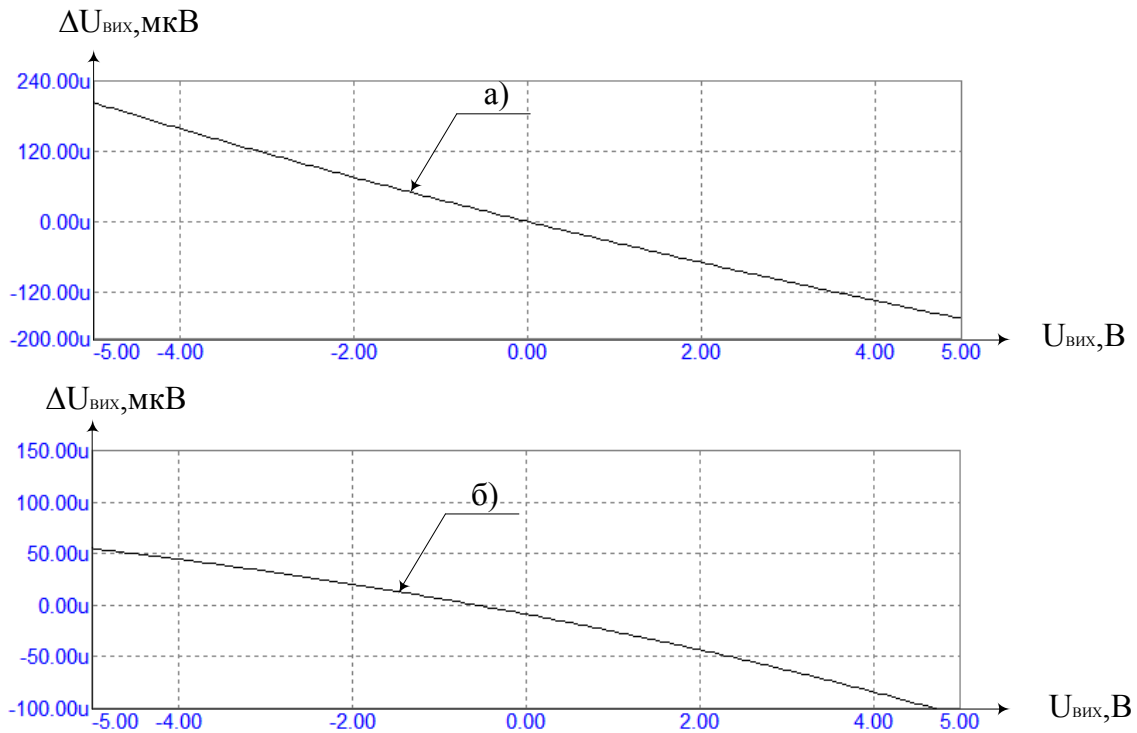


Рисунок 4.4 – Похибка лінійності буферних пристроїв

Зміни вищезгаданих струмів послідовно передаються на колекторні струми транзисторів Т6 та Т9. Проте неідентичності значень β для $p-n-p$ і $n-p-n$ транзисторів, а також їх зміна у діапазоні вхідного і вихідного струму [173] призводять до того, що

$$\Delta I = \Delta I'_B - \Delta I''_B \neq 0. \quad (4.5)$$

При цьому похибку лінійності буферного пристрою можна визначити як

$$\Delta U = 2 \cdot r_d \cdot \Delta I, \quad (4.6)$$

де r_d – опір діодів, побудованих на транзисторах Т7 та Т8.

Підсилювачі постійного струму (ППС) є важливою частиною аналогових вузлів високолінійних багаторозрядних АЦП з ВН. При цьому переважним чином використовуються такі схеми вмикання (рис. 4.5), як: перетворювач «струм–напруга» та «напруга–струм», підсилювач різниці для компаратора [62].

Треба зазначити, що використання одноктактних ППС у вищенаведених схемах є недоцільним, оскільки вносяться додаткові спотворення, пов'язані з досить вузькою смугою пропускання таких ППС. Окрім того, недоліками одноктактних структур ППС можна вважати: низьку швидкість наростання вихідного сигналу, значний коефіцієнт нелінійних спотворень, асиметричність реакції на двополярний вхідний імпульсний сигнал [62].

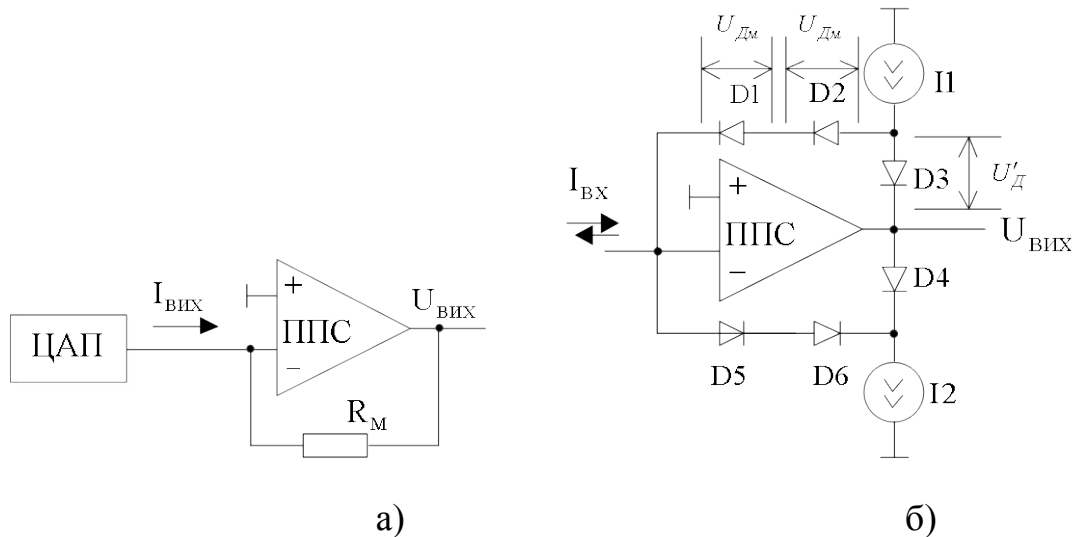
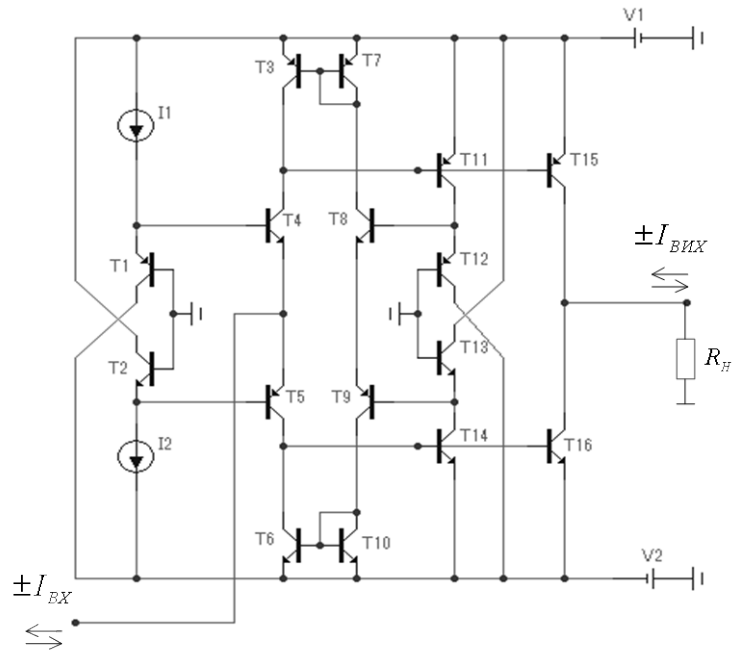


Рисунок 4.5 – Аналогові вузли на базі ППС для багаторозрядних АЦП, що самокалібруються, з ВН: а) перетворювач струм–напруга; б) узагальнена структура підсилювача різниці для високочутливого компаратора струму з нелінійним зворотнім зв'язком

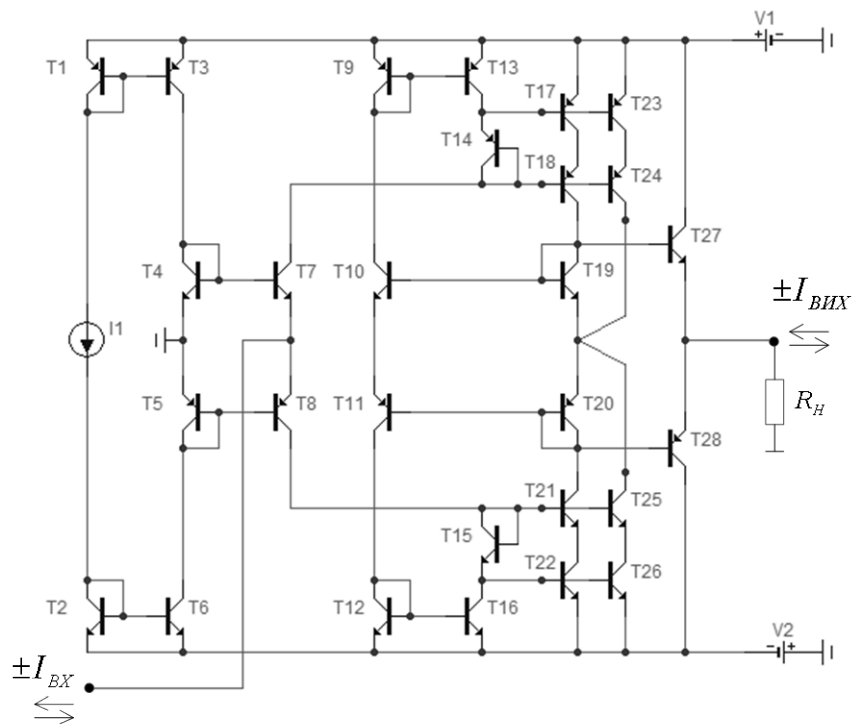
При проектуванні багаторозрядних АЦП, що самокалібруються, з ВН пропонується використовувати ППС, що побудовані за двотактними симетричними структурами (рис. 4.6). Схеми, що зображені на рис. 4.6а, б захищено патентами України № 65020 та № 50244, відповідно.

Характеристики схем ППС наведено на рис. 4.7. Тут криві а і б відповідають схемам на рис. 4.6а, б, відповідно.

Варто відмітити, що якщо АЧХ підсилювача має однополюсний характер, то у діапазоні вихідного сигналу перехідна характеристика буде мати вигляд експоненти (схемна функція першого порядку) або експоненти з невеликими коливаннями (схемна функція другого порядку). Якщо АЧХ має двополюсний характер, то це може привести до істотних коливань характеристики перетворення і тривалого процесу їх згасання [62].



а)



б)

Рисунок 4.6 – Двотактний симетричний ППС: а) найпростіша схема;
 б) схема з підвищеним коефіцієнтом передачі

Розглянемо параметри схем, наведених на рис. 4.6, для малосигнального режиму роботи. Так, використовуючи запропоновані авторами математичні співвідношення та вирази [63], а також базуючись на те-

орії підсилювачів із зворотними зв'язками [177], для схеми на рис. 4.6а коефіцієнт підсилення можна визначити як

$$K_i = \frac{\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''}, (4.7)$$

де β' та β'' – коефіцієнти підсилення по струму $p-n-p$ та $n-p-n$ біполярних транзисторів.

Для схеми на рис. 4.6б коефіцієнт підсилення буде визначатися як

$$K_i = \frac{\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''} \cdot 2 \frac{\beta' \cdot \beta''}{\beta' + \beta''}. (4.8)$$

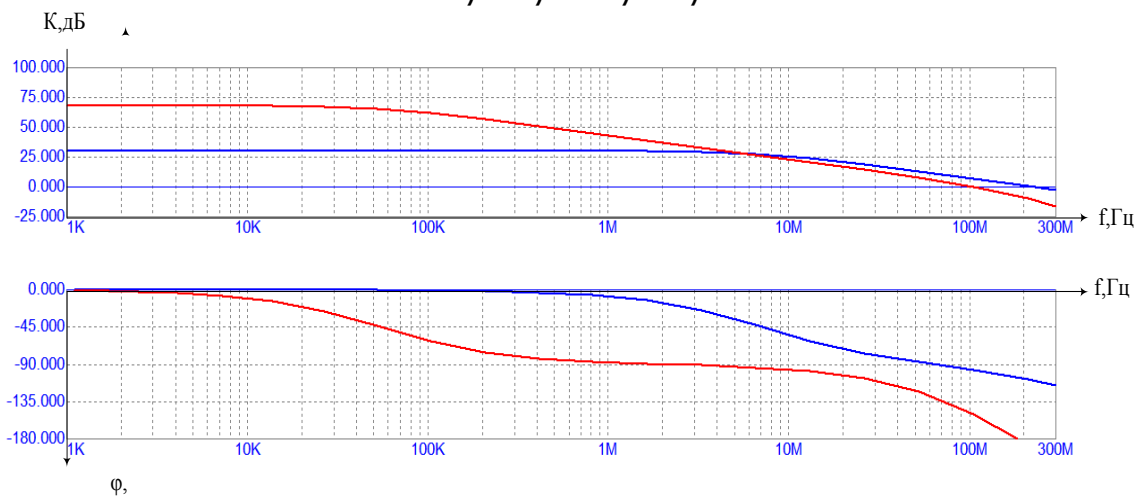


Рисунок 4.7 – АЧХ та ФЧХ ППС

Статичні та динамічні характеристики ППС на рис. 4.6а, увімкненого по схемі підсилювача різниці струмів для компаратора напруг (рис. 4.5б), зображено на рис. 4.8, 4.9.

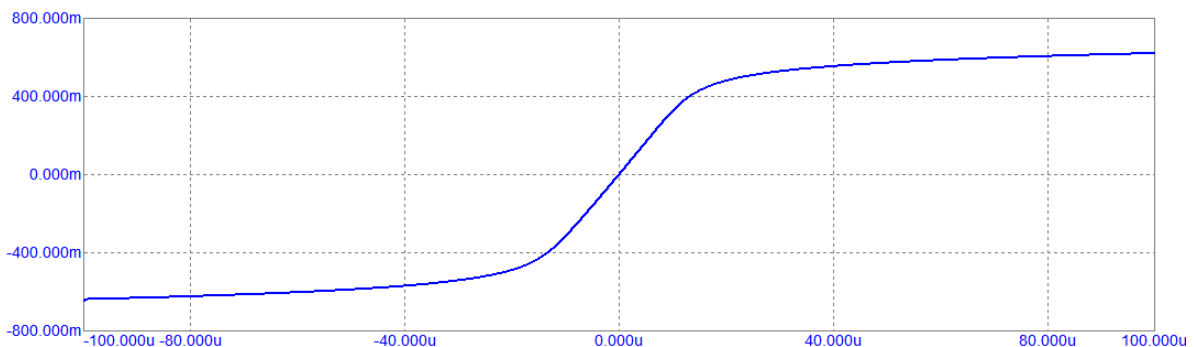


Рисунок 4.8 – Статична характеристика підсилювача різниці для компаратора напруг

При цьому, якщо $I_{BX} = 0$, то $U_{ВИХ} = 0$, а $I_{ДМ} = I_0 \cdot e^{\frac{U_{ДМ}}{\varphi_T}}$, при цьому

$$U_{ДМ} = \frac{1}{2} \cdot U'_{Д} = \varphi_T \cdot \ln \frac{I_P}{I_0}, \text{ а } U'_{Д} = \frac{\varphi_T}{2} \cdot \ln \frac{I_P}{I_0} \text{ то } I_{ДМ} = I_0 \cdot e^{\frac{1}{2} \frac{I_P}{I_0}}.$$

Якщо ж $I_{BX} \neq 0$, то на виході схеми з'являється приріст $\Delta U_{ВИХ}$. При цьому, у загальному випадку $\Delta U_{ВИХ} = 2\varphi_T \cdot \ln \frac{I_{BX}}{I_{ДМ}} = 2\varphi_T \cdot \ln \frac{I_{BX}}{I_{ДМ}}$.

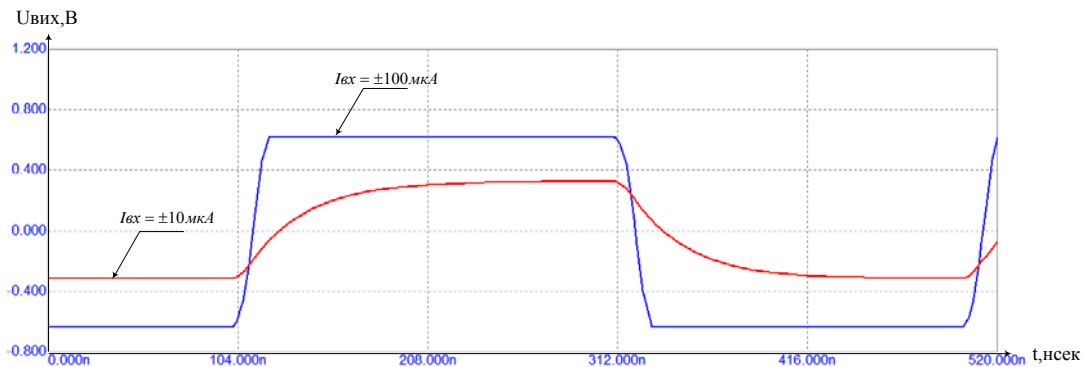


Рисунок 4.9 – Перехідна характеристика підсилювача різниці для компаратора напруг при $I_{вх} = \pm 10 \text{ мкА}; \pm 100 \text{ мкА}$

Оскільки похибка ПФІ значним чином залежить від чутливості та швидкості роботи СП [71], тому при побудові високолінійних багатозрядних АЦП слідкувального типу з ВН виникає необхідність використання високочутливого компаратора.

Для вказаних цілей пропонується використовувати підхід, що передбачає композицію двотактного підсилювача різниці струмів ΔI (рис. 4.10) та власне серійного компаратора напруг. Причому підсилювач ΔI використовується в режимі перетворювача струм–напруга $\Delta I \Rightarrow \Delta U$.

Статичні та динамічні характеристики, отримані в результаті моделювання схеми на рис. 4.10 в середовищі Microcap [76], зображено на рис. 4.11, 4.12. Варто відмітити, що для моделювання використовувались інтегральні транзистори puhfarry та puhfarry фірми Intersil [176].

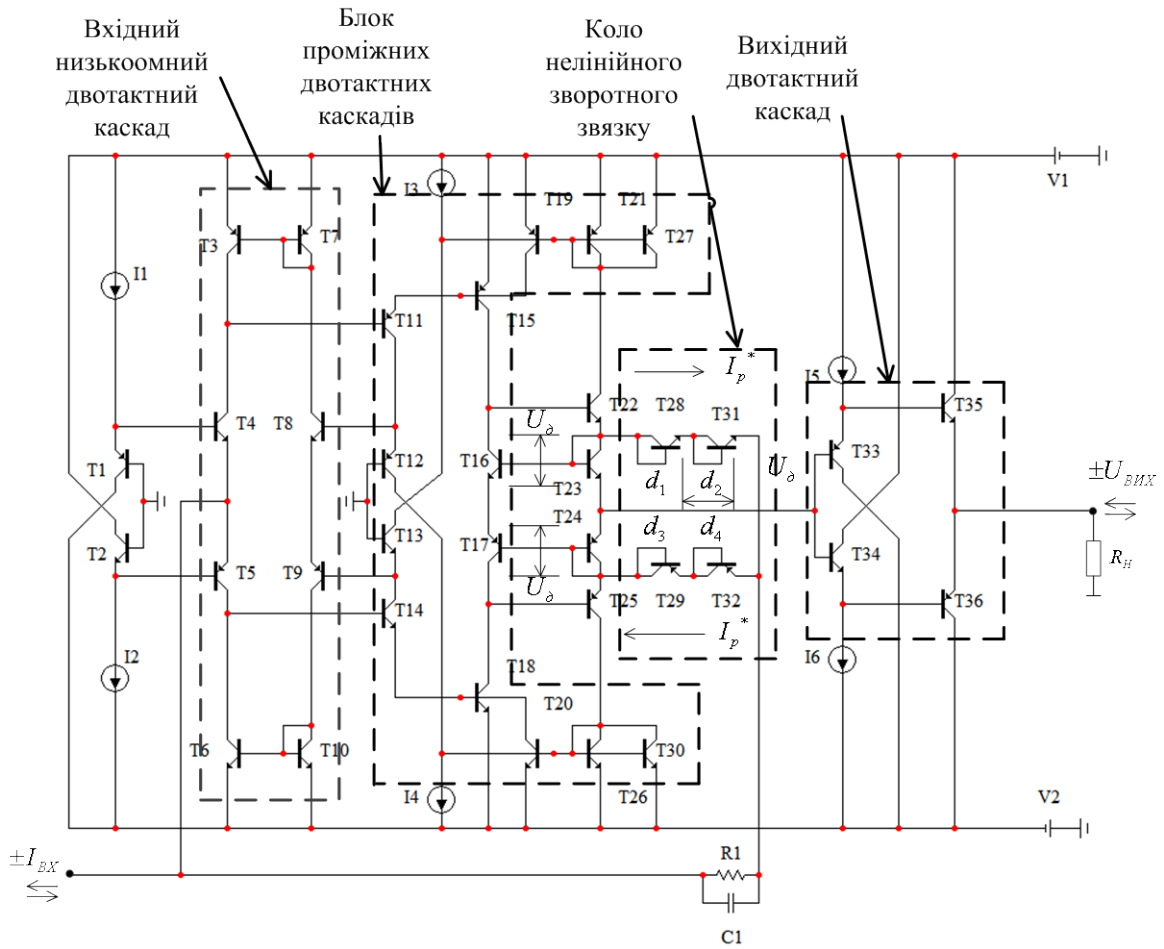


Рисунок 4.10 – Підсилювач різниці для високочутливого компаратора струму

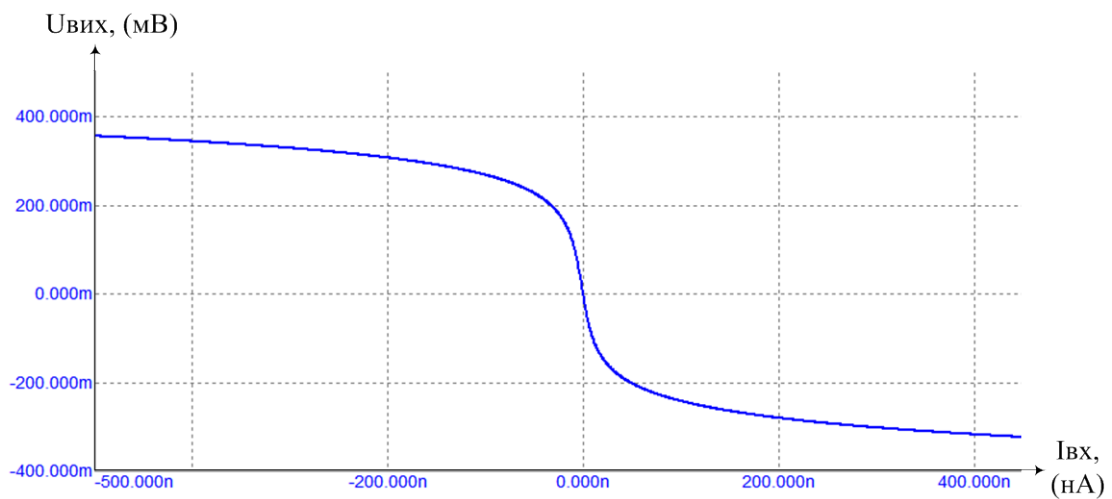


Рисунок 4.11 – Статична характеристика підсилювача різниці ΔI для високочутливого компаратора напруг

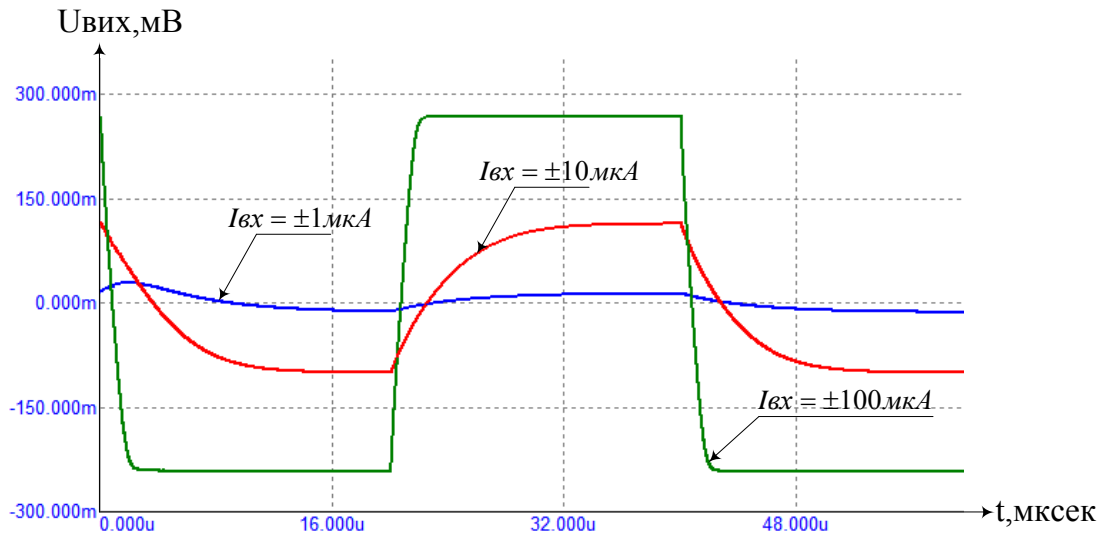


Рисунок 4.12 – Перехідна характеристика підсилювача різниці ΔI для схеми порівняння струмів при $I_{вх} = \pm 1 \text{ мкА}; \pm 10 \text{ мкА}; \pm 100 \text{ мкА}$

При цьому, $\Delta U_{вих} = 2\varphi_T \cdot \ln \frac{I_{вх}}{I_p^*}$, де $I_p^* = I_0 \cdot e^{\frac{U_\partial^*}{\varphi_T}} \approx I_0 \cdot e^{\frac{U_\partial}{2\varphi_T}}$ – струм спокою, що протікає через привідкриті діоди d_1, d_2 або d_3, d_4 при $I_{вх} = 0$. Якщо ж $I_{вх} \ll I_p^*$, то $U_{вих} = 2 \cdot r_\partial \cdot I_{вх}$, де $r_\partial = \frac{\varphi_T}{I_p^*}$.

Генератор калібрувального сигналу АЦП слідкувального типу із ВН використовується для визначення ваг «неточних» розрядів та може бути реалізований як інтегратор на базі операційного підсилювача (рис. 4.13а та рис. 4.14) або ж як неточний ЦАП на основі СЧВН із відповідною схемою керування (рис. 4.13б). При цьому під «неточними» вважаються такі ваги розрядів, абсолютні відхилення яких перевищують половину молодшого кванта [66].

На рис. 4.14 $U(Q_i), U(Q_{i-1}), U(Q_{i-2})$ – напруги що відповідають вагам i -го, $i-1$ -го, $i-2$ -го розрядів, відповідно.

Пропонується використовувати саме останній варіант побудови ГКС, оскільки така схема дозволяє організувати вибіркове встановлення рівня калібрувального сигналу у процесі врівноваження ваг розрядів Q_i та вхідного аналогового сигналу $A_{вх}$.

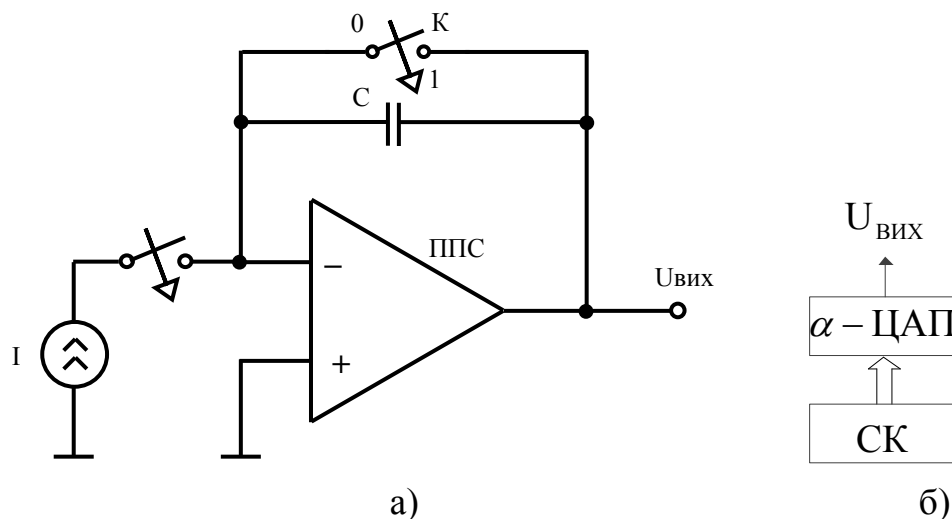


Рисунок 4.13 – Варіанти побудови ГКС: а) на базі інтегратора; б) на базі ЦАП із ВН

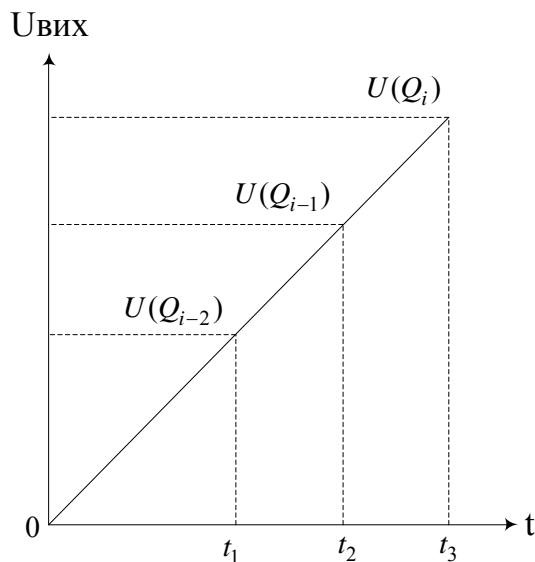


Рисунок 4.14 – Формування калібрувальних сигналів у ГКС на базі інтегратора

4.3 Рекомендації щодо реалізації цифрових вузлів для багаторозрядних високолінійних АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються

Розглянемо підходи щодо проектування цифрової частини високолінійних багаторозрядних АЦП слідкувального типу з ВН, що самокалібруються. Так, реалізація оригінальної цифрової частини, що, як правило, пов'язана з мікросхемами малого та середнього ступенів інтеграції, ускладнює монтаж, знижує надійність та швидкодію системи

[97]. Водночас розробка оригінальних великих та надвеликих інтегральних схем – надзвичайно дорогий та тривалий процес.

Для вирішення цих проблем доцільно використовувати програмовані логічні структури, що дозволяють змінювати апаратну реалізацію мікросхем, не вдаючись до технологічного циклу виготовлення компонентів. Однією з перших таких технологій, що набула широкої популярності, було використання базових матричних кристалів (БМК). Водночас завдяки наявності різних систем автоматизованого проектування, а також структурним і технологічним особливостям програмовані логічні структури (ПЛІС) представляють технологію рекордно короткого циклу розробки радіоелектронної апаратури. Причому весь цикл проектування й виготовлення готового обладнання здійснюється самим розроблювачем, що значним чином знижує вартість пристроїв порівняно з використанням БМК [97].

Реалізацію цифрової частини багаторозрядних високолінійних АЦП слідкувального типу з ВН, що самокалібруються, авторами пропонується здійснювати на основі ПЛІС. З усієї номенклатури ПЛІС перевагу було надано виробам фірми Altera. Це пов'язано з доступним програмним пакетом для програмування таких ПЛІС – Quartus II, робота над яким легко може бути освоєна з використанням доступної літератури на цю тему та служби підтримки виробника [174].

Конкретну реалізацію цифрової частини вказаних ПФІ доцільно здійснювати на кристалах ПЛІС, що містять вбудовані блоки пам'яті та можуть бути використані як БПП та БОП. У рамках цього дослідження використовувалась ПЛІС сімейства Cyclone III (рис. 4.15) [14].

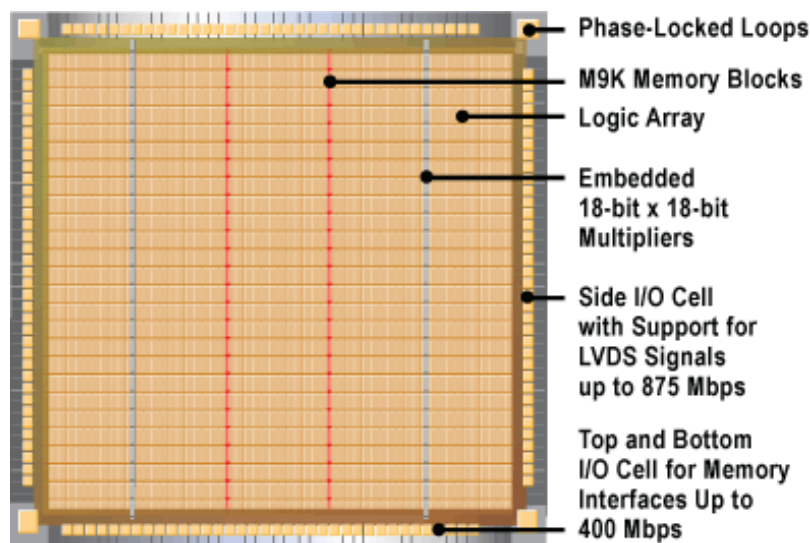


Рисунок 4.15 – Топологія ПЛІС сімейства Cyclone III

Схеми цього класу містять до 120 тисяч вбудованих логічних елементів, до 4 Мбіт вбудованої пам'яті, до 288 вбудованих помножувачів та до 535 ліній введення–виведення. Варто зазначити, що окрім ЦОП, БОП та БПП в рамках цього дослідження на одному кристалі ПЛІС було реалізовано також контролери АК, СП, α -ЦАП та ГКЛС.

Так, функціональна схема цифрової частини багаторозрядних АЦП слідкувального типу з ВН, що самокалібруються, може мати вигляд наведений на рис. 4.16. Тут $K\alpha$ -ЦАП – контролер α -ЦАП; КГКЛС – контролер генератора калібрувального сигналу; КСП – контролер схеми порівняння; КАК – контролер аналогового комутатора.

Функціональна схема високолінійного багаторозрядного АЦП слідкувального типу з ВН та алгоритм роботи такого перетворювача наведено на рис. 4.17 та 4.18, відповідно.

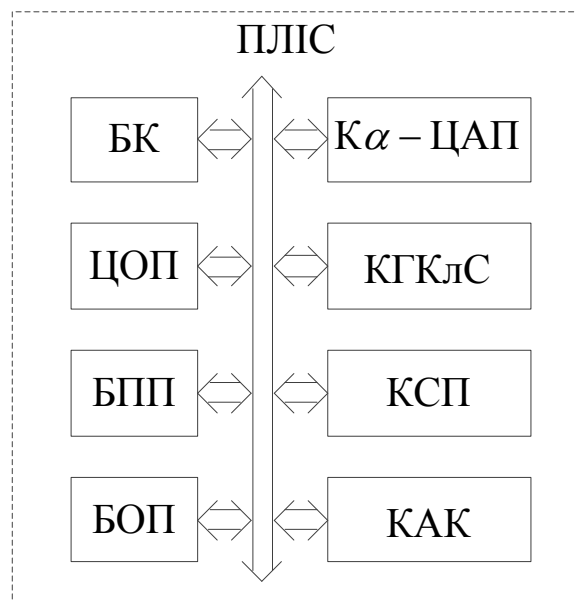


Рисунок 4.16 – Функціональна схема цифрової частини високолінійних багаторозрядних АЦП слідкувального типу з ВН на базі ПЛІС

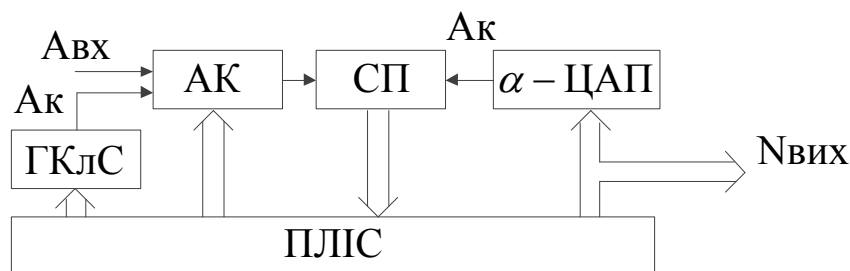


Рисунок 4.17 – Функціональна схема високолінійного багаторозрядного АЦП слідкувального типу з ВН

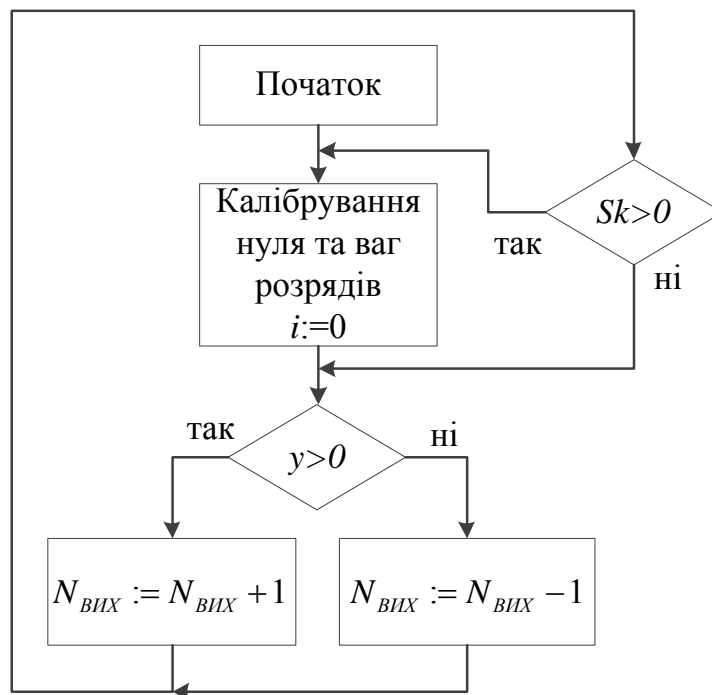


Рисунок 4.18 – Алгоритм роботи АЦП слідкувального типу із ВН, що самокалібрується

4.4 Програмне забезпечення для моделювання багаторозрядних високолінійних АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються

Параметри та характеристики ПФІ з ВН можуть бути оцінені як за допомогою прямих випробувань перетворювача (фізичне моделювання), так і за допомогою комп'ютерного моделювання.

Для проведення такого моделювання авторами рекомендується використовувати спеціалізоване програмне забезпечення (ПЗ), що дозволяє оцінювати інтегральну та диференційну лінійності АЦП слідкувального типу із ВН, що самокалібрується [98, 99].

Вказане ПЗ було розроблено мовою С# в середовищі Visual Studio 2010 [73, 175]. Вихідний код ПЗ був згрупований у 15 проектів, що описують споріднені класи та методи. Так, зокрема, ПЗ містить проект RegisterDevice, що описує функціонал регістру у певній СЧ. Структуру класів проекту наведено на рис. 4.19.

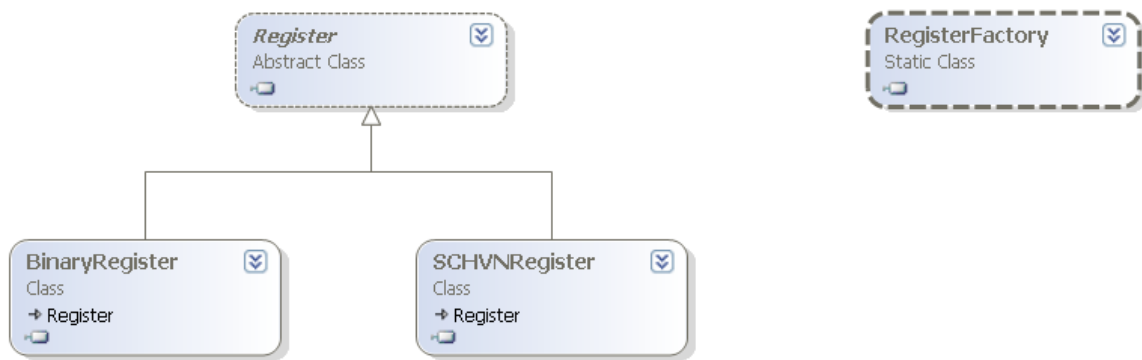


Рисунок 4.19 – Структура класів проекту RegisterDevice

Також ПЗ містить проект Ram, що описує методи та інтерфейси для роботи з пам'яттю у процесі самокалібрування та основного перетворення. Структура класів вказаного проекту наведена на рис. 4.20.



Рисунок 4.20 – Структура класів проекту Ram

Для представлення реалізованого базису СЧ (див. розділ 2) було створено проект «SCHVN». Структуру класів та методів цього проекту наведено на рис. 4.21.

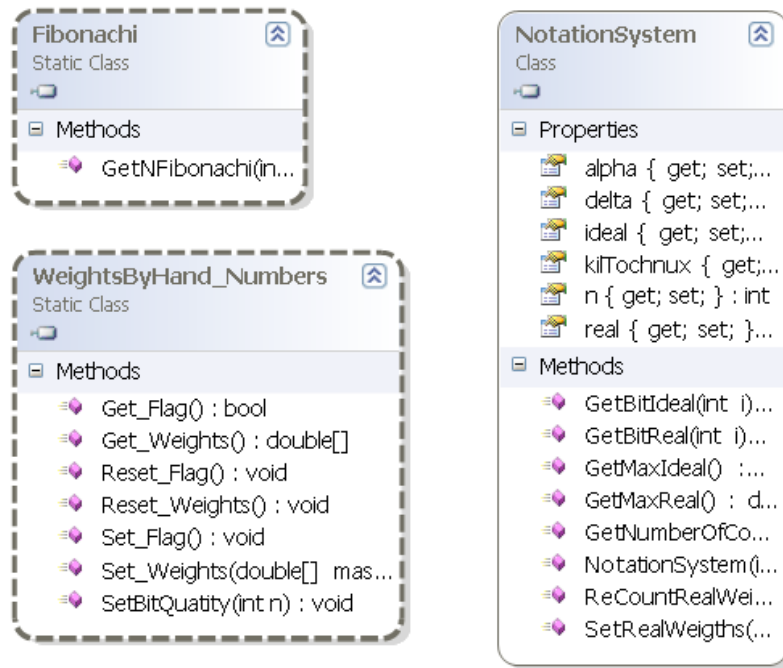


Рисунок 4.21 – Структура класів проекту «SCHVN»

Класи та методи для представлення ЦАП та АЦП у ПЗ згруповано у проектах «DACConv» та «ADCCConv», відповідно. Структуру класів та методів цих проектів наведено на рис. 4.22 та рис. 4.23, відповідно.

Також розроблене ПЗ містить класи та методи для генерування відхилень ваг розрядів СЧ згідно певного закону, а також набір генераторів аналогового сигналу. Так, зокрема структура класів ПЗ, що описують генератори аналогового сигналу наведена на рис. 4.24.

ПЗ також містить класи та інтерфейси, що задають методи калібрування, методи статистичного опрацювання даних, допоміжні методи тощо.

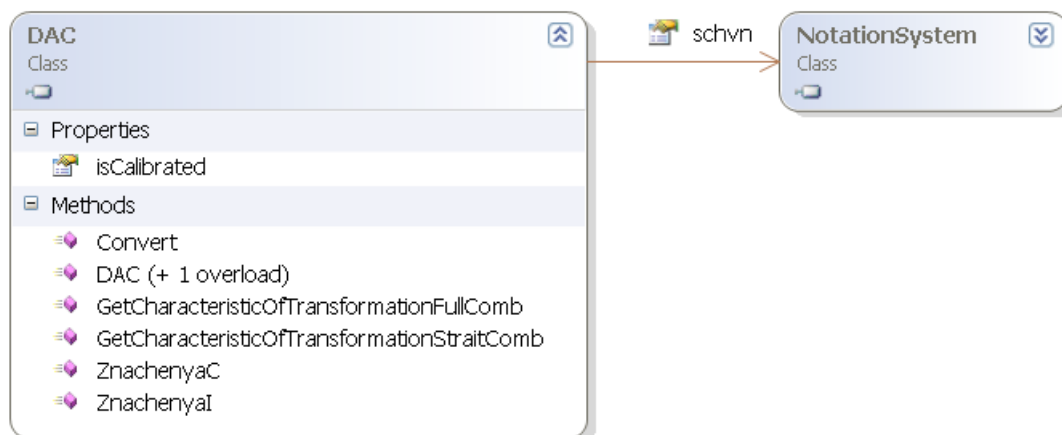


Рисунок 4.22 – Структура класів проекту «DACConv»

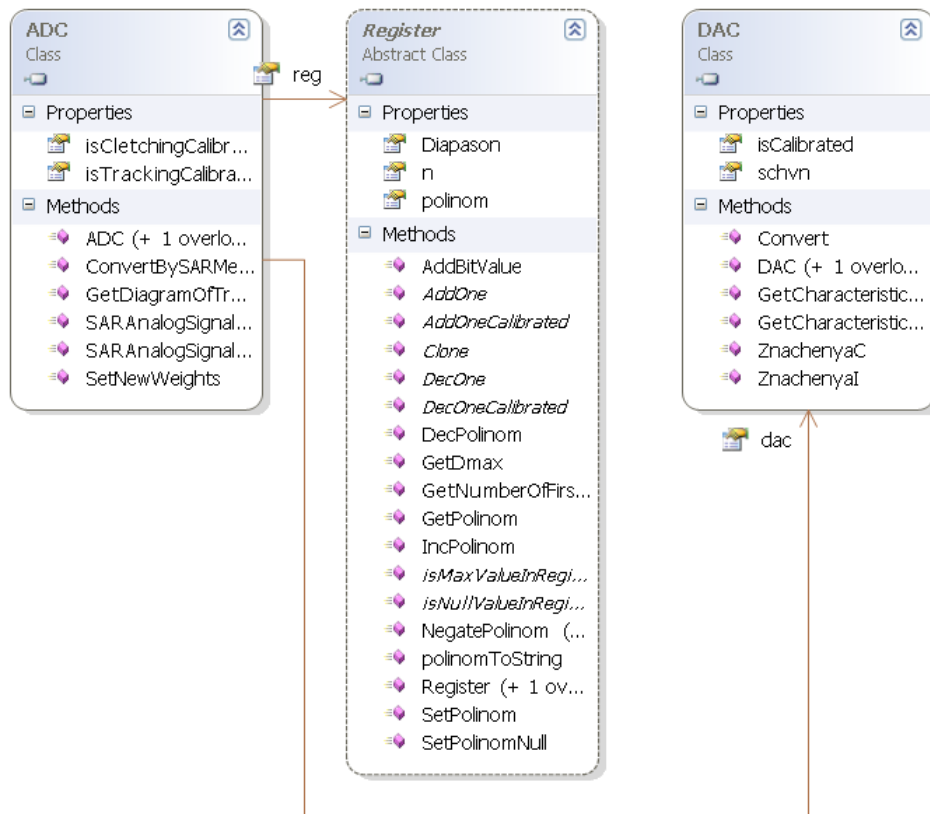


Рисунок 4.23 – Структура класів проекту «ADCConv»

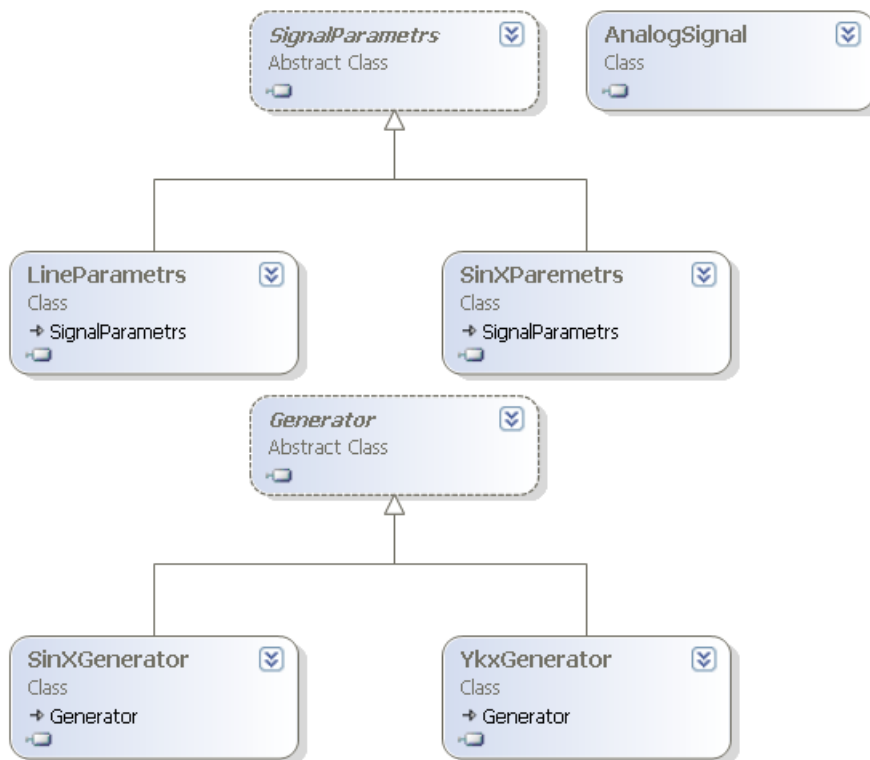


Рисунок 4.24 – Структура класів генераторів аналогового сигналу

Головним проектом який посилається на усі інші проекти та бібліотеки даного ПЗ є проект «Modelling». Вказаний проект містить класи, що описують графічний інтерфейс ПЗ та методи, що задають поведінку ПЗ на дії користувача.

Так, зокрема головне вікно ПЗ наведено на рис. 4.25. У головному вікні програми користувач має можливість задати розрядність ПФІ, допуск елементної бази, вказати основу СЧ або ввести ваги розрядів СЧ вручну. Меню головного вікна програми дає можливість:

- згенерувати ХП ЦАП із вказаними параметрами (пункт «ХП ЦАП»);
- розрахувати статистичні дані за точнісними характеристиками ЦАП із вказаними параметрами (пункт «Розрахувати статистику ЦАП»);
- згенерувати ХП АЦП із вказаними параметрами (пункт «ХП АЦП»);
- розрахувати статистичні дані за точнісними характеристиками АЦП із вказаними параметрами (пункт «Розрахувати статистику АЦП»).

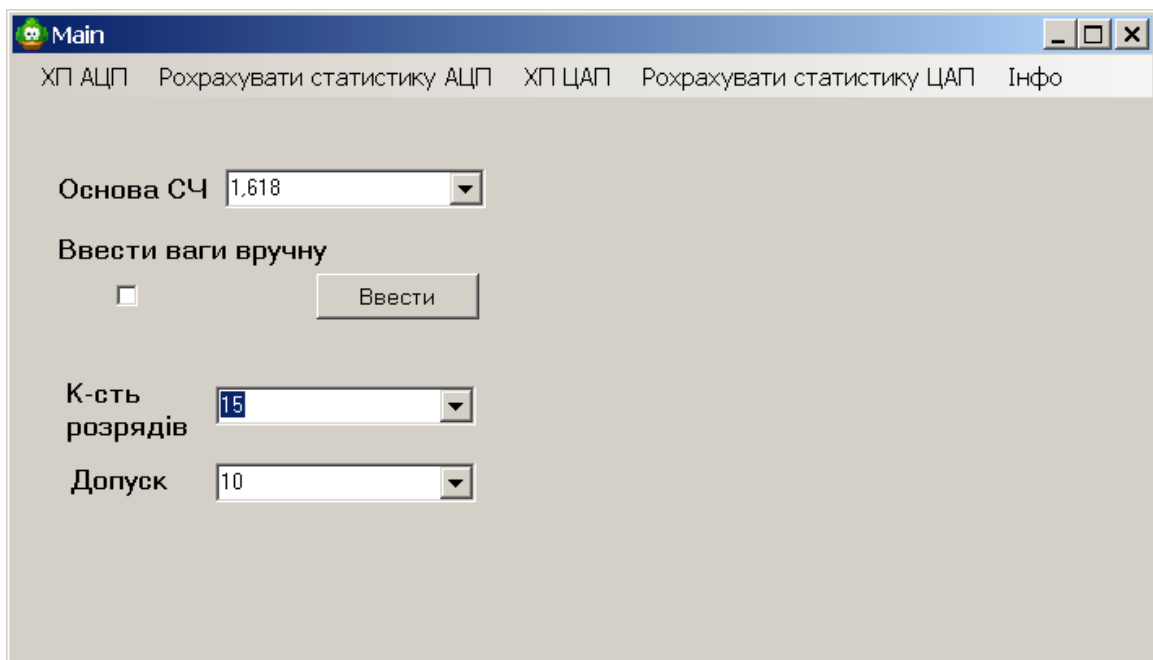


Рисунок 4.25 – Головне вікно ПЗ

При виборі пункту меню «ХП АЦП» головного вікна (рис. 4.26) користувач має можливість вибору на формі:

- методу підвищення лінійності ХП АЦП слідкувального типу із ВН;
- часу розрахунку ХП;
- типу та параметрів вхідного сигналу для дослідження особливостей роботи ПФІ.

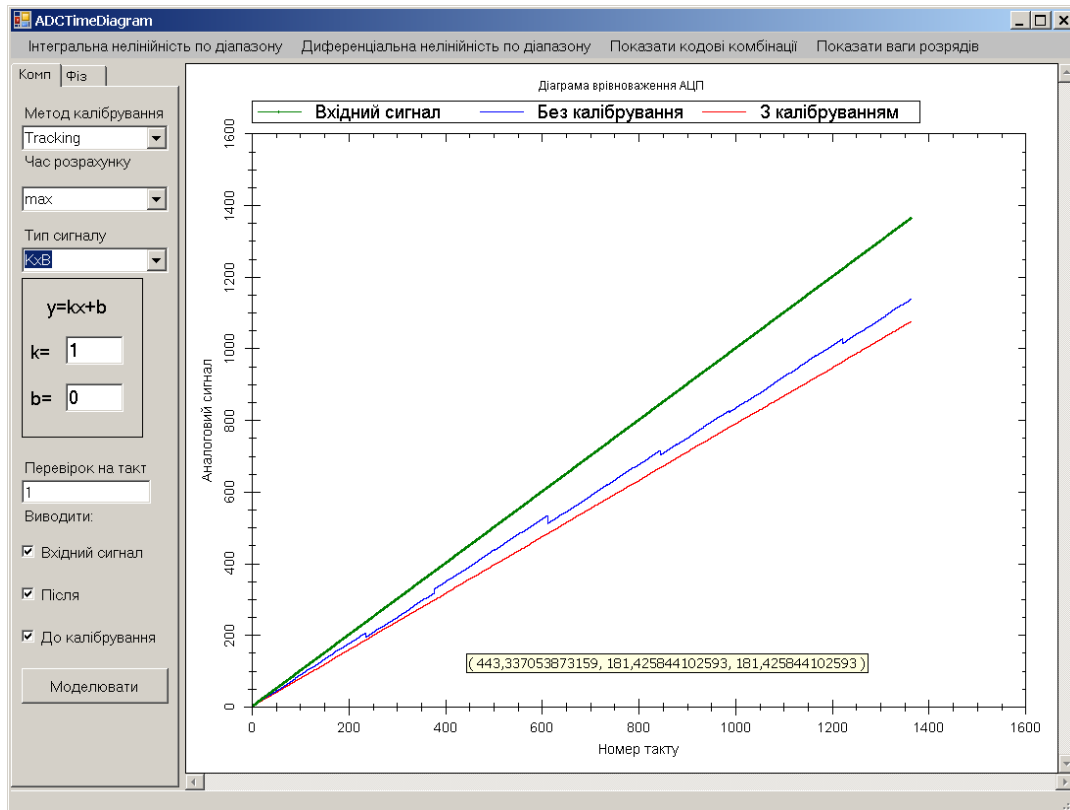


Рисунок 4.26 – Вікно моделювання ХП АЦП слідкувального типу з ВН, що самокалібується

Варто зазначити, що пункти меню «Інтегральна нелінійність по діапазону», «Диференціальна нелінійність по діапазону» вищеприведеної форми дають можливість проаналізувати інтегральну та диференціальну нелінійності ХП, відповідно. Так, зокрема, вікно, що відображає розподіл інтегральної нелінійності по діапазону ХП, наведено на рис. 4.27. Вікно, що відображає розподіл диференційної нелінійності по діапазону ХП, показано на рис. 4.28.

Як уже було вказано, розрахувати статистичні дані за точнісними характеристиками АЦП із вказаними параметрами дає можливість пункт меню головного вікна ПЗ «Розрахувати статистику АЦП».

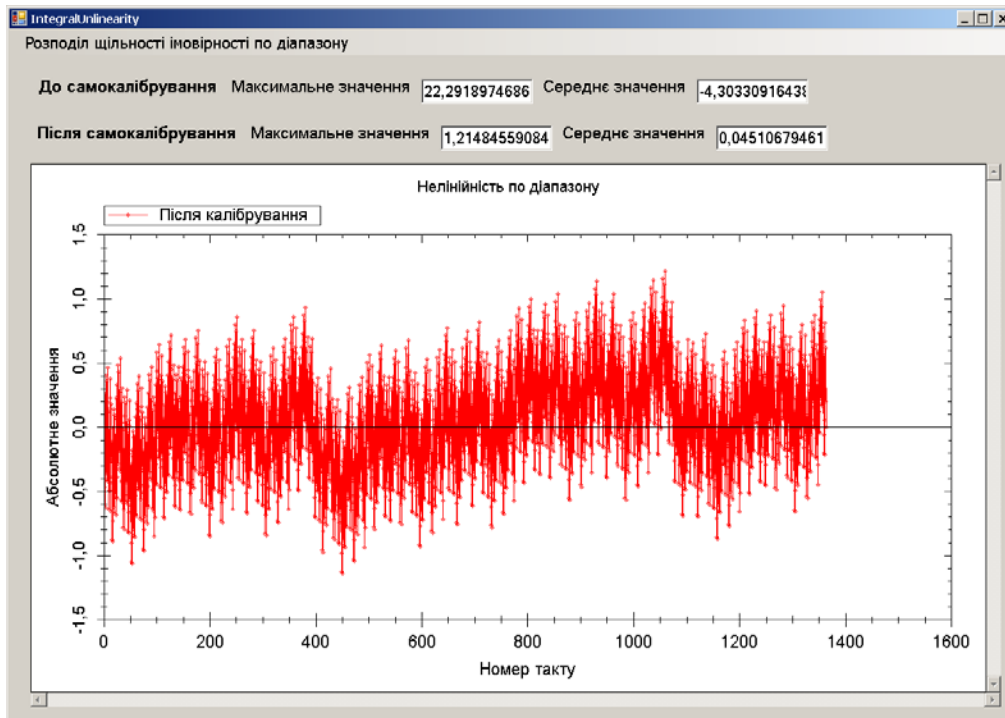


Рисунок 4.27 – Графічне зображення розподілу інтегральної нелінійності по діапазону ХП АЦП слідкувального типу

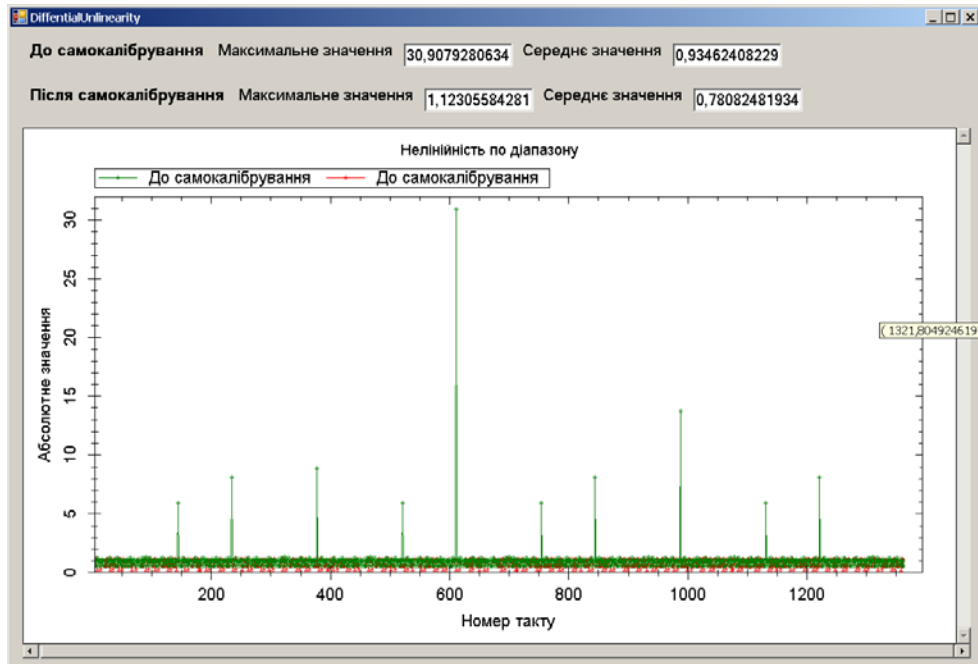


Рисунок 4.28 – Графічне зображення розподілу диференційної нелінійності по діапазону ХП АЦП слідкувального типу

Так, вікно задання параметрів та відображення розрахованих статистичних наведено на рис. 4.29. Поле «Кількість повторів» задає величину статистичної вибірки. Вкладки «Інтегральна нелінійність» та «Диференційна нелінійність» відображають статистичні дані по відповідних параметрах. Вкладки «Без калібрування», «На основі таблиці перетворення», «На основі межових кодових комбінацій» дають можливість переглянути математичне сподівання та середньоквадратичне відхилення АЦП слідкувального типу без самокалібрування та із самокалібруванням згідно з вказаними методами.

	Математичне сподівання	Середньоквадратичне відхилення
▶	1,24810791895468	0,187078500401553
	1,43664516838314	0,297396089392808
	1,39004022561199	0,222025396229899
	1,34064662809427	0,194232657193957
	1,29258222501083	0,251288368238087
	1,35878951162409	0,325440253102392
	1,32609669430948	0,230735515610982
*		

Рисунок 4.29 – Вікно результатів статистичних розрахунків параметрів АЦП слідкувального типу

Варто відмітити, що описане ПЗ було захищене свідоцтвами про авторські права на твір [98, 99].

4.5 Рекомендації щодо вибору засобів для аналізу характеристик багаторозрядних високолінійних АЦП слідкувального типу

При проектуванні багаторозрядних високолінійних АЦП слідкувального типу з ВН, що самокалібруються, авторами також рекомендується проводити фізичне моделювання запропонованих положень та принципів. Так, у рамках дослідження авторами також було проведено макетне моделювання запропонованих підходів (рис. 4.30). Було проаналізовано структурні схеми АЦП слідкувального типу із ВН, що самокалібруються, варіанти реалізації ЦАП із ВН, процедури самокалібрування та визначено набір вузлів, що необхідні для реалізації макету.

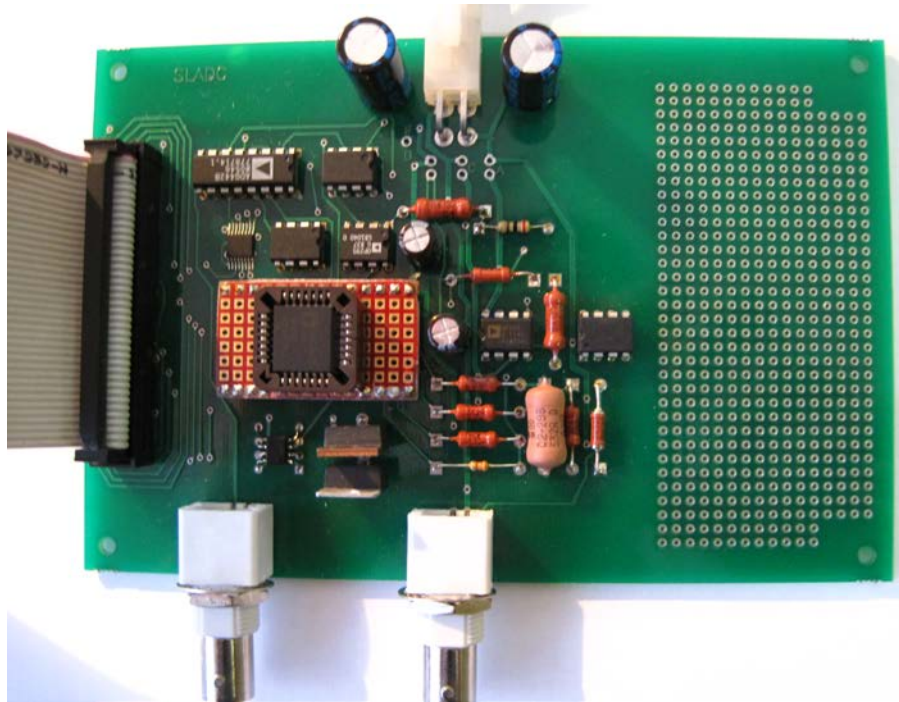


Рисунок 4.30 – Аналогова частина макету багаторозрядного АЦП слідкувального типу з ВН, що самокалібрується

Принципова електрична схема аналогової частини макету наведена на рис.4.31.

Цифрову частину макету було реалізовано на основі відлагоджувально-макетувальної плати ПЛІС фірми Altera DE0 [16] (рис. 4.32). Зокрема, на основі ПЛІС було реалізовано програмний мікропроцесор Nios2 [34]. На основі вказаного мікропроцесора у парі з оперативною пам'яттю, що розміщена на платі DE0, було реалізовано ЦОП АЦП слідкувального типу із ВН.

Інтерфейс цифрової та аналогової частин було реалізовано на основі 40-контактного розширювального роз'єму. Слід також зазначити, що налаштування режиму та забезпечення коректної роботи вузлів аналогової частини макету (ЦАП із ВН, калібрувальний ЦАП, СП тощо) здійснювалось через використання контролерів для кожного окремого типу обладнання.

Було спроектовано та реалізовано 12-розрядний АЦП слідкувального типу із ВН, що реалізує запропоновані методи підвищення лінійності ХП на основі самокалібрування (табл. 4.2). Топологічна схема аналогової частини наведена на рис.4.33. Перелік елементів вказаного макету наведено у табл. 4.3.

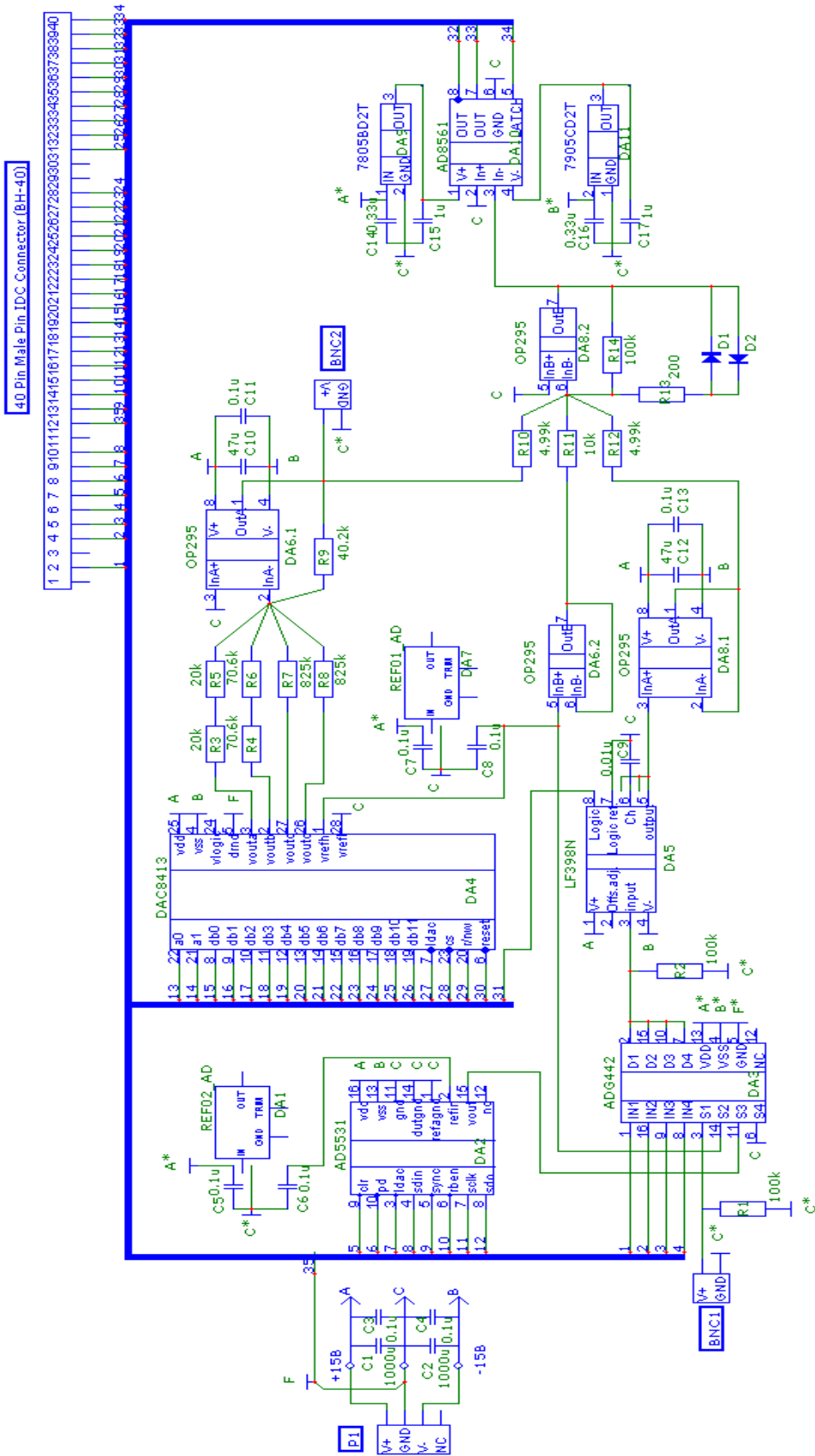


Рисунок 4.31 – Принципова електрична схема аналогової частини макету АЦП слідкувального типу із ваговою надлишковістю

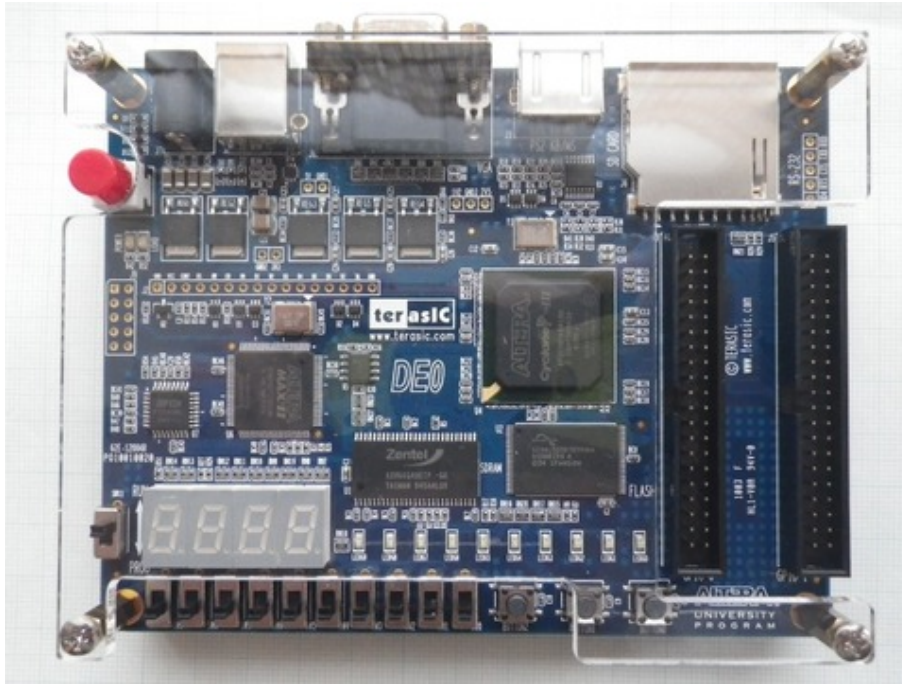


Рисунок 4.32 – Відлагоджувально-макетувальна плата DE0 фірми Altera

Варто відмітити, що у вказаному АЦП використовується метод одноциклового самокалібрування ЦАП із ВН в режимі із заданням індивідуального рівня калібрувального сигналу [122] та метод підвищення характеристики лінійності ХП АЦП на основі таблиці перетворення цифровий еквівалент–робочий код [104].

Тестування роботи розробленого макету здійснювалось з використанням високоточних генераторів та осцилографів [180, 184], оригінального програмного забезпечення (рис. 4.34) та пакету програм для збору та обробки даних LabVIEW [182].

Таблиця 4.2 – Характеристики слідкувального АЦП із ВН, що самокалібрується

Параметри	Значення
Діапазон вхідної напруги (В)	± 5
Розрядність вихідного двійкового коду (біт)	12
Похибка перетворення (МЗР)	< 2
Частота перетворення (кГц)	25
Час калібрування (сек)	≈ 5

Тестування точнісних (ІНЛ, ДНЛ) характеристик АЦП при цьому здійснювалось відповідно до інженерної методики [181]. Варто відмітити, що передача даних на компютер здійснювалась з використанням швидкісного паралельного usb – передавача «FT245 USB FIFO» [19] (рис. 4.35).

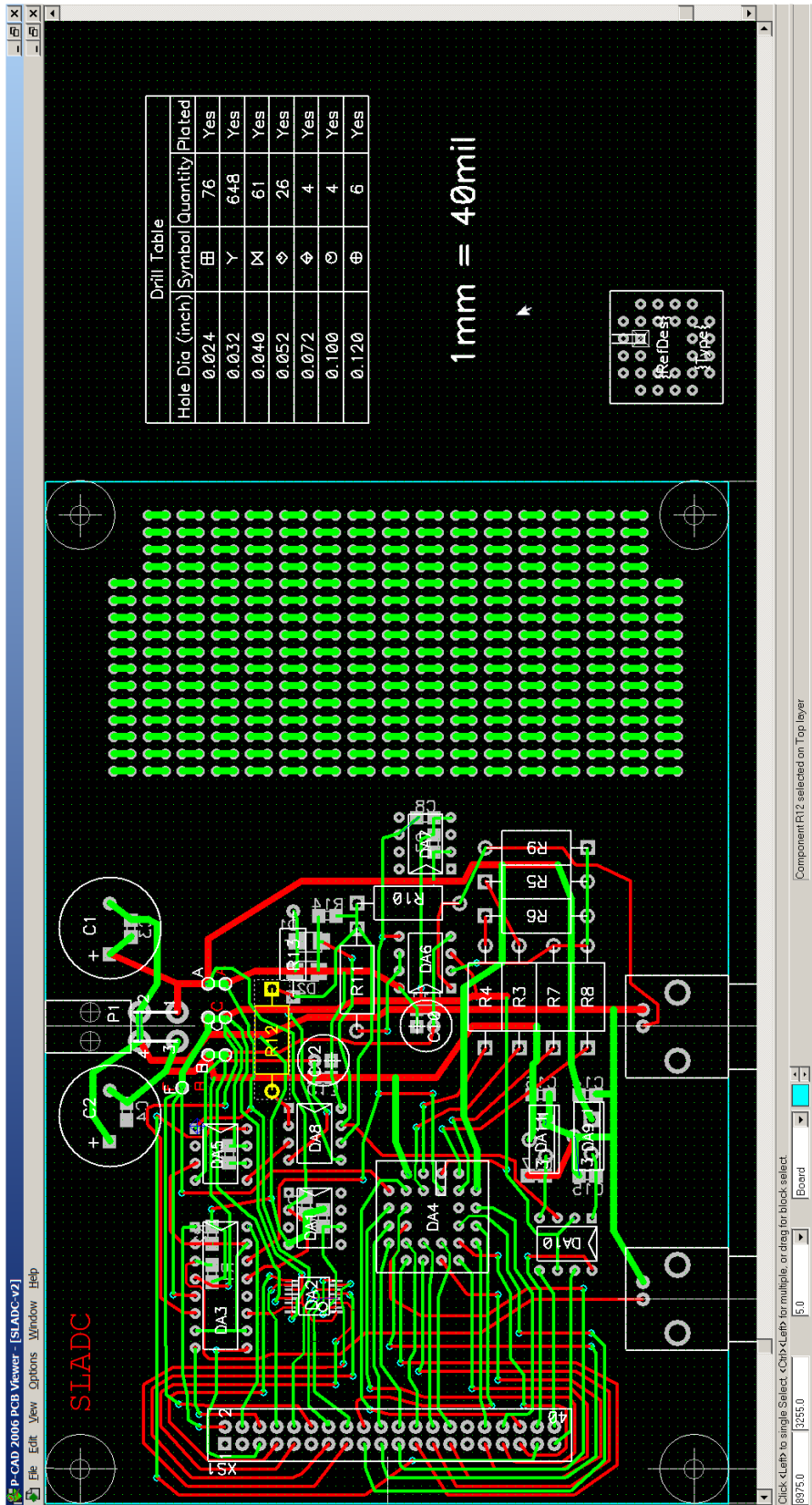


Рисунок 4.33 — Топологічна схема аналогової частини макету АЦП слідкувального типу із ваговою надлишковістю

Таблиця 4.3 – Перелік елементів макету АЦП

Позначення	Найменування	Кількість	Примітки
	Конденсатори		
C1, C2	SAMWHA ECR 25 v – 1000 мкФ	2	
C9	0805 (X7R) $\pm 10\%$ – 0,01 мкФ	3	C9 – конденсатор ПВЗ
C3...C8, C11, C13	0805 (X7R) $\pm 10\%$ – 0,1 мкФ	8	
C10, C12	SAMWHA ECR 50v – 47 мкФ	2	
C14, C16	0805 (X7R) $\pm 10\%$ 25 v – 0,33 мкФ	2	
C15, C17	0805 (Y5V) 25 v – 1 мкФ	2	
	Резистори		
R1, R2, R14	0603 $\pm 5\%$ – 100 кОм	3	
R3	C2-29B – 3,24 кОм	1	
R5	C2-29B – 732 Ом	1	
R4	C2-29B – 5,49 кОм	1	
R6	C2-29B – 332 Ом	1	
R7	C2-29B – 24 кОм	1	
R8	33,6 кОм	1	
R9	C2-29B – 3,92 кОм	1	
R10, R12	C2-29B – 6,19 кОм	1	
R11	C2-29B – 12,4 кОм	2	
R13	0,25 Вт $\pm 5\%$ – 200 Ом	1	
	Діоди		
D1, D2	LL42 (SOD-80, Mini-MELF) SCHOTTKY	2	
	Роз'єми		
BNC1, BNC2	BNC гніздо на плату	2	позолоч., 500 VAC, 4 ГГц- 50 Ом
40 Pin Male Pin IDC Connector (BH-40)	Роз'єм серії BH-40 (Крок – 2,54)	1	
P1	MF-04MRA (вилка на плату) вуглова (Крок – 4,2)	1	

Продовження табл. 4.3

Позначення	Найменування	Кількість	Примітки
	Мікросхеми		
DA1	REF02CP IC VOLT REF 5.0V + TEMP SENSOR (1.96V/C), ±50 mV, 65 ppm/C, 15 mkV p-p, 8-Lead PDIP	1	8-Lead PDIP
DA2	AD5531BRUZ 14-BIT VOLTAGE OUTPUT DAC I.C. TSSOP16	1	TSSOP16
DA3	ADG442BN QUAD SPST SWITCH - I.C. (16-Lead Plastic Dual In-Line Package (PDIP))	1	16-Lead PDIP
DA4	DAC8413FPC QUAD 12-BIT DAC IC (28-Lead Plastic Leaded Chip Carrier [PLCC])	1	28-Lead PLCC на роз'ємну колодку (PLCC-28 dip)
DA5	LF398N (LF198-LF298) Monolithic Sample-and-Hold Circuits IC Low Inut Offset Dip 8	1	Dip 8
DA6, DA8	OP295GPZ DUAL RAIL/RAIL OP AMP IC 8-Lead PDIP	2	8-Lead PDIP
DA7	REF01CP IC VOLT REF 10V, ±100mV, 65ppm/C, 30mkV p-p, 8-Lead PDIP [-40;85]°C	1	8-Lead PDIP
DA9	7805BD2T (MC7805BD2TG) LINEAR VOLTAGE REGULATOR 5V 1A, D2PACK - 40°C to +125°C	1	D2PACK
DA10	AD8561AR SINGLE SUPPLY 5NS COMPARATOR SO8	1	SO8
DA11	7905CD2T (MC7905CD2TG) D2PAK 3/C°/1A, 5 V, ±4 % TOLERANCE, NEGATIVE VOLTAGE REGULATOR D2PAK	1	D2PAK

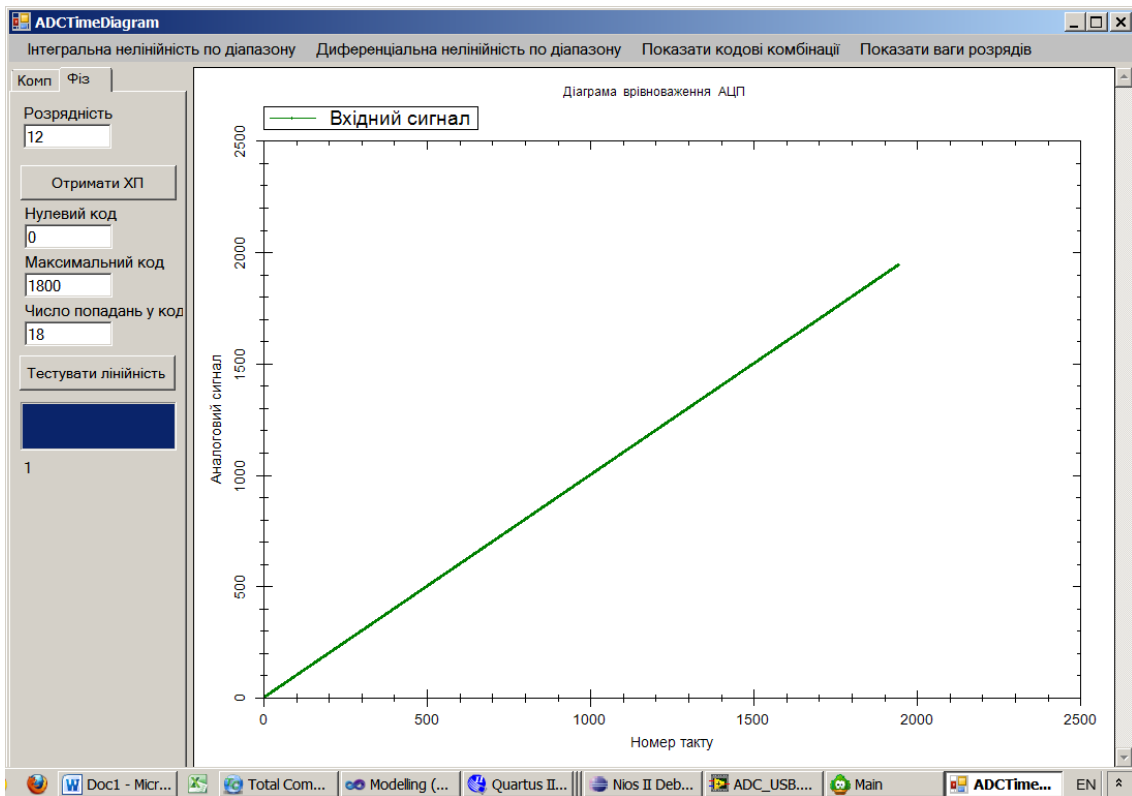


Рисунок 4.34 – Вікно ПЗ для тестування ІНД та ДНЛ макету АЦП слідкувального типу із ВН, що самокалібрується

Так, схема та фото тестового станду зображена на рис. 4.36а, б, відповідно.

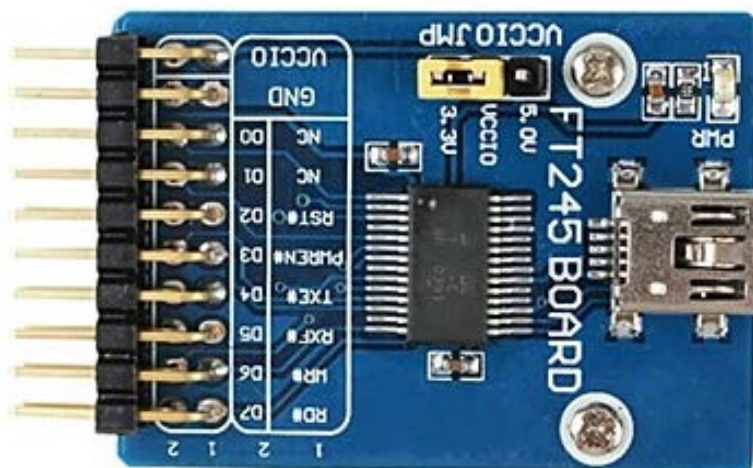
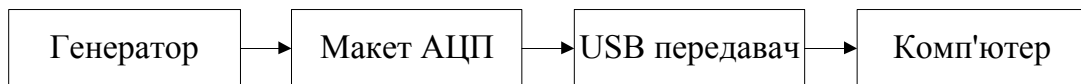


Рисунок 4.35 – Плата FT245 USB FIFO



а)



АЦП

б)

Рисунок 4.36 – Тестовий стенд АЦП слідкувального типу із ВН, що самокалібрується: а) структурна схема; б) фото

При цьому схема ПЗ для збору та опрацювання даних із макету АЦП на компютері зображена на рис. 4.37.

Інтерфейс користувача та форму вихідного цифрового сигналу зображено на рис. 4.38а. Варіанти вхідного та компенсуючого аналогових сигналів, отриманих в результаті моделювання, наведено на рис. 4.38б, в відповідно.

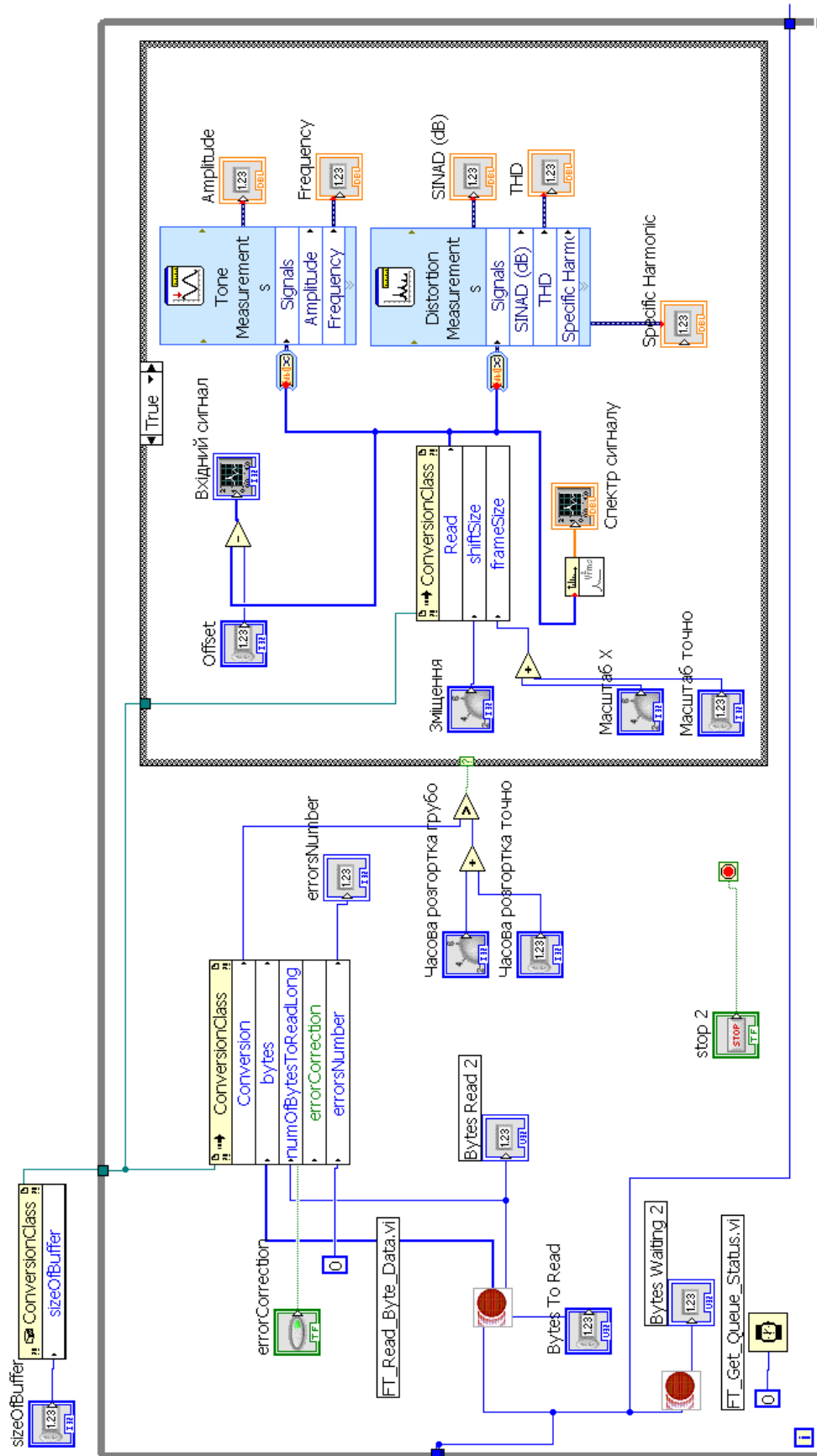
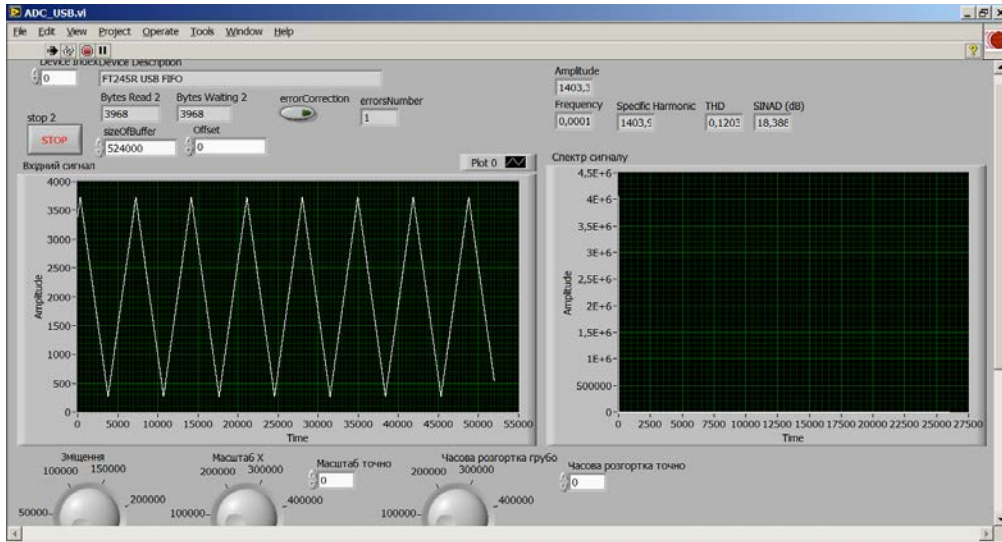
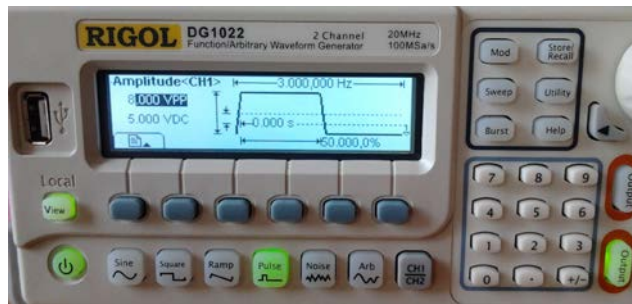


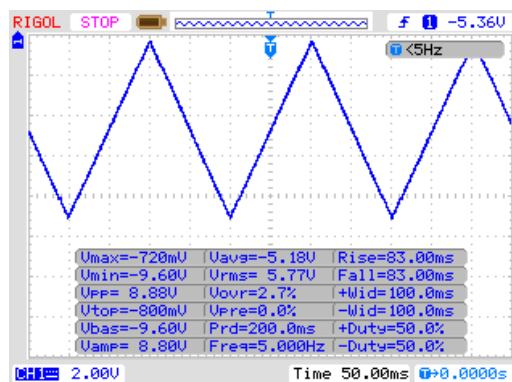
Рисунок 4.37 – Ядро схеми збору та опрацювання інформації макету АЦП слідкувального типу із ваговою надлишковістю у середовищі Labview



а)



б)



в)

Рисунок 4.38 – Графічні результати моделювання АЦП слідкувального типу із ВН: а) вихідний цифровий сигнал у Labview; б) вхідний аналоговий сигнал; в) аналоговий компенсувальний сигнал

ВИСНОВКИ

Основні результати висвітлених у монографії досліджень такі:

1. Запропоновано методи підвищення лінійності характеристики перетворення АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю шляхом самокалібрування на базі: межових кодових комбінацій; таблиці перетворення «робочий код–цифровий еквівалент». Показано, що застосування запропонованих методів дозволяє покращувати точнісні характеристики АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, побудованого на неточних елементах, без визначення коригувальних поправок та відповідної втрати швидкодії.

2. Проаналізовано та складено математичні моделі складових статичних похибок генераторів компенсувального сигналу, а також багаторозрядних АЦП слідкувального типу, побудованих на неточному ЦАП із ваговою надлишковістю, до та після самокалібрування, що дозволило оцінити абсолютну похибку компенсувального аналогового сигналу при використанні запропонованих методів та, як наслідок, оцінити їх ефективність.

3. Запропоновано комплексний критерій ефективності розроблених методів з урахуванням витрат обладнання, що дозволило довести, що застосування запропонованих методів дає змогу істотно (на 1–2 порядки) зменшити похибку генерування компенсувального сигналу і, таким чином, підвищити точність всього АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, а також навести порівняльні оцінки запропонованих методів.

4. Проаналізовано можливості побудови генераторів компенсувального сигналу, а також багаторозрядних АЦП слідкувального типу на базі неточних ЦАП із ваговою надлишковістю, що самокалібруються. Запропоновано структурні схеми високолінійних багаторозрядних АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються, а також структурні схеми генераторів компенсувального сигналу для таких перетворювачів. Розглянуто підходи щодо структурно-алгоритмічної організації прямого і зворотного перетворення «робочий код–ЦЕ» для АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю, що самокалібруються. Показано, що реалізація вказаних перетворень здійснюється з використанням відомих обчислювальних вузлів, що

працюють у двійковій системі числення. Це не вимагає побудови оригінальної елементної бази і дозволяє застосовувати серійні цифрові мікросхеми.

5. Проаналізовано статичні і динамічні характеристики аналогових вузлів високолінійних багаторозрядних АЦП із ваговою надлишковістю, що самокалібруються. Запропоновано математичні вирази для оцінювання параметрів вказаних аналогових вузлів. Надані рекомендації щодо практичної реалізації аналогових та цифрових вузлів високолінійних багаторозрядних АЦП із ваговою надлишковістю, що самокалібруються. Запропоновано використовувати підсилювачі постійного струму та буферні пристрої, що побудовані за двотактними симетричними структурами, оскільки вони володіють кращими характеристиками. Показано, що одним із перспективних підходів є використання програмованих логічних схем.

6. Досліджено характеристики макетного зразка багаторозрядного АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібрується. Доведено, що застосування запропонованих підходів дає змогу забезпечити похибку перетворення такого пристрою на рівні ваги молодшого розряду.

7. Розроблено програмне забезпечення для моделювання високолінійних багаторозрядних АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються, що дозволяє оцінити характеристики розроблених перетворювачів та визначити їх оптимальні параметри.

ЛІТЕРАТУРА

1. 23A1024/23LC1024 1Mbit SPI Serial SRAM with SDI and SQI Interface [Електронний ресурс] / Microchip // Офіційний сайт. – Режим доступу : <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/25142A.pdf>
2. 23A256/23K256 256K SPI Bus Low-Power Serial SRAM Data Sheet [Електронний ресурс] / Microchip // Офіційний сайт. – Режим доступу : <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/22100c.pdf>
3. 23A512/23LC512 512 Kbit SPI Serial SRAM with SDI and SQI Interface [Електронний ресурс] / Microchip // Офіційний сайт. – Режим доступу : <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/25155A.pdf>
4. 23A640/23K640 64K SPI Bus Low-Power Serial SRAM Data Sheet [Електронний ресурс] / Microchip // Офіційний сайт. – Режим доступу : <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/22126c.pdf>
5. AD5024/AD5044/AD5064 Fully Accurate, 12-/14-/16-Bit VOUT nanoDAC, Quad [Електронний ресурс] / Analog Devices // Офіційний сайт. – Режим доступу : http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5024_AD5044_AD5064.pdf
6. AD5444/AD5446: 12-/14-Bit High Bandwidth Multiplying DACs with Serial Interface [Електронний ресурс] / Analog Devices // Офіційний сайт. – Режим доступу : http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5444_5446.pdf
7. AD5450/AD5451/AD5452/AD5453: 8-/10-/12-/14-Bit High Bandwidth Multiplying DACs with Serial Interface [Електронний ресурс] / Analog Devices // Офіційний сайт. – Режим доступу : http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5450_5451_5452_5453.pdf
8. AD5530/AD5531 Serial Input, Voltage Output 12-/14-Bit Digital-to-Analog Converters [Електронний ресурс] / Analog Devices // Офіційний сайт. – Режим доступу : http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5530_5531.pdf
9. AD5601/AD5611/AD5621 2.7 V to 5.5 V, <100 μ A, 8-/10-/12-Bit nanoDAC [Електронний ресурс] / Analog Devices // Офіційний сайт. – Режим доступу : http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5601_5611_5621.pdf
10. Application Note AN-283: Sigma – Delta ADCs and DACs // Application Reference Manual – Analog Devices, 1993. – P. 16.
11. Capofreddi P. D. The use of linear models in A/D converter testing / P. D. Capofreddi, P. D. Wooley // IEEE Trans. Circuit Syst. I. – December 1997. – Vol. CAS-44. – P.1105–1113. – ISSN: 1057-7130.

12. Carl Moreland. An 8-bit 150MSPS Serial ADC / M. Carl // ISSCC Digest of Technical Papers. – 1995. – Vol. 38. – P. 272.
13. Carl Moreland. An Analog-to-Digital Converter Using Serial-Ripple Architecture / M. Carl // Masters' Thesis, Florida State University College of Engineering, Department of Electrical Engineering. – 1995. – P. 56.
14. Cyclone III Device Handbook [Електронний ресурс] / Altera Corporation // Офіційний сайт. – Режим доступу : http://www.altera.com/literature/hb/cyc3/cyclone3_handbook.pdf.
15. DAC7731: 16-Bit, Single Channel, Digital-to-Analog Converter W/ Internal +10V Reference and Serial I/F [Електронний ресурс] / Texas Instruments // Офіційний сайт. – Режим доступу : <http://www.ti.com/product/dac7731>
16. DE0 User Manual [Електронний ресурс] / Altera Corporation // Офіційний сайт. – Режим доступу : ftp://ftp.altera.com/up/pub/Altera_Material/12.1/Boards/DE0/DE0_User_Manual.pdf
17. Dorrer. L. A 3-mW 74-dB SNR 2-MHz continuous-time delta-sigma ADC with a tracking ADC quantizer in 0.13- μ m CMOS / L. Dorrer, F. Kuttner, P. Greco // Solid-State Circuits – Dec. 2005. – Vol. 40 , Issue 12 . – P. 2416–2427. – ISSN: 0018-9200.
18. Dudnyk O. V. Compensating Signal Generators for a Self-Calibrating Tracking ADC [Електронний ресурс] / O. D. Azarov, O. V. Dudnyk // 11th International Conference on Development and Application Systems, May 15–17, 2012 - Suceava, Romania. – 1 с. – Режим доступу : <http://www.dasconference.ro/cd2012/data/papers/C10.pdf>
19. Future Technology Devices International Ltd. FT245R USB FIFO IC [Електронний ресурс] / Altera Corporation // Офіційний сайт. – Режим доступу : http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS_FT245R.pdf
20. Galton I. Digital cancellation of D/A converter noise in pipelined A/D converters / I. Galton // IEEE Trans. Circuit Syst. II. – March 2000. – Vol. CAS-47. – P.185–196. – ISSN: 1057-7130.
21. Gustavsson M. A global passive sampling technique for high-speed switched-capacitor time-interleaved ADCs / M. Gustavsson, N. N. Tan // IEEE Trans. Circuit Syst. II. – September 2000. – Vol. CAS-47. – P. 821–831. – ISSN: 1057-7130.

22. Hans Camenzind. Designing Analog Chips / Camenzind Hans. – 2005. – P. 242. – ISBN 141-960-314-0. – Режим доступа : http://www.designing-analog-chips.com/_count/designinganalogchips.pdf
23. Howard E. Hilton. A 10MHz Analog-to-Digital Converter with 110dB Linearity / E. Howard // H.P. Journal. – October, 1993. – P. 105–112. – ISSN 0018-1153.
24. Jin H. A digital-background calibration technique for minimizing timing-error effects in time-interleaved ADCs / H. Jin, E. K. F. Lee // IEEE Trans. Circuit Syst. II. – July, 2000. – Vol. CAS-47. – P. 603–613. – ISSN: 1057-7130.
25. Kuo. F. A superconducting tracking A/D converter / F. Kuo, H. Dang, S.R. Whiteley // Solid-State Circuits. – February 1991. – Vol. 26, Issue 2. – P. 142–145. – ISSN: 0018-9200.
26. Kurosawa N. Explicit analysis of channel mismatch effects in time-interleaved ADC systems / N. Kurosawa, H. Kobayashi, K. Maruyama // IEEE Trans. Circuit Syst. I. – March, 2001. – Vol. CAS-48. – P. 261–271. – ISSN: 1057-7122.
27. Lee S. Comments on «Comments on interstage gain-proration technique for digital-domain multistep ADC calibration»/ S. Lee, J. Lee // IEEE Trans. Circuit Syst. II. – July, 2001. – Vol. CAS-48. – P. 745–749. – ISSN: 1057-7130.
28. Lee S. Interstage gain proration technique for digital-domain multi-step ADC calibration / S. Lee, B. Song // IEEE Trans. Circuit Syst. II. – January, 1994. – Vol. CAS-41. – P. 12–18. – ISSN: 1057-7130.
29. Linear Design Seminar. Chapter 5 [Електронний ресурс] / Analog Devices // Офіційний сайт. – Режим доступа : <http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/43-09/EDCh%205%20sampling%20theory.pdf>
30. LTC2601/LTC2611/LTC2621: 16-/14-/12-Bit Rail-to-Rail DACs in 10-Lead DFN [Електронний ресурс] / Linear Technology // Офіційний сайт. – Режим доступа : <http://cds.linear.com/docs/Datasheet/2601fb.pdf>
31. Maulik P. C. Analysis of leakage current induced nonlinearity in resistor-ladder based data converters / P. C. Maulik // IEEE Trans. Circuit Syst. II. – February, 2000. – Vol. CAS-47. – P. 136–137.
32. Mohamed O. 6-Bit 130-MS/s Low-power Tracking ADC in 90 nm CMOS / M. O. Shaker, M. A. Bayoumi // Circuits and Systems (MWSCAS), 2010 53rd IEEE International Midwest Symposium. – 1–4 August 2010. – P. 304–307.

33. Norsworthy S. R. Delta –Sigma Data Converters: Theory, Design and Simulation / S. R. Norsworthy, R. Schreider, G. C. Temes. – NY : IEEE Press, 1997. – P. 476. – ISBN 078-031-045-4.

34. Nios II Processor: The World's Most Versatile Embedded Processor [Електронний ресурс] / Altera Corporation // Офіційний сайт. – Режим доступу : <http://www.altera.com/devices/processor/nios2/ni2-index.html>

35. Pace P. E. Optimum analog preprocessing for folding ADC's / P. E. Pace, J. L. Schafer // IEEE Trans. Circuit Syst. II. – February, 1997. – Vol. 42. – P. 825–829. – ISSN: 1057-7130.

36. Practical Analog Design Technique. Chapter 4 [Електронний ресурс] / Analog Devices // Офіційний сайт. – Режим доступу : http://www.analog.com/static/imported-files/seminars_webcasts/3689212352_2623Section4.pdf

37. Rombouts P. A digital error-averaging technique for pipelined A/D conversion / P. Rombouts, L. Weyten // IEEE Trans. Circuit Syst. II. – September 1998. – Vol. CAS-45. – P. 1321–1323. – ISSN: 1057-7130.

38. Rombouts P. Comments on «Interstage Gain-Proration Technique for Digital-Domain Multistep ADC Calibration» / P. Rombouts, L. Weyten // IEEE Trans. Circuit Syst. II. – August, 1999. – Vol. CAS-46. – P. 1114–1116. – ISSN: 1057-7130.

39. Rudy J. Van De Plassche. A Monolithic 14 Bit A/D Converter / J. Van De Plassche Rudy, J. Schouwenaars Hans // IEEE Journal of Solid State Circuits. – December, 1982. – Vol. SC-17, No. 6. – P. 1112–1117. – ISSN: 0018-9200.

40. Rudy J. Van De Plassche. A Monolithic 14 Bit D/A Converter / J. Van De Plassche Rudy, Goedhart Dick // IEEE Journal of Solid State Circuits. – Jun, 1979. – Vol. SC – 14, No. 3. – P. 552–556.

41. Shenglei Wang. A novel adaptive delay-tracking ADC for DVS power management applications / Shenglei Wang, Yuan Gao, Haiqi Li // Radio-Frequency Integration Technology (RFIT), 2011 IEEE International Symposium – November 30 2011–December 2 2011. – Beijing. – P. 65–68.

42. Stanley P. Lipshitz; John Vanderkooy. Why 1-Bit Sigma-Delta Conversion is Unsuitable for High-Quality Applications [Електронний ресурс] / Audio Engineering Society. – May, 2001. – ISSN 0004-7554. – Режим доступу : <http://sjeng.org/ftp/SACD.pdf>

43. Static and dynamic characteristics of the self-calibrating multibit ADC analog components [Електронний ресурс] / O. D. Azarov, O. V. Dudnyk, M. Duk, D. Porubov // Proc. SPIE 8698, Optical Fibers and

Their Applications 2012, January 11, 2013. – Режим доступа : <http://dx.doi.org/10.1117/12.2019737>

44. Steve Ruscak. Using Histogram Techniques to Measure A/D Converter Noise / Ruscak Steve, Singer Larry // Analog Dialogue. – 1995. – Vol. 29-2. – P. 35–41. – ISSN: 0161-3626.

45. Walt Kester. Basic Characteristics Distinguish Sampling A/D Converters / Kester Walt // EDN. – September 3, 1992. – P. 135-144.

46. Walt Kester. Drive Circuitry is Critical to High-Speed Sampling ADCs / Kester Walt // Electronic Design Special Analog Issue. – November 7, 1994. – P. 43–50.

47. Walt Kester. Grounding in High Speed Systems / Kester Walt, Bryant James // High speed design techniques. – 1999. – P. 6. – Режим доступа : http://www.analog.com/static/imported-files/seminars_webcasts/36710482603_117527_507217348021sect7b.pdf

48. Walt Kester. High speed sampling and high speed ADC / Kester Walt // High speed design techniques. – Analog Devices Inc. – 1999. – P. 93.

49. Walt Kester. Layout, Grounding, and Filtering Complete Sampling ADC System / Kester Walt // EDN. – October 15, 1992. – P. 127–134.

50. Walt Kester. Peripheral Circuits Can Make or Break Sampling ADC Systems / Kester Walt // EDN. – October 1, 1992. – P. 97–105.

51. Walt Kester. Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning [Электронный ресурс] / Kester Walt // Analog Devices. – ISBN 0-916550-20-6. – Режим доступа : [http://www.analog.com/static/imported-files/seminars_webcasts/Op%20Amp%20Applications%20Book%20\(PDF\)/P2%20Ch4_final.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/seminars_webcasts/Op%20Amp%20Applications%20Book%20(PDF)/P2%20Ch4_final.pdf)

52. Wannamaker R. A. Theory of Nonsubtractive Dither / R. A. Wannamaker, S. P. Lipshitz, J. Vanderkooy // IEEE Transactions On Signal Processing. – Vol. 48. – February, 2000. – P. 499–516.

53. ZN433 10-bit tracking a to d converter [Электронный ресурс] / Ferranti Semiconductors // Режим доступа : <http://www.datasheetarchive.com/dataframe.php?file=Document204177.pdf&dir=Databooks-5&part=ZN433#>

54. А. с. 1439751 СССР, Н03 М 13/12. Преобразователь двоичного кода в код Фибоначчи / А. П. Стахов, В. А. Лужецкий, П. В. Козлюк, И. М. Попович; заявитель и патентообладатель Винницкий политехнический институт. – № 4076283/24-24 ; заявл. 09.06.86; опубл. 23.11.88, Бюл. № 43.

55. А. с. 662932 СССР, G 06 F 5/00. Преобразователь р-кода Фибоначчи в двоичный код / А. П. Стахов, Н. А. Соляниченко; заявитель и патентообладатель Винницкий политехнический институт. - № 2386002/18-24 ; заявл. 02.08.76; опубл. 15.05.79, Бюл. № 18.

56. А. с. 662933 СССР, G 06 F 5/00. Преобразователь кодов / А. П. Стахов, Н. А. Соляниченко; заявитель и патентообладатель Винницкий политехнический институт. - № 2386002/18-24; заявл. 02.08.76; опубл. 15.05.79, Бюл. № 18.

57. Азаров А. Д. Исследование принципов построения и разработка преобразователей информации на основе кодов с иррациональными основаниями: автореф. дис. на соискание учен. степени канд. техн. наук: спец. 05.11.16 / А. Д. Азаров. – Харьков, 1980. – 16 с.

58. Азаров О. Д. Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі надлишкових систем числення з ваговою надлишковістю : моногр. / О. Д. Азаров. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. – 232 с. – ISBN 978-966-641-354-6.

59. Азаров О. Д. Багатоканальні ІВС опрацювання стрибкоподібних сигналів на базі АЦП із ваговою надлишковістю : моногр. / О. Д. Азаров, А. В. Снігур. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2008. – 138 с. – ISBN: 978-966-641-244-0.

60. Азаров О. Д. Багаторозрядні АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю, стійкі до параметричних відмов : моногр. / О. Д. Азаров, О. В. Кадук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. – 150 с.

61. Азаров О. Д. Високолінійні порозрядні АЦП з ваговою надлишковістю : моногр. / О. Д. Азаров, О. А. Архипчук, С. М. Захарченко. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 125 с. – ISBN 966-641-112-1.

62. Азаров О. Д. Двотактні підсилювачі постійного струму для багаторозрядних перетворювачів форми інформації, що самокалібруються : моногр. / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. – 156 с. – ISBN 978-966-641-435-2.

63. Азаров О. Д. Методи задання робочих точок проміжних каскадів двотактних підсилювачів постійного струму / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага // Проблеми інформатизації та управління. – 2009. – № 1(25). – С. 6–14. – ISSN: 2073-4751.

64. Азаров О. Д. Обчислювальні АЦП і ЦАП, що самокалібруються, для систем цифрового оброблення аналогових сигналів : моногр. / О. Д. Азаров, О. О. Коваленко. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 147 с. – ISBN 966-641-171-7.

65. Азаров О. Д. Методичні похибки самокалібрування АЦП послідовного наближення із ваговою надлишковістю / О. Д. Азаров, О. В. Кадук // Вісник Хмельницького національного університету. – 2008. – № 5(117). – С. 12–17. – ISSN 2226-9150.

66. Азаров О. Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення : моногр. / О. Д. Азаров. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 260 с.

67. Азаров О. Д. Системи числення з ваговою надлишковістю для швидкодіючих АЦП послідовного наближення і ЦАП, що самокалібруються [Електронний ресурс] / О. Д. Азаров, О. О. Решетнік, С. В. Богомолів // Електронне наукове фахове видання «Наукові праці ВНТУ». – 2008. – № 3. – С.1–8. – ISSN: 2307-5384. – Режим доступу : http://archive.nbu.gov.ua/e-journals/vntu/2008-3/2008-3.files/uk/08odafsc_ua.pdf

68. Азаров О. Д. Методи побудови ЦАП із ваговою надлишковістю на базі двійкових ЦАП / О. Д. Азаров, О. О. Решетнік, В. А. Гарнага // Проблеми інформатизації та управління. – 2006. – № 3. – С. 5–11.

69. Азаров О. Д. Оцінювання міжкалібрувального інтервалу для багаторозрядних ЦАП і АЦП порозрядного перетворення із ваговою надлишковістю / О. Д. Азаров, О. В. Кадук // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2009. – № 1(14). – С. 5–12.

70. Азаров О. Д. Характеристика перетворення порозрядного АЦП, що самокалібрується, побудованого на неточному ЦАП із ваговою надлишковістю / О. Д. Азаров, О. В. Кадук // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2007. – № 3(10). – С. 8–18.

71. Азаров О. Д. Багаторозрядні АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю, стійкі до параметричних відмов : моногр. / О. Д. Азаров, О. В. Кадук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. – 150 с.

72. Азгальдов Г. Г. О квалитметрии / Г. Г. Азгальдов, Э. И. Райхман. – М. : Изд-во стандартов, 1973. – 17 с.

73. Алекс М. Введение в .NET 4.0 и Visual Studio 2010 для профессионалов / М. Алекс. – Нью-Йорк : Apress Inc., 2010. – 416 с. – ISBN 978-5-8459-1639-6.

74. Алипов Н. В. Об одном классе корректирующих алгоритмов аналого-цифрового преобразования / Н. В. Алипов // Радиотехника. – 1985. – № 1. – С. 120–125.

75. Алипов Н. В. Разработка теории методов решения задач мехоустойчивого поиска и преобразования информации : автореф.

дис. на соискание учен. степени д-ра техн. наук: спец. 05.13.05 / Н. В. Алипов. – Харьков, 1986. – 54 с.

76. Амелина М. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8 / М. А. Амелина, С. А. Амелин. – М. : Горячая линия–Телеком, 2007. – 464 с. – ISBN: 978-5-93517-339-5.

77. Бабаян Р. Р. Исследование и разработка принципов построения аналого-цифровых преобразователей высокой точности и быстродействия следящего типа / Р. Р. Бабаян, Д. Е. Полонников // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2002. – № 7. – С. 32. – ISSN 0032-8154.

78. Бабаян Р. Р. Разработка и исследование АЦП следящего типа высокой точности и быстродействия / Р. Р. Бабаян, В. П. Морозов // Датчики и системы. – 2008. – № 9. – С. 38–40. – ISSN 1992-7185.

79. Бабаян Р. Р. Экспериментальные исследования следящего преобразователя аналог-цифра высокой точности / Р. Р. Бабаян // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2002. – № 1. – С. 43. – ISSN 0032-8154.

80. Багацкий В. А. Преобразователи формы информации с обработкой данных / В. А. Багацкий, Ю. М. Грешищев, И. В. Самус. – К. : Наукова думка, 1992. – 264 с.

81. Багацкий В. А. Современные аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи / В. А. Багацкий – К. : О-во «Знание» УССР, 1980. – 21 с.

82. Багацкий В. А. Теория построения, проектирования и практическая реализация аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей общего применения : автореф. дис. на здобуття наук. ступеня д-ра техн. наук: 05.13.08 / В. А. Багацкий. – К., 1994. – 35 с.

83. Балашов Е. П. Аналоговые ЗУ управляющих и вычислительных систем / Е. П. Балашов, В. М. Сидоров, В. Б. Смоллов // Хранение информации в кибернетических устройствах. – 1969. – № 2. – С. 223–235.

84. Балашов Ю. Аналого-цифровые преобразователи в приборах регистрации биопотенциалов / Ю. Балашов, Д. Козлов // CHIP NEWS Украина. Инженерная микроэлектроника. – 2003. – № 2. – С. 40–44.

85. Бесекерский В. А. Системы автоматического управления с микроЭВМ / В. А. Бесекерский, В. В. Изранцев. – М. : Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит, 1987. – 320 с.

86. Біліченко Н. О. Високоточні аналого-цифрові перетворювачі з перерозподілом заряду на основі інформаційної надлишковості : авто-

реф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук: спец. 05.13.05 / Н. О. Біліченко. – Вінниця, 2001. – 16 с.

87. Васильев К. К. Теория автоматического управления (следящие системы): учеб. пособ. 2-е изд. / К. К. Васильев. – Ульяновск: УлГТУ, 2001. – 97 с. – ISBN 5-89146-234-6.

88. Вклад Украины в развитие системных преобразователей формы информации / [А. И. Кондалев, В. А. Романов, В. А. Багацкий, П. С. Клочан] // Труды междунар. симпозиума «Компьютеры в Европе. Прошлое, настоящее и будущее». – К.: ИК НАН Украины. – 1998. – 130 с.

89. Водічев В. А. Аналого-цифровий регулятор режиму металообробки для верстатів з числовим програмним керуванням / В. А. Водічев // Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы. – 2003. – № 1(11). – С. 86–91. – ISSN 2076-2887.

90. Володарский Е. Т. Планирование, организация измерительного эксперимента / Е. Т. Володарский, Б. Н. Малиновский, Ю. М. Туз. – К.: Вища школа, 1987. – 280 с.

91. Вонятыцкий А. Ю. Статистические модели ЦАП на источниках тока / А. Ю. Вонятыцкий, А. И. Кондалев. – К.: ИК, 1988. – 21 с.

92. Высокопроизводительные преобразователи формы информации / [А. И. Кондалев, В. А. Багацкий, В. А. Романов, В. А. Фабричев]. – К.: Наукова думка, 1987. – 280 с.

93. Гитис Э. И. Автоматизация проектирования аналого-цифровых устройств / Э. И. Гитис, Б. Л. Собкин, А. Н. Подколзин. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 182 с.

94. Гитис Э. И. Аналого-цифровые преобразователи / Э. Гитис, Е. Пискулов. – М.: Энергоиздат, 1981. – 360 с.

95. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств / Э. И. Гитис. – М.: Энергия, 1975. – 448 с.

96. Грушвицкий Р. И. Аналого-цифровые периферийные устройства микропроцессорных систем / Р. И. Грушвицкий, А. Х. Мурсаев, В. Б. Смоллов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. – 160 с.

97. Грушвицкий Р. И. Проектирование систем на микросхемах программируемой логики / Р. И. Грушвицкий, А. Х. Мурсаев, Е. П. Угрюмов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2002. – 608 с. – ISBN: 5-94157-002-3.

98. Дудник О. В. Комп'ютерна програма «Моделювання процедури калібрування АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковіс-

ттю» / О. Д. Азаров, О. В. Дудник // Свідоцтво на реєстрацію авторського права на твір № 40449. – К. : Державна служба інтелектуальної власності України. – Дата реєстрації: 12.10.2011 р.

99. Дудник О. В. Комп'ютерна програма «Моделювання процедури самокалібрування багаторозрядних АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю» / О. Д. Азаров, О. В. Кадук, О. В. Дудник // Свідоцтво на реєстрацію авторського права на твір № 29467. – К. : Державна служба інтелектуальної власності України. – Дата реєстрації: 15.07.2009 р.

100. Дудник О. В. Відмовостійкі високолінійні АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю, що самокалібруються [Електронний ресурс] / О. Д. Азаров, О. В. Кадук, О. В. Дудник // XXXVIII науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, співробітників та студентів університету, 17–20 березня 2009 р. : тези доповідей. – Вінниця : ВНТУ, 2009. – Режим доступу : <http://conf.vstu.vinnica.ua/allvntu/2009/initki/txt/dudnyk.pdf>.

101. Дудник О. В. Генератори компенсувального сигналу для АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю, що самокалібруються / О. Д. Азаров, О. В. Дудник // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2011. – № 6. – С. 202–210. – ISSN 1997-9266.

102. Дудник О. В. Кориговані і некориговані похибки багаторозрядних ПФІ, що самокалібруються, з ваговою надлишковістю / О. Д. Азаров, О. В. Кадук, О. В. Дудник // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2009. – № 2. – С. 99–110.

103. Дудник О. В. Лінеаризація характеристики перетворення АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю / О. Д. Азаров, О. В. Дудник // Третя міжнародна науково-практична конференція «Методи та засоби кодування, захисту й ущільнення інформації», 20–22 квітня 2011. – Вінниця : ВНТУ, 2011. – С. 198–200.

104. Дудник О. В. Метод лінеаризації характеристики перетворення АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю / О. Д. Азаров, О. В. Дудник, Д. О. Кириленко // Проблеми інформатизації та управління. – 2011. – № 1. – С. 5–15. – ISSN: 2073-4751.

105. Дудник О. В. Методи самокалібрування багаторозрядних АЦП із ваговою надлишковістю [Електронний ресурс] / О. Д. Азаров, О. В. Дудник // XXXIX науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, співробітників та студентів університету, 9–12 березня 2010. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – Режим доступу : <http://conf.vstu.vinnica.ua/allvntu/2010/initki/txt/dydnuke.pdf>.

106. Дудник О. В. Перетворення «цифровий еквівалент – робочий код – аналог» в ЦАП, що самокалібруються, з ваговою надлишковістю / О. Д. Азаров, О. В. Дудник, А. О. Росощук // Міжнародна науково-технічна конференція «ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ ТА КОМП'ЮТЕРНА ІНЖЕНЕРІЯ», 19–21 травня 2009. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – С. 356–358.

107. Дудник О. В. Перетворювачі форми інформації, що самокалібруються, із ваговою надлишковістю / О. Д. Азаров, О. В. Кадук, О. В. Дудник // IV міжнародна науково-технічна конференція «СУЧАСНІ ПРОБЛЕМИ РАДІО-ЕЛЕКТРОНІКИ, ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ ТА ПРИЛАДОБУДУВАННЯ» СПРТП-2009, 8–10 жовтня 2009 року. – Вінниця : ВНТУ, 2009. – С.31.

108. Дудник О. В. Статичні похибки АЦП слідкувального типу із ваговою надлишковістю / О. Д. Азаров, О. В. Кадук, О. В. Дудник // Проблеми інформатизації та управління. – К. : НАУ, 2012. – № 3. – С. 7–13. – ISSN: 2073-4751.

109. Дудник О. В. Статичні похибки багаторозрядних ПФІ з ваговою надлишковістю, що самокалібруються [Електронний ресурс] / О. Д. Азаров, О. В. Дудник, І. К. Ходжаніязов // ХХХІХ науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, співробітників та студентів університету, 9–12 березня, 2010 року. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – Режим доступу : http://conf.vstu.vinnica.ua/allvntu/2010/initki/txt/dydnuk_xodganiyazov.pdf.

110. Дудник О. В. Статичні похибки генераторів компенсувального сигналу для АЦП слідкувального типу з ваговою надлишковістю / О. Д. Азаров, О. В. Дудник // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2012. – № 1(23). – С. 5–15.

111. Захарченко С. М. Самокалібровані АЦП із накопиченням заряду на основі надлишкових позиційних систем числення : моногр. / С. М. Захарченко, О. Д. Азаров, О. М. Харьков. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 235 с. – ISBN 966-641-141-5.

112. Изерман Р. Цифровые системы управления : пер. с англ. / Р. Изерман. – М. : Мир, 1984. – 541 с.

113. Кондалев А. И. Вопросы проектирования преобразователей формы информации / А. И. Кондалев. – К. : Наукова думка, 1977. – 242 с.

114. Кондалев А. И. Комбинированный аналого-цифровой преобразователь / А. И. Кондалев, М. Е. Овчарук, М. П. Сиверский // Уст-

ройства и элементы систем автоматизации научного эксперимента. – Новосибирск, 1970. – С. 331–335.

115. Кондалев А. И. Преобразователи формы информации для контрольно-измерительных систем и вычислительных комплексов / А. И. Кондалев, П. С. Клочан, В. Н. Лаврентьев // Проблемы создания преобразователей формы информации. – К. : Наукова думка, 1980. – Ч. 2. – С. 12–20.

116. Кондалев А. И. Преобразователи формы информации компьютерного типа / А. И. Кондалев. – К. : Знание, 1990. – 46 с.

117. Кондалев А. И. Системные преобразователи формы информации / А. И. Кондалев. – К. : Наукова думка, 1974. – 334 с.

118. Коннели Дж. Аналоговые интегральные схемы. Элементы, схемы, системы, применение / Дж. Коннели. – М. : Мир, 1977. – 430 с.

119. Крупельницький Л. В. Аналого-цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювань і оброблення низькочастотних сигналів : моногр. / Л. В. Крупельницький, О. Д. Азаров. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 167 с. – ISBN 966-641-126-1.

120. Кудрявцев В. В. Исследование и разработка следящих аналого-цифровых преобразователей в системе ввода линии ЭВМ : автореф. дис. канд. техн. наук / В.В. Кудрявцев – Л., 1980. – 18 с.

121. Кузьмин И. В. Основы теории информации и кодирования / И. В. Кузьмин, В. А. Кедрус – К. : Вища школа, 1986. – 238 с.

122. Методи цифрового калібрування відмовостійких ЦАП із вагою надлишковістю / [О. Д. Азаров, О. В. Кадук, О. В. Дудник, А. В. Росощук] // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2011. – № 1. – С. 4–14. – ISSN: 1999-9941.

123. Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю / [Є. Т. Володарський, В. В. Кухарчук, В. О. Поджаренко, Г. Б. Сердюк]. – Вінниця : Велес, 2001. – 219 с. – ISBN 966-574-079-2.

124. Моисеев В. С. Системное проектирование преобразователей информации / В. С. Моисеев. – Л. : Машиностроение : Ленингр. отделение, 1982. – 255 с.

125. Мурсаев А. Х. Точные ключи, операционные устройства запоминания напряжений на канальных транзисторах / А. Х. Мурсаев, В. Б. Смоллов, Е. П. Угрюмов – Л. : ЛДНТП, 1972. – 30 с.

126. Муттер В. М. Абсолютная устойчивость нелинейных систем судовой автоматики / В. М. Муттер. – Л. : Судостроение, 1973. – 168 с.

127. Муттер В. М. Анализ влияния неточности изготовления резисторов на погрешность параллельных делителей / В. М. Муттер // Микропровод и приборы сопротивления. – 1972. – № 9. – С. 169–178.

128. Муттер В. М. Достаточные условия устойчивости цифровых автоматических приборов следящего уравнивания / В. М. Муттер // Новосибирск : Автометрия, 1971. – № 4. – С. 132–136.

129. Муттер В. М. Исследование периодических движений следящих АЦП на фазовой плоскости / В. М. Муттер // Контрольно-измерительная техника. – 1971. – № 11. – С. 16–23.

130. Муттер В. М. Классификация и обобщенная структурная схема аналого-цифровых следящих преобразователей / В. М. Муттер // Контрольно-измерительная техника. – 1970. – № 9. – С. 8–14.

131. Муттер В. М. Комбинированные преобразователи напряжения в код с совмещением режимов слежения и поразрядного уравнивания / В. М. Муттер // Контрольно-измерительная техника. – 1973. – № 14. – С. 109–113.

132. Муттер В. М. Аналого-цифровые следящие системы / В. М. Муттер. – Л. : Энергия, 1974. – 312 с.

133. Нарытник Т. Н. Преимущества и перспективы развития микроволновых распределительных сетей на основе технологий МИТРИС и DOCSIS [Электронный ресурс] / Т. Н. Нарытник, П. Я. Ксьонзенко, П. В. Химич // Проблемы телекоммуникацій. – 2012. – № 4(9). – С. 104–128. – ISSN 2220-6922. – Режим доступа : http://pt.journal.kh.ua/2012/4/1/124_narytnik_mitris.pdf

134. Орнатский Е. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники / Е. П. Орнатский. – К. : Вища школа, 1976. – 432 с.

135. Орнатский П. П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые) / П. П. Орнатский. – [5-е изд., перераб. и доп.] – К. : Вища школа, Головное изд-во, 1986. – 504 с.

136. Орнатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники / П. П. Орнатский. – [2-е изд., перераб. и доп.]. – К. : Вища школа, 1983. – 455 с.

137. Пат. Сполучених Штатів Америки № 20120062204 A1. G05B 24/02. Digital Voltage Converter Using A Tracking ADC / Dieter Draxelmaur; заявник і патентовласник Infineon Technologies Ag. – Заявл. 15.09.2010; опубл. 15.03.2012.

138. Пат. Сполучених Штатів Америки № 7710092 B2. G05F 1/40. Self tracking ADC for digital power supply control systems / Alain

Charpuis; заявник і патентовласник Shuyu Lei. Power-One, Inc.– Заявл. 22.10.2007; опубл. 22.05.2010.

139. Пат. Сполучених Штатів Америки № 8358231B2. H03M 1/34. Tracking analog-to-digital converter (ADC) with a self-controlled variable clock / Dirt Killat, Huang Yan; заявник і патентовласник Dialog Semiconductor GmbH. – Заявл. 05.11.2011; опубл. 10.22.2013.

140. Пат. України на корисну модель № 38501: (51) МПК (2009) Н 03 К 5/22. Двотактний симетричний підсилювач струму / О. Д. Азаров, О. В. Дудник; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u200810078; заявл. 04.08.2008; опубл. 12.01.2009, Бюл № 1.

141. Пат. України на корисну модель № 48282: (51) МПК (2009) Н 03 К 5/22 Двотактний симетричний підсилювач-комутатор струмів / О. Д. Азаров, О. В. Кадук, О. В. Дудник; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u200909909; заявл. 28.09.2009; опубл. 10.03.2010, Бюл № 5.

142. Пат. України на корисну модель № 50244: (51) МПК (2009) Н 03 К 5/22 Двотактний симетричний підсилювач струму / О. Д. Азаров, О. В. Дудник, С. В. Богомоллов; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u200913620; заявл. 25.12.2009; опубл. 25.05.2010, Бюл № 10.

143. Пат. України на корисну модель № 50245: (51) МПК (2009) Н 03 К 5/22 Двотактний симетричний підсилювач струму / О. Д. Азаров, О. В. Дудник, С. В. Богомоллов; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u200913621; заявл. 25.12.2009; опубл. 25.05.2010, Бюл № 10.

144. Пат. України на корисну модель № 51014: (51) МПК (2009) Н 03 К 5/22 Буферний каскад / О. Д. Азаров, О. В. Дудник, С. В. Богомоллов, О. В. Кадук; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u201000934; заявл. 29.01.2010; опубл. 25.06.2010, Бюл № 12.

145. Пат. України на корисну модель № 51224: (51) МПК (2009) Н 03 К 5/22 Буферний каскад / О. Д. Азаров, О. В. Дудник, С. В. Богомоллов; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u200913561; заявл. 25.12.2009; опубл. 12.07.2010, Бюл № 13.

146. Пат. України на корисну модель № 51963: (51) МПК (2009) Н 03 К 5/22 Двотактний симетричний підсилювач струмів / О. Д. Азаров, О. В. Дудник, С. В. Богомоллов; заявник і патентовласник Вінни-

цький національний технічний університет. – № u201000930; заявл. 29.01.2010; опубл. 10.08.2010, Бюл № 15.

147. Пат. України на корисну модель № 52717: (51) МПК (2009) Н 03 К 5/22 Двотактний симетричний підсилювач струмів / О. Д. Азаров, О. В. Дудник, С. В. Богомолів; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u201001305; заявл. 08.02.2010; опубл. 10.09.2010, Бюл № 17.

148. Пат. України на корисну модель № 52786: (51) МПК (2009) Н 03 К 5/22 Двотактний симетричний підсилювач струмів / О. Д. Азаров, О. В. Дудник, С. В. Богомолів; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u201002330; заявл. 01.03.2010; опубл. 10.09.2010, Бюл № 17.

149. Пат. України на корисну модель № 52787: (51) МПК (2009) Н 03 К 5/22 Двотактний симетричний підсилювач струмів / О. Д. Азаров, О. В. Дудник, С. В. Богомолів; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u201002331; заявл. 01.03.2010; опубл. 10.09.2010, Бюл № 17.

150. Пат. України на корисну модель № 65530: (51) МПК Н 03 К 5/24. Двотактний симетричний підсилювач струму / О. Д. Азаров, С. В. Павлов, О. В. Дудник; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u201105802; заявл. 10.05.2011; опубл. 12.12.2011, Бюл № 23.

151. Пат. України на корисну модель № 70191: (51) МПК Н 03 К 3/011. Генератор компенсувального сигналу / О. Д. Азаров, О. В. Дудник; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u201115349; заявл. 26.12.2011; опубл. 25.05.2012, Бюл № 10.

152. Пат. України на корисну модель № 71304: (51) МПК Н 03 К 3/011. Генератор компенсувального сигналу / О. Д. Азаров, О. В. Дудник, Д. О. Кириленко; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u201115345; заявл. 26.12.2011; опубл. 10.07.2012, Бюл № 13.

153. Пат. України на корисну модель № 72248: (51) МПК Н 03 К 3/011. Аналогово-цифровий перетворювач / О. Д. Азаров, О. В. Дудник, М. В. Пономарьова; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u201201482; заявл. 13.02.2012; опубл. 10.08.2012, Бюл № 15.

154. Пат. України на корисну модель № 76520: (51) МПК Н 03 К 3/011. Генератор компенсувального сигналу / О. Д. Азаров, О. В. Дуд-

ник, М.В. Пономарьова; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u201206585; заявл. 30.05.2012; опубл. 10.01.2013, Бюл № 1.

155. Пат. України на корисну модель № 61610: (51) МПК (2011) Н 03 К 5/24. Обчислювальний перетворювач «Робочий код–цифровий еквівалент» / О. Д. Азаров, О. В. Кадук, О. В. Дудник, А. В. Росощук; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u201015635; заявл. 24.12.2010; опубл. 25.07.2011, Бюл № 14.

156. Пат. України на корисну модель № 61611: (51) МПК (2011) Н 03 К 5/24. Обчислювальний перетворювач «Цифровий еквівалент–робочий код» / О. Д. Азаров, О. В. Кадук, О. В. Дудник, Д. О. Кириленко; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u201015636; заявл. 24.12.2010; опубл. 25.07.2011, Бюл № 14.

157. Пат. України на корисну модель № 64986: (51) МПК Н 03 К 5/22. Двотактний симетричний підсилювач струму / О. Д. Азаров, Л. В. Крупельницький, О. В. Дудник; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u201104929; заявл. 20.04.2011; опубл. 25.11.2011, Бюл № 22.

158. Пат. України на корисну модель № 65020: (51) МПК Н 03 К 5/24. Двотактний симетричний підсилювач струму / О. Д. Азаров, М. Ю. Теплицький, О. В. Дудник; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u201105008; заявл. 20.04.2011; опубл. 25.11.2011, Бюл № 22.

159. Пат. України на корисну модель № 65094: (51) МПК Н 03 К 5/00. Двотактний симетричний підсилювач струму / О. Д. Азаров, О. В. Дудник; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u201105688; заявл. 04.05.2011; опубл. 25.11.2011, Бюл № 22.

160. Петров Г. М. Преобразование информации в аналого-цифровых вычислительных устройствах и системах / Г. М. Петров, А. П. Лосев, Г. В. Москаленко. – М. : Машиностроение, 1973. – 360 с.

161. Потемкин И. С. Функциональные узлы цифровой автоматики / И. С. Потемкин. – М. : Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.

162. Преобразователи формы информации для малых ЭВМ / [А. И. Кондалев, В. А. Багацкий, В. А. Романов, В. А. Фабричев]. – К. : Наукова думка, 1982. – 312 с.

163. Пряме та зворотне перетворення «робочий код–цифровий еквівалент» в АЦП і ЦАП, що самокалібруються, з ваговою надлишковістю / [О. Д. Азаров, О. В. Кадук, О. В. Дудник, О. Г. Муращенко] // Проблеми інформатизації та управління. – 2010. – № 2. – С. 6–13. – ISSN: 2073-4751.

164. Романов В. А. Аналого-цифровые микропроцессоры в информационно-вычислительных и управляющих системах / В. А. Романов. – К. : Знание, 1984. – 116 с.

165. Романов В. А. Теория, методы построения и техническая реализация микропроцессорных преобразователей формы информации с повышенной надежностью и производительностью : автореф. дис. на соискание учен. степени д-ра техн. наук: спец. 05.13.05 / В. А. Романов. – К., 1994. – 34 с.

166. Смоллов В. Б. Аналого-цифровые комплексы / В. Б. Смоллов, А. В. Анисимов, Р. Ш. Исмаилов. – Л. : ЛЭТИ, 1980. – 96 с.

167. Смоллов В. Б. Вычислительные преобразователи с цифровыми управляемыми сопротивлениями / В. Б. Смоллов. – М. : Госэнергоиздат, 1961. – 135 с.

168. Смоллов В. Б. Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации / В. Б. Смоллов. – Л. : Энергия, 1976. – 336 с.

169. Смоллов В. Б. Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи напряжений / В. Б. Смоллов, Н. А. Смирнов. – Л. : Энергия, 1967. – 312 с.

170. Смоллов В. Б. Функциональные преобразователи информации / В. Б. Смоллов. – Л. : Энергоиздат, 1981. – 247 с.

171. Смоллов В. Б. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации / В. Б. Смоллов, Е. П. Угрюмов, В. К. Шмидт. – Л. : Энергия, 1976. – 336 с.

172. Стахов А. П. Коды золотой пропорции / А. П. Стахов. – М. : Радио и связь, 1984. – 152 с.

173. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники: учебное пособие для вузов. 2-е изд. перераб. и доп. / И. П. Степаненко. – М. : Лаборатория Базовых Знаний, 2003. – 488 с. – ISBN: 5-93208-045-0.

174. Стешенко В. Б. ПЛИС фирмы ALTERA: проектирование устройств обработки сигналов / В. Б. Стешенко. – М. : ДОДЭКА, 2000. – 128 с. – ISBN 5-94020-001-X.

175. Стиллмен Э. Изучаем С#. Включая С# .NET 4.0 и Visual Studio 2010 / Э. Стиллмен, Дж. Грин. – СПб. : Питер, 2012. – 698 с. – ISBN 978-545-900-422-9.

176. Технічний опис HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models: Application Note [Електронний ресурс] / Intersil // Режим доступу : http://pdf.eicom.ru/datasheets/intersil_pdfs/hfa3046_3096_3127_3128/hfa3046_3096_3127_3128.pdf

177. Титце У. Полупроводниковая схемотехника / У. Титце, К. Шенк. – М. : ДМК Пресс, 2008. – Т. 2. – 942 с. – ISBN: 5-94074-148-7.

178. Туз Ю. М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств / Ю. М. Туз. – К. : Вища школа. Головное изд-во, 1976. – 285 с.

179. Угрюмов Е. П. Цифровая схемотехника / Е. П. Угрюмов. – СПб. : БХВ-Петербург, 2001. – 528 с. – ISBN: 978-5-9775-0162-0.

180. Универсальный генератор сигналов Rigol DG1022 [Електронний ресурс] / RIGOL Technologies. – Режим доступу : http://www.rigol.com.ua/nfs/product/815690/file/RIGOL_DG1000.pdf

181. Уолт Кестер. Аналого-цифровое преобразование / Кестер Уолт. – М. : Техносфера, 2007. – 1019 с. – ISBN 978-594-836-146-8.

182. Федосов В. П. Цифровая обработка сигналов в LabVIEW / В. П. Федосов, А. К. Нестеренко. – М. : ДМК-Пресс, 2007 – 256 с. – ISBN 583-270-269-7.

183. Харьков О. М. Швидкодіючі високоточні АЦП із перерозподілом заряду з ваговою надлишковістю, що самокалібруються : автореф. дис на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук: спец. 05.13.05 / О. М. Харьков. – Вінниця, 2007. – 16 с.

184. Цифровой осциллограф RIGOL DS1052E [Електронний ресурс] / RIGOL Technologies. – Режим доступу : http://www.rigol.com.ua/nfs/product/813435/file/RIGOL_DS1000DE.pdf

185. Чернявский Е. А. Системы автоматизированного проектирования средств ИИТ / Е. А. Чернявский, В. Б. Смоллов, А. В. Минаев. – Л. : ЛЭТИ, 1988. – 58 с.

186. Швецкий Б. И. Электронные цифровые приборы / Б. И. Швецкий ; 2-е изд, перераб. и доп. – К. : Техника, 1991. – 191 с. – ISBN 5-335-00807-5.

Наукове видання

**Азаров Олексій Дмитрович
Дудник Олександр Вікторович**

**МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИСОКОТОЧНОГО
СЛІДКУВАЛЬНОГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО
ПЕРЕТВОРЕННЯ З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ**

Монографія

Редактор Н. Мазур

Оригінал-макет підготовлено О. Дудником

Підписано до друку 02.09.2014 р.
Формат 29,7×42 1/4. Папір офсетний.
Гарнітура Times New Roman.
Друк різнографічний. Ум. др. арк. 6,93
Наклад 300 (1-й запуск 1–75) прим. Зам № В2014-38

Вінницький національний технічний університет,
КІВЦ ВНТУ,
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,
ВНТУ, ГНК, к. 114.
Тел. (0432) 59-85-32.

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.

Віддруковано ФОП Барановська Т. П.
21021, м. Вінниця, вул. Порики, 7.
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 4377 від 31.07.2012 р.