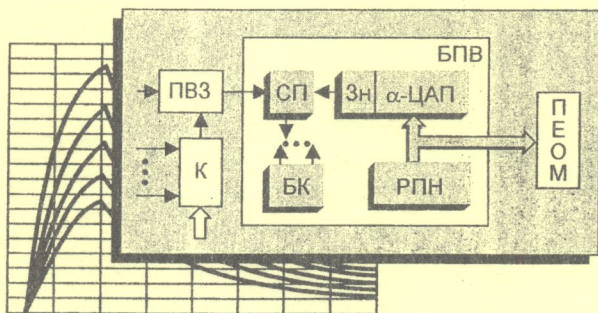


681.33  
А35

О. Д. Азаров

# Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення



Міністерство освіти і науки України  
Вінницький національний технічний університет

О.Д. Азаров

**ОСНОВИ ТЕОРІЇ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО  
ПЕРЕТВОРЕННЯ НА ОСНОВІ НАДЛИШКОВИХ  
ПОЗИЦІЙНИХ СИСТЕМ ЧИСЛЕННЯ**

Монографія



681.33

А 35

2004

Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового

07/10

УНІВЕРСУМ –Вінниця  
2004

Рецензенти:

доктор технічних наук, професор **В. О. Романов**

доктор технічних наук, професор **О. М. Роїк**

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 5 від 25.12.2003р.)

**Азаров О.Д.**

**А35 Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення.** Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2004. – 260 с.

**ISBN 966-641-086-9**

У монографії розглянуто основи теорії порозрядного аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. Описано принцип комплексного вирішення проблеми підвищення як точності, так і швидкодії аналого-цифрових перетворювачів, побудованих на низькоточній елементній базі.

Книгу розраховано на науковців, аспірантів, студентів та фахівців, які займаються проектуванням і розробкою інформаційно-вимірювальних систем, систем цифрового реєстрування й оброблення аналогових сигналів.

УДК 681.325; 681.335

417 757

**ISBN 966-641-086-9**

© О.Д. Азаров, 2004

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	5
ВСТУП .....	6
1 ОГЛЯД СТАНУ ТА ТЕНДЕНЦІЇ РОЗВИТКУ ТЕХНІКИ СИСТЕМОГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ.....	9
1.1 Функціонально-архітектурні рішення системних перетворювачів інформації. Галузі застосування. ....	9
1.2 Аналіз сучасних принципів підвищення точності та швидкодії аналого-цифрових перетворювачів високої роздільної здатності.....	16
1.3 Аналіз особливостей застосування надлишкових позиційних систем числення в перетворювачах інформації.....	28
2 ЗАГАЛЬНІ ПОЛОЖЕННЯ ТЕОРІЇ ПОРОЗРЯДНОГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ НА ОСНОВІ НПСЧ.....	37
2.1 Способи підвищення точності АЦП, побудованих на неточній елементній базі.....	37
2.2 Методика дослідження статичних і динамічних похибок самокаліброваних АЦП шляхом імітаційного моделювання. ....	54
2.3 Методика складання математичних моделей похибок установаження при прискореному аналого-цифровому перетворенні.....	64
3 ПРИСКОРЕНЕ ПОРОЗРЯДНЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ НА ОСНОВІ НПСЧ.....	84
3.1 Прискорене форсоване порозрядне врівноваження на основі НПСЧ $(1, \bar{1})$ і НПСЧ $(0, 1)$ .....	84
3.2 Математичні моделі похибок установаження при форсованій компенсації динамічних похибок I роду. ....	99
3.3 Розробка математичної моделі похибки установаження при прискореному форсованому врівноваженні на основі НПСЧ $(0,1)$ .....	113
4 ПРИСКОРЕНЕ ПОРОЗРЯДНЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЗА УМОВ ДІЇ ДОДАТКОВИХ ЧИННИКІВ.....	132

4.1	Похибки установлення за умов багатократного прискореного порозрядного врівноваження.....	132
4.2	Прискорене перетворення при коливальному встановленні компенсуючого сигналу.....	145
4.3	Прискорене врівноваження за умови змінення рівня входного сигналу.....	161
5	<b>РОЗРОБКА РЕКОМЕНДАЦІЙ З ПРОЕКТУВАННЯ ВИСОКОТОЧНИХ ШВИДКОДІЮЧИХ СИСТЕМ ЦИФРОВОЇ РЕЄСТРАЦІЇ Й ОБРОБКИ АНАЛОГОВОЇ ІНФОРМАЦІЇ.....</b>	<b>184</b>
5.1	Розробка методики ефективного вибору НПСЧ для підвищення точності і швидкодії АЦП системного застосування.....	184
5.2	Рекомендації щодо проектування систем цифрового реєстрування й оброблення аналогових сигналів.....	198
5.3	Схемотехнічне проектування і розроблення аналогових вузлів самокаліброваних АЦП у вигляді інтегральних мікросхем.....	217
	<b>ЛІТЕРАТУРА.....</b>	<b>236</b>

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

А-Ц- перетворення – аналого-цифрове перетворення;  
АЦМП – аналого-цифровий мікропроцесор;  
АЦП – аналого-цифрові перетворювачі;  
БК – блок керування;  
ДСТ – державний стандарт;  
ІВС – інформаційно-вимірювальні системи;  
ІОС – інформаційно-обчислювальна система;  
НПСЧ – надлишкові позиційні системи числення;  
ОЗП – оперативний запам'ятовуючий пристрій;  
ПІ – перетворювач інформації;  
ПЗП – постійний запам'ятовуючий пристрій;  
ПК – пристрій керування;  
ПФІ – перетворювачі форми інформації;  
РПН – реєстр послідовного наближення;  
САЦП – системний аналого-цифровий перетворювач;  
СП – схема порівняння;  
СПІ – системні перетворювачі інформації;  
СЦАП – системний цифроаналоговий перетворювач;  
ЦАП – цифроаналогові перетворювачі;  
ЦОМ – цифрова обчислювальна машина;  
ЦОП – цифровий обчислювальний пристрій;  
ЦФ – цифровий фільтр;  
НСМ – накопичуючий суматор.

## ВСТУП

Аналого-цифрові перетворювачі сукупно з цифроаналоговими перетворювачами утворюють клас перетворювачів форми інформації, що широко застосовуються в різних сферах людської діяльності. Параметри і характеристики ПФІ (надалі буде вживатися термін "перетворювачі інформації" - ПІ) залежать від галузі використання і складності розв'язуваних задач. У теперішній час набуло поширення використання ПІ разом із ЦОП у складі різних систем. При цьому АЦП і ЦАП розглядаються як системні перетворювачі інформації, причому СПІ, у свою чергу, виконують роль аналого-цифрових підсистем [1], які залежно від призначення систем реалізують функції зв'язку з об'єктом, аналого-цифрових контролерів, аналого-цифрових інтерфейсів, аналого-цифрових спецпроцесорів, підсистем тестування, випробовування та регулювання параметрів і характеристик виробів, що виготовляються, збирання й оброблення вимірювальної інформації, аналізу і синтезу сигналів і т.п. Особливо серйозні вимоги висуваються до характеристик СПІ, що входять до складу інформаційно-вимірювальних систем. У першу чергу це точність і швидкодія. Удосконалення зазначених характеристик є центральним напрямком досліджень у галузі одержання, перетворення й оброблення аналогових сигналів.

Вирішенням проблем підвищення точності і швидкодії протягом тривалого часу плідно займалися наукові школи А.І. Кондалева [1-7], В.Б. Смолова [8-10], Є.І. Гітіса [11-13], П.П. Орнатського [14-18], Б.І. Швецького [19-21], О.П. Стахова [22-24], В.М. Шляндина [25-27], Ю.М. Туза [28], М.П. Цапенка [29-30] та інші. На жаль, багато оригінальних ідей учених України і країн колишнього СРСР так і не було впроваджено в практику внаслідок орієнтації політики колишнього керівництва міністерств і відомств СРСР, що відповідають за засоби електронізації, вимірювальну й обчислювальну техніку, на копіювання закордонних підходів і зразків, аж до копіювання інтегральних схем. Це обумовило серйозне відставання рівня техніки в цій галузі, зокрема, в Україні. Проте запропоновані ідеї ряду наукових колективів не тільки не втратили своєї актуальності в сучасних умовах, але й створюють передумови для проектування і розроблення ІВС і засобів

перетворення інформації, що за своїми параметрами і характеристикам не поступаються кращим закордонним зразкам. При цьому орієнтація на передову технологію дозволила б налагодити розроблення, виготовлення і впровадження таких виробів у народне господарство України.

Традиційно проблеми підвищення точності і швидкодії ПІ вирішувалися і частково вирішуються за рахунок застосування більш досконалої елементної бази. Проте за умов, коли можливості технології на певному етапі вичерпані, потрібні принципово інші підходи, що базуються, зокрема, на введенні надлишковості на різних рівнях проектування пристроїв і систем: функціонально-алгоритмічному, інформаційному і структурно-схемотехнічному.

Слід зазначити, що перший і третій напрямки вже досить тривалий період мають місце в теоретичних дослідженнях і практичних розробках ряду наукових шкіл і дали свої позитивні результати. Проте зазначені підходи в основному дозволяють вирішувати тільки одну з проблем: або підвищення точності, або – швидкодії. Так, наприклад, підвищення швидкості високоточного аналого-цифрового перетворення може здійснюватися структурно-схемотехнічним шляхом (паралельно-последовні структури) або функціонально-алгоритмічним (багатокрокові інтегруючі АЦП). Підвищення ж точності, що досягається за допомогою даних підходів, орієнтованих на різні методи коригування статичних похибок, як правило, призводить до зниження швидкодії перетворювачів. У цьому зв'язку визначену нішу посідають дослідження, пов'язані з вирішенням проблем комплексного підвищення як точності, так і швидкодії шляхом уведення в проєктовані пристрої окремого виду надлишковості, а саме, у формі надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ).

Застосування НПСЧ у техніку АЦП і ЦАП почалося в Україні з кінця 70-х років у науковій школі А.П. Стахова незалежно від аналогічних робіт, що розгорнулися водночас у США (фірма Intersil Inc.). На першому етапі (до середини 80-х років) в основному вирішувалася проблема підвищення точності. У результаті цього, зокрема, у практичному плані були створені високоточні багаторозрядні (14-17-розрядні) самокалібровані і самокориговані АЦП і ЦАП середньої



швидкодії (час перетворення 50-500 мкс, основна похибка – 0,006-0,02%). На другому етапі (із середини 80-х років) почала вирішуватися проблема комплексного підвищення точності і швидкості аналого-цифрового перетворення. Актуальність досліджень у цій галузі підтверджується позитивними практичними результатами. Водночас слід зазначити, що НПСЧ, що використовується в СПП, у загальному випадку варто розглядати як внутрішню (робочу) стосовно основної (двійкової) системи числення, в якій функціонують цифрові обчислювальні пристрої, що входять до структури різноманітних ІВС.

Метою монографії є викладення основ теорії високоточного, прискореного порозрядного аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення, рекомендацій з розробки самокаліброваних швидкодійючих АЦЦІ, побудованих на низькоточній елементній базі, проектування високоточних швидкодійючих систем цифрового реєстрування та оброблення аналогових сигналів.

Автор буде вдячний за відгуки на монографію, а також за побажання щодо розвитку подальших досліджень.

# **І ОГЛЯД СТАНУ ТА ТЕНДЕНЦІЙ РОЗВИТКУ ТЕХНІКИ СИСТЕМНОГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ**

У даній главі зроблено огляд сучасного стану й аналізуються тенденції розвитку техніки перетворення форми інформації системного застосування. Розглядаються структурні особливості і параметри багаторозрядних АЦП і ЦАП у системах вимірювання, реєстрування і цифрового оброблення аналогових сигналів. Аналізуються переваги і недоліки традиційних і нетрадиційних методів підвищення точності і швидкодії АЦП високої роздільної здатності, пов'язані з використанням надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ). Систематизуються різновиди НПСЧ і аналізуються особливості їхнього застосування в АЦП і ЦАП.

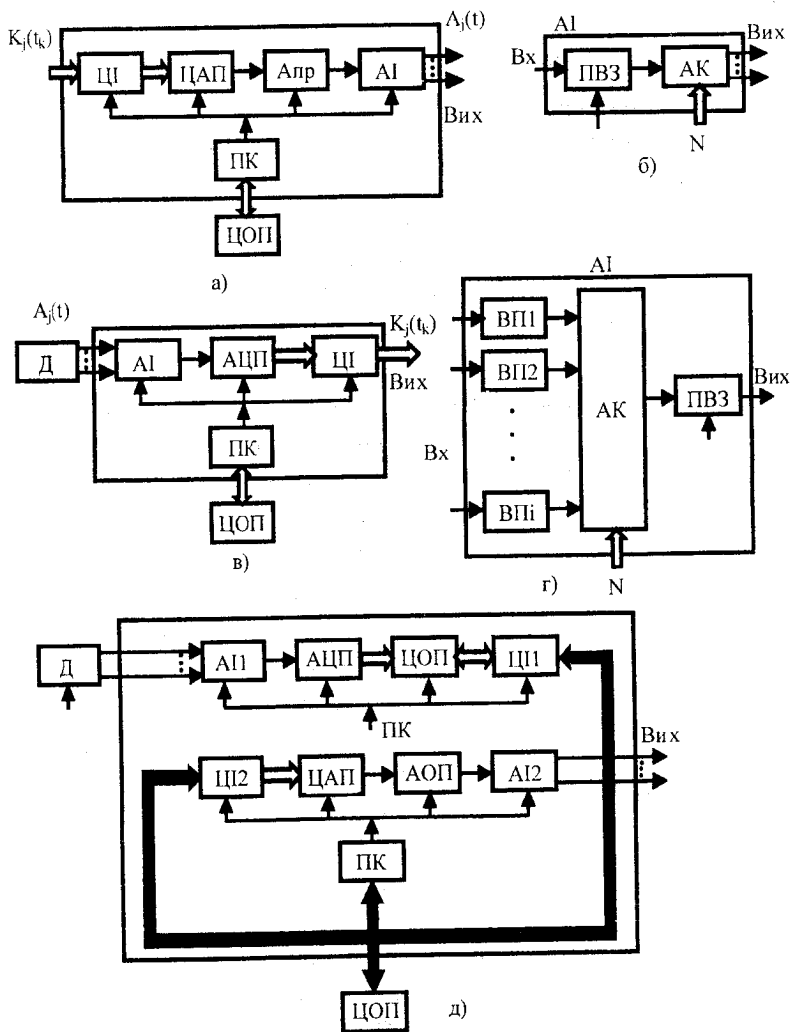
## **1.1 Функціонально-архітектурні рішення системних перетворювачів інформації. Галузі застосування**

Розвиток засобів цифрової обчислювальної техніки істотно вплинув на розширення функціональних можливостей інформаційно-вимірювальних систем. Так, зокрема, вбудовування в них мікропроцесорів, та спеціалізованих ЦОП дозволило [7] автоматизувати не тільки процес вимірювання і нагромадження вимірювальної інформації, але й математичне оброблення результатів. При цьому ІВС на базі ЦОМ, що виконує математичну обробку результатів вимірювань, називається інформаційно-обчислювальною системою. Паралельно з ІОС набувають поширення пристрої зв'язку з об'єктами на основі системних перетворювачів інформації. Між ІВС, ІОС і СПІ є багато спільного. Всі вони повинні задовольняти ряду загальних вимог ДСТ щодо метрологічних [31-33] і техніко-експлуатаційних характеристик. Проте є і розбіжності. Для ІВС і ІОС головне значення мають метрологічні функції, для забезпечення яких здійснюється перетворення й оброблення вимірювальної інформації. Задача СПІ - виконати перетворення й оброблення даних відповідно до необхідних метрологічних показників. Велику роль у розвитку системних аналого-цифрових

і цифроаналогових перетворювачів зіграла наукова школа Інституту кібернетики України під керівництвом А.І. Кондалева. Відповідно до класифікації і визначень, наведених в [1], під СПІ розуміють ПІ, оснащені апаратними і програмними засобами для використання в ІВС і ІОС. Сучасні ЦАП, АЦП і аналого-цифрові процесори, що випускаються у вигляді ВІС і НВІС, являють собою функціонально завершені вузли і пристрої, але не остаточний продукт для використання в системах, оскільки є лише мікроелектронними компонентами для побудови СПІ. Їм бракує, насамперед, інтерфейсу і програмно-керуючих засобів.

Структурні схеми СПІ зображено на рис. 1.1. Тут СЦАП (рис. 1.1, а) містить: ЦАП, цифровий інтерфейс (ЦІ), аналоговий апроксиматор (Апр), що відтворює функцію вихідного сигналу ЦАП в аналоговій формі, аналоговий інтерфейс (АІ) і пристрій керування (ПК). На вхід СЦАП надходять коди  $K_j(t_k)$ , де  $j$  - номер каналу перетворення,  $t_k$  - номер дискретного відліку. На виході СЦАП формується аналоговий сигнал  $A_j(t)$ . До складу структури аналогового інтерфейсу СЦАП (рис. 1.1, б) входять: пристрій вибирання-збереження (ПВЗ) і аналоговий комутатор (АК), вибір каналу в якому задається кодом  $N$ . Роботою САЦП керує ЦОМ через ЦІ і місцевий пристрій керування (контролер). САЦП (рис. 1.1, в) містить: аналоговий інтерфейс, АЦП, цифровий інтерфейс і пристрій керування (ПК). На вхід САЦП надходить множина сигналів  $A_j(t)$  від давачів (Д). На виході формуються коди результатів перетворення  $K_j(t_k)$ . До складу АІ САЦП (рис. 1.1, г) у загальному випадку входять: вимірювальні (первинні) перетворювачі  $ВП_1, ВП_2, \dots, ВП_j$ , аналоговий комутатор (АК), пристрій вибирання і зберігання (ПВЗ). Причому, до складу  $ВП_j$ , у свою чергу, можуть входити підсилювачі, що нормують, і фільтри (антилязінгові). Роботою САЦП керує ЦОМ за допомогою ПК і ЦІ.

У ряді застосувань необхідно виконувати як перетворення аналог-код, так і код-аналог, а також обробляти дані. У цьому випадку до структури СПІ вводяться спеціалізовані цифровий і аналоговий обчислювальний пристрій. Схему системного АЦП-ЦАП з обробленням даних наведено на рис. 1.1, д. Тут: АП і ЦП - відповідно аналоговий і



- а) СЦАП;
- б) структура АІ СЦАП;
- в) САЦП;
- г) структура АІ САЦП;
- д) системний АЦП-ЦАП з обробленням даних

Рисунок 1.1 – Структурні схеми СПІ

цифровий інтерфейси АЦП; АІ2 і ЦІ – ЦАП; ЦОП – цифровий обчислювальний пристрій; АОП – аналоговий обчислювальний пристрій.

Для побудови СПІ можуть успішно використовуватися аналого-цифрові мікропроцесори. Структурну схему АЦМП наведено на рис. 1.2. Набір блоків тут менше, ніж у системному АЦП-ЦАП з обробленням даних. Проте наявність мікропроцесора з пам'яттю (МПП) розширює можливості програмного керування, а твердотільне виконання дозволяє використовувати АЦМП як мікроелектронний компонент схем САЦП, СЦАП і системного АЦП-ЦАП з обробленням даних. Перший АЦМП був представлений [34,35] ВІС Intel 2920. Недоліком його є невисока роздільність ( $n=9$ біт, включаючи знаковий розряд). У теперішній час лідируючий стан по випуску сигнальних АЦМП посідає фірма "Analog devices". Зокрема, слід зазначити [36] 16-розрядні моделі AD1848, AD28msp01 і AD28msp02, що використовують принципи дельта-сигма модуляції. СПІ роблять ЦОМ цілком незалежними [1] від видів і типів джерел інформації, у ролі яких відносно ЦОМ виступають давачі і вимірювальні прилади, що установлені на об'єктах, а також від споживачів результатів обчислень. Перед розроблювачами ІВС і ІОС постає задача адекватного стикування пристроїв, що сприймають інформацію від об'єкта, а саме давачів (сенсорів) різного типу з комп'ютером, що є центральним координуючим вузлом такої системи, а також оброблення інформації, що надходить, і видавання її користувачеві в найбільш зручній для нього формі.

Проте, використання ЦОМ ефективно тільки тоді, коли застосовувані ПП та СПІ не вносять обмежень по точності і швидкодії в процес перетворення інформації. З іншого боку, цифрове оброблення інформації за допомогою комп'ютера дозволяє не тільки поліпшити метрологічні характеристики ПП і СПІ за рахунок уведення автоматичного калібрування і самокоригування [36-50] статичних похибок аналогових вузлів, але і підвищити точність одержання вимірювальної інформації за рахунок цифрового коригування передатних характеристик давачів. Останнє виконується, зокрема, лінеаризацією за допомогою довідкової таблиці, що заноситься в пам'ять ЦОМ [51].

Існують найбільш характерні галузі застосування СПІ на базі мікропроцесорів або комп'ютерів. На рис. 1.3 наведено структурні

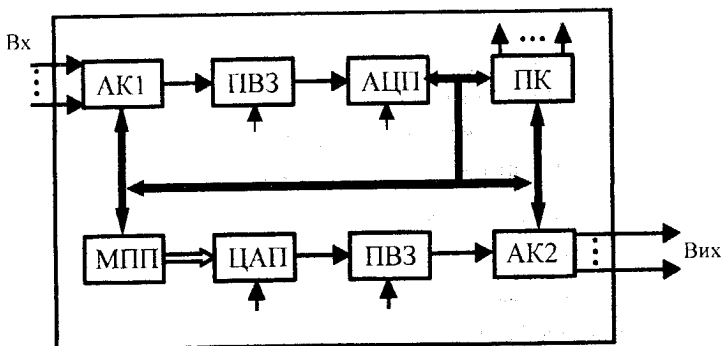
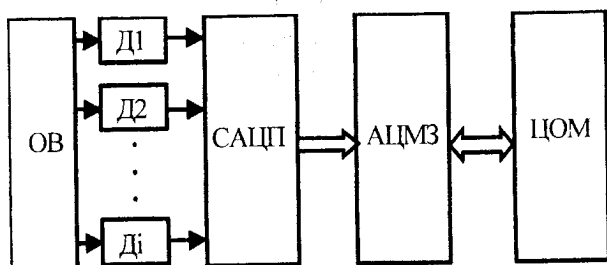
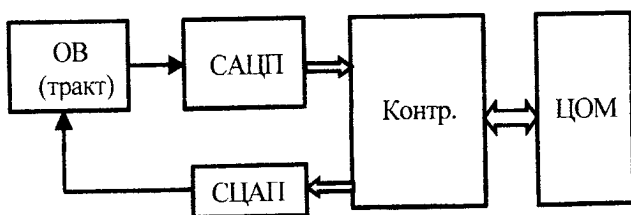


Рисунок 1.2 – Аналого-цифровий мікропроцесор



а)



б)

а) інформаційно-ресруюча система збирання і оброблення вимірювальних сигналів;  
 б) аналізатор параметрів низькочастотних трактів  
 Рисунок 1.3 - ІВС на основі СЦАП і САЦП

схеми ІВС на основі СЦАП і САЦП. Причому залежно від мети одержання інформації про об'єкт і її характеру висуваються різні вимоги до метрологічних показників СПІ. Так, у системі збирання, реєстрування, і оброблення вимірювальних сигналів (рис.1.3, а) САЦП повинний забезпечувати комплекс мінімальних статичних похибок: зміщення нуля  $\Delta A_{зм}$ , похибки лінійності  $\Delta_l$  і масштабу  $\Delta M$ . Частота відліків визначається динамікою процесів, що відбуваються в об'єкті вимірювань ОВ, а також кількістю давачів  $D_1, D_2, \dots, D_j$ , що сприймають вхідну інформацію. Коди дискретизованих сигналів  $K_j(t_k)$ , що надходять з виходу САЦП, фіксуються в апараті цифрового магнітного запису (АЦМЗ) і використовуються надалі для оброблення даних за допомогою ЦОМ. В аналізаторі спектрів параметрів низькочастотних трактів вимоги до метрологічних характеристик САЦП і СЦАП можуть відрізнятись. Так, зокрема, якщо за ОВ виступає тракт звукового мовлення теле- і радіоканалів, то основним є забезпечення високої лінійності вимірювань. Наявність же похибок  $\Delta A_{зм}$  і  $\Delta M$  є несуттєвим. Режими функціонування системи задаються контролером (Контр.), що також забезпечує передавання кодової інформації в ЦОМ. Частота дискретизації в таких системах, як правило, повинна бути не менш 40 кГц, роздільна здатність 12-16 біт. Огляд літератури [7, 52-85] дозволив систематизувати галузі застосування і параметри СПІ, наведені в таблиці 1.1. Зазначені дані показують, що проектування сучасних ІВС і ІОС висуває високі вимоги щодо параметрів СПІ. Так, у системах моделювання, автоматизації наукових досліджень і проектування перетворювальні сигнали мають досить широкий частотний і амплітудний діапазон. У зв'язку з цим до СПІ висуваються високі вимоги щодо точності (похибка менша за 0,1%), роздільної здатності (12-16 і 16-20 біт) і швидкодії (від тисяч до десятків мільйонів відліків у секунду). В ІВС для метрологічної повірки АЦП або ЦАП похибка СПІ (у складі системи) повинна бути, принаймні, удвічі менше похибки пристроїв, що перевіряються. Задаючи в програмі автоматичної повірки необхідне число точок [7] по діапазону шкали ПІ, за допомогою ІВС здійснюють автоматичну реєстрацію значень абсолютних і відносних похибок, обчислення середньоквадратичних відхилень, дисперсії і т.п.

Таблиця 1.1 – Галузі застосувань і параметри СПП

Застосування	Частота відліків, Гц	Роздільність, біт
Системи моделювання, автоматизації наукових досліджень та проектування	$10^5$ - $10^7$	12-16
Автоматизовані системи повірки АЦП і ЦАП	$10^2$ - $10^8$	14-20
Контроль параметрів лінійних інтегральних схем	$10^4$ - $10^8$	12-18
Сейсморозвідка	$10^2$ - $10^4$	16-20
Цифровий високоякісний звукозапис і звуковідтворення	$10^4$ - $10^5$	12-16
Цифрові ваговимірювальні установки	$10^2$ - $10^4$	14-18
Рентгенівська томографія	$10^4$ - $10^5$	12-16
Електронно-променева літографія	$10^4$	16
Цифрове телебачення	$10^6$ - $10^8$	12-16
Радіолокація високої роздільності	$10^5$	14

В установках контролю параметрів лінійних інтегральних схем (IC) є програмувальний генератор випробовуваних сигналів на основі вбудованого СЦАП, а також цифровий обчислювальний блок для аналізу й оброблення сигналів відгуку. Змінюючи частоти генерованих синусоїдальних сигналів, а також аналогових сигналів спеціальної форми, можна повірять динамічні похибки АЦП і ЦАП. Багаторозрядні СПП середньої швидкодії застосовуються при цифровому обробленні звуку, світла, сейсмосигналів. При цьому, зокрема, у сейсморозвідці динамічний діапазон змінення сигналу досягає 100...120дБ. СПП вбудовуються в прилади для ядерних досліджень, що здійснюють поділ частинок по їх енергетичних рівнях, заряду і моментах кількості руху. Число можливих роздільних груп частинок, при такому поділі однозначно визначається роздільністю СПП, а ступінь однозначності роздільністю-лінійністю. Слід зазначити, що експлуа-



тація ІВС і ІОС у ряді галузей відбувається під час змінення умов навколишнього середовища: температури, вологості, тиску, наявності радіації і т.п. Це змушує застосовувати спеціальні заходи для забезпечення стабільності точносних параметрів використовуваних СПП.

Таким чином, ІВС і ІОС, що використовують в розглянутих галузях, повинні містити СПП, що задовольняють комплексові вимог як у плані функціонально-архітектурних рішень, так і метрологічних характеристик. Найважливішими з цих вимог є висока роздільність 12--20 біт, низька похибка  $\leq 0,05\%$ , а також досить широкі межі змінення частоти відліків  $10^2$ – $10^8$  Гц. Ця обставина висуває актуальні проблеми підвищення точності і швидкодії насамперед АЦП високої роздільності. Це обумовлено тим, що алгоритми функціонування і структури таких АЦП є в загальному випадку більш складними, ніж ЦАП.

## **1.2 Аналіз сучасних принципів підвищення точності та швидкодії аналого-цифрових перетворювачів високої роздільної здатності**

Точність АЦП і ЦАП визначається значеннями похибок перетворення, що є складовою частиною метрологічних характеристик. Нормування метрологічних характеристик перетворювачів інформації й інформаційно-вимірювальних систем здійснюється на підставі вимог, викладених у нормативно-технічних і керівних документах, зокрема, [31, 33, 80-82]. При цьому найважливішою метрологічною характеристикою є основна похибка, що поділяється на систематичну і випадкову. Незалежно від конкретного виду пристрою або системи існує три види систематичних похибок: постійного зміщення (адитивна), масштабу (мультиплікативна), лінійності. Слід зазначити, що принципи коригування перших двох видів похибок розроблені досить повно і детально [9-13, 19-21, 28, 56, 59].

Процедура зменшення похибки лінійності є більш складною [9]. Характер похибки лінійності  $\Delta_L$  у значній мірі залежить від способу перетворення аналогових величин у цифрові і цифрових величин в аналогові. Так, наприклад, для інтегруючих АЦП нелінійність харак-

теристики перетворення має монотонний характер [56, 59]. Для ЦАП паралельної дії, а також АЦП, побудованих з використанням даних АЦП, нелінійність має немонотонний стрибкоподібний характер [9, 10].

Залежно від потрібної швидкодії і точності використовуються різні підходи щодо побудови СП. Проблема досягнення високої точності аналого-цифрового перетворення з приведеною відносною похибкою не більше 0,05% [7] і роздільністю не менше 12 розрядів успішно вирішується для АЦП інтегруючого типу. Проте недоліком таких пристроїв традиційно є низька частота відліків ( $f_{\text{відл}}$ ), що, як правило, не перевищує десятки і сотні Гц [83]. Для одержання більш високої швидкості перетворення використовуються АЦП порозрядного врівноваження і паралельно-последовні АЦП. При цьому перші мають середню ( $f_{\text{відл}}=10^0\text{-}10^2$  кГц), а другі – високу швидкодію ( $f_{\text{відл}}=10^1\text{-}10^4$  кГц). Зі збільшенням швидкодії виникає проблема збереження низького рівня похибок зазначених пристроїв. Причому необхідно відзначити, що на шляху досягнення високої точності за рахунок удосконалювання характеристик елементної бази стоять фундаментальні обмеження, обумовлені як можливостями технології виготовлення, так і властивостями застосовуваних матеріалів. Притаманні перетворювачам інформації середньої і високої швидкодії відхилення ваг розрядів від потрібних значень часто-густо коригуються в процесі виробництва шляхом лазерного припасування номіналів резисторів або конденсаторів ЦАП паралельної дії, які є складовою частиною цих АЦП. При цьому потрібне збільшення площі внутрікристалних компонентів і кристала в цілому, а також виникає проблема видалення матеріалів кристала в ході припасування. Ці процеси порушують структуру матеріалів компонентів і зменшують не тільки тимчасову стабільність елементів, наприклад, резисторів, але і температурну стабільність усієї схеми [84]. Зазначений підхід створює серйозні труднощі одержання точності, що відповідає більш, ніж 12-бітній роздільності [85].

Перспективнішим є підхід, що використовує корекцію загальної похибки або калібрування ваг окремих розрядів ЦАП і АЦП без фізичного впливу на елементи схеми. У випадку використання ЦАП на

основі двійкової системи числення зменшення статичних похибок досягається корекцією вихідної величини шляхом уведення поправки, представлені в аналоговій формі і згенерованої додатковим коригувальним ЦАП. У цьому випадку перетворюваний код  $K_{вх}$  подається, як показано на рис. 1.4, на вхід основного ЦАП (ЦАП<sub>осн</sub>) і в цифровий обчислювальний пристрій (ЦОП). У ЦОП обчислюється код поправки, що надходить на вхід коригувального ЦАП (ЦАП<sub>кор</sub>).

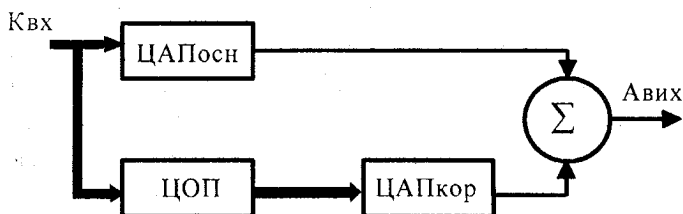


Рисунок 1.4 - Коригування вихідної величини двійкового ЦАП

Результат перетворення  $A_{вих}$  формується за допомогою суматора ( $\Sigma$ ) аналогових величин. Такий принцип підвищення точності ЦАП є розповсюдженим і застосовується, зокрема, фірмою Intersil Inc. у 14 і 16 - розрядних моделях ICL 7134 і ICL 7136, відповідно. Проте застосування його при аналого-цифровому перетворенні [86, 87] дає деяке зниження швидкодії пристрою. Цю обставину можна продемонструвати, проаналізувавши функціонування самокаліброваного АЦП порозрядного врівноваження на основі двійкової системи числення, спрощену структурну схему якого наведено на рис. 1.5. Пристрій містить схему порівняння аналогових сигналів (СП), суматор аналогових величин ( $\Sigma$ ), основний ЦАП (ЦАП<sub>осн</sub>), коригувальний ЦАП (ЦАП<sub>кор</sub>), цифровий обчислювальний пристрій, регістри: коригувального ЦАП (Рг), вихідний (Рг<sub>вих</sub>), послідовного наближення (РПН); блок керування (БК).

АЦП працює у двох режимах: калібрування і безпосереднього перетворення аналог-код (основному режимі). У режимі калібрування визначаються коди відхилень ваг "неточних" розрядів ЦАП<sub>осн</sub>. При

цьому на вхід пристрою послідовно подаються аналогові сигнали  $A_i$ , значення яких близькі до ваг розрядів, що калібруються. За допомогою ЦАП<sub>кор</sub> здійснюється спочатку врівноваження кожного  $i$ -го розряду, що входить у групу "неточних". По закінченні першого врівноваження  $i$ -й розряд вимикається й  $A_1$  вдруге врівноважується сумою ваг усіх молодших розрядів плюс додатково вага нульового розряду. Різниця кодів ЦАП<sub>кор</sub> першого і другого кодувань дає код відхилення ваги  $i$ -го розряду. Аналогічно визначаються коди відхилень інших розрядів, що фіксуються в пам'яті ЦОП.

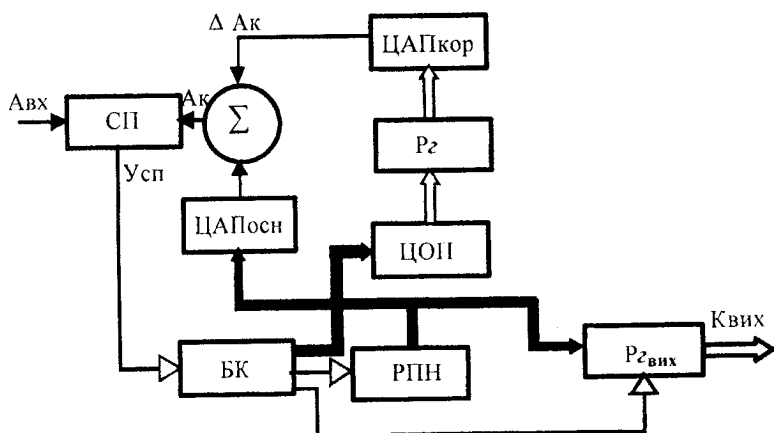


Рисунок 1.5 - Самокалібрований двійковий АЦП

В основному режимі на вхід АЦП подається перетворювальний сигнал  $A_{вх}$ , що врівноважується компенсуючим сигналом  $A_k = A_{осн} + \Delta A_k$ , де:  $A_{осн}$  - сигнал з виходу ЦАП<sub>осн</sub>, а  $\Delta A_k$  - коригувальна поправка, що формується ЦАП<sub>кор</sub>. Причому, значення коду  $\Delta A_k$  розраховується ЦОП на кожному такті, коли вмикаються старші неточні розряди. Час перетворення в режимі з корекцією визначається виразом

$$t_{np} = nt_T + mt_{кор}$$

де  $n$  - число тактів врівноваження;

$t_T$  - тривалість такту врівноваження;

$m$  - число каліброваних розрядів;

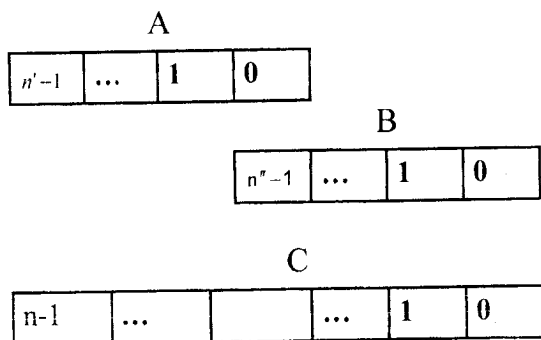
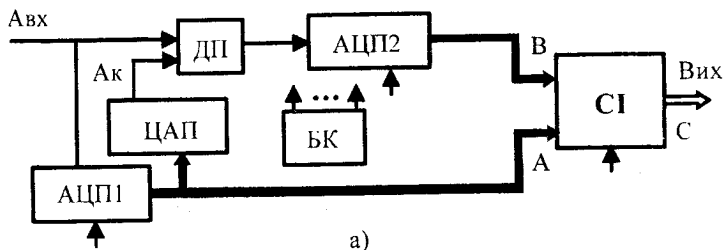
$t_{кор}$  - час обчислення коригувальної поправки.

У випадку, якщо похибка формування ваг розрядів ЦАП<sub>осн</sub> знаходяться на рівні часток або одиниць відсотків (використання безприпасувальної технології), тоді для багаторозрядних перетворювачів ( $n > 12$ ) число коригованих розрядів може сягати значень  $m \geq n/2$ . При цьому, якщо  $t_{кор}$  порівняне з  $t_T$ , то це викликає помітне збільшення  $t_{пр}$ . Таким чином, використання зазначеного підходу для підвищення точності вимагає розрахунку коригувальних поправок для кожного з "неточних" розрядів у процесі врівноважування і призводить до зниження швидкості перетворення навіть для АЦП середньої швидкодії.

Удосконалювання зазначених характеристик аналого-цифрового перетворення є протирічною проблемою. У більшості випадків традиційне поліпшення одного показника, наприклад, точності, призводило до погіршення швидкодії. Зменшення кількості обладнання, спрощення пристрою погіршувало точність або швидкодію і т.п. Водночас уведення в розроблювані пристрої надлишковості у вигляді НПСЧ дозволяє в певній мірі вирішувати проблеми комплексного удосконалювання одночасно декількох характеристик аналого-цифрового перетворення. Такий підхід дає можливість при подовженні розрядної сітки пристрою (це призводить, зокрема, до збільшення кількості тактів при порозрядному врівноважуванні) з одного боку, підвищувати точність АЦП середньої і високої швидкодії, реалізованих на грубих аналогових вузлах, а з іншого боку, підвищувати швидкодію високо-точних АЦП, що використовують аналогову елементну базу середньої швидкодії.

Підвищення швидкодії багаторозрядних АЦП досягається двома шляхами. Перший орієнтується на використання більш досконалої елементної бази. У цьому напрямку спостерігається певний прогрес [38]. Проте якісних зрушень при цьому, принаймні, у найближчі роки очікувати не слід. Другий шлях пов'язано з уведенням у проєктовані пристрої надлишковості. Причому "найстарішим" підходом у цьому напрямку є використання структурної надлишковості. Суть його на-

самперед відображається паралельно-послідовним принципом перетворення. Структурну схему двоступеневого паралельно-послідовного АЦП зображено на рис. 1.6, а. Тут: АЦП1 - перетворювач аналог-код з розрядністю  $n'$ ; АЦП2 - з розрядністю  $n''$ ; ЦАП - високоточний перетворювач з розрядністю  $n'$ ; ДП - диференціальний підсилювач різниці  $\Delta A = A_{\text{вх}} - A_{\text{к}}$ ; СМ - суматор; БК - блок керування, що забезпечує функціонування пристрою. Принцип дії АЦП є таким.



б)

- а) структурна схема;  
 б) метод формування результату

Рисунок 1.6 – Двоступінчастий паралельно-послідовний АЦП

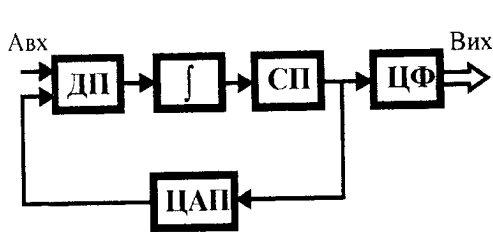
Вхідний сигнал  $A_{\text{вх}}$  на першому такті перетворюється в код А в

АЦП1 (першого ступеня). Різниця сигналів  $\Delta A$  на другому такті підсилюється ДП і надходить на вхід АЦП2 (другого ступеня), на виході якого формується код В. Коди А та В подаються на вхід СМ, на виході якого з'являється сума  $C:=A+B$ . У такий спосіб результат перетворення  $A_{ВХ}$ , формується за два такти у вигляді коду С як сума кодів А (старші розряди) і В (молодші розряди).

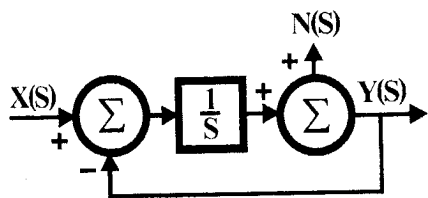
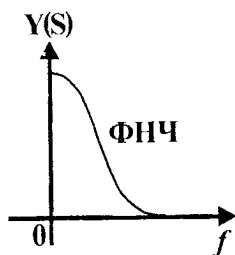
Варто відзначити, що безпосереднім стикуванням вихідних кодів не можна одержати точність, що відповідає  $n=n'+n''$  -розрядам. Це пов'язано з тим, що  $\Delta A$  складається не тільки із залишку невіршованої частини  $A_{ВХ}$ , але і похибки, що виникають через неідеальність АЦП1 і ДП. Тому для формування правильного результату (рис.1.6, б) застосовується метод перекриття шкал [86, 87]. Для корекції ЦАП, статична похибка якого повинна відповідати  $n$ - розрядному перетворенню, може застосовуватися допоміжний ЦАП і ПЗП з таблицею поправок [88], а також ОЗП і мікропроцесор [89, 90]. Паралельно-последовний принцип використовується при 12-14 розрядному аналого-цифровому кодування з частотою відліків 1-20 мГц. Недолік його полягає в ускладненні схеми аналогової частини, значних апаратурних витратах, високому енергоспоживанні і низькій завадостійкості. Певним компромісом у цьому плані можуть служити структури паралельно-последовних АЦП із числом ступенів зрівноваження більше двох, розроблені за участю автора [91-94]. Значний внесок у теорію завадостійких паралельно-последовних алгоритмів АЦ-перетворення і пристроїв, що їх реалізують, зроблено в роботах Є.В. Алипова [95-98]. У середині 80-х років широко почав застосовуватися метод перетворення, заснований на введенні інформаційної надлишковості і відомий як сігма-дельта дискретизація з частотою, що істотно перевищує частоту за Котельниковим ( Найквистом ) [38].

Хоча теоретичні основи такого принципу кодування аналогових сигналів відомі порівняно давно, проте впровадження його в практику відбулося відносно недавно, завдяки успіхам в галузі мікромініатюризації засобів цифрової обчислювальної техніки. В даному разі істотно спрощується аналогова частина пристрою перетворення. Структурну схему АЦП із сігма-дельта дискретизацією наведено на рис. 1.7, а. Пристрій містить диференціальний підсилювач (ДП), інтегратор ( $\int$ ),

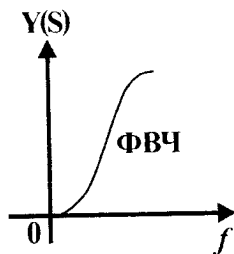
схему порівняння (СП), однорозрядний ЦАП і цифровий фільтр (ЦФ). АЦП функціонує в такий спосіб. Змінення  $A_{вх}$  за рахунок високої частоти дискретизації відслідковується додатним або від'ємним збільшеннями компенсуючого сигналу  $A_k$  з виходу ЦАП. Різниця  $\Delta A = A_{вх} - A_k$  інтегрується і подається на СП. Послідовний код з виходу СП, що надходить до ЦФ і одночасно до ЦАП, несе інформацію про швидкість



а)



б)



в)

- а) структурна схема;
- б) схема формування шумів;
- в) передатні функції шумів і вхідного сигналу

Рисунок 1.7 – АЦП із сігма-дельта дискретизацією

змінення  $A_{вх}$ . У замкненому контурі: ДП,  $\int$ , СП і ЦАП здійснюється цифроаналогове диференціювання форми вхідного сигналу.

Відновлення сигналу виконується шляхом інтегрування в ЦФ.

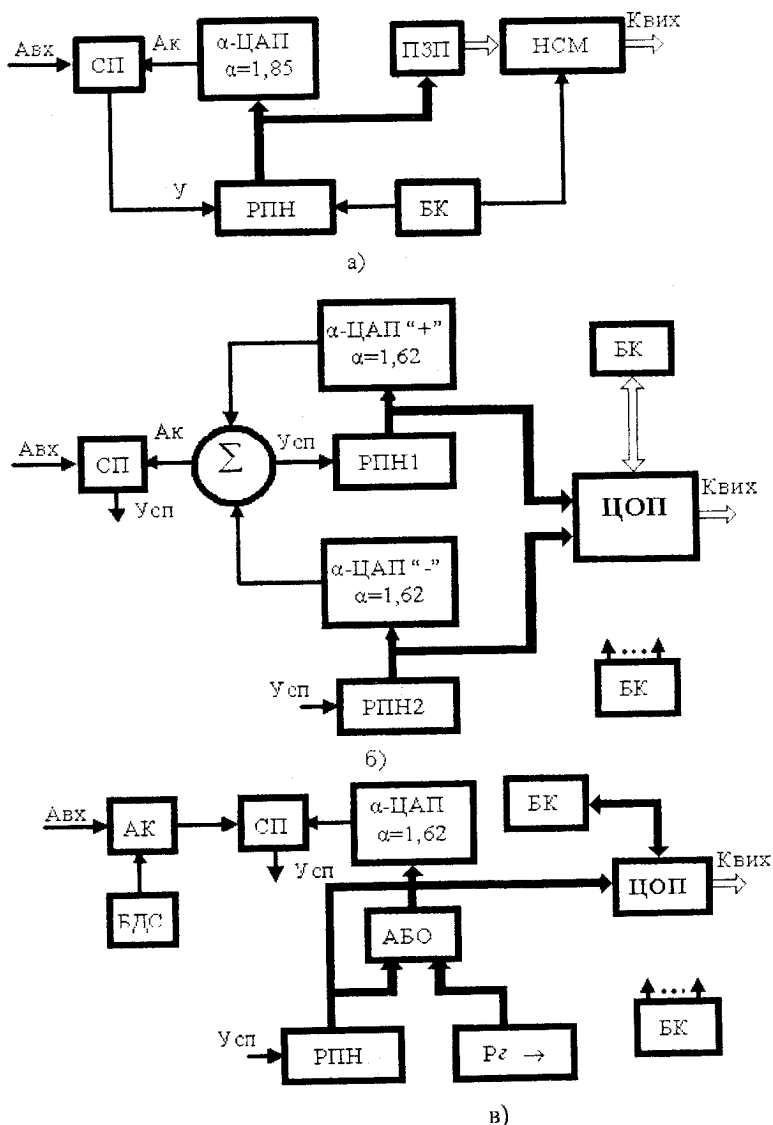


Причому ЦФ водночас реалізує функцію фільтра низької частоти (ФНЧ), а його порядок багато в чому визначає роздільну здатність АЦП. Так, у 16-розрядному АЦП CSZ531В компанії Crystal застосовується фільтр 384 порядку. Це свідчить про те, що спрощення аналогової частини схеми пов'язане з ускладненням цифрової. Збільшення роздільної здатності АЦП досягається також за рахунок застосування схеми "формування шумів" [99, 100], що наведена на рис. 1.7, б.

Тут  $X(S)$  - вхідний сигнал;  $N(S)$  - шум квантователя. На основі перетворень Лапласа передатна функція визначається як  $Y(S)=[X(S)-Y(S)]/S$  для сигналу, коли  $N(S)=0$  має вигляд  $Y(S)/X(S)=1/S+1$  - для фільтру низьких частот (ФНЧ). Передатна функція має вигляд  $Y(S)=-Y(S)/S+N(S)$  для шуму, коли  $X(S)=0$ , то  $Y(S)/N(S)=S/S+1$ , відповідно, для фільтру високих частот (ФВЧ). У такий спосіб схема формування шумів має передатну функцію ФНЧ, коли задається нульове значення сигналу шуму і ФВЧ, коли задається нульове значення  $X(S)$ . Графічну ілюстрацію для цих випадків наведено на рис. 1.7, в. Таким чином, завдяки цьому принципу, істотно зменшується шум в основній смузі частот.

Сіigma-дельта АЦП мають монотонну характеристику і знаходять широке застосування в цифровому звукозапису. Недоліком таких перетворювачів є неефективна робота при стрибкоподібному змінненні  $A_{вх}$ , що, зокрема, має місце в багатоканальних вимірювальних системах. Простота аналогової частини викликає і свій недолік. З'являється необхідність автоматичної корекції зсуву нуля інтегратора, зменшення впливу шумів цифрової частини і т.п. [101]. Проте ряд фірм, наприклад, Analog Devices, випускають [102] моделі 24-розрядних АЦП із частотою відліків 20Гц і 50 Гц.

Наприкінці 70-х і в 80-х роках для підвищення швидкодії при порозрядному аналого-цифровому перетворенні починають застосовуватися надлишкові позиційні системи числення. Першим серійним виробом, що використовує цей підхід, був 14-розрядний АЦП ICL 7115 фірми Intersil [87]. Структурну схему такого пристрою, виготовленого за КМОН-технології, наведено на рис. 1.8, а. Тут: СП - схема порівняння, РПН - реєстр послідовного наближення, НСМ - нагромаджуючий суматор, БК - блок керування. Особливістю такого про-



- а) програмно-калібрований АЦП;  
 б) самокалібрований АЦП на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ );  
 в) самокалібрований АЦП на основі НПСЧ (0, 1)

Рисунок 1.8 – Структурні схеми швидкокодуючих АЦП на основі НПСЧ

грамно-каліброваного АЦП є застосування надлишкового (відносно двійкового) 17-розрядного ЦАП з відношенням ваг  $\alpha=1,85$ . Це дозволило здійснювати автоматичну компенсацію динамічних похибок, що виникають у процесі врівноваження, і досягти часу перетворення  $\leq 40$  мкс.

Діапазон перетворення ICL 7115 на 18% більше, ніж для двійкового при значно меншій точності виготовлення резисторів ЦАП. Відхилення ваг розрядів від ідеальних значень визначаються після виготовлення кристалу і штучного його старіння, а потім у вигляді двійкових еквівалентів заносяться в ПЗП. Вихідний 14-розрядний двійковий код  $K_{вих}$  по мірі врівноваження послідовно формується в НСМ. Цифровий еквівалент вхідного коду  $K_{вих}$  відображає компенсуючу величину  $A_K$ , значення якої пропорційне:

$$K_{вих} = \sum a_i K_i,$$

де  $a_i \in \{0,1\}$  - двійковий коефіцієнт  $i$ -го розряду надлишкового ЦАП;

$K_i$  - цифровий двійковий еквівалент реальної ваги  $i$ -го -розряду.

Проте виграш по швидкодії, що досягається в цьому випадку, є невисоким (біля двох разів) унаслідок низького рівня надлишковості, що вводиться. Крім того, програмне калібрування ваг розрядів, коди яких занесено в ПЗП, є неефективним під час змінення умов зовнішнього середовища, оскільки це призводить до зміни ваг розрядів.

Під керівництвом і за особистою участю автора у Вінницькому державному технічному університеті розроблено і впроваджено високоточні самокалібровані швидкодійні АЦП на основі НПСЧ [103-111]. При цьому слід зауважити, що "повільнодіючі" самокалібровані АЦП на основі НПСЧ [112-122] можна перетворити на "швидкодійні" шляхом незначного ускладнення цифрової частини. Структурна схема швидкодійного самокаліброваного АЦП на основі знакорозрядної НПСЧ, що наведена на рис. 1.8, б, містить два цифроаналогових перетворювачі: додатний (ЦАП "+") і від'ємний (ЦАП "-"); регістри послідовного наближення РПН1 та РПН2, суматор аналогових сигналів ( $\Sigma$ ), цифровий обчислювальний пристрій (ЦОП), блок пам'яті (БП),

схему порівняння (СП) і блок керування (БК). АЦП працює в двох режимах: самокалібрування й основного перетворення. В процесі самокалібрування визначаються коди реальних ваг розрядів ЦАП"+", ЦАП"- і  $\Delta A_{зм}$ , що фіксуються в БП. У режимі основного перетворення прискорене аналого-цифрове врівноваження здійснюється за рахунок автокомпенсації динамічних похибок. При цьому мінімальна припустима тривалість такту перетворення визначається рівнем надлишковості використовуваної НПСЧ. У розроблених пристроях відношення ваг розрядів НПСЧ  $\alpha \approx 1,62$  (золота пропорція), що дозволяє підвищити швидкодію в порівнянні з двійковим АЦП у 5-8 разів. Структурна схема швидкодіючого самокаліброваного АЦП на основі НПСЧ (0,1), яку наведено на рис. 1.8, в, містить: аналоговий комутатор (АК), блок допоміжних сигналів (БДС), блок елементів АБО, регістр зсуву та інші.

У режимі самокалібрування визначаються коди реальних ваг розрядів  $\alpha$ -ЦАП і  $\Delta A_{зм}$ . Причому значення додаткових аналогових сигналів, що формуються БДС, можуть задаватися з низькою точністю. Прискорене врівноважування здійснюється з використанням на кожному  $l$ -му такті аналогових сигналів, що форсують і генеруються молодшими ( $i < l$ ) розрядами ЦАП. В разі перетворення вимірювальних сигналів у схеми вводиться прецизійне джерело опорної напруги (струму), за допомогою якого коригується масштабний коефіцієнт  $M$ .

Слід зазначити, що введення інформаційної надлишковості у формі НПСЧ, дозволяє організувати процедуру самокалібрування і компенсації динамічних похибок ваг розрядів АЦП і використовувати ці принципи для побудови високоточних швидкодіючих перетворювачів аналог-код, точносні характеристики яких не погіршуються під час зміння умов зовнішнього середовища і функціонуванні протягом тривалих проміжків часу [123-141].

У теперішній час для розробки масових закордонних АЦП порозрядного кодування для цифрових аудіо-систем широко застосовується технологія комутованих конденсаторів [142]. У таких схемах широко застосовується цифрова корекція ємнісного ЦАП і зсуву нуля [143-145]. Під керівництвом автора також розроблені структури самокаліброваних АЦП як на резистивних ЦАП, так і на комутованих кон-

ленсаторах [146-152] у т.ч. підвищеної швидкодії. Застосування НПСЧ у таких ПП, побудованих на неточних елементах, дозволяє підвищувати і точність, і швидкодію. Проте розвиток такого напрямку в Україні стримується невідповідністю технологічної бази. У роботі [153] описується спосіб автоматичного компенсування динамічних похибок АЦП шляхом використання надлишкового набору ваг розрядів, в якому сума ваг молодших розрядів перевищує вагу наступного розряду. Проте такий підхід усуває динамічні похибки тільки одного знаку. Для підвищення швидкості порозрядного аналого-цифрового врівноваження застосовуються також структурні і схемні методи [154-156].

Проте недоліком їх є обмежені можливості, тому що відсутня, зокрема, можливість під час врівноваження компенсації змінення вхідного сигналу.

### 1.3 Аналіз особливостей застосування надлишкових позиційних систем числення в перетворювачах інформації

Надлишкові позиційні системи числення [157-169] можна розбити на дві групи: з дробовими вагами розрядів і з цілочисловими вагами розрядів. У першій групі НПСЧ, призначеній для представлення дійсних чисел, будь-яке число  $A$  можна зобразити у вигляді

$$A^* = \sum_{i=-\infty}^{n-1} a_i \alpha^i, \quad (1.1)$$

де  $i$ -номер розряду;

$a_i \in \{0, 1\}$  або  $a_i \in \{1, \bar{1}\}$  - двійкова цифра в  $i$ -му розряді;

$\alpha^i$  - вага  $i$ -го розряду;

$\alpha$  - основа системи числення, значення якої знаходиться в межах  $1, 0 < \alpha < 2, 0$ ;

$(n-1)$  - номер старшого розряду.

При  $\alpha=1$  вираз (1.1) представляє одиничну систему числення, а при  $\alpha=2$  - двійкову систему числення. Застосування виразу (1.1) у техніці перетворення інформації неприйнятно, оскільки припускає наявність нескінченно довгої розрядної сітки. На практиці довжина роз-

рядної сітки звичайно обмежується  $n$  розрядами. Тому в цьому випадку доцільно використовувати наближений вираз для натуральних чисел

$$N^* = \sum_0^{n-1} a_i \alpha^i. \quad (1.2)$$

Значення методичної похибки  $\Delta N$  такого представлення залежить від набору  $a_i$ . Якщо  $a_i \in \{0,1\}$  – маємо систему вигляду НПСЧ  $(1,0)$ , тоді  $\Delta N \leq 1,0$ . При  $a_i \in \{1,\bar{1}\}$  – НПСЧ  $(1,\bar{1})$ , похибкою  $\Delta N \leq 2,0$ . Відповідно до визначення, даного у [170], під основою НПСЧ буде розумітися відношення ваг сусідніх розрядів:  $\alpha = Q_i/Q_{i-1}$ , де  $Q_i = \alpha^i Q_0$  – значення ваги (фізичної величини)  $i$ -го розряду, а  $Q_0 \equiv 1$  – вага молодшого нульового розряду.

До НПСЧ із дробовими вагами розрядів, зокрема, відносяться так звані системи числення золотої  $r$ -пропорції, запропоновані О.П. Стаховим [24, 171]. У НПСЧ на основі золотої  $r$ -пропорції будь-яке натуральне число  $N^*$  можна зобразити у вигляді

$$N^* = \sum_{i=-n}^{n-1} a_i \alpha_p^i, \quad (1.3)$$

де  $\alpha_p^i = \alpha_p^{i-1} + \alpha_p^{i-p-1}$  –  $i$ -та ступінь золотої  $r$ -пропорції.

При  $r=0$  НПСЧ вироджується у двійкову систему числення,  $r=1$  – систему золотої пропорції,  $r=\infty$  – одиничний код. Для НПСЧ характерна багатозначність представлення чисел. Це наочно можна продемонструвати на прикладі золотої системи числення, у якій  $\alpha^i = \alpha^{i-1} + \alpha^{i-2}$ . Над розрядами кодів чисел у даній системі можна виконувати операції згорнення і розгорнення. Згорнення полягає в заміні нуля в  $i$ -му і одиниць у  $(i-1)$ -ому і  $(i-2)$ -ому розрядах їхніми інверсіями. Розгорнення – операція, зворотна згорненню. Зображення початкового відрізка натуральних чисел у золотій системі числення зручно здійснювати за допомогою операцій згорнення і розгорнення, зокрема у вигляді:

ваги розрядів	$\alpha^3$	$\alpha^2$	$\alpha^1$	$\alpha^0$	$\alpha^{-1}$	$\alpha^{-2}$	$\alpha^{-3}$	$\alpha^{-4}$
0=	0	0	0	0	0	0	0	0
1=	0	0	0	1	0	0	0	0
2=	0	0	0	0	1	1	0	0
	0	0	0	1	1	1	0	0
3=	0	0	1	0	0	1	0	0
	0	0	1	1	0	1	0	0
4=	0	1	0	0	0	1	0	0
	0	1	1	0	1	0	0	1
5=	1	0	0	0	1	0	0	1
	0	1	0	1	1	1	1	1
6=	0	1	1	0	1	0	0	1
	1	0	0	0	1	0	0	1

На відміну від класичної двійкової системи числення, а також від представлення чисел у НПСЧ у вигляді (1.3) представлення чисел у НПСЧ у вигляді (1.2) призводить до нерівномірної дискретизації на числовій осі. Так, наприклад, у золотій системі числення зображення чисел початковим набором кодів має вигляд:

ваги	$\alpha^4$	$\alpha^3$	$\alpha^2$	$\alpha^1$	$\alpha^0$	$A_{\text{екв}}$	$\Delta A_{\text{дк}}$
	0	0	0	0	0	0,000	
	0	0	0	0	1	1,000	1,000
	0	0	0	1	0	1,618	0,618
	0	0	1	0	0	2,618	1,000
коди	0	0	1	0	1	3,618	1,000
	0	0	0	0	0	4,296	0,618
	0	1	0	0	1	5,296	1,000
	0	1	0	1	0	5,854	0,618
	1	0	0	0	0	6,854	1,000

де  $A_{\text{екв}}$  - цифровий еквівалент кодів;  $\Delta A_{\text{дк}}$  - крок дискретизації.

Представлення чисел у НПСЧ  $(1, \bar{1})$  специфічно. Символ  $\bar{1}$  позначає -1. У цих системах числення, так само, як і в двійковій [172, 173], від'ємні числа можна зображувати, не використовуючи спеціального символу знака. Діапазон чисел, які можна представити  $n$  розрядами з символами  $(1, \bar{1})$  вдвічі більше, ніж діапазон чисел із символами  $(0, 1)$ . Проте дискретність зображення чисел у такій системі також вдвічі більше. Представлення початкового відрізка натуральних чисел у золотій системі числення  $(1, \bar{1})$  також, як і в системі  $(0, 1)$ , зручно здійснювати за допомогою операцій згорнення і розгорнення:

	$\alpha^3$	$\alpha^2$	$\alpha^1$	$\alpha^0$	$\alpha^{-1}$	$\alpha^{-2}$	$\alpha^{-3}$	$\alpha^{-4}$	$\alpha^{-5}$
0=	$\bar{1}$	1	1	$\bar{1}$	1	1	$\bar{1}$	1	1
2=	$\bar{1}$	1	1	1	1	1	$\bar{1}$	1	1
	1	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	1	1
4=	1	$\bar{1}$	1	1	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	1	1
	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	1	1

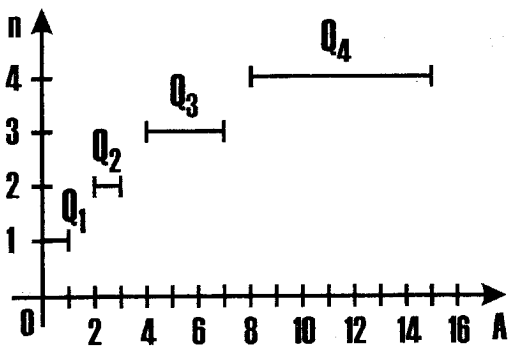




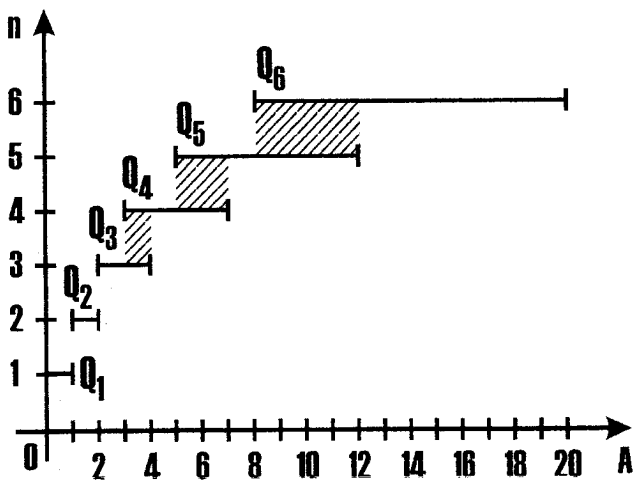
При  $p \geq 0$   $\varphi_{p(i)} = 2\varphi_{p(i-1)}$  і вищенаведене представлення для  $N^*$  вироджується у двійкову систему числення. При  $p=1$  з'являється система числення Фібоначчі.

Проте в НПСЧ із цілочисловими вагами значення відношень між вагами сусідніх розрядів є непостійним. Це ускладнює мікроелектронну реалізацію ЦАП паралельної дії. Тому використання такого класу НПСЧ у техніці АЦП і ЦАП уявляється складним. Необхідно все ж таки вказати, що на відміну від ЦОМ проблема представлення чисел з похибкою в НПСЧ для перетворювачів інформації не є такою гострою. Дана обставина обумовлена тим, що в АЦП та ЦАП крім похибки квантування є і інструментальна похибка, сумарне значення яких може бути значно більше, ніж значення методичної похибки представлення чисел. Крім того, в самокаліброваних перетворювачах інформації на основі НПСЧ розрядну сітку доводиться подовжувати [42, 174] і вводити додаткові розряди з вагами, які менші за вагу молодшого основного розряду. Слід також зазначити, що в пам'яті ЦОМ, яка входить до складу АЦП, коди ваг розрядів НПСЧ не важко представляти з потрібною точністю. При цьому методична похибка представлення чисел стає досить малою і нею можна знехтувати. Властивість багатозначності представлення чисел суттєво змінює характер шкали перетворення ПІ на основі НПСЧ. Так, якщо в перетворювальній шкалі для війкової системи числення відсутні ділянки перекриття (рис. 1.9, а), тоді у випадку використання НПСЧ (0,1) - Фібоначчі ці ділянки мають значну ширину (рис. 1.9, б). На графіку вказані ділянки заштриховані. Ця особливість НПСЧ дозволяє отримати нерозривну характеристику вхід-вихід ЦАП або АЦП при наявності великих статичних або динамічних похибок перетворення, відповідно, в одиниці та десятки відсотків. Цю обставину покладено в основу побудови високоточних самокаліброваних АЦП і ЦАП [174-181] з використанням низькоточних аналогових вузлів, а також скорочення тривалості тактів при порозрядному аналого-цифровому перетворенні, за рахунок чого підвищується швидкодія АЦП [178, 179].

У НПСЧ порівняно з двійковою системою числення подовжується розрядна сітка. Ступінь такого подовження можна оцінити таким чином. Для різних систем числення повинна виконуватися одна-



а)



б)

- а) двійкової системи числення;  
 б) НПСЧ (0,1) – Фібоначчі

Рисунок 1.9 – Перетворювальні шкали

ковість діапазонів представлення чисел. Відповідно до [172, 173, 182] діапазон представлення чисел - інтервал числової осі, який знаходиться між максимальним і мінімальним числами, що представляються розрядною сіткою з довжиною  $n$ . У двійковій системі числення діапазон представлення чисел дорівнює  $D_2 = 2^{n_2} - 1$ .

Для НПСЧ (0,1) можливі два випадки. Перший, коли інтервал представлення чисел для НПСЧ із дробовими вагами знаходиться в межах  $A^*_{min} \leq D \leq A^*_{max}$ , де  $A^*_{min} = 0$ ,  $A^*_{max} = \sum_0^{n-1} \alpha^i$ .

При цьому діапазон  $D(n)$  є максимальним. В другому випадку при заданому числі розрядів  $n_\alpha$  інтервал представлення чисел знаходиться в межах  $A^*_{min} = 0$ ,  $A^*_{max} = \alpha^n_\alpha$ . При цьому в рамках заданого діапазону  $D_\alpha$  для кожного цілого числа зберігається надлишковість у виді багатозначності представлення, в тому числі і з ненульовою методичною похибкою, а значення діапазону визначається співвідношенням  $D_\alpha = \alpha^n_\alpha - 1$ . При однаковості діапазонів представлення чисел для двійкової системи числення і НПСЧ  $D_2(n) = D_\alpha(n_\alpha)$  або  $2^n_2 = \alpha^n_\alpha$ . Тому можна записати  $n_\alpha = n_2(\ln 2 / \ln \alpha)$ . Позначивши  $\ln 2 / \ln \alpha = \gamma_n$  як коефіцієнт подовження розрядної сітки, маємо  $n_\alpha = n_2 \gamma_n$ . Якщо значення  $n_\alpha$  виходить не цілим, тоді його необхідно округлити у великий бік до найближчого цілого, тобто  $n_\alpha = \lceil (n_2 \gamma_n) \rceil_{ц.ч.}$ .

Графік залежності  $\gamma_n = f(\alpha)$  наведено на рис. 1.10.

З нього видно, що при змінненні  $\alpha$  від 2,0 до 1,6-1,7  $\gamma_n$  плавно наростає, а при  $\alpha < 1,6$  зростання починає підсилюватися.

Для окремих  $\alpha$  коефіцієнт  $\gamma_n$  має значення:

$\alpha$	1,20	1,30	1,40	1,50	1,60	1,70	1,80	1,90	2,00
$\gamma_n$	3,80	2,64	2,06	1,71	1,48	1,31	1,18	1,08	1,00

У НПСЧ (0,1) із цілочисловими вагами також можливі варіанти. Перший, коли

$$A^*_{min} = 0, \quad A^*_{max} = \sum_0^{n-1} S_i,$$

де  $n_s$  - число розрядів у НПСЧ.

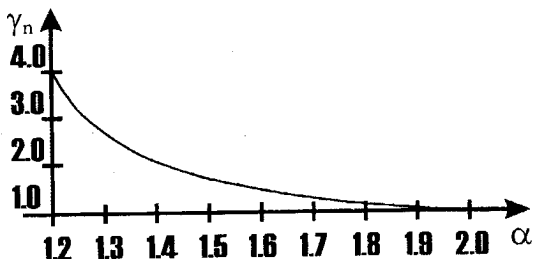


Рисунок 1.10 – Залежність  $\gamma_n = f(\alpha)$

При цьому  $D(n)$  є максимальним і для групи чисел можливості багатозначного представлення або звужуються, або зникають. Для другого варіанта  $A^*_{min} = 0$ ,  $A^*_{max} = S_n - 1$ , проте внаслідок непостійності відношення між вагами розрядів у НПСЧ із цілочисловими вагами прирівняти  $D_2(n_2)$  і  $D_s(n_s)$  для довільного  $n$  не можна. Значення коефіцієнта  $\gamma_n = (n_s - n_2)$  у даному випадку оцінюється приблизно, воно непостійне і залежить від довжини розрядної сітки.

Для НПСЧ виду (1,1) із дробовими вагами коефіцієнт подовження розрядної сітки так само, як і для НПСЧ (0,1) визначається у вигляді:

$$\ln_2 \ln \alpha = \gamma. \quad (1.4)$$

Необхідно відзначити, що клас НПСЧ із дробовими вагами розрядів істотно повніше, ніж НПСЧ із цілочисловими вагами. Перевагою останніх є можливість точного представлення натуральних чисел розрядною сіткою обмеженої довжини. Проте непостійність відношень ваг розрядів призводить до певних складнощів використання таких НПСЧ у техніці перетворення інформації. Так, структура ЦАП на основі НПСЧ із цілочисловими вагами, а, відповідно, й АЦП, буде нерегулярною [181, 183, 184], що особливо незручно для мікроелектронного виконання. У зв'язку з вищевказаним застосування даних НПСЧ у техніці перетворення інформації бачиться обмеженням. Надалі розгляд матеріалів досліджень буде вестися для НПСЧ із дробовими вагами розрядів.

## 2 ЗАГАЛЬНІ ПОЛОЖЕННЯ ТЕОРІЇ ПОРОЗРЯДНОГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ НА ОСНОВІ НПСЧ

### 2.1 Способи підвищення точності АЦП, побудованих на неточній елементній базі

Пошуки шляхів побудови високоточних АЦП на низькоточній елементній базі активно розпочалися ще в шістдесяті роки 20-го століття. У цьому плані, насамперед, слід відзначити підходи, запропоновані школою проф. Смолова В.Б. [8 – 10, 46], які довели можливість значного (на 1-2 порядки) зменшення результуючої похибки цифро-аналогового і аналого-цифрового перетворення в порівнянні з рівнем первинних похибок аналогових вузлів, що використовуються при реалізації відповідних пристроїв. Водночас, таке підвищення точності супроводжувалося істотним погіршенням швидкодії. Слід відзначити, що на шляху створення високоточних аналогових вузлів існують фундаментальні обмеження, які, зокрема, обумовлені складністю технології їх виготовлення, старінням матеріалів, а також нестабільністю параметрів під час змінення умов навколишнього середовища: температури, вологості, тиску і т.п. Тому проблема зменшення вимог щодо точносних характеристик аналогової елементної бази високоточних АЦП і ЦАП залишається вельми актуальною. Автор пропонує підхід до вирішення вказаної проблеми, який має своїм підґрунтям використання вагової надлишковості НПСЧ, що надає нові можливості не тільки для значного зменшення вимог щодо вказаних характеристик аналогових вузлів, а і для підвищення швидкості аналого-цифрового перетворення.

Слід відзначити, що побудова ЦАП паралельної дії на основі двійкової системи числення має принциповий недолік. Суть його полягає в тому, що наявність відхилень ваг розрядів від необхідних значень, що з'являється через інструментальні похибки, призводить до появи розривів у характеристиці перетворення (передатна характеристика). Це обумовлено нульовою надлишковістю двійкової системи числення. При цьому ширина розриву, що з'являється на межах зміни кодівих комбінацій виду

номери розрядів	$i$	$i-1$	$i-2$	...	1	0
	0	1	1	...	1	1
	1	0	0	...	0	0

визначається виразом

$$\Delta A_{раз_i} = Q_i - \sum_{j=0}^{i-1} Q_j,$$

де  $Q_i$  і  $Q_j$  - реальні ваги розрядів.

У випадку, якщо вага старшого ( $i$ -го) наступного розряду ЦАП більш ніж на одиницю молодшого кванта перевищує суму ваг усіх молодших розрядів, то з'являється розрив. Ця ситуація, коли вага старшого ( $n-1$ -го) розряду має додатне відхилення, ілюструється на рис. 2.1, а. Тут -  $N$ -номер кодової комбінації,  $A_{вих}$  - вихідна аналогова величина. У випадку, коли ненульові відхилення мають декілька розрядів, то нелінійність носить ще складніший стрибкоподібний характер із множиною розривів. Застосування такого ЦАП в АЦП призводить до появи пропуску кодів [9,10] на передатній характеристиці. Останнє обумовлено грубим врівноваженням (з похибкою більш молодшого кванта) вхідного аналогового сигналу  $A_{вих}$  компенсуючим сигналом ЦАП -  $A_k$ , що виключає можливість цифрової корекції безпосередньо кінцевого результату перетворення (вхідного коду).

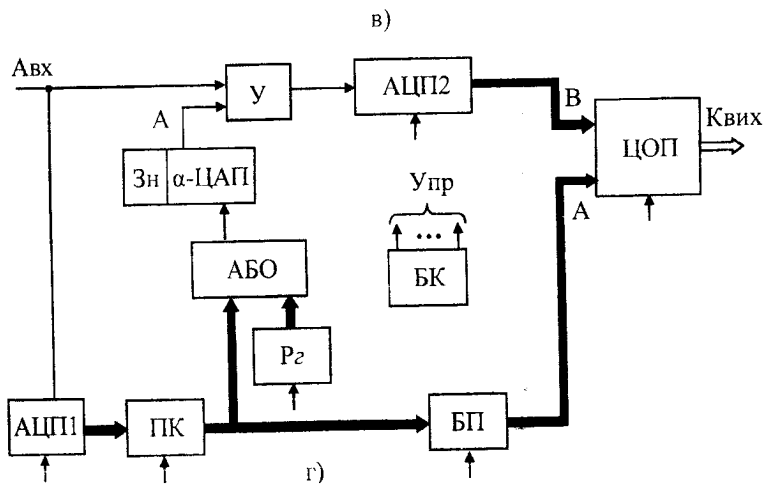
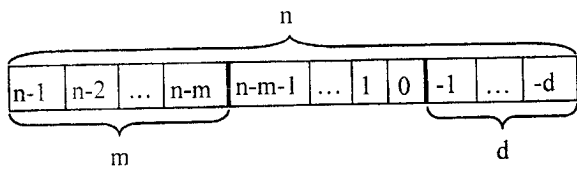
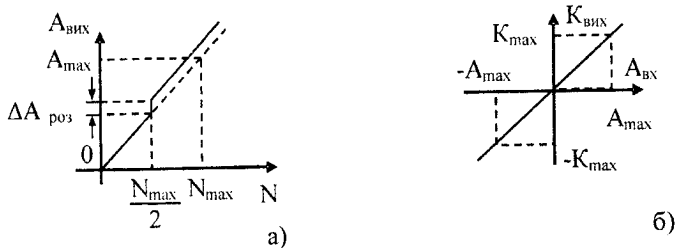
У цьому випадку для одержання лінійної передатної характеристики, наведеної на рис. 2.1, б, необхідно з метою виключення розривів коригувати процес самого аналого-цифрового врівноваження, послідовно виконуючи обчислення поправок у вигляді кодів, і додаючи їх із проміжним представленням в аналоговій формі до компенсуючого сигналу ЦАП. При цьому слід зауважити, що такий підхід збільшує час перетворення. Крім значень  $\alpha$ , що дорівнюють „золотим”  $r$ -пропорціям, надлишковими є „золоті”  $S$ -пропорції. Останні можна розглядати як дійсні додатні корені поліному вигляду

$$x^{S+1} - \sum_0^S x^i = 0.$$

Для окремих  $S$  можна вказати значення  $\alpha_S$ .

$S$	0	1	2	3	4	5	...	$\infty$
$\alpha_S$	1,0	1,618	1,839	1,928	1,966	1,9	...	2,0

Автором запропоновано [42] усувати розриви в характеристиці перетворення за рахунок використання НПСЧ. В останніх на відміну від двійкової системи числення мають місце вищезгадані зони пере-



- а) передатна характеристика неточного ЦАП;
- б) передатна характеристика точного АЦП;
- в) розрядна сітка АЦП в режимі самокалібрування;
- г) паралельно-послідовний АЦП на основі НПСЧ;

Рисунок 2.1 – Принцип підвищення точності АЦП



криттів. Ширина зони перекриття для  $i$ -го розряду задається виразом

$$\Delta A_{\text{прк}_i} = \sum_0^{i-1} Q_j - Q_i$$

У цьому випадку, якщо абсолютні значення відхилення  $\Delta Q_i$  ваг розрядів задовольняють нерівності  $\Delta Q_i \leq \Delta A_{\text{прк}_i}$ , тоді передатна характеристика розривів мати не буде. За умови задання ваг розрядів з постійною відносним допуском на відхилення (скажімо під час виготовлення ЦАП) максимальне припустиме значення цієї похибки дорівнює

$$\delta Q_{\text{max}} = \frac{\sum_0^{n-2} Q_i - Q_{n-1}}{\sum_0^{n-1} Q_i} \approx \frac{2-\alpha}{\alpha}, \quad (2.1)$$

Самокалібрування ваг неточних розрядів або самокалібрування відхилень ваг розрядів, що виникають внаслідок наявності інструментальних похибок, з перериванням процесу основного перетворення. Причому термін „калібрування” тут трактується саме так, як це наведено в [28], тобто як коригування з перериванням процесу основного вимірювання.

„Самокалібрування” означає, що власне калібрування здійснюється без використання спеціальних фізичних взірцевих мір. У ролі взірцевої міри, при цьому виступають математичні співвідношення між вагами розрядів НПСЧ. Причому кінцевим результатом калібрування є визначення кодів реальних значень ваг розрядів АЦП, які фіксуються в пам’яті цифрового обчислювального пристрою і в подальшому використовуються для обчислення результатів основного АЦ-перетворення.

Вираз (2.1) можна інтерпретувати як показник рівня вагової надлишковості НПСЧ. Виходячи з можливостей технології й орієнтуючись на значення  $\delta Q_{\text{max}}$ , можна розв’язати зворотню задачу, тобто визначити необхідне значення основи системи числення  $\alpha$ . При цьому, перетворюючи (2.1), одержуємо

$$\alpha = \frac{2}{1 + \delta Q_{\text{max}}}$$

Для окремих  $\alpha$  максимальне припустиме відносне відхилення

ваг розрядів задається значеннями:

$A$	2,00	1,90	1,80	1,70	1,618	1,60	1,50
$\delta Q_{max}(\%)$	0	5,26	11,11	17,65	23,61	25,00	33,33

Підвищення точності АЦП на основі НПСЧ здійснюється з використанням принципу самокалібрування інструментальних похибок. За цих умов організація роботи пристрою передбачається в двох режимах: самокалібрування (допоміжний режим) і основного перетворення. У режимі самокалібрування визначаються коди реальних значень ваг  $Q_i$  розрядів перетворювача, зсуву нуля  $\Delta A_{зм}$  і масштабного коефіцієнта  $M$ . Причому при калібруванні будь-якого  $Q_i$  не потрібно спеціальних взірцевих мір або приладів. Визначення коду  $\Delta A_{зм}$  здійснюється за допомогою нульової взірцевої міри, що технічно реалізується досить просто. Єдина фізична взірцева міра - джерело опорної напруги або струму використовується при обчисленні масштабного коефіцієнту  $M$  у вимірюваннях АЦП. Реалізація самокалібрування можлива в умовах стабільності зазначених похибок протягом визначеного проміжку часу.

Якщо умови навколишнього середовища не є постійними або має місце „старіння” елементів аналогових вузлів АЦП, що призводить до змінення ваг розрядів, то самокалібрування треба здійснювати регулярно.

Вихідне положення самокалібрування полягає в тім, що розрядна сітка перетворювача розбивається на групи з  $m$  "неточних" (старших),  $(n-m)$  "точних" (молодших) і  $d$  додаткових розрядів у вигляді, зображеному на рис. 2.1, в. Причому "неточні" і "точні" розряди утворюють групу з  $n$  основних розрядів. Даний розподіл є умовним і залежить від значення допуску на інструментальні похибки. Група додаткових розрядів використовується для зменшення методичної похибки в процесі самокалібрування. Математична модель розрядної сітки перетворювача представлена набором ідеальних еталонних і реальних величин (ваги розрядів у вигляді струмів або напруг). Значення ідеальних величин ваг розрядів:

$$Q_{i_{d_{n-1}}} = \alpha^{n-1} Q_{i_{d_0}}, Q_{i_{d_{n-2}}} = \alpha^{n-2} Q_{i_{d_0}}, \dots, Q_{i_{d_1}} = \alpha Q_{i_{d_0}}, Q_{i_{d_0}} = \alpha^0 * Q_{i_{d_0}}, Q_{i_{d_1}} = \alpha^{-1} Q_{i_{d_0}}, \dots, Q_{i_{d-d}} = \alpha^{-d} Q_{i_{d_0}}; \text{реальних: } Q_{n-1}, Q_{n-2}, \dots, Q_1, Q_0, Q_{-1}, \dots, Q_{-d}$$

Причому реальна вага будь-якого  $i$ -го розряду представляється

у формі  $Q_i = Q_{id_i} + \Delta Q_i$ , де  $\Delta Q_i = \delta Q_{інст} Q_{id_i}$  – відхилення від необхідного значення;  $\delta Q_{інст}$  – відносне значення інструментальної похибки. При реалізації джерел еталонних величин з однаковою відносною похибкою  $\delta Q_{max}$  межа між "неточними" і "точними" розрядами знаходиться за умови  $Q_{n-m-1} \delta Q_{max} < Q_d < Q_{n-m}$ , тобто встановлюється таким чином, щоб максимальне відхилення (n-m)-го молодшого "неточного" розряду приблизно відповідало вазі молодшого додаткового розряду.

У процесі виготовлення перетворювача визначені ваги "точних" і додаткових розрядів представляються у вигляді двійкових кодів і фіксуються в пам'яті цифрового обчислювального пристрою. Ця інформація використовується надалі в режимах самокалібрування й основному. При цьому передбачається, що реальні ваги "точних" розрядів у випадку змінення умов зовнішнього середовища і протягом усього терміну експлуатації "підуть" менше, ніж на рівень  $Q_d$ . Слід зазначити, що виконання цього допущення істотно простіше, ніж стабілізація реальних ваг "неточних" розрядів оскільки абсолютний дрейф старших розрядів буде значно більше, ніж молодших.

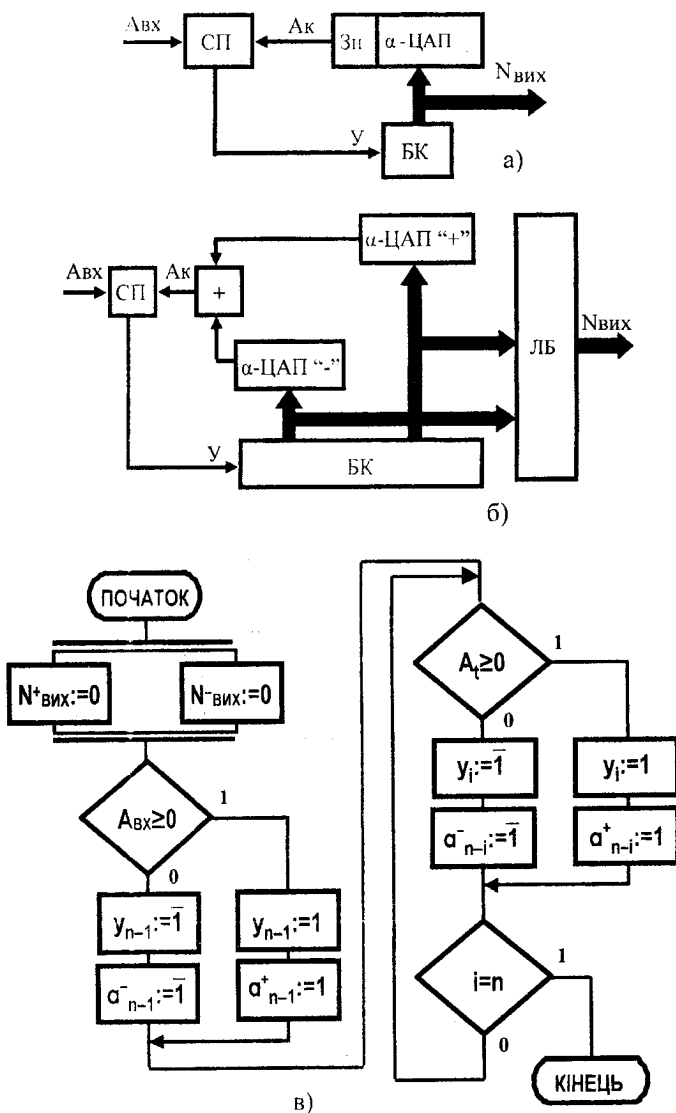
У процесі аналого-цифрового перетворення вхідний аналоговий сигнал врівноважується компенсуючим сигналом у вигляді

$$A_{вх} = A_K - \Delta A_{зм} = \sum_0^{n-1} a_i Q_i - \Delta A_{зм},$$

де  $a_i$  – розрядні коефіцієнти вихідного коду  $N_{вих}$ .

Умовою правильного представлення  $A_{вх}$  цифровим еквівалентом є виконання принципу суперпозиції. Останній полягає в незмінності ваг розрядів  $Q_i$  і  $\Delta A_{зм}$  незалежно від виду коду  $N_{вих}$ . Дана обставина накладає певні вимоги на реалізацію аналогових вузлів і це варто враховувати під час проектування.

Суть самокалібрування полягає в послідовному визначенні кодів  $K_i$  реальних ваг розрядів і зміщення нуля  $K_{зм}$ . Залежно від виду НПСЧ існують різні способи виконання даної процедури. Крім того технічна реалізація АЦП істотно залежить від виду НПСЧ. Узагальнені структурні схеми АЦП порозрядного врівноваження (блоки порозрядного врівноваження) на основі НПСЧ (0,1) і НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) наведені відповідно на рис. 2.2, а, і 2.2, б. При цьому АЦП на основі НПСЧ (0,1) містить СП – схему порівняння аналогових сигналів,  $\alpha$ -ЦАП – цифроаналоговий перетворювач на основі НПСЧ (0,1), БК – блок керування, що забезпечує функціонування пристрою. АЦП на



а) НПСЧ (0,1);

б) НПСЧ (1,  $\bar{1}$ );

в) граф-схема алгоритму "тільки вмикання"

Рис. 2.2 – АЦП порозрядного врівноваження

основі НПСЧ ( $1, \bar{1}$ ) крім вищевказаних блоків містить пристрій підсумовування аналогових величин, додатний  $\alpha$ -ЦАП "+", від'ємний  $\alpha$ -ЦАП "-", а також логічний блок (ЛБ), який забезпечує формування вихідного коду.

Вихідний сигнал схеми порівняння у випадку НПСЧ ( $0, 1$ ) реалізує функцію

$$Y = \begin{cases} 1, & \text{якщо } \Delta A \geq 0; \\ 0, & \text{якщо } \Delta A < 0; \end{cases}$$

у випадку НПСЧ ( $1, \bar{1}$ ) – функцію

$$Y = \begin{cases} 1, & \text{якщо } \Delta A \geq 0; \\ \bar{1}, & \text{якщо } \Delta A < 0, \end{cases}$$

де  $\Delta A = A_{\text{вх}} - A_k$  – аналоговий компенсуючий сигнал.

У випадку застосування НПСЧ ( $1, \bar{1}$ ) використовується спосіб самокалібрування, який можна реалізувати схемою на рис 2.2, б. На вхід АЦП подається сигнал  $A_{\text{вх}} = 0$ . Далі протягом  $m$  циклів визначаються коди  $K_i$  і  $K_{\bar{i}}$  ваг "неточних" відповідно додатних і від'ємних розрядів. Причому на першому циклі здійснюється двократне перетворення аналог-код  $A_{\text{вх}}$  із вмиканням і не вмиканням молодшого з "неточних" ( $n-m$ )-го розряду у вигляді:

$n-1$	...	$n-m+1$	$n-m$	$n-m-1$	$n-m-2$	...	$-d$	
0	...	0	1	$\bar{1}$	x	...	x	$N'_{n-m}$
0	...	0	0	$\bar{1}$	x	...	x	$N''_{n-m}$

Тут  $N'_{n-m}$  та  $N''_{n-m}$  – відповідно перша і друга кодові комбінації результатів, у яких розрядні коефіцієнти 0,1 або  $\bar{1}$  встановлюються примусово, а x – довільно відповідно до дії алгоритму врівноваження. З урахуванням  $N'_{n-m}$  та  $N''_{n-m}$  і мають місце співвідношення:

$$K_{n-m} + \sum_{-d}^{n-m-1} a'_i K_i^* - K_{3M} = 0 \quad \text{та} \quad \sum_{-d}^{n-m-1} a''_i K_i^* - K_{3M} = 0,$$

на підставі яких можна одержати формулу для обчислення ваги ( $n-m$ )-го розряду у вигляді

$$K_{n-m} = \sum_{-d}^{n-m-1} a_i'' K_i^* - \sum_{-d}^{n-m-1} a_i' K_i^*,$$

де  $a_i'$  та  $a_i''$  - розрядні коефіцієнти кодкових комбінацій відповідно

$N'_{n-m}$  та  $N''_{n-m}$  ;

$$K_i^* = \begin{cases} K_i, & \text{якщо } a_i = 1, \\ K_{\bar{i}}, & \text{якщо } a_i = \bar{1}. \end{cases}$$

Оскільки коефіцієнти в  $(n-m-1)$ -м розрядах збігаються, то остаточно маємо:

$$K_{n-m} = \sum_{-d}^{n-m-2} a_i'' K_i^* - \sum_{-d}^{n-m-2} a_i' K_i^*.$$

Для визначення ваги від'ємного  $(n-m)$ -го розряду здійснюється врівноваження  $A_{\text{вх}}=0$  і формування кодкових комбінацій вигляду:

n-1	...	n-m+1	n-m	n-m-1	n-m-2	...	-d	
0	...	0	1	$\bar{1}$	x	...	x	$\overline{N'}_{n-m}$
0	...	0	0	$\bar{1}$	x	...	x	$\overline{N''}_{n-m}$

З урахуванням  $\overline{N'}_{n-m}$  і  $\overline{N''}_{n-m}$  мають місце рівності:

$$-\overline{K}_{n-m} + \sum_{-d}^{n-m-1} a_i' K_i^* - K_{3M} = 0$$

та

$$\sum_{-d}^{n-m-1} a_i'' K_i^* - K_{3M} = 0,$$

на основі яких знаходиться розрахункове співвідношення у формі

$$\overline{K}_{n-m} = \sum_{-d}^{n-m-2} a_i' K_i^* - \sum_{-d}^{n-m-2} a_i'' K_i^*.$$

У другому циклі калібруються ваги  $(n-m+1)$ -го додатного і від'ємного розрядів. При цьому для визначення ваги додатного розряду формуються кодві комбінації:

-1	...	n-m+1	n-m	n-m-1	n-m-2	...	-d	
0	...	0	1	$\bar{1}$	x	...	x	$N'_{n-m}$
0	...	0	0	$\bar{1}$	x	...	x	$N''_{n-m}$ ,

а від'ємного --

n-1	...	n-m+1	n-m	n-m-1	n-m-2	...	-d	
0	...	0	1	$\bar{1}$	x	...	x	$\overline{N'}_{n-m}$
0	...	0	0	$\bar{1}$	x	...	x	$\overline{N''}_{n-m}$ .

Ваги цих розрядів обчислюються за формулами:

$$K_{n-m+1} = \sum_{-d}^{n-m-1} a_i^n K_i^* - \sum_{-d}^{n-m-1} a_i^i K_i^* ,$$

та

$$\bar{K}_{n-m+1} = \sum_{-d}^{n-m-1} a_i^i K_i^* - \sum_{-d}^{n-m-1} a_i^n K_i^* .$$

У наступних циклах аналогічним чином калібруються ваги старших розрядів, включаючи (n-1)-й. Коди ваг будь-якого i-го додатного і від'ємного розрядів обчислюються за формулами:

$$K_i = \sum_{-d}^{i-2} a_j^n K_j^* - \sum_{-d}^{i-2} a_j^i K_j^* , \quad (2.2)$$

та

$$\bar{K}_i = \sum_{-d}^{i-2} a_j^i K_j^* - \sum_{-d}^{i-2} a_j^n K_j^* . \quad (2.3)$$

У такий спосіб по закінченні m-го циклу розглянутої процедури отримуються коди ваг "неточних" розрядів додатних:  $K_{n-m}$ ,  $K_{n-m+1}$ , ...,  $K_{n-1}$ , а також від'ємних  $\bar{K}_{n-m}$ ,  $\bar{K}_{n-m+1}$ , ...,  $\bar{K}_{n-1}$ . Код зсуву нуля може бути визначений на першому циклі, а саме, на основі кодової комбінації  $N''_{n-m}$ . У цьому випадку:

$$K_{zm} = \sum_{-d}^{n-m-1} a_i^n K_i^* . \quad (2.4)$$

Слід зазначити одну важливу обставину. Послідовний характер калібрування з опорою на "точні" і відкалібровані "неточні" розряди

призводить до появи методичної похибки  $\mathcal{E}_{\text{сум}}$ , значення якої зростає в міру збільшення  $m$  [183, 185-188]. Число складових цієї похибки і характер її нагромадження істотно залежить від значення  $\alpha$ . При зменшенні  $\alpha$  число послідовно розташованих значущих розрядних коефіцієнтів одного знака в кодових комбінаціях  $N'_i$  і  $N''_i$  різко обмежується. Так при  $\alpha < 1,84$  їх не більше трьох, при  $\alpha < 1,618$  – не більше двох. У цьому випадку в кодових комбінаціях  $N'_i$  і  $N''_i$ , а також  $\overline{N}'_i$  і  $\overline{N}''_i$  крім збігу коефіцієнтів у  $(i-1)$ -м розряді буде місце збігу й у ряді інших молодших розрядів. Дана обставина при калібруванні  $(i+1)$ -го розряду сприяє вилученню похибки  $\mathcal{E}_i$ , отриманої для  $i$ -го розряду. У такий спосіб у певній мірі забезпечується незалежність похибки  $\mathcal{E}_{i+1}$  від похибки  $\mathcal{E}_i$ .

Результати самокалібрування використовуються надалі в процесі основного аналого-цифрового перетворення. Значення вхідного аналогового сигналу обчислюється у формі

$$K(A_{\text{вх}}) = \sum_0^{n-1} a_s K_i^* - K_{\text{зм}}, \quad (2.5)$$

де  $a_i$  – розрядні коефіцієнти коду, отриманого в ході врівноваження.

При цьому похибка перетворення (у даному випадку – лінійності) без урахування зсуву нуля обумовлена похибками калібрування розрядів. З теорії інформаційно-вимірювальної техніки [15] відомо, що сумарна похибка некорельованих складових визначається за формулою

$$\mathcal{E}_{\text{сум}} = \sqrt{\sum_{i=1}^m \varepsilon_i^2},$$

де  $\varepsilon_i$  – похибка  $i$ -го виміру (у даному випадку  $i$ -го калібрування);

$m$  – число вимірювань (калібрувань).

Беручи в найгіршому випадку, що  $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \dots = \varepsilon_n = \varepsilon$ , маємо

$$\mathcal{E}_{\text{сум}} = \varepsilon \sqrt{m}, \quad (2.6)$$

Відповідно до (2.6) можна розрахувати число додаткових розрядів  $d$ . При цьому варто виходити з таких міркувань. Похибка само-



калібрування в кожному циклі може досягати максимального значення  $\mathcal{E}=2Q_{-d}$ , оскільки формується за результатами двох врівноважувань, а максимальна похибка квантування (одного врівноваження) в НПСЧ  $(1, \bar{1})$  складає  $Q_{-d} = \alpha^{-d} Q_0$ . Взнявши  $\mathcal{E}_{\text{сум}}=0,5Q_0$  і підставляючи його, а також вираз для  $\mathcal{E}$  в (2.6) маємо  $\alpha^d = 4\sqrt{m}$ . Розв'язок даного співвідношення в більшості випадків дає дробове значення  $d$ , тому замість рівності доцільно використовувати нерівність у вигляді

$$\alpha^d = 4\sqrt{m}. \quad (2.7)$$

Отримане значення  $d$  варто округляти до найбільшого найближчого цілого.

У випадку використання НПСЧ  $(0,1)$  існує спосіб цифрового самокалібрування ваг розрядів АЦП, запропонований автором [42,174]. Суть його є такою: в першому циклі на вході АЦП (рис 2.2, б) генерується аналоговий сигнал  $A_{n-m}$ , що забезпечує встановлення на виході кодової комбінації вигляду

$$\begin{array}{ccccccccccc} n-1 & \dots & n-m & n-m-1 & \dots & n-m-k & n-m-k-1 & \dots & -d & & \\ 0 & \dots & 1 & 0 & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 & & N'_{n-m} \end{array}$$

При цьому значення  $k$  залежить від припустимої максимальної похибки  $\delta Q_{\text{max}}$  задання ваг розрядів і повинне задовольняти нерівності

$$\alpha^{-k-1} < \delta Q_{\text{max}} \leq \alpha^{-k}, \quad (2.8)$$

Далі здійснюється врівноважування вхідного аналогового сигналу  $A_{n-m}$  компенсуючою величиною, але без вмикання  $(n-m)$ -го розряду. У випадку, використання, зокрема, НПСЧ на основі "золотої" пропорції на виході пристрою при цьому встановлюється кодова комбінація вигляду

$$\begin{array}{ccccccccccc} n-1 & \dots & n-m & n-m-1 & n-m-2 & n-m-3 & \dots & -d & & & \\ 0 & \dots & 0 & 1 & 1 & x & \dots & x & & & N''_{n-m} \end{array}$$

У загальному випадку розташування перших  $p$  одиниць залежить від вигляду вищезгаданих рівнянь основ. Дотримання (2.8) гарантує вмикання  $(n-m-1)$ -го і  $(n-m-p-1)$ -го розрядів у коді  $N''_{n-m}$ . Визна-

чення реальної ваги (n-m)-го розряду засновано на перевірці виконання рівності

$$Q_{n-m} = Q_{n-m-i} + Q_{n-m-p-i},$$

а визначення відхилення від необхідного значення – на отриманні різниці

$$\Delta Q_{n-m} = Q_{n-m-i} + Q_{n-m-p-i} - Q_{n-m}.$$

При цьому код реальної ваги (n-m)-го розряду представляється вихідним виразом у вигляді

$$K_{n-m} = K_{i0, n-m} + \Delta K_{n-m}.$$

На основі комбінацій  $N'_{n-m}$  і  $N''_{n-m}$  визначаються  $a_i''$  та код відхилення

$$\Delta K_{n-m} = \sum_{-d}^{n-m-1} a_i'' K_i - K_{i0, n-m} - K_{n-m-k}.$$

Підставляючи останній вираз у вихідний, маємо:

$$K_{n-m} = \sum_{-d}^{n-m-1} a_i'' K_i - K_{n-m-k}.$$

У другому циклі генерується вхідний аналоговий сигнал  $A_{n-m-1}$ , який забезпечує встановлення на виході кодової комбінації вигляду

n-1	...	n-m+1	n-m	...	n-m-k+1	n-m-k	...	-d	
0	...	1	0	...	0	0	...	0	$N'_{n-m+1}$

Далі здійснюється врівноваження цього сигналу без вмикання (n-m+1)-го розряду. У випадку НПСЧ на основі "золотої" пропорції на виході АЦП формується код вигляду

n-1	...	n-m+1	n-m	n-m-1	n-m-2	...	-d	
0	...	0	1	1	X	...	x	$N''_{n-m+1}$

Реальна вага (n-m+1)-го розряду обчислюється відповідно до комбінацій  $N'_{n-m+1}$  і  $N''_{n-m+1}$  за формулою

$$K_{n-m+1} = \sum_{-d}^{n-m} a_i'' K_i - K_{n-m-k+1}.$$

У наступних циклах аж до  $m$ -го процедура калібрування "неточних" розрядів аналогічна. При цьому код реальної ваги довільного  $i$ -го розряду розраховується за допомогою співвідношення

$$K_i = \sum_{-d}^{i-1} a_i'' K_i - K_{i-k}. \quad (2.9)$$

Процедури генерування допоміжних вхідних сигналів  $A_i$  можуть бути різними і, зокрема, реалізовуватися за допомогою зовнішнього ЦАП на неточних елементах з використанням порозрядного врівноваження аналогового еквівалента  $N_i'$ . Слід зазначити, що метод самокалібрування виключає вплив зсуву нуля пристрою. Разом з тим, так само як і у випадку для НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ), має місце поява методичної похибки. Проте число складових цієї похибки і характер її нагромадження істотно відрізняються. Так, зокрема, при використанні НПСЧ (0,1) на основі "золотої"  $p$ -пропорції методична похибка нагромаджується таким чином. Нехай у першому циклі похибка калібрування ( $n-m$ )-го розряду дорівнює  $\mathcal{E}$ , тобто  $\mathcal{E}_{n-m}^* = \mathcal{E} = \varphi_p(p)\mathcal{E}$ , де  $\varphi_p(p) = 1 - p - \epsilon$  число Фібоначчі. В другому циклі в калібруванні задіяні ( $n-m+1$ )-й і ( $n-m$ )-й "неточні" розряди, тому  $\mathcal{E}_{n-m+1}^* = \mathcal{E}_{n-m+1} + \mathcal{E}_{n-m}^*$  де  $\mathcal{E}_{n-m+1}$  - "чиста" складова похибки без урахування похибки попереднього розряду. Припускаючи, що й  $\mathcal{E}_{n-m-1} = \mathcal{E}$  одержуємо  $\mathcal{E}_{n-m+1}^* = \mathcal{E} + \mathcal{E} = 2\mathcal{E} = \varphi_p(p+1)\mathcal{E}$ , де  $\varphi_p(p+1) = 2 - (p+1)$ -е число Фібоначчі. Аналогічним чином з'являються похибки в наступних циклах, аж до  $m$ -го:

$$\mathcal{E}_{n-m+2}^* = \mathcal{E}_{n-m+2} + \mathcal{E}_{n-m+1}^* = \mathcal{E} + 2\mathcal{E} = 3\mathcal{E} = \varphi_p(p+2)\mathcal{E};$$

...

$$\mathcal{E}_{n-m+p}^* = \mathcal{E}_{n-m+p} + \mathcal{E}_{n-m+p-1}^* = \mathcal{E} + (p-1)\mathcal{E} = \varphi_p(p+p)\mathcal{E};$$

$$\mathcal{E}_{n-m+p+1}^* = \mathcal{E}_{n-m+p+1} + \mathcal{E}_{n-m+p}^* + \mathcal{E}_{n-m}^* = \mathcal{E} + \varphi_p(p+p)\mathcal{E} + \mathcal{E} = \mathcal{E} + \varphi_p(p+p+1)\mathcal{E};$$

$$\mathcal{E}_{n-m+p+2}^* = \mathcal{E}_{n-m+p+2} + \mathcal{E}_{n-m+p+1}^* + \mathcal{E}_{n-m+1}^* = \mathcal{E} + \varphi_p(p+p+1)\mathcal{E} + \varphi_p(p+1)\mathcal{E} = \mathcal{E} + \varphi_p(p+p+2)\mathcal{E};$$

...

$$\mathcal{E}_{n-1}^* = \mathcal{E}_{n-1} + \mathcal{E}_{n-2}^* + \mathcal{E}_{n-p-2}^* = \mathcal{E} + \varphi_p(p)\mathcal{E} + \mathcal{E} = \mathcal{E} + \varphi_p(p+m-1)\mathcal{E}.$$

Для довільного "неточного" розряду з номером  $(n-m+1) > n-m+p$  має місце похибка

$$\mathcal{E}_{n-m+1}^* = \mathcal{E} + \varphi_p(p+1)\mathcal{E}, \quad (2.10)$$

Останню можна умовно розкласти на складові – постійну  $\mathcal{E}$  і мультиплікативну виду  $\varphi_p(p+1)\mathcal{E}$ . Причому мультиплікативні коефіцієнти для сусідніх розрядів є сусідніми  $p$ -числами Фібоначчі. Це свідчить про те, що дана складова змінює тільки масштаб передатної характеристики вхід-вихід АЦП і не впливає на похибку лінійності. Аналогічна ситуація виникає у випадку використання інших НПСЧ  $(0,1)$  із рекурентним зв'язком між вагами розрядів. Сумарна похибка лінійності в розглянутому випадку, так само як і для НПСЧ  $(1, \bar{1})$ , визначається виразом (2.6). Після етапу калібрування ваг "неточних" розрядів визначається зсув нуля. Причому, якщо в ЦАП відсутній знаковий розряд, то знак  $\Delta A_{zm}$  можна штучно зсунути в додатну зону. При цьому для визначення  $\Delta A_{zm}$  на вхід АЦП подається сигнал  $A_{вх}=0$  і здійснюється його врівноваження, у результаті якого на виході формується кодова комбінація  $N_{zm}$ . Відповідно до  $N_{zm}$  обчислюється код зсуву за формулою

$$K_{zm} = \frac{n-1}{-d} \sum a_i K_i. \quad (2.11)$$

При наявності в розрядній сітці знакового розряду  $Q_{zn}$  здійснюється і його калібрування. При цьому встановлюється  $A_{вх}=0$  і включається знаковий розряд, вага якого врівноважується компенсуючим сигналом у результаті чого формується код  $N_{zn}$ . Відповідно до  $N_{zn}$  обчислюється вага  $Q_{zn}$  за формулою

$$K_{zn} = \frac{n-1}{-d} \sum a_i K_i - K_{zm}, \quad (2.12)$$

В режимі основного перетворення вхідний сигнал  $A_{вх}$  врівноважується компенсуючим сигналом ЦАП і одночасно обчислюється результат за формулою

$$K(A_{вх}) = a_{zn} K_{zn} + \frac{n-1}{-d} \sum a_i K_i - K_{zm}, \quad (2.13)$$

де  $a_{zn} \in \{0, \bar{1}\}$  – коефіцієнт знакового розряду.

У випадку перетворення вимірювальних аналогових сигналів необхідно додатково коригувати похибку масштабу. Для цього на вхід АЦП подається опорна аналогова величина  $A_{on}$  (струм або напруга), що врівноважується компенсуючим сигналом ЦАП у вигляді:

$$A_{on} = \sum_{-d}^{n-1} a_i Q_i + \Delta A_{зм}$$

При цьому формується масштабна кодова комбінація  $N_{M}$ , відповідно до якої розраховується масштабний множник за формулою

$$M = \frac{K(N_M) - K_{зм}}{K_{on}}$$

де  $K_{on}$  – код опорної величини.

Далі уточнюються коди ваг "неточних", а при необхідності і ряду "точних" розрядів, а також код зсуву нуля у вигляді  $\tilde{K}_i = MK_i$  та  $\tilde{K}_{зм} = MK_{зм}$ . Отримані результати фіксуються і надалі використовуються в режимі основного перетворення. У випадку, якщо після коригування масштабу порушується співвідношення  $|K_{зм} - MK_{зм}| < K_d$ , процедура повторюється. Це може мати місце при досить великих різницях зсуву нуля.

Реалізація принципів цифрового самокалібрування при використанні алгоритму порозрядного врівноваження здійснюється, зокрема, на основі структур АЦП, наведених на рис. 1.8, б і в. Паралельно-последовне перетворення може виконуватися пристроєм, структура якого показана на рис. 2.1, г. Схема містить: два паралельних аналого-цифрових перетворювачі АЦП1 і АЦП2 (у загальному випадку з розрядністю відповідно  $n'$  і  $n''$ ), цифроаналоговий перетворювач на основі НПСЧ ( $\alpha$ -ЦАП), перетворювач кодів (ПК), регістр зсуву (Рг), блок елементів АБО (АБО), підсилювач різниці (П), блок пам'яті (БП), цифровий обчислювальний пристрій (ЦОП) і блок керування (БК), що забезпечує функціонування по заданому алгоритму. Перетворення здійснюється в два цикли.

У першому циклі  $A_{вх}$  перетвориться в  $n'$ -розрядний двійковий код  $N(A_{вх})$  за допомогою АЦП1. Далі  $N(A_{вх})$  перетвориться за допомогою ПК у  $m$ -розрядний код  $N_\alpha(A_{вх})$  на основі НПСЧ. Останній надходить у БП і через АБО на вхід  $\alpha$ -ЦАП. На виході БП при цьому з'являється відповідний двійковий код  $A$ , що зберігається в пам'яті, значення якого було попередньо розраховане за формулою

$$A = \sum_{n-m}^{n-1} a_i K_i.$$

У другому циклі на виході  $\alpha$ -ЦАП формується компенсуючий сигнал  $A_K$ , що надходить на вхід П. З виходу підсилювача величина  $a_{m-1}(A_{вх}-A_K)$  подається на вхід АЦП2 і перетворюється на двійковий код В. У ЦОП обчислюється результат перетворення у формі  $C:=A+B$ , представлений у вигляді вихідного коду  $K_{вих}$ .

У режимі самокалібрування використовується Pг, у якому фіксуються кодові комбінації  $N'_i$ . Визначення  $K_i$  і  $K_{зм}$  здійснюються описаним вище способом. При цьому вимірювальна шкала АЦП1 може відповідати сітці розрядів з (n-1)-го по (n-m)-й, а АЦП2 - з (n-m)-го по (-d)-й, тобто межа шкал АЦП1 і АЦП2 збігається з межею "точних" і "неточних" розрядів. Необхідність "накладання" молодшого розряду АЦП1 на старший розряд АЦП2 обумовлена вимогою безперервності загальної шкали АЦП. Результируюча точність перетворення залежить від числа розрядів АЦП1, АЦП2 і числа неточних розрядів m. Так, наприклад, при  $n'=n''=8$  число достовірних розрядів вихідного коду при різних m відповідає  $n=12-14$ . У загальному випадку межа "точних" і "неточних" розрядів може не збігатися з межами вищевказаних вимірювальних шкал. При цьому повинна виконуватися умова  $D_2(n') \geq D_\alpha(m)$ . Автором запропоновано [93,94] ряд пристроїв, що реалізують принципи побудови таких структур.

Варто помітити, що застосування самокалібрування статичних похибок у паралельно-послідовних АЦП трохи знижує швидкодію. Це обумовлено затримками спрацьовування блоків, що забезпечують обчислення цифрового еквівалента результату перетворення. Спроби застосування НПСЧ для підвищення швидкодії паралельно-послідовних АЦП дає негативний результат. Це обумовлено тим, що у структурах зазначених пристроїв уже використовуються АЦП паралельного типу на основі одиначної системи числення з  $\alpha=1,0$ . Така НПСЧ має максимальний рівень вагової надлишковості. Тому введення меншої надлишковості, тобто додаткове застосування НПСЧ з  $\alpha>1,0$  наперед буде малоефективним. У той же час заміна традиційної двійкової системи числення з нульовою надлишковістю на НПСЧ у структурах АЦП порозрядного врівноваження принципово повинне дати нову якість. Це виявляється в можливості комплексного рішення проблем - одночасного підвищення і точності пристроїв, побудованих на низькоточних елементах, і швидкодії. Проте підхід, що забезпечує підвищення швидкодії АЦП на основі НПСЧ при загальному подов-

женні розрядної сітки, а відповідно і кількості тактів врівноваження, є в певній мірі парадоксальним і нетрадиційним.

## 2.2 Методика дослідження статичних і динамічних похибок самокаліброваних АЦП шляхом імітаційного моделювання

Передатна статична характеристика АЦП порозрядного врівноваження має три основні систематичні похибки: масштабу, лінійності та зміщення нуля. Розглянуті в попередньому розділі способи калібрування ваг розрядів, дозволяють істотно зменшити похибку лінійності. У цьому плані важливим є оцінювання рівня саме цих похибок до і після виконання процедури самокалібрування. Імітаційне моделювання процесів порозрядного аналого-цифрового перетворення в пристроях, побудованих на низькоточній елементній базі, здійснюється виходячи з таких посилань.

До складу динамічних характеристик [189,190] аналого-цифрового перетворення входять, зокрема, динамічні похибки першого і другого роду. Динамічна похибка першого роду  $\Delta A_{\phi}^I$  обумовлена інерційністю аналогових і цифрових вузлів тракту аналого-цифрового врівноваження, динамічна похибка другого роду  $\Delta A_{\phi}^{II}$  – зміненням рівня вхідного аналогового сигналу  $A_{вх}$  за час врівноваження. Дослідження зазначених похибок може здійснюватися різними шляхами, зокрема, за допомогою спеціальної вимірювальної апаратури, а також за допомогою комп'ютерного моделювання. Перший підхід використовується для оцінювання характеристик вже виготовлених пристроїв. Другий доцільний на етапі проектування і розроблення. На практиці варто застосовувати в комплексі обидва підходи. Це обумовлено тим, що у випадку мікроелектронного виконання АЦП і ЦАП перевірку їх параметрів можна виконати тільки на завершальному етапі, тобто після виготовлення БІС, коли будь-що змінити у схемі вже не можна. Досвід мікроелектронної техніки [191-196] показує, що показники виробів, зібраних на дискретних компонентах, можуть істотно відрізнятися від показників виробів, реалізованих у мікроелектронному виконанні, особливо інтегральному. При цьому спроби прогнозування параметрів проєктованих мікросхем твердотільних АЦП і ЦАП шляхом аналізу параметрів макетів пристроїв, зібраних на дискретних компонентах і вузлах, виявляються малоефективними. Це стосується і точності, і швидкодії і зв'язано з наявністю невраховуваних паразитних зв'язків між елементами. Зазначені чинники різко підвищують роль імітаційного моделювання під час проєктування мікроелектрон-

них АЦП і ЦАП засобами САПР. Це є також особливо важливим при дослідженні процесів аналого-цифрового перетворення на основі НПСЧ, зокрема, при пошуку так званих "особливих" точок, в яких похибки будуть максимальними. Застосування моделювання з урахуванням останнього дозволяє:

- істотно зменшити ризик появи "поганої" розробки, зокрема, уникнути "ідеологічних" прорахунків під час проектування пристроїв перетворення інформації на основі НПСЧ або цифрових вимірювальних систем, в яких вони використовуються;

- оцінити потенційно досяжні параметри динамічних і статичних характеристик зазначених пристроїв;

- оптимізувати параметри проектованої розробки і визначити вимоги щодо характеристик застосовуваних вузлів, а також розробити рекомендації щодо напрямків їх удосконалювання.

Сучасний досвід створення твердотільних мікросхем показує доцільність наявності двох етапів виготовлення ВІС. Перший етап – проектування замовних і напівзамовних схем [196]. На них "відпрацьовуються" різні варіанти схемотехніки й алгоритми функціонування. У випадку позитивного результату в умовах масового виробництва реалізують і другий етап – створення замовних ВІС. Якщо ж обсяг випуску виробів невисокий (спеціалізовані ВІС), тоді обмежуються тільки першим етапом. Проте застосування і замовних, і напівзамовних ВІС вимагає попереднього ретельного моделювання параметрів реалізованих схем. Особливу роль при цьому відіграє бібліотека моделей елементів, що використовуються під час проектування електронних схем. На початку 70-х років під керівництвом М.Педерсона в США було розроблено перший інтегрований пакет програм "Pelican", призначений для моделювання аналогових схем на комп'ютерних системах типу IBM-370. У цьому пакеті для машинного аналізу статичних параметрів транзисторів і схем на їхній основі застосовувалася модель Еберса-Молла. Для аналізу динамічних параметрів використовувалася інтегральна зарядова модель Гумеля-Пуна [197]. У 80-х роках у зв'язку із поширенням персональних комп'ютерів з'явилися адаптовані модифіковані версії "SPICE" під загальною назвою "PSPICE". Саме в цей період починається масове використання імітаційного комп'ютерного моделювання для проектування аналогових схем. Паралельно з цим випускаються інтегровані пакети прикладних програм "PCAD", "OrCAD" і ін., що дозволяють здійснювати логіко-тимчасове моделювання цифрових схем, а також автоматизувати їхнє проектування.

У 90-х роках набули поширення пакети прикладних програм MicroSim, MicroCap та інші. Автор пропонує проблему проектування



швидкодійних високоточних АЦП на основі НПСЧ, реалізованих у вигляді ВІС, вирішувати в такий спосіб. Процес проектування АЦП на основі НПСЧ [198-199] розбивається на три етапи. На першому етапі відпрацьовуються принципи функціонування або "ідеологія" роботи пристрою в цілому. При цьому саме функціонування розглядається на рівні алгоритмів за умови допущення визначеного ступеня ідеалізації параметрів окремих вузлів і блоків. Моделювання процесу аналого-цифрового перетворення на цьому етапі дозволяє перевірити обґрунтованість закладених у проєкті теоретичних передумов, оцінити в першому наближенні необхідні параметри пристрою як єдиного цілого, а також висувати на підставі отриманих результатів вимоги щодо характеристик окремих вузлів і блоків. На першому етапі доцільно також, використовуючи альтернативні варіанти, визначити умови оптимального функціонування. Наприклад, досліджувати умови одержання мінімальних динамічних похибок або при заданому значенні похибки досягти максимальної швидкодії, або при заданій швидкодії і рівнях похибки домогтися мінімальних витрат устаткування (подовження розрядної сітки) і т.д. На другому етапі розробляються схемні рішення вузлів і блоків, а також виконується їхнє моделювання на основі існуючих пакетів моделювання і САПР. При цьому уточнюються параметри складових частин пристрою. На третьому етапі, етапі "системної верифікації", знову моделюється функціонування пристрою в цілому за умови відходу від ідеалізації і конкретизації параметрів моделей окремих вузлів і блоків. За результатами моделювання оцінюються характеристики пристрою, а також знову уточнюються умови його оптимального функціонування. У разі потреби всі три етапи проектування повторюються в зазначеній послідовності. Для реалізації першого і третього етапів необхідна розробка спеціалізованого пакета програм, що передбачає наявність достатньо широкого "меню" користувачів. Це "меню" повинне включати функціонально повний клас параметрів, що описують як роботу пристрою в цілому, так і його окремих вузлів і блоків. Природно, що в міру уточнення моделей вузлів і блоків "меню" може поповнюватися. Зазначений пакет прикладних програм у рамках середовища користувачів повинний забезпечувати графічну інтерпретацію результатів моделювання, їхнє табулювання, а також виведення на друк. У ньому треба передбачити, також, можливість моделювання двійкових АЦП для виконання порівняльного аналізу з АЦП на основі НПСЧ.

Передатній характеристиці АЦП, що представляється залежністю  $K_{вих} = f(A_{вх})$ , притаманні похибки квантування  $\Delta A_{кв}$  і похибка врівноваження  $\Delta A_{аріф}$ . Тут  $K_{вих}$  – цифровий еквівалент вихідних кодових комбінацій  $N_{вих}$ . Максимальне значення похибки квантування між

двома сусідніми кодами визначається як  $\Delta A_{кв} = A_{вх}(K_i + 1) - A_{вх}(K_i)$ , де  $A_{вх}(K_i)$  і  $A_{вх}(K_i + 1)$  – межові значення вхідного сигналу, при яких з'являються кодові комбінації  $N_i$  і  $N_{i+1}$ , а  $K_i$  і  $K_{i+1}$  – відповідно цифрові еквіваленти  $N_i$  і  $N_{i+1}$ . Як вже було зазначено вище, для НПСЧ у загальному випадку характерне нерівномірне квантування, тобто поточне значення  $\Delta A_{кв}$  на інтервалі  $A_{вх}$  буде мінятися. Похибка врівноваження визначається як  $\Delta A_{врівн} = A_{вх} - A(N_{вих})$ . Де  $A(N_{вих})$  – аналоговий еквівалент вихідного коду, отриманий для заданого значення  $A_{вх}$ .

Коефіцієнт перетворення передатної характеристики пов'язує вхідний і вихідний сигнали у вигляді  $K_{вих} = K_{пр} A_{вх}$ . У більшості випадків  $K_{пр}$  беруть тотожно рівним одиниці. Відмінною особливістю для АЦП на основі НПСЧ є те, що під  $K_{вих}$  розуміється не просто номер поточної кодової комбінації  $N_{вих}$ , а її цифровий еквівалент, що обчислюється у формі

$$K_{вих} = \sum_0^{n-1} a_i \alpha_i,$$

де  $\alpha_i$  – розрядні коефіцієнти  $N_{вих}$ .

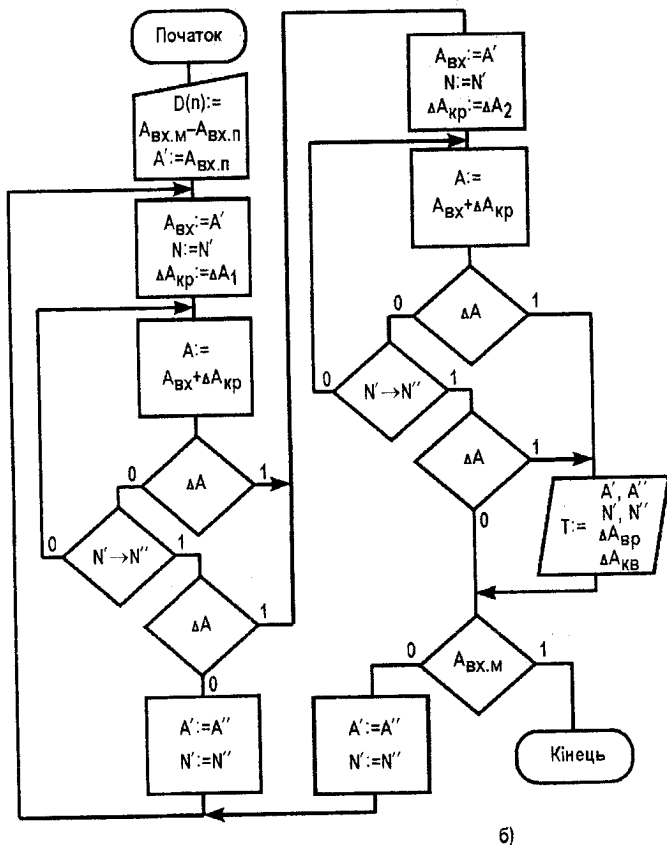
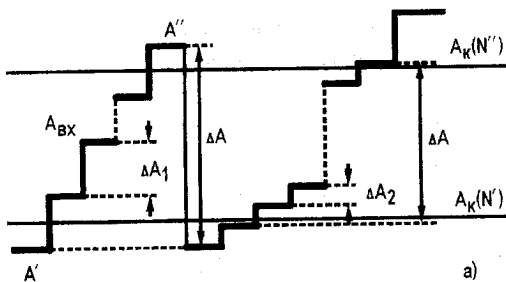
Це істотно, оскільки в НПСЧ одній аналоговій величині може відповідати кілька кодів.

У реальних пристроях у силу наявності фундаментальних обмежень, що накладаються на точність завдання статичних параметрів, а також на швидкодію аналогових і цифрових вузлів, коефіцієнт перетворення буде відрізнятися від одиниці. Ця відмінність призводить до того, що значення вищевказаних похибок можуть перевищити припустиму норму, а експлуатація пристроїв з такими похибками буде або неможливою, або обмеженою. Надалі ситуація, коли похибка квантування  $\Delta A_{кв} > \Delta A_{кв.мах}$ , буде називатися розривом передатної характеристики. Значення величин  $A_{вх}(N_i)$  і  $A_{вх}(N_{i+1})$  будуть називатися точками розриву. Якщо ж  $\Delta A_{кв} = \Delta A_{кв.мах}$ , тоді  $A_{вх}(N_i)$  і  $A_{вх}(N_{i+1})$  будуть називатися критичними точками. Природно, можлива ситуація, при якій  $\Delta A_{врівн} \geq \Delta A_{врівн.мах}$ . Відповідні значення  $A_{вх}$  при цьому також будуть називатися точками розриву і критичними точками. Сукупність перших і других утворить "особливі" точки. Фізична реалізація перевірки відповідності  $\Delta A_{кв}$  і  $\Delta A_{врівн}$  необхідним значенням на всьому інтервалі  $A_{вх}$ , особливо для багаторозрядних АЦП, вимагає високоточної виміральної апаратури і є трудомісткою. Для двійкових АЦП розроблені методики перевірки метрологічних характеристик [80-82] з орієн-

тацією на спеціальні контрольні точки. Проте для АЦП на основі НПСЧ такі методики не годяться у силу специфічності передатної характеристики аналого-цифрового перетворення. Потрібна окрема методика досліджень стагичних і динамічних похибок, що дозволяє, з одного боку, виконувати пошук особливих точок на інтервалі змінювання  $A_{вх}$  для різних НПСЧ, а з іншого боку - оцінювати параметри перетворення, при яких зазначені точки можуть з'явитися.

Для здійснення зазначених досліджень було розроблено ряд спеціальних пакетів прикладних програм "Моделювання точок розриву", орієнтованих на персональний комп'ютер. Для роботи в середовищі користувачів зазначені програмні засоби мають "меню", що дозволяє задавати широкий набір параметрів у режимі пошуку точок розриву або критичних точок при різній швидкості аналого-цифрового врівноваження. Як узагальнені задаються параметри:  $\alpha$  - основа системи числення; вид системи числення (0,1) або (1,  $\bar{1}$ );  $n$  - число розрядів;  $t$  - тривалість такту врівноваження,  $\Delta A_{кр}$  - крок збільшення вхідного сигналу в режимі пошуку;  $\Delta A_{ох}$  - значення змінення  $A_{ох}$  за час врівноваження;  $\Delta A_{кв}$  і  $\Delta A_{привн}$  - похибки квантування і врівноваження і ряд інших, що будуть вказані по мірі згадування в тексті. Групу специфічних складають параметри: характер перехідного процесу при переключенні розрядів АЦП; вид алгоритму врівноважування для НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) і НПСЧ (1,0);  $\delta A_{\partial}$  - значення форсуючого сигналу та інші. Слід зазначити, що для випадку НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) використовується алгоритм врівноваження "тільки вмикання", граф-схему якого наведено на рис. 2.2, в. Технічну реалізацію цього алгоритму розглянуто в [200-202].

Суть математичного моделювання пошуку особливих точок є такою. Вхідний перетворюваний сигнал формується у вигляді східчато-зростаючої величини  $A_{ох}$  із кроком  $\Delta A_1$  або  $\Delta A_2$  на інтервалі  $0 \leq A \leq A_{ох.мах}$  або  $-A_{ох.мах} \leq A \leq A_{ох.мах}$ . Часову діаграму пошуку "особливих" точок із змінюваним кроком і логічну схему алгоритму наведено на рис. 2.3. Тут:  $\Delta A_1$  - великий крок;  $\Delta A_2$  - дрібний крок;  $\Delta A - A' - A'$  - різниця значень вхідного сигналу, що викликає, зокрема, зміну результатів аналого-цифрового врівноваження з  $N'$  на  $N''$ ;  $A_k(N')$  і  $A_k(N'')$  - значення аналогової компенсуючої величини відповідно для кодівих комбінацій  $N'$  і  $N''$ . На логічній схемі алгоритму застосовуються додаткові позначення:  $A_{ох_n}$  і  $A_{ох_m}$  - відповідно початкове і максимальне значення  $A_{ох}$ ;  $N' \rightarrow N''$  - перехід від комбінації  $N'$  до  $N''$ ;  $\Delta A$  - умова відповідності заданим значенням похибок перетворення (врівноваження і квантування);  $T$  - виведення отриманих даних про особ-



а) часова діаграма;  
б) логічна схема алгоритму;

Рисунок 2.3 – Пошук "особливих" точок із змінюваним кроком

ливі точки для табулювання. У процесі пошуку особливих точок для кожного ступеня  $A_{\text{вх}}$  моделювання аналого-цифрового врівноваження може задаватися з різною швидкістю, шляхом регулювання тривалості такту. Якщо на поточному ступеню  $A_{\text{вх}}$  відбувається зміна коду від попередньої комбінації  $N'$  до чергової  $N''$ , тоді значення  $A_{\text{вх}}=A_{\text{вх}}(N')$  фіксується і починається підрахунок числа ступенів  $\Delta A_{\text{кр}}$  до нового змінення  $N_{\text{вих}}$ .

При цьому аналізується умова  $\Delta A_{\text{кв}} \geq \Delta A_{\text{кв.мах}}$ . Якщо вона не підтверджується, тоді отримане значення  $\Delta A_{\text{кв}}$  анулюється. Потім включається новий ступінь  $A_{\text{вх}}$  і зазначений процес повторюється. Якщо ж умова підтверджується, тоді відбувається уточнення отриманого  $\Delta A_{\text{кв}}$  шляхом переходу на менший крок  $\Delta A_2$ . Якщо й у ході уточнення підтверджується виконання вищевказаної умови, тоді отримана особлива точка фіксується в спеціальній таблиці на екрані дисплея. У процесі пошуку особливих точок для кожного ступеня  $A_{\text{вх}}$  моделювання аналого-цифрового врівноваження може задаватися з різною швидкістю, шляхом регулювання тривалості такту. Якщо на поточному ступеню  $A_{\text{вх}}$  відбувається зміна коду від попередньої комбінації  $N'$  до чергової  $N''$ , тоді значення  $A_{\text{вх}}=A_{\text{вх}}(N')$  фіксується і починається підрахунок числа ступенів  $\Delta A_{\text{кр}}$  до нової зміни  $N_{\text{вих}}$ .

При цьому аналізується умова  $\Delta A_{\text{кв}} \geq \Delta A_{\text{кв.мах}}$ . Якщо вона не підтверджується, тоді отримане значення  $\Delta A_{\text{кв}}$  анулюється. Потім включається новий ступінь  $A_{\text{вх}}$  і зазначений процес повторюється. Якщо ж умова підтверджується, тоді відбувається уточнення отриманого  $\Delta A_{\text{кв}}$  шляхом переходу на менший крок  $\Delta A_2$ . Якщо й у ході уточнення підтверджується виконання вищевказаної умови, тоді отримана особлива точка фіксується в спеціальній таблиці на екрані дисплея.

У процесі пошуку особливих точок для кожного ступеня  $A_{\text{вх}}$  моделювання аналого-цифрового врівноваження може задаватися з різною швидкістю, шляхом регулювання тривалості такту. Якщо на поточному ступеню  $A_{\text{вх}}$  відбувається зміна коду від попередньої комбінації  $N'$  до чергової  $N''$ , тоді значення  $A_{\text{вх}}=A_{\text{вх}}(N')$  фіксується і починається підрахунок числа ступенів  $\Delta A_{\text{кр}}$  до нової зміни  $N_{\text{вих}}$ .

У процесі пошуку особливих точок для кожного ступеня  $A_{\text{вх}}$  моделювання аналого-цифрового врівноваження може задаватися з різною швидкістю, шляхом регулювання тривалості такту. Якщо на поточному ступеню  $A_{\text{вх}}$  відбувається зміна коду від попередньої комбінації  $N'$  до чергової  $N''$ , тоді значення  $A_{\text{вх}}=A_{\text{вх}}(N')$  фіксується і починається підрахунок числа ступенів  $\Delta A_{\text{кр}}$  до нового змінення  $N_{\text{вих}}$ .

При цьому аналізується умова  $\Delta A_{кв} \geq \Delta A_{кв.мах}$ . Якщо вона не підтверджується, тоді отримане значення  $\Delta A_{кв}$  анулюється. Потім включається новий ступінь  $A_{ex}$  і зазначений процес повторюється. Якщо ж умова підтверджується, тоді відбувається уточнення отриманого  $\Delta A_{кв}$  шляхом переходу на менший крок  $\Delta A_2$ . Якщо й у ході уточнення підтверджується виконання вищевказаної умови, тоді отримана особлива точка фіксується в спеціальній таблиці на екрані дисплея.

Далі процес моделювання продовжується знову з великим кроком  $\Delta A_1$  до чергової зміни коду. Застосування автоматичного вибору кроку  $\Delta A_{кр}$  дозволяє істотно зменшити час моделювання і підвищити точність визначення  $\Delta A_{кв}$ . Пошук особливих точок продовжується доти, поки  $A_{ex}$  не досягне межі  $A_{ex.мах}$ . Усі знайдені точки розриву і критичні точки табулюються. В ході пошуку на кожному ступені  $A_{вх}$  визначається також похибка врівноваження. У випадку, якщо після уточнення підтверджується виконання умови  $\Delta A_{врівн.} \geq \Delta A_{врівн.мах}$ , тоді зазначена особлива точка також табулюється.

У рамках розглянутих структур АЦП на основі НПСЧ похибка  $\Delta A'_0$  обумовлена інерційністю ЦАП, схеми підсумовування аналогових сигналів, схеми порівняння, а також затримкою спрацьовування блоку керування. Причому динамічні властивості перших двох вузлів у значній мірі визначають характер перехідного процесу компенсуючого сигналу  $A_k(t)$ , що надходить на вхід СП. Залежно від типу застосовуваної СП її параметри також можуть впливати на характер перехідних процесів, що виникають у ході формування різниці  $\Delta A = A_{ex} - A_k(t)$ . Беручи до уваги цю обставину, слід зазначити, що для зручності задання параметрів при імітаційному аналізі динамічних характеристик аналого-цифрового врівноваження доцільно використовувати показники інерційності не окремих блоків, а узагальнену функцію інерційності всього пристрою. При такому підході інерційним вважаються тільки  $\alpha$ -ЦАП (або  $\alpha$ -ЦАП "+" і  $\alpha$ -ЦАП "-"), а інші аналогові блоки є безінерційними. У ряді випадків при переключенні розрядів АЦП при аналого-цифровому врівноваженні характер перехідного процесу є експоненційним і відповідає схемній функції I порядку [203]. При цьому узагальнена функція інерційності вводиться до складу  $A_k(t)$  і може бути визначена в такий спосіб. Значення  $A_k(t)$  наприкінці початкового (n-1)-го такту відповідає

$$A_{k,n-1}(t) = a_{n-1} Q_{n-1} (1 - e^{-t_r / \tau}).$$

Умовно вважається, що номер початкового такту врівноваження збігається з номером старшого розряду. Наприкінці (n-2)-го такту:

$$A_{k_{n-2}}(t) = A_{k_{n-1}}(t) + [a_{n-1}Q_{n-1} + a_{n-2}Q_{n-2} - A_{k_{n-1}}(t)](1 - e^{-t/\tau}).$$

Підставляючи в даний вираз  $A_{k_{n-1}}(t)$  і здійснюючи перетворення, маємо:

$$A_{k_{n-2}}(t) = a_{n-1}Q_{n-1} + a_{n-2}Q_{n-2} - a_{n-1}Q_{n-1}e^{-2t/\tau} - a_{n-2}Q_{n-2}e^{-t/\tau}.$$

Наприкінці (n-3)-го такту:

$$A_{k_{n-3}}(t) = A_{k_{n-2}}(t) + [a_{n-1}Q_{n-1} + a_{n-2}Q_{n-2} + a_{n-3}Q_{n-3} - A_{k_{n-2}}(t)](1 - e^{-t/\tau}).$$

Після підстановки і перетворень:

$$A_{k_{n-3}}(t) = a_{n-1}Q_{n-1} + a_{n-2}Q_{n-2} + a_{n-3}Q_{n-3} - a_{n-1}Q_{n-1}e^{-3t/\tau} - a_{n-2}Q_{n-2}e^{-2t/\tau} - a_{n-3}Q_{n-3}e^{-t/\tau}.$$

Послідовно одержуючи аналогічні вирази для кожного i-го такту, на молодшому нульовому такті остаточно маємо

$$A_{k_0}(t) = \sum_0^{n-1} a_i Q_i [1 - e^{-(i+1)t/\tau}] = \sum_0^{n-1} a_i Q_i - \sum_0^{n-1} a_i Q_i e^{-(i+1)t/\tau}, \quad (2.14)$$

де  $t_T$  – тривалість такту врівноважування;

$\tau$  – постійна часу перехідного процесу.

Аналогічним чином можна одержати вираз для функції  $A_k(t)$  у випадку іншого характеру перехідного процесу. З формули (2.14) можна вичленили дві складові. Першу – статичну:

$$A_{k_0}(t)_{cm} = \sum_0^{n-1} a_i Q_i,$$

яка є результатом перетворення і представляється у вигляді вихідного коду  $K_{вих}$ . Другу – динамічну:

$$A_{k_0}^{(i)}(t)_{\text{дин}} = \sum_0^{n-1} a_i Q_i e^{-(i+1)t_T/\tau}$$

яка є узагальненою функцією інерційності і визначає ступінь "відриву"  $A_{k_0}^{(i)}(t)$  від  $A_{k_0}^{(i)}(t)_{\text{ст}}$  наприкінці останнього такту врівноваження. За певних умов характер змінення  $A_{k_0}^{(i)}(t)$  може істотно впливати на формування  $A_{k_0}^{(i)}(t)_{\text{ст}}$ . На довільному  $i$ -му такті

$$A_{k_i}^{(i)}(t)_{\text{дин}} = \sum_i^{n-1} a_j Q_j [1 - e^{i-(j+1)t_T/\tau}] \quad (2.15)$$

Слід зазначити, що цю формулу можна використовувати і при безінерційному врівноваженні, для чого досить задати великі (стосовно  $\tau$ ) тривалості тактів  $t_T$ . У цьому випадку член  $e^{i-(j+1)t_T/\tau}$  наближається до нуля, а формула (2.15) вироджується у формулу для статичної складової. Відповідно до даної моделі перехідного процесу абсолютна похибка встановлення ваги  $i$ -го розряду  $\Delta Q_i = e^{-t_T/\tau} Q_i$ , а відносна

$$\delta Q_i = \Delta Q_i / Q_i = e^{-t_T/\tau} \quad (2.16)$$

Похибка врівноваження визначається на основі статичної складової у формі

$$\Delta A_{\text{врівн}} = A_{\text{вх}} - \sum_0^{n-1} a_i Q_i$$

Параметри динамічних характеристик повинні бути обрані таким чином, щоб на всьому інтервалі  $A_{\text{вх}}$  виконувалася умова лінійності передатної характеристики, яка представлена формулою

$$\begin{cases} \Delta A_{\text{врівн}} = A_{\text{вх}} - \sum_0^{n-1} a_i Q_i \leq \Delta A_{\text{врівн. max}}; \\ \Delta A_{\text{кв}} = A_{\text{вх}}(N'_i) - A_{\text{вх}}(N'_{i+1}) \leq \Delta A_{\text{кв. max}}, \end{cases} \quad (2.17)$$

де  $N'_{i+1}$  та  $N'_i$  – сусідні кодові комбінації.



Тут перше співвідношення визначає інтегральну нелінійність аналого - цифрового перетворення, а друге – диференціальну.

Слід зазначити одну істотну деталь. В АЦП на основі двійкової системи числення "місце розташування" особливих точок жорстко визначене [190] і не залежить від числа розрядів або характеру перехідного процесу під час врівноваження. Це – значення  $A_{\text{вх}}$ , що знаходяться в околицях ваг розрядів  $Q_j$ . Причому максимальне значення  $\Delta A_{\text{д}}$  має місце при  $A_{\text{вх}} \approx Q_{n-1}$ , тобто на стику старшого (n-1)-го розряду і суми всіх молодших розрядів. У міру зменшення ваги розряду зменшується і  $\Delta A_{\text{д}}$ . У випадку використання НПСЧ "місце розташування" особливих точок залежить від ряду факторів, а його визначення є окремою громіздкою задачею, що доцільно вирішувати шляхом комп'ютерного моделювання. У цілому методика дослідження динамічних похибок аналого-цифрового перетворення на основі НПСЧ за допомогою імітаційного моделювання у загальному випадку включає ряд етапів. Основними з них є:

- задання виду НПСЧ, алгоритму аналого-цифрового перетворення і характеру перехідного процесу під час врівноваження;
- визначення аналітичних виразів, що описують функції змінення компенсуючого сигналу  $A_k(t)$  і вхідного сигналу  $A_{\text{вх}}(t)$ ;
- введення у програму "Моделювання точок розриву" параметрів аналого-цифрового перетворення;
- пошук особливих точок за допомогою комп'ютерного моделювання, перевірка виконання умови (2.17);
- коригування при необхідності параметрів аналого-цифрового перетворення і повторне моделювання відповідно до логічної схеми алгоритму;
- аналіз отриманих результатів.

Зазначена методика використовується при складанні математичних моделей похибок установаження компенсуючого сигналу  $A_k(t)$  як при постійному значенні  $A_{\text{вх}}(t)$ , так і при його змінненні в процесі аналого-цифрового врівноваження.

### **2.3 Методика складання математичних моделей похибок установаження при прискореному аналого-цифровому перетворенні**

Наявність інерційності в роботі АЦП призводить до появи ненульових динамічних похибок. Так, наявність реальної (скінченної) тривалості такту  $t_T$  при порозрядному врівноваженні призводить до

збільшення як  $\Delta A_{\text{врівн}}$ , так і  $\Delta A_{\text{кв}}$  у порівнянні з їх значеннями для безінерційного врівноваження. Останнє відповідає випадкові  $\tau = 0$  при описі перехідних процесів схемною функцією I порядку або  $t_1 \rightarrow \infty$  для схемних функцій вищих порядків. Дана обставина призводить до того, що при інерційному врівноваженні похибки квантування і врівноваження визначаються як суми складових у вигляді:

$$\Delta A_{\text{кв.мах}} = \Delta A_{\text{кв.мах}}^* + \Delta A_{\text{д.кв.}}^I \quad (2.18)$$

$$\Delta A_{\text{врівн.мах}} = \Delta A_{\text{врівн.мах}}^* + \Delta A_{\text{д.врівн.}}^I \quad (2.19)$$

де  $\Delta A_{\text{д.врівн.}}^I$  і  $\Delta A_{\text{д.кв.}}^I$  – динамічні похибки I роду;

$\Delta A_{\text{кв.мах}}^*$  і  $\Delta A_{\text{врівн.мах}}^*$  – відповідно максимальні похибки квантування і врівноваження при безінерційному врівноваженні.

При цьому незалежно від вигляду НПСЧ  $\Delta A_{\text{врівн.мах}}^* = Q_0$ , а  $\Delta A_{\text{кв.мах}}^*$  визначається як виглядом НПСЧ, так і алгоритмом врівноваження. Так для НПСЧ (0,1)  $\Delta A_{\text{кв.мах}}^* = Q_0$ . При порозрядному врівноваженні на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ), зокрема, за "скороченим" алгоритмом "тільки включення"  $\Delta A_{\text{кв.мах}}^* = 2Q_0$ . Максимальні припустимі значення  $\Delta A_{\text{д.врівн.}}^I$  і  $\Delta A_{\text{д.кв.}}^I$  регламентуються залежно від розподілу частини статичної і динамічної складової загальної похибки аналогоцифрового перетворення. Для двійкових АЦП, як правило, встановлюється [190]  $\Delta A_{\text{д.врівн.}}^I = \Delta A_{\text{д.кв.}}^I = \Delta A_{\text{д.}}^I = 0,5Q_0$ . При цьому, якщо використовується двійкова система числення вигляду (0,1), тоді на основі (2.18) і (2.19)  $\Delta A_{\text{д.врівн.}}^I = \Delta A_{\text{д.кв.}}^I = 1,5Q_0$ , а якщо вигляду (1,  $\bar{1}$ ), тоді  $\Delta A_{\text{д.врівн.}}^I = \Delta A_{\text{д.кв.}}^I = 2,5Q_0$ . Причому  $\Delta A_{\text{д.}}^I$  має найбільше значення на межі середини діапазону  $A_{\text{вх}}$ . Це обумовлено тим, що при заданому  $t_T$  найбільшу абсолютну похибку установаження  $\Delta Q(t)$  дає старший розряд, який має максимальну вагу.

При цьому, якщо перехідний процес відповідає схемній функції I-го порядку, тоді  $\Delta Q_{n-1}(t) = Q_{n-1} e^{-tT/\tau}$ . Дана обставина призводить до того, що якщо  $A_{\text{вх}}$  має рівень близький до ваги  $Q_{n-1}$ , але менший за

нього, тоді у випадку використання, наприклад, системи числення виду  $(1, \bar{1})$  після включення  $(n-1)$ -го розряду з коефіцієнтом  $a_{n-1} = 1$ , виникає помилкове включення  $(n-2)$ -го розряду також з коефіцієнтом  $a_{n-2} = 1$ . Компенсувати цю помилку вже неможливо, тому що у двійковій системі числення вага кожного наступного розряду на одиницю більша за суму ваг молодших розрядів. Тому максимальне значення  $\Delta A_{\partial}^I$  при цьому збігається з похибкою установалення старшого розряду, тобто  $\Delta A_{\partial, \max}^I = \Delta Q_{n-1}(t) = Q_{n-1} e^{-t_T/\tau}$ . На основі даного виразу розраховується мінімальна тривалість такту. При цьому, якщо  $\Delta A_{\partial, \max}^I = 0,5Q_0$ , то

$$t_T = nT \ln 2. \quad (2.20)$$

Застосування НПСЧ дає можливість деякою мірою компенсувати помилкове включення одного або декількох старших розрядів. Ця компенсуюча спроможність зростає при зменшенні  $\alpha$  від 2,00 до 1,00. При цьому, незважаючи на те, що на старших тактах виникають великі похибки  $\Delta Q_i(t)$ , проте до кінця врівноваження на молодшому такті динамічна похибка істотно зменшиться і не буде перевищувати значень, що задаються відповідно з (2.18) і (2.19) у формі

$$\begin{aligned} \Delta A_{\partial, \text{кв.}}^I &= \Delta A_{\text{кв. max}} - \Delta A_{\text{кв. max}}^* \\ &\quad \text{і} \\ \Delta A_{\partial, \text{врівн.}}^I &= \Delta A_{\text{врівн. max}} - \Delta A_{\text{врівн. max}}^* \end{aligned}$$

Слід також відзначити, що на старших тактах  $\Delta Q_i(t)$  може істотно (на порядки) перевищувати задані значення  $\Delta A_{\partial, \text{кв.}}^I$  або  $\Delta A_{\partial, \text{врівн.}}^I$ . У цьому зв'язку похибки, що задаються,  $\Delta A_{\partial, \text{кв.}}^I$  та  $\Delta A_{\partial, \text{врівн.}}^I$  у даному випадку грають, в основному, роль нормуючого показника. Розрахунків же мінімальної тривалості такту буде здійснюватися відповідно до припустимої відносної похибки установалення  $\delta Q(t)$  ваг розрядів у процесі аналого-цифрового врівноваження. При цьому, якщо перехідний процес задається схемною функцією I-го порядку, тоді

$$\Delta Q_i(t) = \delta Q(t) Q_i e^{-t_T/\tau},$$

звідки знаходиться:

$$t_T = -\tau \ln \delta Q(t). \quad (2.21)$$

Отже, основним розрахунковим показником для прискореного аналого-цифрового перетворення на основі НПСЧ є похибка  $\delta Q(t)$ . Причому надалі під прискореним буде розумітися такий режим, при якому в процесі порозрядного врівноваження виконується умова  $\Delta Q_i(t) > \Delta Q_0(t)$ , де  $i=1,2,\dots,n$ ; тобто абсолютні похибки устанавлення на старших тактах перевищують максимально припустиму похибку устанавлення на молодшому такті. Максимальне значення відносної похибки устанавлення  $\delta Q_{max}(t)$  у загальному випадку визначається множиною чинників.

Автором запропоновано для обраного виду НПСЧ математичну модель похибок устанавлення зображувати функцією вигляду:

$$\delta Q_{max}(t) = f(\alpha, n, M), \quad (2.22)$$

а максимальну амплітуду припустимою змінення вхідного сигналу:

$$\delta A_{ax}(t) = f[\alpha, n, M, \delta Q(t)], \quad (2.23)$$

де  $M$  – параметр, який враховує чинники, що впливають.

Причому на обраному інтервалі  $\alpha$  узагальнена модель  $\delta Q_{max}(t)$ , визначена (2.22), задається сукупністю окремих функцій  $\delta Q_{max\ i}(t)$  у вигляді:

$$\delta Q_{max}(t) = \begin{cases} \delta Q_{max\ 1}(t), & \text{якщо } \alpha_1 \leq \alpha < 2.00; \\ \delta Q_{max\ 2}(t), & \text{якщо } \alpha_2 \leq \alpha < \alpha_1; \\ \dots \\ \delta Q_{max\ k}(t), & \text{якщо } \alpha_k \leq \alpha < \alpha_{k-1}. \end{cases} \quad (2.24)$$

Значення кожної  $i$ -ої функції на підінтервалі  $\Delta \alpha_i = \alpha_{i-1} - \alpha_i$  обчислюється за допомогою відповідного рівняння балансу у вигляді:

$$\begin{aligned} \delta Q_{max\ 1}(t) &:= \text{root}(F_1(x), x); \\ \delta Q_{max\ 2}(t) &:= \text{root}(F_2(x), x); \\ &\dots \\ \delta Q_{max\ k}(t) &:= \text{root}(F_k(x), x), \end{aligned}$$

де  $F_i(x)$  –  $i$ -е рівняння балансу, задане в загальному випадку поліномом  $(n-1)$ -го степеня.

Кожне  $i$ -е рівняння балансу вибирається як найбільш типове (універсальне) з послідовності  $F_i^1(x, \alpha, n, M) = 0$ ,  $F_i^2(x, \alpha, n, M) = 0$ , ...,  $F_i^l(x, \alpha, n, M) = 0$ , отриманих для даного підінтервалу  $\Delta\alpha$ . Межі підінтервалів (вузлові точки)  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{k-1}$  обчислюються розв'язанням (відносно  $\alpha$ ) систем двох сусідніх рівнянь:

$$\begin{aligned} \alpha_1\text{-системи} & \quad \begin{cases} F_1(x, \alpha, n, M) = 0; \\ F_2(x, \alpha, n, M) = 0; \end{cases} \\ \alpha_2\text{-системи} & \quad \begin{cases} F_2(x, \alpha, n, M) = 0; \\ F_3(x, \alpha, n, M) = 0; \\ \dots \end{cases} \\ \alpha_{k-1}\text{-системи} & \quad \begin{cases} F_{k-1}(x, \alpha, n, M) = 0; \\ F_k(x, \alpha, n, M) = 0. \end{cases} \end{aligned}$$

Відомо [204], що розв'язання поліномів у вигляді аналітичних виразів можливо для степеня не вище 4. Оскільки степінь рівнянь балансу в загальному випадку перевищує 4, тоді їх розв'язання варто виконувати чисельними методами. За допомогою інтегрованих пакетів прикладних програм, наприклад типу "MathCAD" [205]. Наближене обчислення „root“ кореня здійснюється методом січних з точністю, що задається значенням визначеної змінної пакета TOL. Уведення змінної  $x$ , що позначає поточне значення  $\delta Q_{\max}(t)$  обумовлено специфікою математичних виразів у середовищі пакета програм, що використовується.

Рівняння балансу складаються на основі результатів моделювання в особливих точках, зокрема, відповідно до діаграм аналогоцифрового перетворення. Причому число членів в обраному "універсальному" поліномі  $F_i(x, \alpha, n, M) = 0$  у загальному випадку визначається необхідною похибкою  $\varepsilon$  обчислення значень  $\delta Q_{\max i}(t)$ . Формалізований алгоритм методики складання математичної моделі  $\delta Q_{\max}(t)$  наведено на рис. 2.4. Тут наведено такі позначення:  $\alpha_{\text{поч}}$  – початкове значення  $\alpha$ ;  $n^*$ ,  $t^*_T$  – вихідні значення числа розрядів  $n$  і тривалості такту  $t_T$ ;  $\Delta t$ -приріст  $t_T$ ; OT – особливі точки;  $\alpha_{\min}$  – мінімальне значення  $\alpha$ , для якого можна застосовувати розглянуту методику; "таб. і граф." –

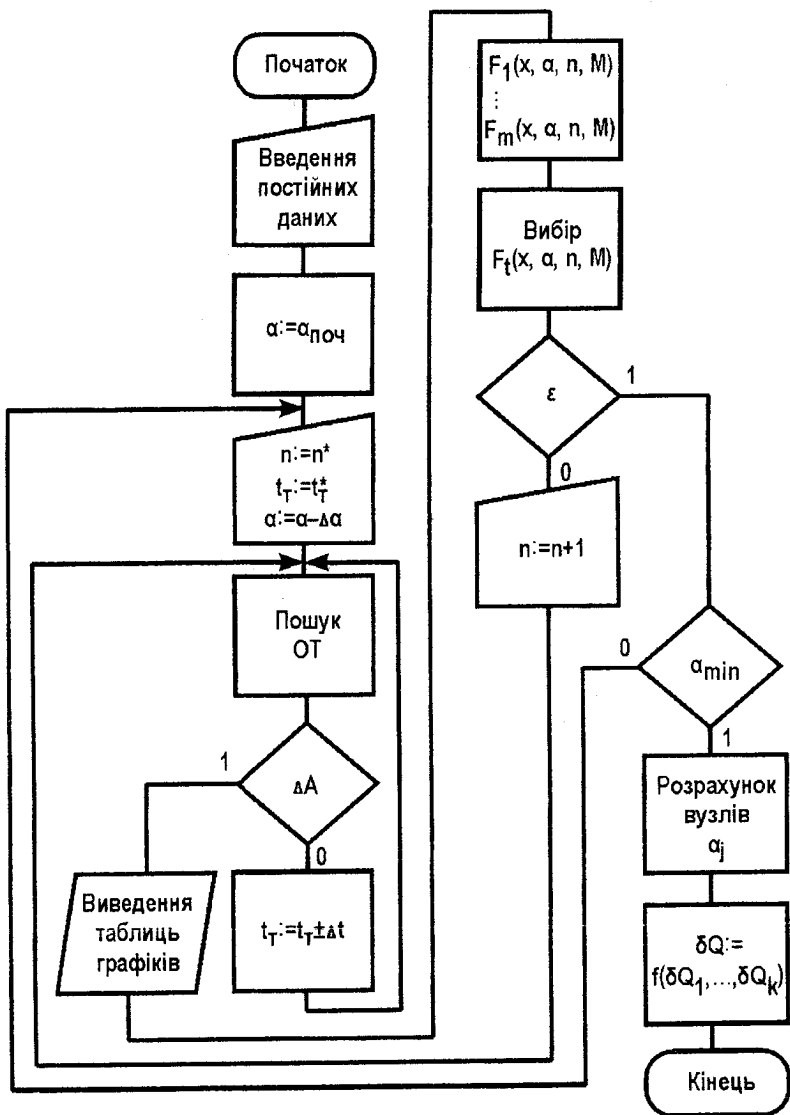


Рисунок 2.4 – Формалізований алгоритм складення математичної моделі  $\delta Q$

відповідно табулювання результатів пошуку ОТ і графічна інтерпретація діаграм врівноваження на межах зміни кодів  $N'$  та  $N''$ .

Складання математичної моделі  $\delta Q_{\max}(t)$  у вигляді (2.24) відповідно до наведеного формалізованого алгоритму умовно розбивається на чотири етапи.

На першому етапі задаються значення  $\alpha$ , число розрядів  $n$ , тривалість такту  $t_T$ , припустимі похибки  $\Delta A_{\text{кв. max}}$  і  $\Delta A_{\text{рівн. max}}$ , крок змінення вхідного сигналу  $\Delta A_{\text{кр}}$  і ряд інших специфічних параметрів. Далі з використанням пакета прикладних програм "Моделювання точок розриву" виконується пошук "особливих" точок на заданому інтервалі  $A_{\text{вх}}$ . Якщо при цьому в таблиці "Точки розриву" з'являються точки (зони  $A_{\text{вх}}$ ), в яких отримане значення  $\Delta A_{\text{кв.}}$  або  $\Delta A_{\text{рівн.}}$  перевищує задане більш ніж на 5-10%, тоді це свідчить про те, що тривалість  $t_T$  обрано свідомо малою. У цьому випадку необхідно збільшити  $t_T$  і знову повторювати моделювання доти, поки отримані значення зазначених похибок не увійдуть у норму. Причому місцезнаходження "особливих" точок і їхня кількість при використанні НПСЧ і двійкової системи істотно розрізняються.

На другому етапі здійснюється аналіз характеру аналого-цифрового перетворення в отриманих "особливих" точках (або однієї "особливої" точки) і складання рівняння балансу  $F_i(x, \alpha, n, M) = 0$  для заданого  $\alpha$ . Далі змінюється число розрядів  $n$  і знову моделюються "особливі" точки описаним вище чином. На основі отриманих результатів для різних значень  $n$  складаються свої рівняння балансу. При цьому аналізується наявність або відсутність стійкої закономірності вигляду рівняння балансу від  $n$ . У випадку наявності такої закономірності складається "універсальне" рівняння балансу як функція  $F_i(x, \alpha_i, n, M) = 0$ , де  $\alpha_i$  - задане значення  $\alpha$  на  $i$ -му кроці дослідження. Якщо загальний вигляд рівнянь балансу коливається при зміні  $n$ , тоді за "універсальне" обирається рівняння, що дає найменшу похибку  $\epsilon$  при обчисленнях  $x$ .

На третьому етапі встановлюється нове значення  $\alpha = \alpha_i - \Delta\alpha = \alpha_{i+1}$  і для нього також виконуються всі перераховані вище процедури. Для зручності аналізу бажано  $\alpha$  змінювати від великих рівнів до меншого. Якщо загальний вигляд рівнянь балансу коливається при зміні  $n$ , тоді як "універсальне" обирається рівняння, що дає найменшу похибку  $\epsilon$  при обчисленнях  $x$ .

Якщо при цьому характер аналого-цифрового перетворення зберігається, то це означає, що отримане раніше універсальне рів-

няння балансу справедливо і для  $a_{i-1}$ . Далі встановлюється наступне значення  $\alpha = \alpha_{i+1} - \Delta\alpha$  й знову повторюються зазначені процедури. Крок  $\Delta\alpha$  залежить від "частоти" зміни характеру інерційного аналого-цифрового врівноваження, що визначається або шляхом візуального аналізу графіків діаграми перетворення, або по вигляду межових кодів комбінацій  $N_{i-1}$ ,  $n_i$  та  $N_{i+1}$ . Тривалість третього етапу визначається нижнім рівнем  $\alpha$ , а також шириною зони  $\Delta\alpha$ . Останні два параметри істотно залежать, як буде показано нижче, від виду НПСЧ.

На четвертому етапі уточнюються значення  $\alpha$  у "вузлових" точках, в яких "зшиваються" сусідні рівняння балансу. Координати вузлових точок можуть визначатися або шляхом моделювання з малим кроком  $\Delta\alpha$ , або спільним розв'язанням необхідних рівнянь балансу. Отримані результати використовують для складання математичної моделі похибки устанавлення  $\delta Q_{\max}(t)$ .

Розглянемо приклад складання моделі  $\delta Q_{\max}(t)$  для прискореного врівноваження на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$ , яке реалізовується пристроєм, структурну схему якого наведено на рис. 2.2, б. В рамках наведеної структури реалізується алгоритм порозрядного врівноваження "тільки вмикання" на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$ . Відповідно до графі-схеми спочатку кодам  $N^+$  і  $N^-$  присвоюють нульові значення, а потім по ходу дії алгоритму за командами БК включаються еталонні аналогові величини або в  $\alpha$ -ЦАП" $^+$ " або  $\alpha$ -ЦАП" $-$ ". Таким чином, на підставі результатів, порівняння  $u_i$  розрядні коефіцієнти  $\alpha_i^+$  або  $\alpha_i^-$  приймають відповідно значення  $\{1, 0\}$  або  $\{0, \bar{1}\}$ . По мірі формування кодів  $N^+$  і  $N^-$  на виході логічного блоку формується загальний вихідний код  $N_{\text{вих}} = \alpha_{n-1}\alpha_{n-2}\dots\alpha_0$ .

Слід зазначити, що в розглянутому процесі прискореного аналого-цифрового врівноваження на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$ , відбувається автоматична компенсація похибок устанавлення ваг розрядів.

Нехай у двійковому АЦП  $\Delta A_{\text{д.}}^I = 0,5Q_0$ . При цьому  $\Delta A_{\text{врівн. max}}^* = Q_0$ , а  $\Delta A_{\text{кв. max}}^* = 2Q_0$ . Тоді як при використанні двійкової системи числення виду  $(1, \bar{1})$ , так і НПСЧ  $(1, \bar{1})$  варто вважати  $\Delta A_{\text{врівн. max}}^* = \Delta A_{\text{кв. max}}^* = 2,5Q_0$ . Причому у загальному випадку можливо, що  $\Delta A_{\text{д. кв.}}^I < \Delta A_{\text{д. врівн.}}^I$ . Необхідність обчислення останніх двох складових похибок обумовлена різними швидкостями їхнього нагромадження при варіюванні  $t_1$ .

У процедурі складання моделі  $\delta Q_{\max}(t)$  значне місце приділяється пошуку "особливих" точок і складанню рівнянь балансу. При



виконанні досліджень крок  $\Delta\alpha$  окремо вказуватися не буде, а будуть обмовлятися тільки ті значення  $\alpha$ , в яких змінюється характер врівноваження.

Моделювання при  $\alpha = 1,98$ ;  $n = 8$  дало по одній точці розриву, розташованих симетрично в додатній і від'ємній зонах діапазону  $A_{вх}$  (рис. 2.5).

Граничні кодові комбінації в точці розриву мають вигляд:

Номери розрядів	7	6	5	4	3	2	1	0
$N_{i-1}$	1	$\bar{1}$	1	1	1	1	1	$\bar{1}$
$N_i$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$
$N_{i+1}$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1

Згідно з діаграмою врівноваження, наведеної на рис.2.5, а (символом  $x$  тут позначаються рівні  $A_{вх}$ , на яких відбувається зміна сусідніх кодів), вихідний вираз для рівняння балансу  $F_i(x, \alpha, n) = 0$  (параметр  $M$  у зазначеному режимі перетворення відсутній) задається співвідношенням:

$$\Delta Q_7 = \sum_1^5 Q_i - Q_6 - \Delta Q_i^* + 2,5Q_0.$$

Символ "\*" при  $\Delta Q_i^*$  означає, що дана похибка залежить не тільки від ваги розряду з номером  $i$ , але і є функцією від похибки установалення, що виникає на попередніх тактах. З огляду на це, можна записати  $\Delta Q_1^* = xQ_1 + x\Delta Q_2^*$ . Аналогічно для інших похибок  $\Delta Q_2^* = xQ_2 + x\Delta Q_3^*$ , ...,  $\Delta Q_5^* = xQ_5 + x\Delta Q_6^*$ ,  $\Delta Q_6^* = xQ_6 + x\Delta Q_7^*$ .

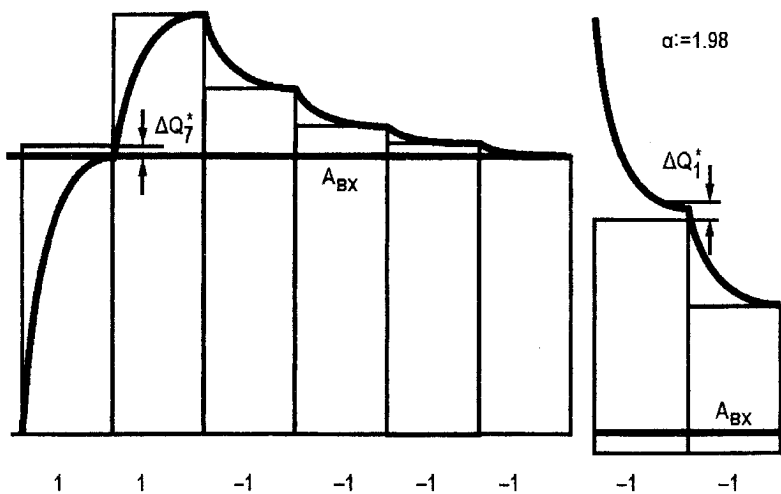
Підставляючи кожне наступне рівняння в попереднє, одержуємо:

$$\Delta Q_5^* = xQ_5 - x^2Q_6 - x^2\Delta Q_7^*; \quad \Delta Q_4^* = xQ_4 + x^2Q_5 - x^3Q_6 - x^3\Delta Q_7^*;$$

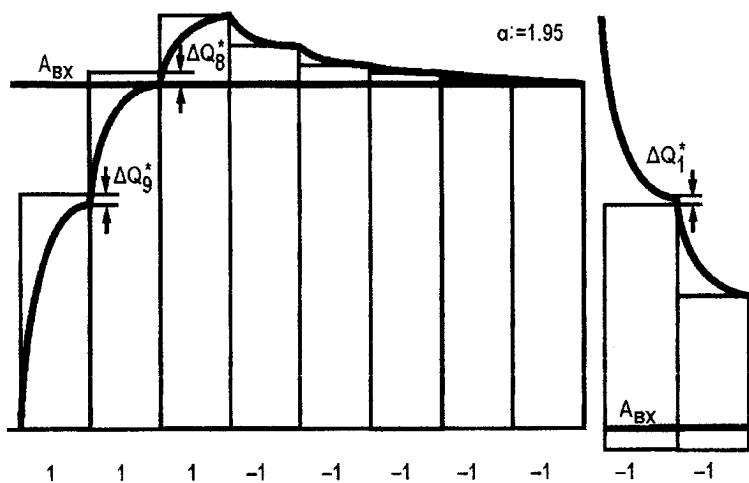
...

$$\Delta Q_1^* = \sum_1^5 x^i Q_i - x^6Q_6 - x^6\Delta Q_7^*.$$

Вводячи  $\Delta Q_1^*$  у вихідне співвідношення для рівняння балансу, маємо:



a)



б)

а)  $\alpha=1,98$  і  $n=8$ ;

б)  $\alpha=1,95$  і  $n=10$

Рисунок. 2.5 – Діаграма прискореного самокомпенованого  
врівноваження на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ )

$$\Delta Q_7(1-x^6) + \sum_1^5 x^i Q_i - x^6 Q_6 - \sum_1^5 Q_i + Q_6 - 2.5 Q_0 = 0.$$

З огляду на  $\Delta Q_7 = x Q_7$ , одержимо:

$$x Q_7(1-x^6) + \sum_1^6 x^i Q_i - x^7 Q_7 - \sum_1^6 Q_i + Q_7 - 2.5 Q_0 = 0.$$

При  $n=9$  характер врівноваження зберігається. Виконуючи дії, аналогічні випадку для  $n=8$ , можна одержати ще одне рівняння балансу, що має вигляд:

$$x Q_8(1-x^7) + \sum_1^5 x^i Q_i - x^6 Q_6 - \sum_1^5 Q_i + Q_6 - 2.5 Q_0 = 0.$$

Моделювання "особливих" точок при великих  $n$  показує, що характер прискороного врівноваження в точках розриву і критичних точках не змінюється. У межових кодових комбінаціях  $N_i$  і  $N_{i+1}$  при зростанні  $n$  збільшується тільки довжина "хвоста" в молодших розрядах.

У зв'язку з цим для узагальненого  $n$  рівняння балансу для  $\alpha=1,98$  має вигляд:

$$x \alpha^{n-1} (1-x^{n-2}) + \sum_1^{n-3} x^i \alpha^i - x^{n-2} \alpha^{n-2} - \sum_1^{n-3} \alpha^i + \alpha^{n-2} - 2.5 = 0. \quad (2.25)$$

Необхідно відзначити, що отриманий вираз дійсний і для  $\alpha=2,0$ .

Зменшення  $\alpha$  призводить до деякого зміння характеру інерційного врівноваження в "особливих" точках. Так, при  $\alpha=1,95$  і  $n=10$  межові кодові комбінації в точці розриву мають вигляд:

$N_{i-1}$	1	1	$\bar{1}$	1	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1
$N_i$	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$
$N_{i+1}$	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1

Згідно з діаграмою врівноваження, наведеною на рис. 2.5, б, вихідний вираз для рівняння балансу  $F_2(x, \alpha, n) = 0$  має вигляд:

$$\Delta Q_8^* = \sum_1^6 Q_i - Q_7 - \Delta Q_i^* + 2.5Q_0.$$

При цьому

$$\begin{aligned} \Delta Q_1^* &= xQ_1 + x\Delta Q_2^*, \quad \Delta Q_2^* = xQ_2 + x\Delta Q_3^*, \quad \dots, \quad \Delta Q_6^* = xQ_6 + x\Delta Q_7^*, \\ \Delta Q_7^* &= xQ_7 + x\Delta Q_8^*. \end{aligned}$$

Підставляючи кожне наступне рівняння в попереднє, отримаємо:

$$\Delta Q_1^* = \sum_1^6 x^i Q_i - x^7 Q_7 - x^7 \Delta Q_8^*.$$

Вводячи значення  $\Delta Q_1^*$  у вихідну формулу, отримаємо:

$$\Delta Q_8^* (1-x^7) + \sum_1^6 x^i Q_i - x^7 Q_7 - \sum_1^6 Q_i + Q_7 - 2.5Q_0 = 0.$$

Враховуючи, що  $\Delta Q_8^* = x(Q_8 + \Delta Q_9) = xQ_8 + x^2 Q_9$ , врешті-решт, маємо:

$$(xQ_8 + x^2 Q_9)(1-x^7) + \sum_1^6 x^i Q_i - x^7 Q_7 - \sum_1^6 Q_i + Q_7 - 2.5Q_0 = 0.$$

При подальшому наростанні  $n$  у межових кодових комбінаціях в "особливих" точок збільшується тільки довжина "хвоста" у молодших розрядах. У зв'язку з цим для узагальненого  $n$  при  $\alpha=1,95$  рівняння балансу має вигляд:

$$\begin{aligned} &(x\alpha^{n-2} + x^2\alpha^{n-1})(1-x^{n-3}) + \\ &+ \sum_1^{n-4} x^i \alpha^i - x^{n-3} \alpha^{n-3} - \sum_1^{n-4} \alpha^i + \alpha^{n-3} - 2.5Q_0 = 0, \end{aligned} \quad (2.26)$$

Зменшення  $\alpha$  знову призводить до зміни характеру врівноваження в "особливих" точках. Так, зокрема, при  $\alpha=1,85$  і  $n=10$  межові кодові комбінації в критичній точці мають вигляд:

$N_{i-1}$	1	1	1	$\bar{1}$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$
$N_i$	1	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$
$N_{i+1}$	1	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1

При цьому вихідний вираз для рівняння балансу  $F_3(x, \alpha, n) = 0$  відповідно до часової діаграми, наведеної на рис.2.6, а, визначається співвідношенням

$$\Delta Q_7^* = \sum_1^5 Q_i - Q_6 - \Delta Q_i^* + 2,5Q_0.$$

Виконуючи дії, аналогічні попереднім, можна одержати

$$\Delta Q_1^* = \sum_1^5 x^i Q_i - x^6 Q_6 - x^7 \Delta Q_7^*.$$

Підставляючи  $\Delta Q_1^*$  у попередній вираз, маємо

$$\Delta Q_7^* (1 - x^6) + \sum_1^5 x^i Q_i - x^6 Q_6 - \sum_1^5 Q_i + Q_6 - 2,5Q_0 = 0.$$

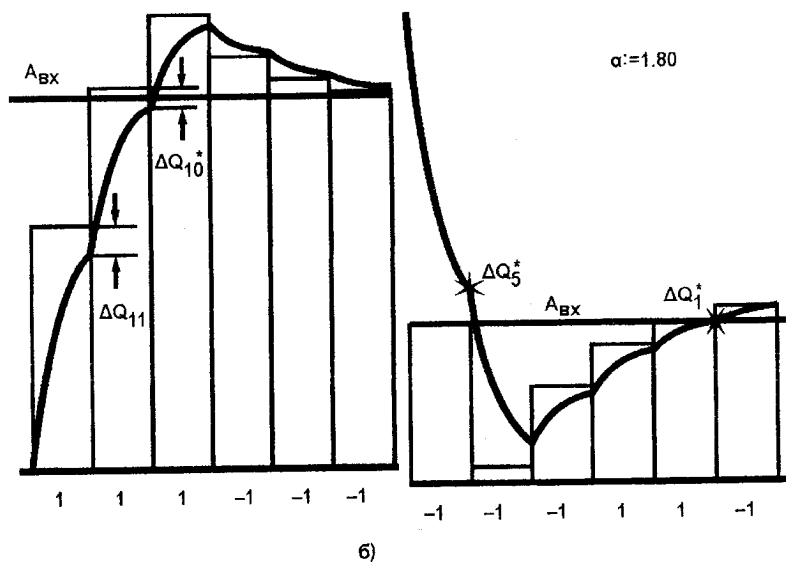
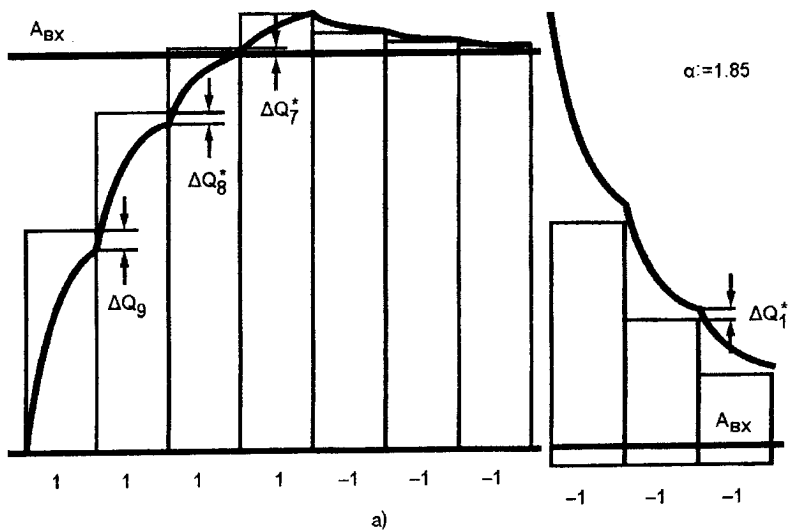
З огляду на те, що  $\Delta Q_7^* = x(Q_7 + \Delta Q_8^*)$ , одержуємо

$$(xQ_7 + x^2Q_8 + x^3Q_9)(1 - x^6) + \sum_1^5 x^i Q_i - x^6 Q_6 - \sum_1^5 Q_i + Q_6 - 2,5Q_0 = 0.$$

При наростанні  $n$  у межових кодових комбінаціях в "особливих" точках подовжується тільки "хвіст" молодших розрядів. У зв'язку з цим для узагальненого  $n$  при  $\alpha = 1,85$  рівняння балансу має вигляд:

$$\begin{aligned} & (x\alpha^{n-3} + x^2\alpha^{n-2} + x^3\alpha^{n-1})(1 - x^{n-4}) + \\ & + \sum_1^{n-5} x^i \alpha^i - x^{n-4} \alpha^{n-4} - \sum_1^{n-5} \alpha^i + \alpha^{n-4} - 2,5 = 0, \end{aligned} \quad (2.27)$$

Подальше зменшення  $\alpha$  призводить до істотної зміни характеру інерційного врівноваження в особливих точках. З'являються елементи коливальності, а "хвіст" молодших розрядів провисає нижче рівня  $\Lambda_{\text{вх}}$ .



a)  $\alpha = 1.85$  і  $n = 10$ ;  
 б)  $\alpha = 1.80$  і  $n = 12$

Рисунок. 2.6 – Діаграма прискореного самокомпенсованого врівноваження на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ )

Граничні кодові комбінації, зокрема, при  $\alpha=1,80$  і  $n=12$  мають вигляд:

$N_{i-1}$	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1	1	$\bar{1}$
$N_i$	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1	1	1
$N_{i+1}$	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1

Відповідно до діаграми врівноваження, що наведена на рис. 2.6, б,

$$\Delta Q_5^* = Q_3 + Q_2 + Q_1 - Q_4 - \Delta Q_1^* + 2,5Q_0,$$

де  $\Delta Q_1^* = xQ_1 + x^2Q_2 + x^3Q_3 - x^4Q_4 - x^4\Delta Q_5^*$ .

Виражаючи  $\Delta Q_5^*$  через похибки старших розрядів, отримаємо

$$\Delta Q_5^* = xQ_5 + x^2Q_6 + x^3Q_7 + x^4Q_8 - x^5Q_9 - x^6Q_{10} - x^7Q_{11} = \alpha^4 \left( \sum_1^4 x^i Q_i - \sum_5^7 x^i Q_i \right).$$

З урахуванням останнього співвідношення рівняння балансу має вигляд

$$\alpha^4 \left( \sum_1^4 x^i Q_i - \sum_5^7 x^i Q_i \right) (1-x^4) + \sum_1^3 x^i Q_i - x^4 Q_4 - \sum_1^3 Q_i + Q_4 - 2,5Q_0 = 0.$$

По мірі наростання  $n$  старша група розрядів у межових кодових комбінаціях в "особливих" точках свій стан не змінює. Значення  $n$  впливає тільки на довжину групи середніх розрядів.

На підставі вищесказаного рівняння балансу  $F_4(x, \alpha, n) = 0$  для узагальненого  $n$  при  $\alpha=1,80$  виражається співвідношенням:

$$\alpha^4 \left( \sum_1^{n-8} x^i \alpha^i - \sum_{n-7}^{n-5} x^i \alpha^i \right) (1-x^4) + \sum_1^3 x^i \alpha^i - x^4 \alpha^4 - \sum_1^3 \alpha^i + \alpha^4 - 2,5 = 0. \quad (2.28)$$

Слід зазначити, що в даній формулі  $\sum_{n-7}^{n-5} x^i \alpha^i \ll \sum_1^{n-8} x^i \alpha^i$ , до того

ж збільшення члену  $\sum_1^{n-8} x^i \alpha^i$  по мірі зростання  $n$  сповільнюється, тому що  $x\alpha < 1$ . Тому залежність  $x$  від числа  $n$  у порівнянні з попередні-

ми випадками істотно слабшає. Крім зазначеного рівняння балансу для "особливих" точок, що залишилися, можна скласти й інші рівняння. Проте останні не будуть "універсальними", тому що їх вигляд залежить від  $n$ .

Подальше зменшення  $\alpha$  знову змінює характер інерційного врівноваження, підсилюючи його коливальність в "особливих" точках. Залежність похибки установаження від числа розрядів стає досить слабкою. У той же час слід зазначити, що гранично-припустима тривалість  $t_T$  по мірі зростання  $n$  коливається біля середнього значення, то збільшуючись, то зменшуючись, хоча "амплітуда" таких "коливань" мала. Так, при  $\alpha=1,70$  і  $n=12-15$  тривалість  $t_T$  змінюється не більше ніж на 0,2%. Найбільшої ( $t_T=1,823\tau$ ) вона є при  $n=12$  і  $n=15$ . З огляду на те, що залежність від  $n$  слабка, доцільно для складання "універсального" рівняння балансу взяти за основу варіант, що дає максимальну  $t_T$  при мінімальному  $n$ , тобто  $n=12$ .

При цьому на основі часової діаграми, наведеної на рис. 2.7, а,

$$\Delta Q_4^* = Q_2 + Q_1 - Q_3 - \Delta Q_1^* + 2,5Q_0, \text{ а } \Delta Q_1^* = xQ_1 + x^2Q_2 - x^3Q_3 - x^3\Delta Q_4^*.$$

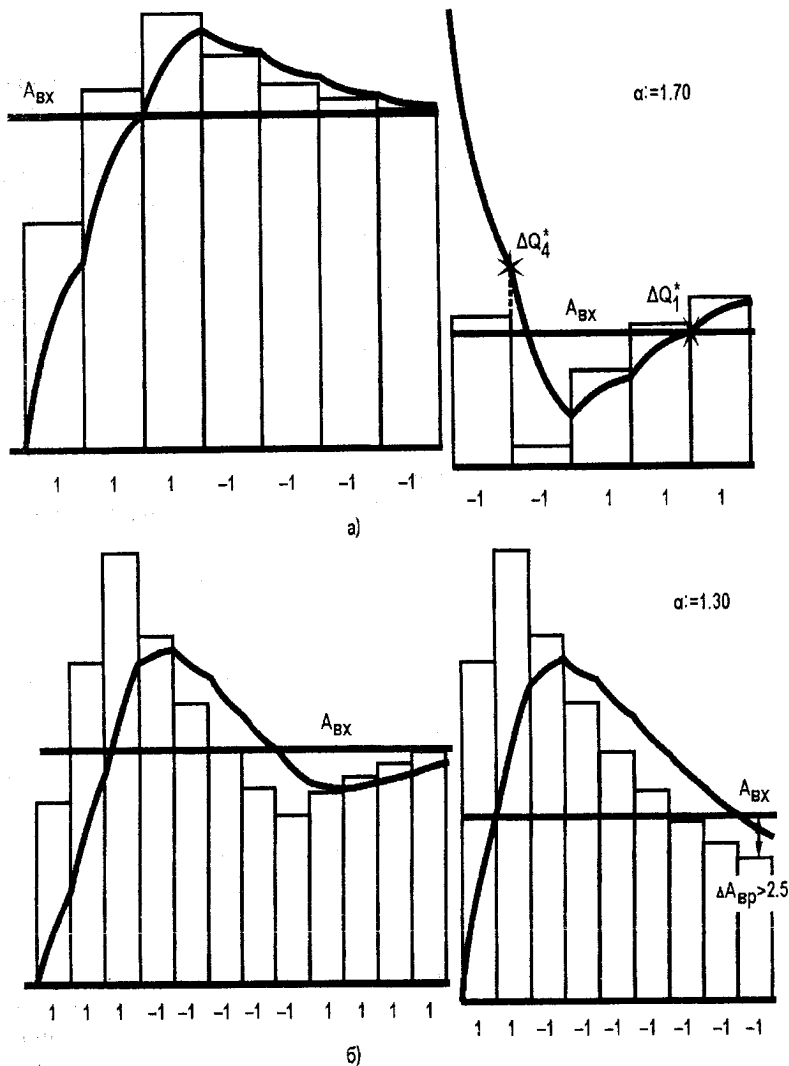
З огляду на те, що  $\Delta Q_4^* = \alpha^3 (\sum_1^5 x^i Q_i - \sum_6^8 x^i Q_i)$ , рівняння балансу

$F_5(x, \alpha) = 0$  для  $\alpha=1,70$  має вигляд

$$\alpha^3 \left( \sum_1^5 x^i \alpha^i - \sum_6^8 x^i \alpha^i \right) (1-x^3) + x\alpha + x^2\alpha^2 - x^3\alpha^3 - \alpha^3 - \alpha + \alpha^3 - 2,5 = 0. \quad (2.29)$$

Подальше зменшення  $\alpha$  незначно змінює характер інерційного врівноваження. Так, зокрема, при  $\alpha=1,60$  і  $n=12-16$  у більшості "особливих" точок види кодів у групах молодших розрядів збігаються з попереднім випадком. Відрізняються, в основному, коди груп старших розрядів. Проте внесок похибок установаження старших розрядів у нагромадження  $\Delta A_{д.кв.}^I$  або  $\Delta A_{д.врівн.}^I$  істотно менше, ніж молодших. У цілому залежність  $x$  від числа розрядів, особливо при  $n > 14$ , практично дуже мала. Тривалість  $t_T$  для  $n=14-16$  міняється менше ніж на 0,1%. Виконуючи дії, аналогічні попереднім, можна показати, що при  $\alpha=1,60$  і  $n \geq 12$  рівняння балансу  $F_6(x, \alpha) = 0$  має вигляд





а)  $\alpha=1,70$  і  $n=12$ ;  
 б)  $\alpha=1,30$  і  $n=21$

Рисунок 2.7 - Діаграма прискореного самокомпенсованого  
 врівноваження на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ )

$$\alpha^3 \left( \sum_1^4 x^i \alpha^i - \sum_5^9 x^i \alpha^i + \sum_{10}^{12} x^i \alpha^i \right) (1-x^3) +$$

$$+ x\alpha + x^2\alpha^2 - x^3\alpha^3 - \alpha^2 - \alpha + \alpha^3 - 2.5 = 0. \quad (2.30)$$

Подальше зменшення  $\alpha$  не впливає на вигляд коду в групі молодших розрядів. Змінення відбувається, в основному, в групі старших розрядів. Причому вплив старших розрядів на  $x$  по мірі подовження розрядної сітки швидко слабшає, а збільшення  $n$  додатково підсилює коливальність процесу врівноваження. При малих значеннях  $\alpha$ , зокрема,  $\alpha < 1,35$  виникає одна істотна обставина. Похибка  $\Delta A_{\text{д.врівн.}}$  починає рости швидше, ніж  $\Delta A_{\text{д.кв.}}$ . У цьому випадку в ході інерційного аналого-цифрового врівноваження внаслідок нагромадження великої динамічної похибки  $\Delta A_{\text{д.врівн.}}$  відбувається "відрив" не тільки динамічної складової  $A_{k_0}(t)_{\text{дин}}$  від статичної  $A_{k_0}(t)_{\text{ст}}$  але і "відрив"  $A_{k_0}(t)_{\text{ст}}$  від  $A_{\text{вх}}$ . Остання обставина породжує виникнення похибки  $\Delta A_{\text{врівн. max}}$ , яка перевищує задане значення, що неприпустимо. При цьому  $\Delta A_{\text{кв. max}}$  може бути менше норми. Так, зокрема, при  $\alpha = 1,3$  і  $n = 21$   $t_1 = 0,71\tau$  (рис. 2.7, б) моделювання показало, що незважаючи на те, що  $\Delta A_{\text{кв. max}}$  менше норми, похибка врівноваження  $\Delta A_{\text{врівн. max}}$  починає перевищувати норму.

При цьому з'являється ймовірність пропуску для деяких  $x$  великої похибки  $\Delta A_{\text{врівн.}}$ .

Проведені дослідження показали, що математична модель похибки установаження при прискореному врівноваженні на основі НПСЧ (1,1) по "скороченому" алгоритму "тільки включення" може бути представлена частково-гладкою функцією на інтервалі  $1,3 < \alpha < 2,00$  у вигляді сукупності підінтервальних функцій:

$$\delta Q(\alpha, n) = \begin{cases} \delta Q_1, & \text{якщо } \alpha_1 \leq \alpha \leq 2,00; \\ \delta Q_2, & \text{якщо } \alpha_2 \leq \alpha < \alpha_1; \\ \dots & \dots \\ \delta Q_6, & \text{якщо } 1,30 < \alpha < \alpha_3, \end{cases} \quad (2.31)$$

де  $\delta Q_1, \delta Q_2, \dots, \delta Q_6$  знаходяться відповідно із співвідношень (2.25)-(2.29) і розраховуються як функції:

$$\delta Q_1(\alpha, n) := \text{root}(F_1(x), x);$$

$$\delta Q_2(\alpha, n) := \text{root}(F_2(x), x);$$

...

$$\delta Q_6(\alpha, n) := \text{root}(F_6(x), x).$$

Вузлові точки  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_6$  визначаються шляхом спільного розв'язання відповідних пар рівнянь:

$\alpha_1$ - системи:

$$\left\{ \begin{array}{l} x\alpha^{n-1}(1-x^{n-2}) + \sum_1^{n-3} x^i \alpha^i - x^{n-2} \alpha^{n-2} - \sum_1^{n-3} \alpha^i + \alpha^{n-2} - 2,5 = 0, \\ (x\alpha^{n-2} + x^2 \alpha^{n-1})(1-x^{n-3}) + \\ + \sum_1^{n-4} x^i \alpha^i - x^{n-3} \alpha^{n-3} - \sum_1^{n-4} \alpha^i + \alpha^{n-3} - 2,5 = 0; \end{array} \right.$$

$\alpha_2$ - системи:

$$\left\{ \begin{array}{l} (x\alpha^{n-2} + x^2 \alpha^{n-1})(1-x^{n-3}) + \\ + \sum_1^{n-4} x^i \alpha^i - x^{n-3} \alpha^{n-3} - \sum_1^{n-4} \alpha^i + \alpha^{n-3} - 2,5 = 0, \\ (x\alpha^{n-3} + x^2 \alpha^{n-2} + x^3 \alpha^{n-1})(1-x^{n-4}) + \\ + \sum_1^{n-5} x^i \alpha^i - x^{n-4} \alpha^{n-4} - \sum_1^{n-5} \alpha^i + \alpha^{n-4} - 2,5 = 0; \end{array} \right.$$

...

$\alpha_6$ - системи:

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha^3 \left( \sum_1^5 x^i \alpha^i - \sum_6^8 x^i \alpha^i \right) (1-x^3) + x\alpha + x^2 \alpha^2 - x^3 \alpha^3 - \alpha^3 - \alpha + \alpha^3 - 2,5 = 0, \\ \alpha^3 \left( \sum_1^4 x^i \alpha^i - \sum_5^9 x^i \alpha^i + \sum_{10}^{12} x^i \alpha^i \right) (1-x^3) + x\alpha + x^2 \alpha^2 - x^3 \alpha^3 - \alpha^2 - \alpha + \alpha^3 - 2,5 = 0. \end{array} \right.$$

Для  $n = 16$  отримані значення  $\alpha_1 \approx 1,99$ ;  $\alpha_2 \approx 1,96$ ;  $\alpha_3 \approx 1,90$ ;  $\alpha_4 \approx 1,84$ ;  $\alpha_5 \approx 1,67$ . При зростанні  $n$  рівні  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  трохи збільшуються.

Припустимі рівні  $\delta Q_{\max}(t)$  при зменшенні  $\alpha$  досягають великих значень. Так, наприклад, при  $\alpha \approx 1,70$  відповідно з (2.29) і (2.31) рівень  $\delta Q_{\max}(t) \approx 16,4\%$ . У цьому випадку абсолютні похибки встановлення ряду старших розрядів, зокрема, дорівнюють:

$$\Delta Q_{15}(t) = \delta Q_{\max}(t) * Q_{15} = 469,43 Q_0;$$

$$\Delta Q_{14}(t) = 276,14 Q_0;$$

...

$$\Delta Q_{10}(t) = 33,06 Q_0.$$

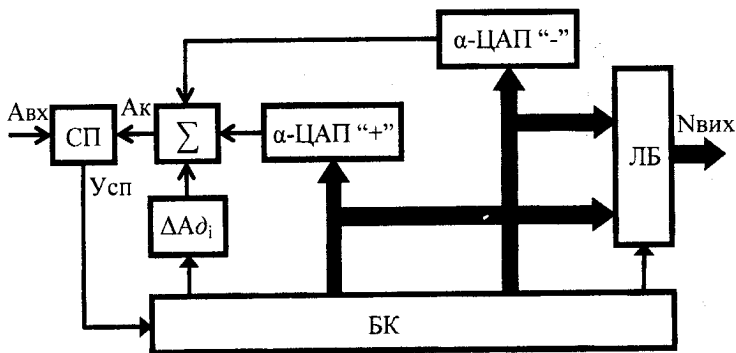
При цьому, незважаючи на те, що зазначені поточні похибки за рахунок скорочення  $t_T$  набагато перевищують задану  $\Delta A_{d,\max}^I = 0,5 Q_0$  для двійкового АЦП на молодшому такті врівноваження, при  $\alpha = 1,70$  підсумкова похибка  $\Delta A_{кв,\max} \leq 2,5 Q_0$ , тобто відповідає нормі. Причому при використанні НПСЧ на основі (2.21)  $t_T \approx 1,82 t$ , а у двійковій системі згідно з (2.20)  $t_T \approx 11,1 t$ . Таким чином тривалості тактів врівноваження при зменшенні  $\alpha$  можуть бути істотно скорочені.

### 3 ПРИСКОРЕНЕ ПОРОЗРЯДНЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ НА ОСНОВІ НПСЧ

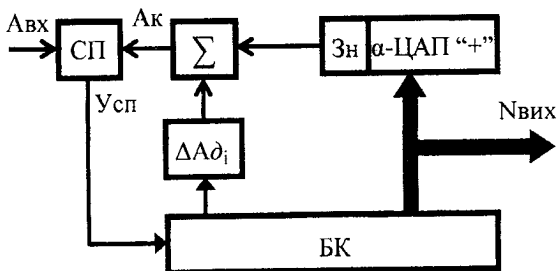
Застосування НПСЧ  $(1, \bar{1})$  дозволяє здійснювати прискорене самокомпенсуюче і форсоване [206] аналого-цифрове перетворення. У першому випадку в рамках наявної надлишковості відбувається автоматична компенсація похибок установаження за рахунок властивостей симетричності, що властива знакорозрядним системам числення з розрядними коефіцієнтами  $a_i \in \{1, \bar{1}\}$ . При форсованому врівноваженні використовуються додаткові допоміжні аналогові сигнали, що збільшують (форсують) швидкість змінення основного компенсуючого аналогового сигналу  $A_k(t)$ . Це дозволяє значно скоротити тривалості тактів  $t_T$ . У випадку застосування НПСЧ  $(0, 1)$  прискорене врівноваження можливе тільки у форсованому режимі.

#### 3.1 Прискорене форсоване порозрядне врівноваження на основі НПСЧ $(1, \bar{1})$ і НПСЧ $(0, 1)$

У процесі прискореного "самокомпенсованого" аналого-цифрового перетворення відбувається "природна" автокомпенсація динамічних похибок. Проте при цьому не повною мірою використовуються позитивні властивості надлишковості НПСЧ  $(1, \bar{1})$ . Результативнішим є застосування прискореного форсованого алгоритму. Структурна схема АЦП на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$ , що реалізує прискорений форсований алгоритм врівноваження ("скорочений" і "подовжений"), наведена на рис. 3.1, а. Тут: СП - схема порівняння, "+" - суматор аналогових сигналів,  $\Delta A_{\partial_i}$  - генератор форсуючих аналогових сигналів, ЛБ - логічний блок для формування вихідного коду  $N_{\text{вих}}$ , БК - блок керування, що забезпечує функціонування пристрою. В окремому випадку окремий генератор  $\Delta A_{\partial_i}$  може бути відсутнім. Його роль можуть виконувати цифро-аналогові перетворювачі  $\alpha$ -ЦАП "+" і  $\alpha$ -ЦАП "-". Ця обставина обумовлена властивістю алгоритму порозрядного врівно-



а)



б)

а) на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ );  
 б) на основі НПСЧ (1, 0)

Рисунок 3.1 – Структурні схеми АЦП, що реалізують форсовані алгоритми врівноваження

важення, що використовується. Вона полягає в тому, що процес перетворення здійснюється від старших розрядів до молодших. При цьому, поки йде формування коду результату  $N_{вих}$  у старших розрядах, молодші "незайняті" розряди можуть використовуватися для генерування  $\Delta A_{\delta_i}$ . Суть прискореного форсованого врівноваження в АЦП на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) полягає в тім, що на кожному такті при включенні

чергового  $i$ -го розряду, починаючи зі старшого  $(n-1)$ -го, додатково на час тривалості такту  $t_T = t_a$  включається додатковий аналоговий сигнал  $\Delta Q_{\partial_i}$ , що підсумовується по модулю з основним. У результаті цього протягом  $i$ -го такту компенсуючий сигнал  $A_k$  формується як сума сигналів  $Q_i + \Delta Q_{\partial_i}$ . На наступному такті разом з  $(i+1)$ -м розрядом включається новий додатковий сигнал  $\Delta Q_{\partial_{i+1}}$ , а попередній  $\Delta Q_{\partial_i}$  - виключається. Відповідно, у формуванні  $A_k$  на  $(i+1)$ -му такті також бере участь сума  $Q_{i+1} + \Delta Q_{\partial_{i+1}}$ . На  $(i+2)$ -му такті використовується новий додатковий сигнал  $\Delta Q_{\partial_{i+2}}$ , а попередній - виключається. Аналогічна процедура повторюється до кінця врівноваження. Застосування додаткового сигналу  $\Delta Q_{\partial_i}$  під час тривалості такту дозволяє збільшити крутість наростання компенсуючого сигналу. Так, при відсутності додаткового сигналу за час такту врівноваження компенсуючий сигнал устанавлюється до рівня  $A_{k_i}(t) = Q_i(1 - e^{-t_T/\tau})$ , при наявності - до рівня  $A_{k_i}^*(t) = (Q_i + \Delta Q_{\partial_i})(1 - e^{-t_T/\tau})$ . Варіюючи значенням  $\Delta Q_{\partial_i}$  при заданому  $t_T$ , можна регулювати співвідношення між  $A_{k_i}^*(t)$  і  $Q_i$ . При цьому можливі три випадки. Перший - недовстановлення:  $A_{k_i}^*(t) < Q_i$ . Другий - рівність:  $A_{k_i}^*(t) = Q_i$ . Третій - перерегулювання:  $A_{k_i}^*(t) > Q_i$ . Природно, що найбільш бажаним був би другий варіант, що дає нульову похибку устанавлення. Проте основним чинником, що визначає максимальне значення  $\Delta Q_{\partial_i}$ , є рівень надлишковості НПСЧ  $(1, \bar{1})$ . У даному випадку надлишковість виявляється в можливості компенсації штучного зростання ваги  $i$ -го розряду (за рахунок додаткового сигналу) сумою ваг молодших розрядів при безінерційному врівноваженні. Використання додаткового допоміжного сигналу призводить до коро-

ткчасної (на час такту) зміни ваг розрядів на кожному такті врівноваження. Дана обставина може викликати появу розривів у статичній характеристиці вхід-вихід АЦП [206]. У цьому зв'язку доцільно оцінити припустимі значення  $\delta Q_0$  на заданому інтервалі, а саме для умови нерозривності характеристики вхід-вихід. Причому це слід виконати в першу чергу для випадку безінерційного врівноваження, тобто коли відсутні динамічні похибки. Доцільно також відзначити, що при цьому немає необхідності задавати великі тривалості тактів або значення  $\tau=0$ . Досить при використанні вищезрозглянутої методики моделювання "особливих" точок уводити такі значення  $t_T$ , при яких похибки встановлення  $\delta Q$  будуть істотно меншими за вагу молодшого розряду. Так при  $t_T=20\tau$  маємо  $\delta Q=0,2 \cdot 10^{-8}$ . При цьому, якщо, наприклад, вага старшого (n-1)-го розряду  $Q_{n-1}=10^5$ , тоді абсолютна похибка встановлення  $\Delta Q_{n-1}=0,2 \cdot 10^{-3}$ , що значно менше ваги молодшого розряду  $Q_0=1$ .

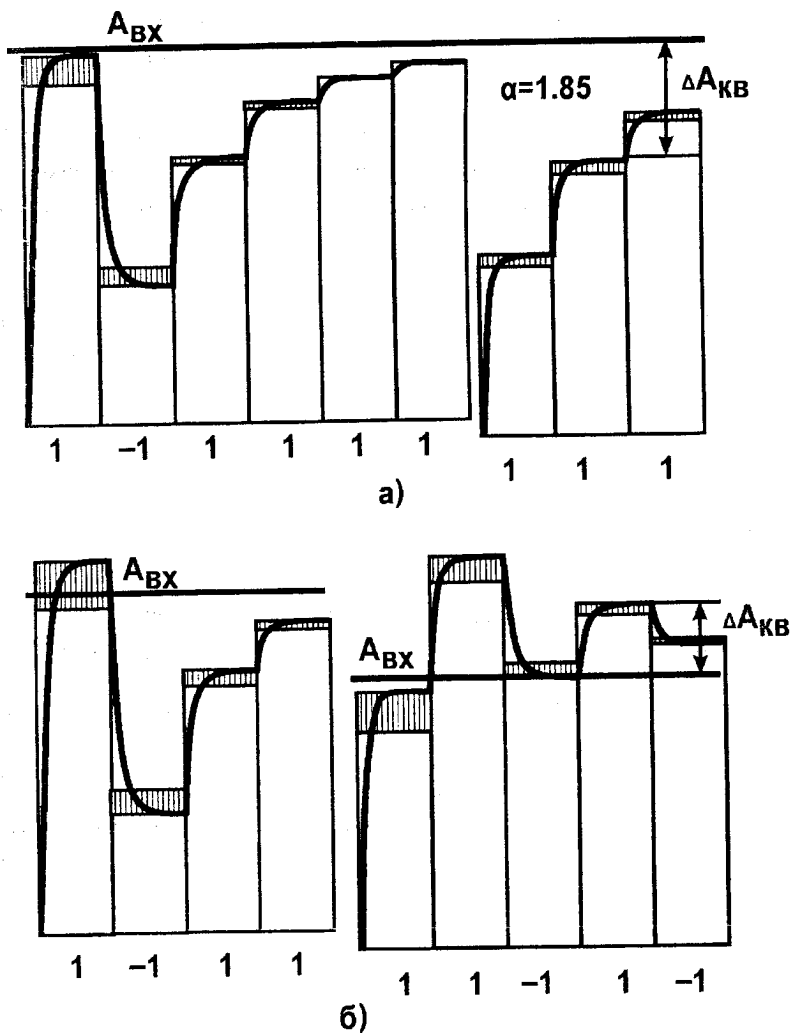
Розглянемо випадок, коли додаткові сигнали включаються на всіх тактах врівноваження. Комп'ютерне моделювання для випадку використання "скороченого" алгоритму при  $\Delta A_{\text{врівн. max}} = \Delta A_{\text{кв. max}} = 2,5Q_0$  на інтервалі  $1,80 < \alpha < 2,00$  показало, що, наприклад, при  $\alpha=1,85$  у виявлених особливих точках характер врівноваження має вигляд, показаний на рис. 3.2, а. Тут заштриховані ділянки позначають додаткові сигнали. Рівняння балансу  $F_1(\alpha, \Delta Q_0, n)=0$  у цьому випадку представляється у формі

$$Q_{n-2} + \Delta Q_{0, n-1} = \sum_1^{n-3} Q_i + 2,5Q_0.$$

Відносне значення  $\delta Q_0$  додаткового сигналу визначається при цьому як

$$\delta Q_0 = \frac{\Delta Q_{0, n-1}}{Q_{n-1}} = \frac{\Delta Q_{0, n-2}}{Q_{n-2}} = \dots = \frac{\Delta Q_{0, 0}}{Q_0}.$$





а)  $1,80 < \alpha < 2,00$  ;

б)  $\alpha = 1,80$  і  $z = 0; 1$

Рисунок 3.2 - Безінерційне форсоване врівноваження на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) за "скороченим" алгоритмом

Підставляючи у вихідний вираз значення  $\Delta Q_{\partial_i} = \delta Q_{\partial} * Q_i$  і

$$\text{проводячи перетворення, отримаємо: } Q_{\partial} = \frac{-\alpha^{n-2} + \sum_{i=1}^{n-3} \alpha^i + 2,5}{\alpha^{n-1}}.$$

При збільшенні кількості розрядів  $n$  малими членами можна зневажити, тому формула спрощується і набуває вигляду

$$\delta Q_{\partial} = \frac{2\alpha^{-i}}{\alpha^{-i}}. \quad (3.1)$$

У випадку, коли  $\alpha$  досягає значення 1,80, характер врівноваження в критичних точках починає в значній мірі визначатися амплітудою додаткових сигналів на молодших розрядах. Позначимо через  $z$  кількість молодших розрядів, на яких сигнали, що форсують, не включаються. Для  $z = 0$ ; 1 характер врівноваження в особливих точках має вигляд, показаний на рис. 3.2, б. У цьому випадку рівняння балансу представляється у формі  $\Delta Q_{\partial_2} + Q_1 + \Delta Q_{\partial_1} = 2,5Q_0$ , звідки знаходиться:

$$\delta Q_{\partial} = \Delta Q_{\partial_1} = \frac{2,5 - \alpha}{\alpha^2 + \alpha}.$$

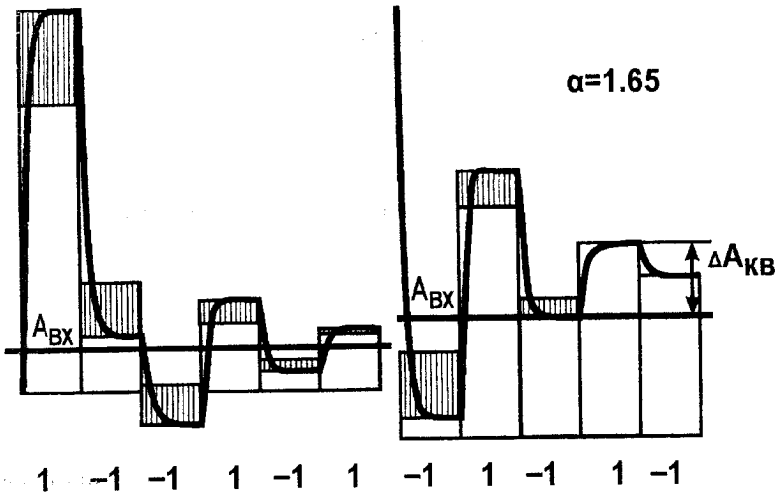
При  $z = 2$  характер врівноваження близький до випадку  $1,80 < \alpha < 2,00$ . Рівняння балансу при цьому збігається з  $F_1(\alpha, \Delta Q_{\partial}, n) = 0$ . Аналогічна ситуація при  $\alpha = 1,70$ .

У випадку досягнення значень  $\alpha < 1,67$  характер безінерційного врівноваження в критичних точках і точках розриву знову починає змінюватися, за винятком варіанта із  $z=0$ ; 1.

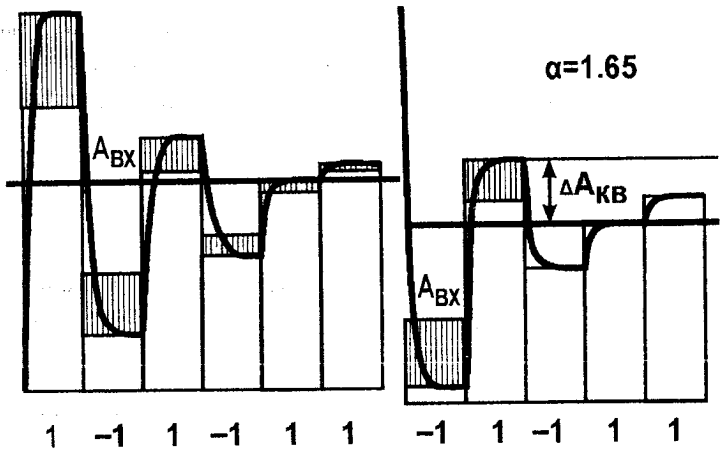
При  $z=2$ ,  $\alpha=1,65$  (рис. 3.3, а) рівняння балансу  $F_2(\alpha, \Delta Q_{\partial}, n) = 0$  має

$$\text{вигляд } \Delta Q_{\partial_2} + Q_1 = 2,5Q_0, \text{ звідки знаходиться } \delta Q_{\partial_2} = \frac{2,5 - \alpha}{\alpha^2}.$$

Для  $z=3$  (рис. 3.3, б)  $\Delta Q_{\partial_3} = Q_2 - Q_1 = 2,5Q_0$ , тому



a)



б)

a)  $z = 2$ ;

б)  $z = 3$

Рисунок 3.3 – Безінерційне форсоване врівноваження на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$  за “скороченим” алгоритмом при  $\alpha < 1,67$

$$\delta Q_{\partial_3} = \frac{2,5 - \alpha^2 + \alpha}{\alpha^3}.$$

$$\text{При } z=1, \quad \delta Q_{\partial_1} = \frac{2,5 - \alpha^{i-1} + \sum_{i=2}^i \alpha^i}{\alpha^i}.$$

При подальшому зменшенні  $\alpha$  характер безінерційного ("повільного") врівноваження для всіх розглянутих з зберігається. Графічну ілюстрацію залежностей  $A = \delta Q_{\partial}(\alpha)$ ,  $B = \delta Q_{\partial_1}(\alpha)$ ,  $C = \delta Q_{\partial_2}(\alpha)$ ,

$D = \delta Q_{\partial_3}(\alpha)$  та  $E = \delta Q_{\partial_4}(\alpha)$  на інтервалі  $1,5 < \alpha < 2,0$ , наведено на

рис. 3.4, а. З наведеного рисунку видно, що є одна вузлова точка перетинання між функціями  $\delta Q_{\partial}$  і  $\delta Q_{\partial_1}$ . Точну координату  $\alpha_1$  цієї точки

можна обчислити як дійсний додатний корінь рівняння, яке можна отримати шляхом прирівнювання правих частин формул для  $\delta Q_{\partial}$  (3.1)

і  $\delta Q_{\partial_1}$  і має вигляд

$$\frac{-\alpha^{n-2} + \sum_{i=1}^{n-3} \alpha^i + 2,5}{\alpha^{n-1}} = \frac{2,5 - \alpha}{\alpha^2 + \alpha}.$$

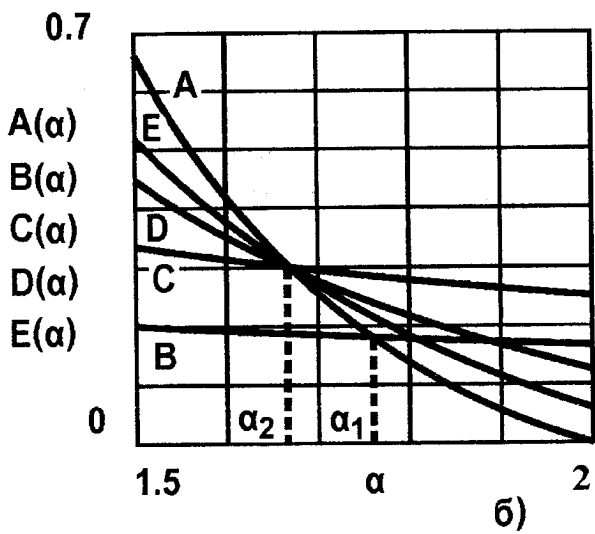
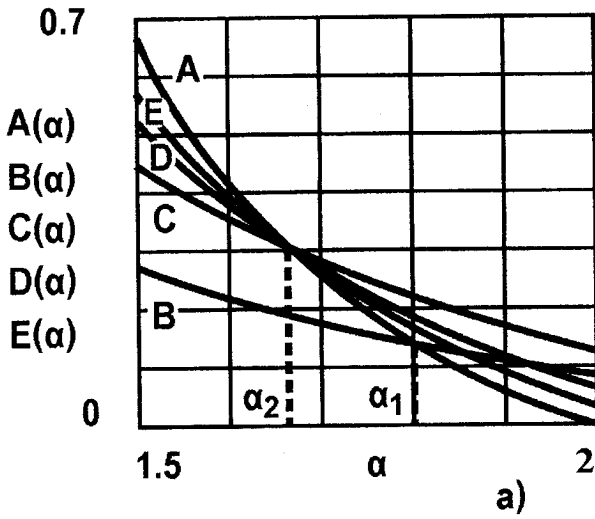
Наближене значення  $\alpha_1$  можна знайти як дійсний додатний корінь рівняння

$$\frac{2\alpha^{-1} - 1}{\alpha - 1} = \frac{2,5 - \alpha}{\alpha^2 + \alpha},$$

звідки  $\alpha_1 \approx 1,80$ . Друга вузлова точка зв'язує сім'ю кривих  $\delta Q_{\partial}$ ,  $\delta Q_{\partial_2}$ ,

$\delta Q_{\partial_3}$  і  $\delta Q_{\partial_4}$ . Точна координата  $\alpha_2$  цієї точки може бути обчислена як

дійсний додатний корінь рівнянь, отриманих прирівнюванням правих частин формул  $\delta Q_{\partial}$  і  $\delta Q_{\partial_2}$ ,  $\delta Q_{\partial}$  і  $\delta Q_{\partial_3}$ ,  $\delta Q_{\partial}$  і  $\delta Q_{\partial_4}$ . Ці формули, відпо-



- а) "скороченого" алгоритму;
- б) "подовженого" алгоритму

Рисунок 3.4 - Функціональні залежності  $\delta Q_z = f(\alpha)$   
на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$

відно, мають вигляд:

$$\frac{-\alpha^{n-2} + \sum_{i=1}^{n-3} \alpha^i + 2,5}{\alpha^{n-1}} = \frac{2,5 - \alpha}{\alpha^2}, \quad \frac{-\alpha^{n-2} + \sum_{i=1}^{n-3} \alpha^i + 2,5}{\alpha^{n-1}} = \frac{2,5 - \alpha^2 + \alpha}{\alpha^3}$$

та 
$$\frac{-\alpha^{n-2} + \sum_{i=1}^{n-3} \alpha^i + 2,5}{\alpha^{n-1}} = \frac{2,5 - \alpha^3 + \alpha^2 + \alpha}{\alpha^4}.$$

Наближене значення  $\alpha_2$ , можна знайти із співвідношень:

$$\frac{2\alpha^{-1} - 1}{\alpha - 1} = \frac{2,5 - \alpha}{\alpha^2}, \quad \frac{2\alpha^{-1} - 1}{\alpha - 1} = \frac{2,5 - \alpha^2 + \alpha}{\alpha^3} \quad \text{та}$$

$$\frac{2\alpha^{-1} - 1}{\alpha - 1} = \frac{2,5 - \alpha^3 + \alpha^2 + \alpha}{\alpha^4}.$$

При цьому у всіх випадках  $\alpha \approx 1,667$ .

На підставі вищевикладеного видно, що значення  $\delta Q_{\partial}$  залежить не тільки від  $\alpha$ , але і від номера розряду, особливо молодшого. Таким чином, виникає задача вибору  $\delta Q_{\partial}$ , що забезпечує найкращий результат при прискореному форсованому врівноваженні на інтервалі  $\alpha_1 \leq \alpha \leq 2,00$ ;  $\alpha_2 \leq \alpha < \alpha_1$ ;  $\alpha < \alpha_2$ . При цьому на всіх зазначених інтервалах необхідне виконання двох умов. Першої: обране значення  $\delta Q_{\partial}$  повинне гарантувати нерозривність характеристики вхід-вихід АЦП як у режимі інерційного, так і безінерційного врівноваження. Другої: обране значення  $\delta Q_{\partial}$  повинне забезпечувати можливість граничного зменшення тривалості такту  $t_T$  при прискореному форсованому врівноваженні. Для виконання цих умов на інтервалі  $\alpha_1 \leq \alpha \leq 2,00$  досить, щоб  $\delta Q_{\partial_0} = \delta Q_{\partial_1} = \delta Q_{\partial_2} = \dots = \delta Q_{\partial_{n-1}} = \delta Q_{\partial}$ , а при зростанні  $n$  - співвідношення (3.1). Причому можна брати  $\delta Q_{\partial_0} = 0$ , оскільки наявність або відсутність додаткового сигналу на молодшому такті врівноваження

при використанні алгоритму "тільки включення" на результат перетворення не впливає. На інтервалі  $\alpha_2 \leq \alpha < \alpha_1$  з'являються альтернативні варіанти вибору  $\delta Q_\partial$ . Можна було б значення сигналів, що форсують, для всіх розрядів задати на рівні функції  $\delta Q_{\partial_1}$ . (крива В). Проте це було б нерационально, оскільки для всіх розрядів з номерами  $i > 2$  значення амплітуд сигналів, що форсують, можна брати на рівні  $\delta Q_\partial$ , не побоюючись появи розривів. Таким чином, математична модель  $\delta Q_\partial$  на інтервалі  $\alpha_2 \leq \alpha < \alpha_1$  має вигляд:

$$\delta Q_{\partial_i} = \begin{cases} 0, & \text{якщо } i=0, \\ \frac{2,5-\alpha}{\alpha^2+\alpha}, & \text{якщо } i=1,2, \\ \frac{\alpha^{n-2} - \sum_{i=1}^{n-3} \alpha^i + 2,5}{\alpha^{n-1}}, & \text{для } i \geq 3. \end{cases}$$

При  $\alpha < \alpha_2$  кількість альтернативних варіантів може істотно зрости. Проте їх число можна звести до одного, керуючись таким міркуванням. Для виконання другої умови прискореного форсованого врівноваження бажано значення  $\delta Q_\partial$  вибирати максимальним. З іншого боку, для виконання першої умови є обмеження на зростання  $\delta Q_\partial$ . Як обмеження можуть виступати значення функцій  $\delta Q_{\partial_2} = \dots = \delta Q_{\partial_{n-1}}$ . Уникнути появи розривів можна, якщо кожному  $i$ -му розрядові поставити у відповідність своє значення  $\delta Q_{\partial_i}$ . При цьому по мірі наростання номера  $i$  зростає і  $\delta Q_\partial$ , тобто одночасно виконується і друга умова. Таким чином, математична модель сигналу, що форсує, при  $\alpha < \alpha_2$  має вигляд:

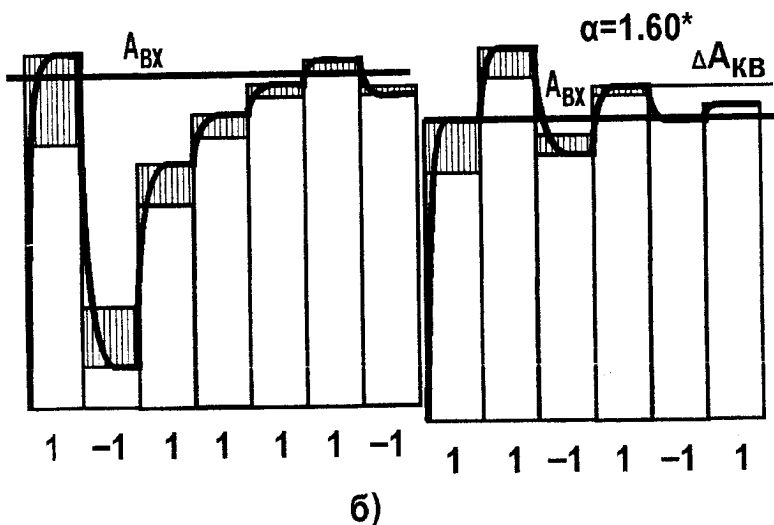
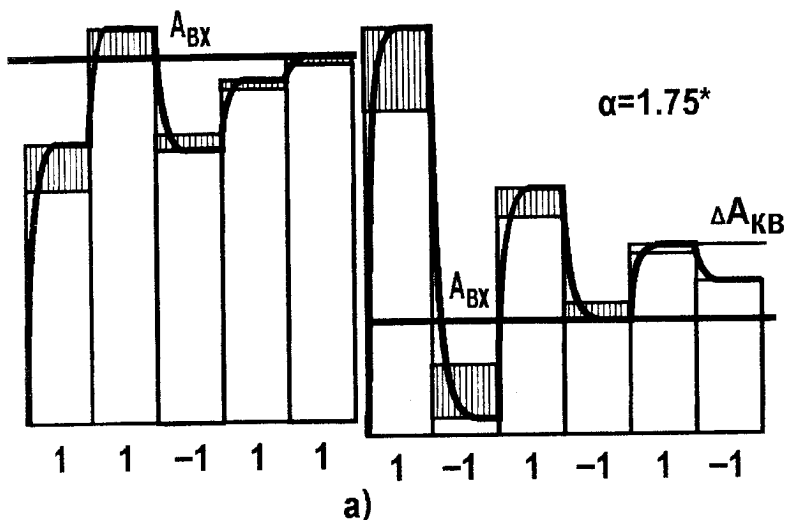
$$\delta Q_{\partial_i} = \begin{cases} 0, \text{ якщо } i=0,1, \\ \frac{2,5-\alpha}{\alpha^2}, \text{ якщо } i=2, \\ \frac{2,5-\alpha^2+\alpha}{\alpha^3}, \text{ якщо } i=3, \\ \vdots \\ \frac{2,5-\alpha^{n-2} + \sum_{i=0}^{n-3} \alpha^i}{\alpha^{n-1}}, \text{ якщо } i=n-1. \end{cases}$$

Математична модель сигналу, що форсує, для аналого-цифрового врівноваження, що використовує "подовжений" алгоритм "тільки включення", також складається з використанням рівнянь балансу. Максимальне значення похибки квантування і врівноваження при цьому дорівнюють  $\Delta A_{\text{КВ}} = \Delta A_{\text{ВРІВН}} = 1,5Q_0$ . Дослідження в цьому випадку також проводяться з використанням методу, заснованому на пошуку "особливих" точок. Комп'ютерне моделювання на інтервалі  $1,76 < \alpha \leq 2,00$  при безінерційному врівноваженні показало, що у виявлених точках розриву і критичних точках характер врівноваження має вигляд, аналогічний наведеному на рис. 3.2, а. Рівняння балансу при цьому представляється у формі  $Q_{n-2} + \Delta Q_{\partial_{n-1}} = \sum_{i=0}^{n-3} Q_i + 1,5Q_0$ , на основі якого:

$$\delta Q_{\partial_{n-1}} = \frac{-\alpha^{n-2} + \sum_{i=0}^{n-3} \alpha^i + 1,5}{\alpha^{n-1}}.$$

При збільшенні  $n$  отримана формула вироджується в (3.1). У випадку зменшення  $\alpha$  нижче первинної межі характер врівноваження змінюється. Так, зокрема, при  $\alpha=1,75$  з рис. 3.5, а (символ "\*" позначає "подовжений" алгоритм) видно, що при  $z=0$  максимальне значення  $\Delta A_{\text{К}}$  визначається верхнім і нижнім рівнями сигналів, що форсують,





а)  $\alpha < 1,75$  і  $z=0$ ;  
 б)  $\alpha < 1,60$  і  $z=1$

Рисунок 3.5 – Безінерційне форсоване врівноваження на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) за “подовженим” алгоритмом

для першого і нульового розрядів. Рівняння балансу  $F_0(\Delta Q_0, \alpha, n) = 0$  при цьому задається співвідношенням  $\Delta Q_{\partial_1} + Q_0 + \Delta Q_{\partial_0} = 1,5Q_0$ , звідси можна знайти  $\delta Q_{\partial_0} = 0,5/(\alpha + 1)$ .

Якщо задати  $z=1$ , тоді картина врівноваження така ж, як і на рис. 3.2, а, за винятком відсутності сигналу, що форсує, на молодшому (нульовому) розряді. При  $z > 1$  характер врівноваження зберігається. У цьому випадку  $\delta Q_{\partial} = \delta Q_{\partial_{n-1}}$ . Подальше зниження  $\alpha$  знову змінює

характер порозрядного врівноваження. Так, при  $\alpha=1,60$  і  $n=12$  рівняння балансу для  $z=1$ , відповідно, до діаграми, наведеної на рис. 3.5, б, має вигляд  $\Delta Q_{\partial_1} + Q_0 = 1,5Q_0$ , тому  $\delta Q_{\partial_1} = 0,5/\alpha$ . Для  $z=2$  рівняння балансу задається співвідношенням  $\Delta Q_{\partial_1} + Q_1 - Q_0 = 1,5Q_0$ , тому

$$\delta Q_{\partial_2} = \frac{1,5 - \alpha + \alpha^0}{\alpha^2}.$$

Для  $z=3$ :

$$\delta Q_{\partial_3} = \frac{1,5 - \alpha^2 + \alpha + \alpha^0}{\alpha^3}.$$

Для  $z=n-1$ :

$$\delta Q_{\partial_{n-1}} = \frac{1,5 - \alpha^{n-2} + \sum_0^{n-3} \alpha^i}{\alpha^{n-1}}.$$

Слід відзначити, що функції  $\delta Q_{\partial_2} = \dots = \delta Q_{\partial_{n-1}}$  збігаються з аналогічними функціями для випадку "скороченого" алгоритму "тільки включення". Графіки функцій  $A = \delta Q_{\partial}(\alpha) = \delta Q_{\partial_{n-1}}$ ,  $B = \delta Q_{\partial_0}(\alpha)$ ,

$C = \delta Q_{\partial_1}(\alpha)$ ,  $D = \delta Q_{\partial_2}(\alpha)$  та  $E = \delta Q_{\partial_3}(\alpha)$  на інтервалі  $1,50 < \alpha < 2,00$  наведе-

но на рис. 3.4, б. Слід зазначити, що криві функцій А і В перетинаються в точці  $\alpha_1$ , а графіки функцій А, Е, D і Е – у точці  $\alpha_2$ . Точне значення  $\alpha_1$  знаходиться як дійсний додатний корінь рівняння

$$\frac{1,5 - \alpha^{n-2} + \sum_{i=0}^{n-3} \alpha^i}{\alpha^{n-1}} - \frac{0,5}{\alpha+1} = 0.$$

При збільшенні  $n$  останнє співвідношення перетворюється у рівняння

$$\frac{2\alpha^{-1} - 1}{\alpha - 1} - \frac{0,5}{\alpha + 1} = 0.$$

Розв'язком його є дійсний додатний корінь  $\alpha_1 \approx 1,758$ . Значення  $\alpha_2 \approx 1,667$  знаходиться також як і у випадку використання "скороченого" алгоритму. На підставі вищевикладеного математична модель сигналу, що форсує, при використанні "подовженого" алгоритму задається такими співвідношеннями. На інтервалі  $1,76 \leq \alpha \leq 2,00$ :

$$\delta Q_{\partial_0} = \dots = \delta Q_{\partial_{n-1}} = \frac{1,5 - \alpha^{n-2} + \sum_{i=0}^{n-3} \alpha^i}{\alpha^{n-1}} \quad (3.2)$$

У випадку  $1,67 \leq \alpha < 1,76$ :

$$\delta Q_{\partial_i} = \begin{cases} \frac{0,5}{\alpha + 1}, & \text{якщо } i=0,1, \\ \frac{1,5 - \alpha^{n-2} + \sum_{i=0}^{n-3} \alpha^i}{\alpha^{n-1}}, & \text{для } i \geq 2. \end{cases} \quad (3.3)$$

У випадку  $\alpha < 1,67$ :

$$\Delta Q_{\dot{\alpha}_i} = \begin{cases} 0, \text{ якщо } i=0, \\ \frac{1,5 - \alpha^0}{\alpha}, \text{ якщо } i=1, \\ \vdots \\ \frac{1,5 - \alpha^{i-1} + \sum_0^{i-2} \alpha^j}{\alpha^i}, \text{ якщо } i=1. \end{cases} \quad (3.4)$$

Результати моделювання показують, що при  $\alpha < 1,55$  застосування сигналів, що форсують, при інерційному врівноваженні призводить до появи  $\Delta A_{\text{врівн}}$ , значення якого починає перевищувати  $\Delta A_{\text{кв}}$ . Отже третій інтервал задається співвідношенням  $1,55 < \alpha < \alpha_2$ . При зменшенні  $\alpha$  нижче зазначеної межі характер інерційного врівноваження стає більш коливальним і з'являється ймовірність пропуску точок, в яких  $\Delta A_{\text{врівн}}$  перевищує норму. Усунення зазначеного недоліку можна здійснити зменшенням кроку змінення  $A_{\text{вх}}$  і, відповідно, з істотним збільшенням часу моделювання. Тому при виході за зазначений інтервал  $\alpha$  оцінювання динамічних характеристик процесу прискореного врівноваження із застосуванням зазначеної методики дослідження точок розриву стає складним.

### 3.2 Математичні моделі похибок установалення при форсованій компенсації динамічних похибок I роду

Відповідно до діаграми прискореного врівноваження з використанням сигналів, що форсують, наведеної на рис. 2.5, а, наприкінці старшого (n-1)-го такту врівноваження компенсуючий сигнал набуває значення

$$A_{k_{n-1}}(t) = a_{n-1} (Q_{n-1} + \Delta Q_{\dot{\alpha}_{n-1}}) (1 - e^{-t/\tau}).$$

Наприкінці (n-2)-го такту:

$$A_{k_{n-2}}(t) = A_{k_{n-1}}(t) + (a_{n-1}Q_{n-1} + a_{n-2}Q_{n-2} - A_{k_{n-1}}(t) + a_{n-2}\Delta Q_{n-2})(1 - e^{-t/\tau})$$

Після підстановки  $A_{k_{n-1}}(t)$  і перетворень маємо:

$$A_{k_{n-2}}(t) = a_{n-1}Q_{n-1} + a_{n-2}Q_{n-2} - a_{n-1}Q_{n-1}e^{-t/\tau} - a_{n-2}Q_{n-2}e^{-t/\tau} + a_{n-1}\Delta Q_{n-1}(1 - e^{-t/\tau})e^{-t/\tau} + a_{n-2}\Delta Q_{n-2}(1 - e^{-t/\tau})$$

Послідовно одержуючи аналогічні вирази для кожного  $i$ -го такту, на молодшому нульовому такті остаточно маємо:

$$A_{k_0}(t) = \sum_0^{n-1} a_i Q_i (1 - e^{-(n-1)(-t/\tau)}) + (1 - e^{-t/\tau}) \sum_0^{n-1} a_i \Delta Q_{\partial_i} e^{(n-i-1)(-t/\tau)}$$

В останній формулі можна вичленувати дві складові. Першу  $A_{k_0}(t)_{cm} = \sum_0^{n-1} a_i Q_i$  — статичну. Саме вона є результатом перетворення представленим у вигляді вихідного коду.

Другу складову

$$A_{k_0}(t)_{дин} = - \sum_0^{n-1} a_i Q_i e^{(n-1)(-t/\tau)} + (1 - e^{-t/\tau}) \sum_0^{n-1} a_i \Delta Q_{\partial_i} e^{(n-i-1)(-t/\tau)}$$

динамічну. Вона впливає на формування статичної складової в процесі врівноваження і визначає ступінь "відриву" між статичною складовою  $A_{k_0}(t)_{cm}$  і миттєвим значенням  $A_{k_0}(t)$  по закінченні молодшого такту. Наприкінці будь-якого  $i$ -го такту значення  $A_{k_i}(t)$ , відповідно, визначається за виразом

$$A_{k_i}(t) = \sum_{i=1}^{n-1} a_i Q_i (1 - e^{(n-1)(-t/\tau)}) + (1 - e^{-t/\tau}) \sum_{i=1}^{n-1} a_i \Delta Q_{\partial_i} e^{(n-i-1)(-t/\tau)} \quad (3.5)$$

Остання формула використовується в програмі моделювання "особливих" точок при аналого-цифровому врівноваженні із сигналами, що форсують, на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ). Математична модель похибки установаження  $\delta Q$  на інтервалі  $\alpha$  при прискореному форсованому врівноваженні може бути отримана шляхом дослідження діаграм перетворення і межових кодових комбінацій в особливих точках. Необхідно відзначити, що використання "подовженого" алгоритму "тільки включення" дає незначне збільшення кількості устаткування в цифровій частині АЦП. Істотним у цьому випадку є зменшення похибок квантування і врівноваження. Складання рівнянь балансу при прискореному форсованому врівноваженні здійснюється за результатами моделювання особливих точок. Нехай  $\alpha$ , змінюється у бік зменшення. Тоді, при  $\alpha=1,98$ ,  $n=8$ , характер аналого-цифрового врівноваження має вигляд, аналогічний наведеному на рис. 2.5, а. У точці розриву в додатній зоні  $A_{ex}$  (від'ємна зона відображається симетрично) зафіксовані межові кодові комбінації:

Номери розрядів	7	6	5	4	3	2	1	0	-1
$N_{i-1}$	1	$\bar{1}$	1	1	1	1	1	$\bar{1}$	1
$N_i$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$
$N_{i+1}$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1

Рівняння балансу в цьому випадку може бути отримане на підставі таких міркувань. Нехай "чиста" похибка установаження ваги 7-го розряду без врахування значення сигналу, що форсує, визначається виразом  $\Delta \tilde{Q}_7 = \Delta Q_7 - \Delta Q_{d7}$ . Позначимо відносну похибку установаження

$\delta Q = \Delta Q_7 / (Q_7 + \Delta Q_{d7})$  через  $x$ . При цьому  $\Delta Q_7 = x(Q_7 + \Delta Q_{d7})$ . Тоді

враховуючи, що  $\Delta Q_d = Q_7 \delta Q_d$ , маємо  $\Delta Q_7 = x Q_7 (1 + \delta Q_d)$ .

$$\text{Тому } \Delta \tilde{Q}_7 = x Q_7 (1 + \delta Q_d) - Q_7 \delta Q_d = Q_7 (x(1 + \delta Q_d) - \delta Q_d).$$

З іншого боку

$$\Delta \tilde{Q}_7 = \sum_0^5 Q_i - Q_6 + \Delta Q_{\partial_0} - \Delta Q_0^* + 1,5 Q_0.$$

Розкриваючи значення  $\Delta Q_0^*$ ,  $\Delta \tilde{Q}_1^*$ ,  $\Delta \tilde{Q}_2^*$  і т.д., маємо

$$\Delta Q_0^* = x(Q_0 + \Delta Q_{\partial_0} + \Delta \tilde{Q}_1^*) = x(Q_0(1 + \delta Q_{\partial}) + \Delta \tilde{Q}_1^*),$$

$$\Delta \tilde{Q}_1^* = \Delta Q_1^* - \Delta Q_{\partial_1} = x(Q_0 + \Delta Q_{\partial_1} + \Delta \tilde{Q}_2^*) - \Delta Q_{\partial_1} = x(Q_1(1 + \delta Q_{\partial}) + \Delta \tilde{Q}_2^*) - Q_1 \delta Q_{\partial},$$

...

$$\Delta \tilde{Q}_6^* = x(Q_6(1 + \delta Q_{\partial}) + \Delta \tilde{Q}_7^*) - Q_6 \delta Q_{\partial}.$$

Підставляючи у вираз для  $\Delta Q_0^*$  послідовно значення  $\Delta \tilde{Q}_1^*$ ,  $\Delta \tilde{Q}_2^*$ , ...,  $\Delta \tilde{Q}_6^*$  і групуючи члени, отримаємо

$$\Delta Q_0^* = \left( \sum_0^5 x^i Q_i - x^6 Q_6 \right) (x(1 + \delta Q_{\partial}) - \delta Q_{\partial}) - x^7 \Delta \tilde{Q}_7.$$

Вводячи отримане значення  $\Delta \tilde{Q}_0^*$  в основне рівняння для  $\Delta \tilde{Q}_7^*$ , маємо

$$\Delta \tilde{Q}_7^* = \sum_0^5 Q_i - Q_6 + \Delta Q_{\partial_0} - \left( \sum_0^5 x^i Q_i - x^6 Q_6 \right) (x(1 + \delta Q_{\partial}) - \delta Q_{\partial}) + x^7 \Delta \tilde{Q}_7 + 1,5 Q_0.$$

Групуючи і переходячи від  $Q_i$  до  $\alpha^i$ , отримаємо рівняння балансу для  $n=8$

$$(x(1 + \delta Q_{\partial}) - \delta Q_{\partial})(\alpha^7(1 - x^7) + \sum_0^5 \alpha^i x^i - \alpha^6 x^6) - \sum_0^5 \alpha^i + \alpha^6 - \delta Q_{\partial} - 1,5 = 0.$$

Моделювання при великих  $n$  ( $n=9, 10$ ) показує, що характер граничних кодових комбінацій не змінюється. Зміна  $n$  змінює тільки довжину "хвоста" молодших розрядів. У зв'язку з вищевказаним для узагальненого  $n$  рівняння балансу  $F_1(x, \alpha, \delta Q_{\partial}) = 0$  на інтервалі  $\alpha_1 < \alpha < 2,00$

мас вигляд

$$(x(1+\delta Q_\partial)-\delta Q_\partial)(\alpha^{n-1}(1-x^{n-1})+\sum_0^{n-3} \alpha^i x^i - \alpha^{n-2} x^{n-2}) - \sum_0^5 \alpha^i + \alpha^{n-2} - \delta Q_\partial - 1,5 = 0. \quad (3.6)$$

Зменшення  $\alpha$  змінює характер інерційного врівноваження (рис. 2.5, б). Так, при  $\alpha=1,95$  і  $n=9$  граничні кодові комбінації в критичній точці мають вигляд:

$N_{i-1}$	1	1	$\bar{1}$	1	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1
$N_i$	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$
$N_{i+1}$	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1

Рівняння балансу може бути отримано з виразу

$$\Delta \tilde{Q}_7^* = \sum_0^5 Q_i - Q_6 + \Delta \tilde{Q}_0^* + 1,5 Q_0.$$

З іншого боку,  $\Delta \tilde{Q}_7^* = \Delta Q_7^* - \Delta Q_{\partial 7} = Q_7(x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial) + x \Delta \tilde{Q}_8$ .

Оскільки  $\Delta \tilde{Q}_8 = \Delta Q_8 - \Delta Q_{\partial 8} = Q_8(x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial)$ , тоді:

$$\Delta \tilde{Q}_7^* = (x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial)(Q_7 + x Q_8).$$

Значення  $\Delta Q_0^*$  за аналогією з попереднім випадком визначається таким чином

$$\Delta \tilde{Q}_0^* = (\sum_0^5 Q_i x^i - x^6 Q_6)(x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial) - x^7 \Delta \tilde{Q}_7^*.$$

Підставляючи  $\Delta Q_0^*$  у вихідний вираз для  $\Delta \tilde{Q}_7^*$ , остаточно отримуємо рівняння балансу для  $n=9$

$$(x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial)((\alpha^7 + x \alpha^8)(1-x^7) + \sum_0^5 \alpha^i x^i - \alpha^6 x^6) - \sum_0^5 \alpha^i + \alpha^6 - 1,5 = 0.$$



Моделювання показує, що зі збільшенням  $n$  міняється тільки довжина "хвоста" у молодших розрядах. На підставі вищевказаного для узагальненого  $n$  рівняння балансу  $F_2(x, \alpha, \delta Q_0, n) = 0$  на інтервалі  $\alpha_1 < \alpha < \alpha_2$  має вигляд

$$(x(1 + \delta Q_0) - \delta Q_0)((\alpha^{n-2} + x\alpha^{n-1})(1 - x^{n-2}) + \sum_0^{n-4} \alpha^i x^i - \alpha^{n-3} x^{n-3}) - \sum_0^{n-4} \alpha^i + \alpha^{n-3} - 1,5 = 0. \quad (3.7)$$

Подальше зменшення  $\alpha$  знову змінює характер врівноваження.

У випадку  $\alpha = 1,90$  і  $n = 10$  граничні кодові комбінації в критичній точці мають вигляд

$N_{i-1}$	1	1	1	$\bar{1}$	1	1	1	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$
$N_i$	1	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$
$N_{i+1}$	1	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1

Рівняння балансу при цьому виводиться за допомогою виразу

$$\Delta \tilde{Q}_7^* = \sum_0^5 Q_i - Q_6 - \Delta \tilde{Q}_0^* + 1,5 Q_0.$$

При цьому  $\Delta \tilde{Q}_7^* = Q_7(x(1 + \delta Q_0) - \delta Q_0) + x \Delta \tilde{Q}_8^*$ ,

$\Delta \tilde{Q}_8^* = Q_8(x(1 + \delta Q_0) - \delta Q_0) + x \Delta \tilde{Q}_9$ , а  $\Delta \tilde{Q}_9 = Q_9(x(1 + \delta Q_0) - \delta Q_0)$ . Підставляючи значення  $\Delta \tilde{Q}_8^*$  і  $\Delta \tilde{Q}_9$  у вираз для  $\Delta \tilde{Q}_7^*$ , отримаємо

$\Delta \tilde{Q}_7^*$  і  $\Delta \tilde{Q}_9$  у вираз для  $\Delta \tilde{Q}_7^*$ , отримаємо

$\Delta \tilde{Q}_7^* = (x(1 + \delta Q_0) - \delta Q_0)(Q_7 + xQ_8 + x^2Q_9)$ . Аналогічно можна знайти

$$\Delta \tilde{Q}_0^* = (\sum_0^5 Q_i x^i - x^6 Q_6)(x(1 + \delta Q_0) - \delta Q_0) - x^7 \Delta \tilde{Q}_7^*.$$

Підставляючи значення  $\Delta Q_0^*$  у вихідний вираз для  $\Delta \tilde{Q}_7^*$  і прово-

дячи перетворення, маємо

$$(x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0)(\alpha^7 + x\alpha^8 + x^2\alpha^9)(1-x^7) + \sum_0^5 \alpha^i x^i - \alpha^6 x^6 - \sum_0^5 \alpha^i + \alpha^6 - 1,5 = 0.$$

Збільшення  $n$  і в цьому випадку також змінює тільки довжину "хвоста" у молодших розрядах. Тому для узагальненого  $n$  рівняння балансу  $F_3(x, \alpha, \delta Q_0, n) = 0$  на інтервалі  $\alpha_2 < \alpha < \alpha_3$  має вигляд

$$\begin{aligned} & (x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0)(\alpha^{n-3} + x\alpha^{n-2} + x^2\alpha^{n-1})(1-x^{n-3}) + \\ & + \sum_0^{n-5} \alpha^i x^i - \alpha^{n-4} x^{n-4} - \sum_0^{n-5} \alpha^i + \alpha^{n-4} - 1,5 = 0. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Зменшення  $\alpha$  до значення 1,80 істотно змінює характер інерційного врівноваження в критичних точках і точках розриву. Як показано на рис. 3.6, а, "хвіст" молодших розрядів при цьому провисає нижче рівня  $A_{ex}$ , з'являється коливальність  $A_k(t)$  відносно  $A_{ex}$ . У точці розриву межові кодові комбінації мають вигляд

$N_{i-1}$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1	1	$\bar{1}$
$N_i$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1	1	1
$N_{i+1}$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$

Вихідний вираз для виведення рівняння балансу має вигляд

$$\Delta \tilde{Q}_4^* = Q_2 + Q_1 + Q_0 - Q_3 + 1,5Q_0. \text{ При цьому}$$

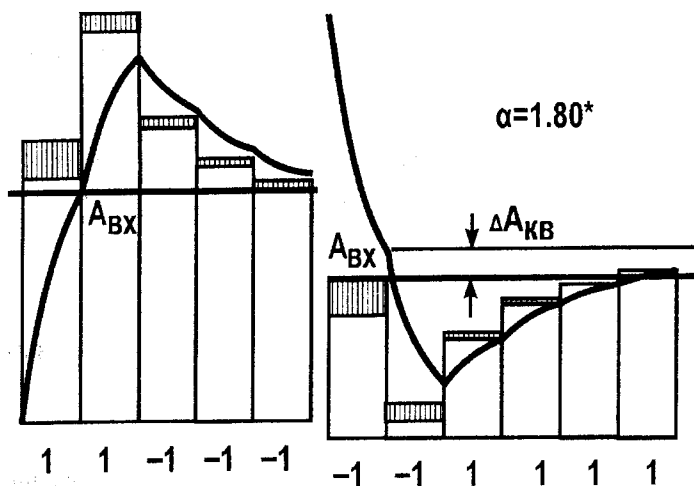
$$\Delta \tilde{Q}_0^* = Q_0(x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0) + x \Delta \tilde{Q}_1^*,$$

$$\Delta \tilde{Q}_1^* = Q_1(x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0) + x \Delta \tilde{Q}_2^*,$$

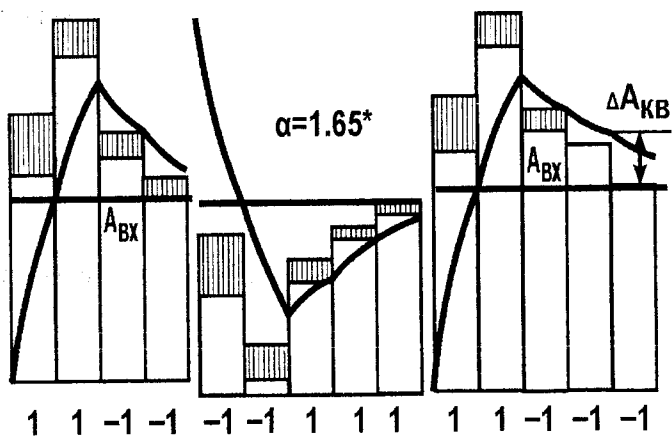
$$\Delta \tilde{Q}_2^* = Q_2(x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0) - x \Delta \tilde{Q}_3^*,$$

$$\Delta \tilde{Q}_3^* = Q_3(x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0) + x \Delta \tilde{Q}_4^*.$$

Роблячи підстановки, одержимо проміжний вираз для рівняння балансу



a)



б)

a)  $\alpha = 1,80$ ;

б)  $\alpha = 1,65$

Рисунок 3.6 – Прискорене форсоване врівноваження на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) за “подовженим” алгоритмом

$$\Delta \tilde{Q}_4^*(1-x^4) + (Q_0 + xQ_1 + x^2Q_2 - x^3Q_3)(x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial) + Q_3 - Q_2 - Q_1 - Q_0 - 1,5Q_0 = 0.$$

З іншого боку,  $\Delta \tilde{Q}_4^* = Q_4(x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial) + x \Delta \tilde{Q}_5^*$ . При цьому

$$\Delta \tilde{Q}_5^* = Q_5(x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial) + x \Delta \tilde{Q}_6^*, \dots, \Delta \tilde{Q}_9 = Q_9(x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial).$$

Після підстановок

$$\Delta \tilde{Q}_4^* = (x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial)(Q_4 + xQ_5 + x^2Q_6 + x^3Q_7 - x^4Q_8 - x^5Q_9).$$

Вводячи значення  $\Delta \tilde{Q}_4^*$  у проміжний вираз рівняння балансу і роблячи перетворення, остаточно маємо

$$(x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial)((\alpha^4 + x\alpha^5 + x^2\alpha^6 + x^3\alpha^7 - x^4\alpha^8 - x^5\alpha^9)(1-x^4) + 1 + x\alpha + x^2\alpha^2 - x^3\alpha^3) + \alpha^3 - \alpha^2 - \alpha - 2,5 = 0.$$

Збільшення кількості розрядів призводить до подовження "хвоста" молодших розрядів. Так, зокрема, для  $n=11$  межові кодові комбінації мають вигляд

$N_{i-1}$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1	1	1	$\bar{1}$
$N_i$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1	1	1	1
$N_{i+1}$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	1

$$A^T = 12.$$

$N_{i-1}$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1	1	1	1	$\bar{1}$
$N_i$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1	1	1	1	1
$N_{i+1}$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	1	1

На підставі вищевикладеного рівняння балансу  $F_1(x, \alpha, \delta Q_\partial, n) = 0$  для узагальненого  $n$  на інтервалі  $\alpha_4 < \alpha < \alpha_3$  має вигляд

$$(x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0)(\alpha^{n-6} + x\alpha^{n-5} + x^2\alpha^{n-4} + x^3\alpha^{n-3} - x^4\alpha^{n-2} - x^5\alpha^{n-1})(1-x^{n-6}) + \sum_0^{n-8} x^j \alpha^j - x^{n-7} \alpha^{n-7} + \alpha^{n-3} - \sum_0^{n-8} \alpha^j - 1,5=0. \quad (3.9)$$

Порівнюючи (3.17) з (3.16), (3.15) і (3.14), необхідно відзначити послаблення в (3.17) впливу  $n$ . Це обумовлено тим, що основний внесок у значення багаточлена в квадратних дужках вносять члени з малим показником степеня при  $x$ . Із зростанням  $n$  значення  $x^i$  швидко падає, оскільки  $x < 1$ .

Подальше зменшення  $\alpha$  знову дещо змінює характер інерційного врівноваження в критичних точках і точках розриву. Так, при  $\alpha=1,75$  і  $n=12$  межові кодові комбінації мають вигляд

$N_{i-1}$	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1	1	$\bar{1}$
$N_i$	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1	1	1
$N_{i+1}$	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1

Вихідним виразом для висновку рівняння балансу в цьому випадку є рівність  $\Delta \tilde{Q}_4^* = Q_2 + Q_1 + Q_0 - Q_3 - \Delta \tilde{Q}_0^* + 1,5Q_0$ . При цьому

$$\begin{aligned} \Delta \tilde{Q}_0^* &= Q_0(x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0) + x \Delta \tilde{Q}_1^*, \\ \Delta \tilde{Q}_1^* &= Q_1(x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0) + x \Delta \tilde{Q}_2^*, \\ \Delta \tilde{Q}_2^* &= Q_2(x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0) - x \Delta \tilde{Q}_3^*, \\ \Delta \tilde{Q}_3^* &= Q_3(x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0) + x \Delta \tilde{Q}_4^*. \end{aligned}$$

Після підстановок

$$\Delta \tilde{Q}_4^* = (x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0)(Q_0 + xQ_1) + (x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0)(x^2Q_2 + x^3Q_3) - x^4 \Delta \tilde{Q}_4^*.$$

Вводячи значення  $\Delta \tilde{Q}_0^*$  у вихідну формулу для  $\Delta \tilde{Q}_4^*$ , маємо проміжне рівняння балансу

$$\Delta \tilde{Q}_4^* (1-x^4) + (x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial)(Q_0 + xQ_1) + (x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial)(x^2Q_2 + x^3Q_3) + Q_3 - Q_2 - Q_1 - Q_0 - 1,5Q_0 = 0.$$

З іншого боку

$$\Delta \tilde{Q}_4^* = (x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial)(Q_4 + xQ_5 + x^2Q_6 + x^3Q_7 + x^4Q_8 - x^5Q_9 - x^6Q_{10} - x^7Q_{11}).$$

Підставляючи  $\Delta \tilde{Q}_4^*$  у проміжне рівняння балансу, остаточно отримаємо

$$(x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial)(1+x\alpha) + (x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial)((\alpha^4 + x\alpha^5 + x^2\alpha^6 + x^3\alpha^7 + x^4\alpha^8 - x^5\alpha^9 - x^6\alpha^{10} - x^7\alpha^{11}) * (1-x^4) + x^2\alpha^2 - x^3\alpha^3) + \alpha^3 - \alpha^2 - \alpha - \alpha^0 - 1,5 = 0.$$

Збільшення кількості розрядів призводить до подовження "хвоста" молодших розрядів. У зв'язку з цим рівняння балансу  $F_l(x, \alpha, \delta Q_\partial, n) = 0$  на інтервалі  $1,67 < \alpha < 1,76$  для узагальненого  $n$  після відповідних перетворень має вигляд

$$\begin{aligned} & \left[ x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial \right] (1+x\alpha) + \left[ x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial \right] \left[ \sum_2^{n-10} x^l \alpha^l - x^{n-9} \alpha^{n-9} + \right. \\ & + (\alpha^{n-8} + x\alpha^{n-7} + x^2\alpha^{n-6} + x^3\alpha^{n-5} + x^4\alpha^{n-4} - x^5\alpha^{n-3} - x^6\alpha^{n-2} - \\ & \left. - x^7\alpha^{n-1}) \times (1-x^{n-8}) \right] + \alpha^{n-9} - \sum_0^{n-10} \alpha^l - 1,5 = 0. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Варто відзначити, що отримана формула справедлива при  $n > 12$ . При менших  $n$  характер врівноваження в критичних точках і точках розриву істотно змінюється. Дана обставина призводить до того, що "стійку" узагальнену формулу рівняння балансу за зазначених умов одержати не вдається.

При  $\alpha < \alpha_2$  характер інерційного аналого-цифрового врівноваження в критичних точках і точках розриву знову змінюється. Коливальність підсилюється, значно слабшає залежність  $t_T$  від числа роз-

рядів. При  $\alpha=1,65$  і  $n=13$  межові кодові комбінації в точці розриву мають вигляд

$N_{i-1}$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1	1	1	$\bar{1}$	1	1	$\bar{1}$
$N_i$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1	1	1	1	1	1	1
$N_{i+1}$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1

Відповідно до діаграми врівноваження, наведеної на рис. 3.6, б, вихідний вираз для рівняння балансу має вигляд

$$\Delta\tilde{Q}_3^* = Q_1 + Q_0 - Q_2 - \Delta\tilde{Q}_0^* + 1,5Q_0.$$

При цьому  $\Delta Q_0^* = xQ_0 + \Delta\tilde{Q}_1^*$ ;  $\Delta\tilde{Q}_1^* = Q_1(x(1+\delta Q_{\partial_1}) - \delta Q_{\partial_1}) - x\Delta\tilde{Q}_2^*$ ,

$$\Delta Q_2 = Q_2(x(1+\delta Q_{\partial_2}) - \delta Q_{\partial_2}) + x \Delta Q_3.$$

Після підстановок маємо

$$\Delta Q_0^* = xQ_0 + xQ_1(x(1+\delta Q_{\partial_1}) - \delta Q_{\partial_1}) - x^2Q_2(x(1+\delta Q_{\partial_2}) - \delta Q_{\partial_2}) + x^3\Delta\tilde{Q}_3^*.$$

Вводячи  $\Delta Q_0^*$  у вихідну формулу для  $\Delta\tilde{Q}_3^*$ , отримаємо проміжне рівняння балансу

$$\Delta\tilde{Q}_3^*(1-x^3) + xQ_0 + xQ_1(x(1+\delta Q_{\partial_1}) - \delta Q_{\partial_1}) - x^2Q_2(x(1+\delta Q_{\partial_2}) - \delta Q_{\partial_2}) + Q_2 - Q_1 - Q_0 - 1,5Q_0 = 0.$$

З іншого боку

$$\Delta\tilde{Q}_3^* = Q_3(x(1+\delta Q_{\partial_3}) - \delta Q_{\partial_3}) + x \Delta\tilde{Q}_4^*; \Delta\tilde{Q}_4^* = Q_4(x(1+\delta Q_{\partial_4}) - \delta Q_{\partial_4}) + x \Delta\tilde{Q}_5^*,$$

...

$$\Delta\tilde{Q}_{11}^* = Q_{11}(x(1+\delta Q_{\partial_{11}}) - \delta Q_{\partial_{11}}) - x \Delta\tilde{Q}_{12}^*; \Delta\tilde{Q}_{12}^* = Q_{12}(x(1+\delta Q_{\partial_{12}}) - \delta Q_{\partial_{12}}).$$

Підставляючи кожне наступне рівняння в попереднє, маємо

$$\Delta Q_3^* = \sum_3^6 Q_i x^{i-3} \left[ x(1 + \delta Q_{\partial_i}) - \delta Q_{\partial_i} \right] - \sum_7^{10} Q_i x^{i-3} \left[ x(1 + \delta Q_{\partial_i}) - \delta Q_{\partial_i} \right] + \sum_{11}^{12} Q_i x^{i-3} \left[ x(1 + \delta Q_{\partial_i}) - \delta Q_{\partial_i} \right].$$

З урахуванням останнього виразу рівняння балансу має вигляд

$$\left\{ \sum_3^6 \alpha^i x^{i-3} \left[ x(1 + \delta Q_{\partial_i}) - \delta Q_{\partial_i} \right] - \sum_7^{10} \alpha^i x^{i-3} \left[ x(1 + \delta Q_{\partial_i}) - \delta Q_{\partial_i} \right] + \sum_{11}^{12} \alpha^i x^{i-3} \left[ x(1 + \delta Q_{\partial_i}) - \delta Q_{\partial_i} \right] \right\} (1 - x^3) + x + x\alpha^1 \left[ x(1 + \delta Q_{\partial_i}) - \delta Q_{\partial_i} \right] - x^2 \alpha^2 \left[ x(1 + \delta Q_{\partial_1}) - \delta Q_{\partial_1} \right] + \alpha^2 - \alpha - \alpha^0 - 1,5 = 0.$$

Збільшення числа розрядів понад  $n=13$  призводить у більшості випадків до того, що в критичних точках і точках розриву змінюється вигляд кодових комбінацій тільки в старших розрядах. Причому тривалість  $t_T$  при  $n=13-16$  коливається відносно середнього рівня в незначних межах (біля  $+0,5\%$ ) як зростаючи, так і зменшуючись. При збільшенні  $n$  зазначене "тремтіння"  $t_T$  згасає. Таким чином, у випадку  $\alpha < 1,67$  залежність  $x$  від  $n$  істотно слабшає, хоча і носить складний стрибкоподібний характер. У цьому зв'язку необхідно обрати таку формулу рівняння балансу, що, з одного боку, узагальнює залежність від  $n$ , а з іншого, дає мінімальну похибку  $\varepsilon$  оцінювання  $x$ . Порівнюючи в останнім виразі члени  $x^0 \alpha^3 = 4,5$  і  $x^9 \alpha^{12} = 2 \cdot 10^{-2}$ , необхідно відзначити, що останній член складає від першого не більш  $0,5\%$ . Уведення в формулу членів з більш високими степенями ще зменшить  $\varepsilon$ . Так, аналізуючи результати моделювання для  $n=15$  і  $n=16$ , необхідно відзначити, що тривалості тактів в обох випадках збігаються і рівні  $t_T = 1,070\tau$ . Отже, використовуючи рівняння балансу, складене для випадку  $n=15$ , отримаємо більш "універсальну" формулу  $F_6(x, \alpha, \delta Q_0) = 0$ . Вона пред-



ставляється як:

$$\left\{ \sum_3^6 \alpha^i x^{i-3} \left[ x(1 + \delta Q_{\partial_i}) - \delta Q_{\partial_i} \right] - \sum_7^{11} \alpha^i x^{i-3} \left[ x(1 + \delta Q_{\partial_i}) - \delta Q_{\partial_i} \right] + \right. \\ \left. + \sum_{12}^{14} \alpha^i x^{i-3} \left[ x(1 + \delta Q_{\partial_i}) - \delta Q_{\partial_i} \right] \right\} (1 - x^3) + x + x\alpha \left[ x(1 + \delta Q_{\partial_1}) - \delta Q_{\partial_1} \right] - \\ - x^2 \alpha^2 \left[ x(1 + \delta Q_{\partial_2}) - \delta Q_{\partial_2} \right] + \alpha^2 - \alpha - \alpha^0 - 1.5 = 0. \quad (3.11)$$

Похибка оцінювання  $x$  за допомогою (3.12) не буде перевищувати  $\epsilon=0,1\%$ . При подальшому зменшенні  $\alpha$  характер інерційного врівноваження в критичних точках і точках розриву в основному зберігається. Проте у випадку  $\alpha < 1,55$  похибка  $\Delta A_{\text{врівн}}$  при визначених  $t_T$  починає перевищувати норму у відсутності критичних точок або точок розриву. При виході  $\alpha$  за зазначену межу коливальність характеру інерційного врівноваження зростає і з'являється ймовірність пропуску точок, у яких  $\Delta A_{\text{врівн}}$  не відповідає нормі:

$$1,55 < \alpha < 2,00.$$

На підставі вищевикладеного математична модель похибки встановлення прискореного форсованого врівноваження на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$  для "подовженого" алгоритму "тільки включення" задається складеною кусково-гладкою функцією, вираженою у вигляді

$$\delta Q(\alpha, n, \delta Q_{\partial}) = \begin{cases} \delta Q_1, \text{ якщо } \alpha_1 \leq \alpha \leq 2,00, \\ \delta Q_2, \text{ якщо } \alpha_2 \leq \alpha < \alpha_1, \\ \vdots \\ \delta Q_6, \text{ якщо } 1,55 < \alpha < 1,67, \end{cases} \quad (3.12)$$

де  $\delta Q_1, \delta Q_2, \dots, \delta Q_6$  знаходяться, відповідно, зі співвідношень (3.8) – (3.11).

Значення  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$  визначаються шляхом спільного розв'язання пар рівнянь, відповідно, функцій  $\delta Q_1(\alpha, n, \delta Q_0)$  і  $\delta Q_2(\alpha, n, \delta Q_0)$ ,  $\delta Q_2(\alpha, n, \delta Q_0)$  і  $\delta Q_3(\alpha, n, \delta Q_0)$ ,  $\delta Q_3(\alpha, n, \delta Q_0)$  і  $\delta Q_4(\alpha, n, \delta Q_0)$ ,  $\delta Q_4(\alpha, n, \delta Q_0)$  і  $\delta Q_5(\alpha, n, \delta Q_0)$ . Обчислення зазначених значень  $\alpha = f(n)$  виконується в середовищі пакета "MathCAD". При  $n=16$   $\alpha_1=1,98$ ;  $\alpha_2=1,97$ ;  $\alpha_3=1,88$ ;  $\alpha_4 \approx 1,76$ . Для врахування подовження розрядної сітки НПСЧ при зменшенні  $\alpha$  у вищерозглянутих формулах замість  $n$  можна використовувати функцію  $n_\alpha = n(\ln 2 / \ln \alpha)$ . Але на результати це впливає слабко, а час обчислень істотно зростає. Аналогічним чином може бути складено математичну модель  $\delta Q$  похибки установлення  $\delta Q$  форсованого прискороного врівноваження при використанні "скороченого" алгоритму. Проте, у зв'язку з підвищеним рівнем похибок  $\Delta A_{\text{кв.мах}}$  і  $\Delta A_{\text{привн.мах}}$ , застосування "скороченого" алгоритму є обмеженим.

### 3.3 Розробка математичної моделі похибки установлення при прискороному форсованому врівноваженні на основі НПСЧ (0,1)

Використання НПСЧ (0,1) на відміну від НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) принципово не може забезпечити при порозрядному врівноваженні автокомпенсації динамічних похибок, що виникають при переключенні розрядів АЦП. Компенсація похибок установлення в цій ситуації можлива тільки при використанні додаткових сигналів, що форсують. Розроблено два способи прискороного форсованого врівноваження на основі НПСЧ (0,1): простий [108] і адаптований [208]. У загальному випадку і перший, і другий способи можуть бути реалізовані АЦП, структурну схему якого представлено на рис. 3.2, б. Призначення блоків тут аналогічно блокам схеми на рис. 3.2, а. В окремому випадку генератор  $\Delta A_{\delta_i}$  може бути відсутнім. Його роль, як, наприклад, на рис. 2.2, а, може виконувати  $\alpha$ -ЦАП, подібно тому, як це здійснюється в АЦП на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ). Суть першого способу прискороного аналогоцифрового врівноваження полягає в тім, що на кожному такті перетворення незалежно від результату порівняння на попередньому такті ра-

зом з основними компенсуючими сигналами використовуються додаткові форсуючі сигнали. При цьому загальний компенсуючий сигнал на  $i$ -му такті формується як сума відповідного набору основних еталонних сигналів і  $i$ -го форсуючого сигналу. При другому способі використання форсуючого сигналу на кожному наступному ( $i+1$ )-му такті (за винятком першого) залежить від результату порівняння на попередньому. При цьому, якщо в результаті порівняння на  $i$ -му такті встановлено, що  $A_{ax} \geq A_{k_i}(t) + \Delta A_{\partial_i}$ , то на ( $i+1$ )-му такті форсуючий сигнал включається. Якщо ж  $A_{ax} < A_{k_i}(t) + \Delta A_{\partial_i}$ , то не включається. Тут

$A_{k_i}(t) = \sum_1^{n-1} a_i Q_i$  – сума основних еталонних сигналів. Наявність фор-

суючих сигналів у ході інерційного врівноваження на основі НПСЧ (0,1) має таку ж дію, як і у випадку застосування НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ). У зв'язку з цим доцільно провести дослідження припустимих значень  $\delta Q_0$  на інтервалі  $\alpha$  за умови нерозривності характеристики вхід-вихід АЦП на основі НПСЧ (0,1), коли  $\Delta A_{кв.} = \Delta A_{врівн.} \leq 1,5 Q_0$ . Причому зазначені дослідження варто виконати і для випадку безінерційного врівноваження, коли відсутні динамічні похибки або їхні значення не можуть впливати на результат перетворення. Розглянемо випадок, коли використовується простий прискорений алгоритм. При цьому додаткові сигнали включаються на всіх тактах врівноваження. Комп'ютерне моделювання на інтервалі  $1,67 < \alpha < 2,00$  у виявлених точках розриву і критичних точках показало, що межові кодові комбінації мають вигляд:

	n-1	n-2	n-3	...	1	0
$N_i$	0	1	1	...	1	0
$N_{i+1}$	1	0	0	...	0	0

Рівняння балансу в цьому випадку представляється у формі

$$\Delta Q_{\partial_{n-1}} = \sum_0^{n-2} Q_i - Q_{n-1} + 1,5 Q_0.$$

З огляду на те, що  $\Delta Q_{\partial_{n-1}} = \delta Q_{\partial} Q_{n-1}$ , отримаємо:

$$\delta Q_{\partial} = \frac{1,5 - \alpha^{n-1} + \sum_{i=0}^{n-2} \alpha^i}{\alpha^{n-1}}$$

При наростанні  $n$  остання формула перетворюється у співвідношення:

$$\delta Q_{\partial} = \frac{2 - \alpha}{\alpha - 1}. \quad (3.13)$$

У випадку зменшення  $\alpha$  характер безінерційного врівноваження змінюється і залежить від  $z$ . Так, у випадку  $\alpha=1,6$  і  $z=0$  (рис. 3.7, а), у критичній точці рівняння балансу має вигляд:  $\Delta Q_{\partial_0} + Q_0 = 1,5Q_0$ , звідки знаходиться:

$$\delta Q_{\partial_0} = \frac{1,5 - \alpha^0}{\alpha^0} = 0,5.$$

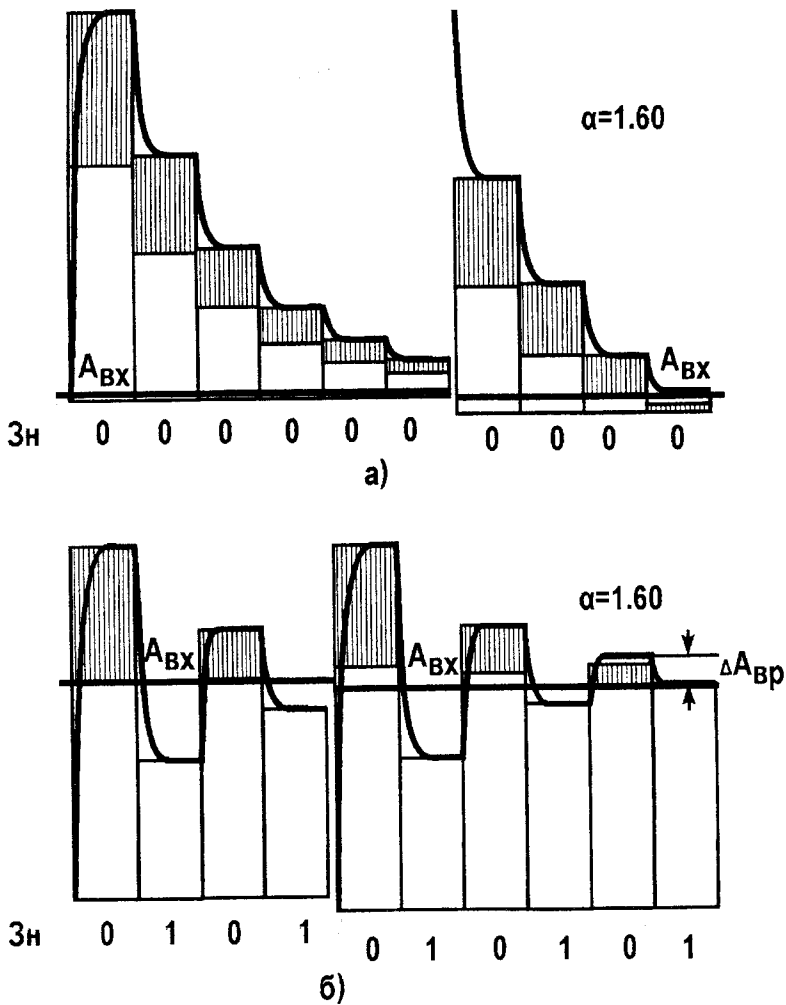
При  $z=1$  рівняння балансу задається співвідношенням:  
 $\Delta Q_{\partial_1} + Q_1 - Q_0 = 1,5Q_0$ , тому:

$$\delta Q_{\partial_1} = \frac{1,5 - \alpha + \alpha^0}{\alpha}$$

У випадку  $z=2$ :  $\delta Q_{\partial_2} = \frac{1,5 - \alpha^2 + \alpha + \alpha^0}{\alpha^2}$ .

У випадку  $z=3$ :  $\delta Q_{\partial_3} = \frac{1,5 - \alpha^3 + \alpha^2 + \alpha + \alpha^0}{\alpha^3}$ .

При  $z=l$ :  $\delta Q_{\partial_l} = \frac{1,5 - \alpha^l + \sum_{i=0}^{l-1} \alpha^i}{\alpha^l}$



- а) за простим алгоритмом;
- б) за адитивним алгоритмом

Рисунок 3.7 – Безінерційне форсоване врівноваження на основі НПСЧ (0,1)

При максимальному  $z=n-1$  
$$\delta Q_{\partial_{n-1}} = \frac{1,5 - \alpha^{n-1} + \sum_{i=0}^{n-2} \alpha^i}{\alpha^{n-1}},$$
 тобто

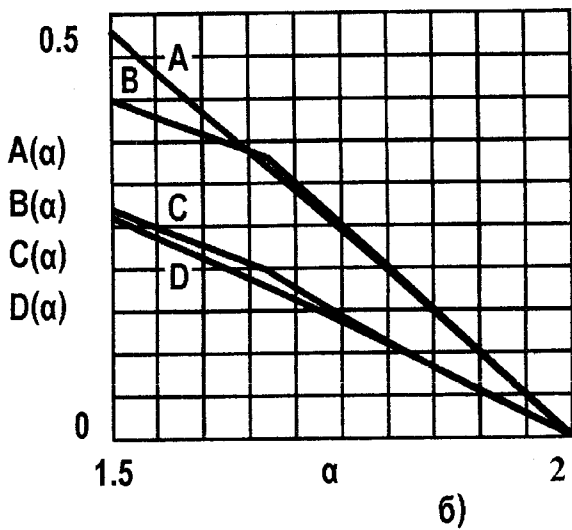
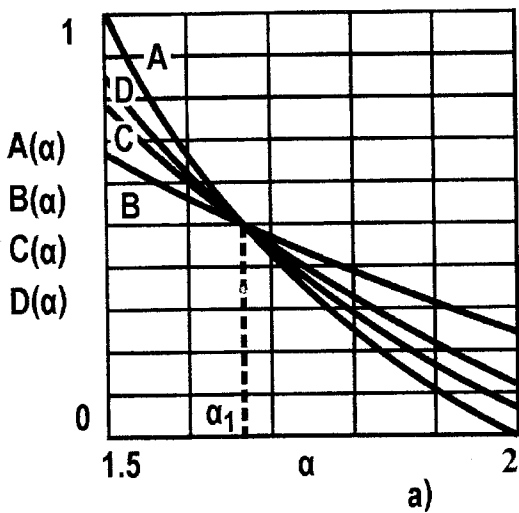
збігається зі значенням  $\delta Q_{\partial}$  для сусіднього підінтервалу. У випадку подальшого зменшення  $\alpha$  характер форсованого аналого-цифрового врівноваження не змінюється. Застосування адаптивного алгоритму при безінерційному врівноваженні на інтервалі  $1,67 < \alpha < 2,00$  особливих змін вигляду діаграм врівноваження в критичних точках в порівнянні з простим алгоритмом не дає. При цьому і рівняння балансу, і вираз для  $\delta Q_{\partial}$  збігаються з випадком використання простого алгоритму. Зменшення  $\alpha$  нижче рівня  $\alpha=1,67$  викликає зміну зовнішнього вигляду діаграми безінерційного врівноваження в критичних точках і точках розриву (рис. 3.7, б). Проте неважко переконатися, що співвідношення для рівнянь балансу і для  $\delta Q_{\partial_i}$  при всіх значеннях  $z$  такі, як і у випадку

використання простого алгоритму. Графічну ілюстрацію залежностей  $\delta Q_{\partial}(\alpha) = A(\alpha)$ ,  $\delta Q_{\partial_1}(\alpha) = B(\alpha)$ ,  $\delta Q_{\partial_2}(\alpha) = C(\alpha)$ ,  $\delta Q_{\partial_3}(\alpha) = D(\alpha)$  на інтервалі  $1,50 < \alpha < 2,00$  наведено на рис. 3.8, а. З наведеного рисунка видно, що усі функції мають одну вузлову точку перетину.

Точне значення координати  $\alpha_1$  цієї точки можна обчислити як дійсний додатний корінь рівняння, яке отримане шляхом прирівнювання правих частин формул для  $\delta Q_{\partial_0}$ ,  $\delta Q_{\partial_1}$ ,  $\delta Q_{\partial_2}$ , ...,  $\delta Q_{\partial_{n-1}}$ ,  $\delta Q_{\partial}$ .

Зокрема,  $\alpha_1$  можна знайти з рівняння 
$$0,5 = \frac{1,5 - \alpha^{n-1} + \sum_{i=0}^{n-2} \alpha^i}{\alpha^{n-1}}.$$

Розв'язуючи це й інші рівняння, одержимо у всіх випадках  $\alpha \approx 1,667$ . На підставі вищевикладеного видно, що як і у випадку НПСЧ (1,1), значення  $\delta Q_{\partial}$  залежить не тільки від  $\alpha$ , але і від  $z$ . Тому при використанні НПСЧ (0,1) також виникає задача вибору  $\delta Q_{\partial}$ , що забезпечує найкращий результат при прискореному форсованому врівноваженні на підінтервалах  $\alpha_1 < \alpha < 2,00$ ,  $\alpha < \alpha_1$ . При цьому необхідно виконання вищевказаних умов прискореного форсованого врівноваження. Для їхнього дотримання на інтервалі  $\alpha_1 < \alpha < 2,00$  досить, щоб виконувалися



a)  $\delta Q_{\partial_z} = F(\alpha)$  ;

б)  $\delta Q = F(\alpha)$

Рисунок 3.8 – Функціональні залежності для НПСЧ (0,1)

лося співвідношення:

$$\delta Q_{\partial_0} = \delta Q_{\partial_1} = \delta Q_{\partial_2} = \dots = \delta Q_{\partial_{n-1}} = \delta Q_{\partial}, \quad (3.14)$$

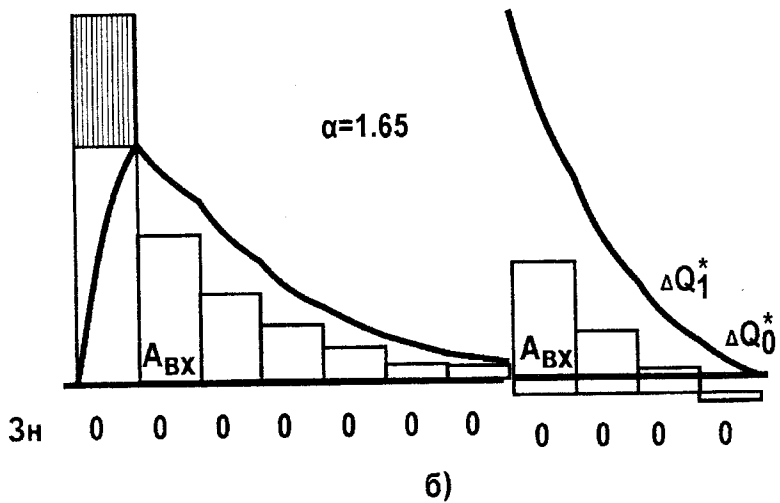
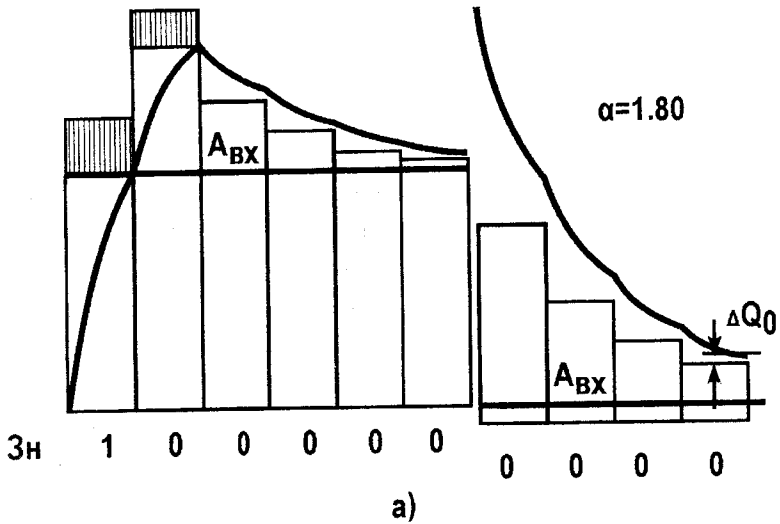
а при зростанні  $n$  – співвідношення (3.13). При  $\alpha < \alpha_1$ , з'являється безліч альтернативних варіантів. Число їх можна звести до одного, керуючись міркуваннями, аналогічними для випадку НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ). При цьому, з одного боку, значення  $\delta Q_{\partial}$  слід брати максимальним. З іншого боку, для кожного  $i$ -го розряду є обмеження на значення  $\Delta Q_{\partial_i}$ . Як обмеження при цьому виступають значення функцій  $\delta Q_{\partial_0}, \delta Q_{\partial_1}, \delta Q_{\partial_2}, \dots, \delta Q_{\partial_{n-1}}$ . Уникнути появи розривів характеристики вхід-вихід при безінерційному врівноваженні можна, якщо кожному  $i$ -му розрядові поставити у відповідність своє значення  $\Delta Q_{\partial_i}$ .

Таким чином, математична модель форсуючого сигналу при  $\alpha < \alpha_1$  має вигляд:

$$\Delta Q_{\partial_i} = \begin{cases} 0,5, & \text{якщо } i=0, \\ \frac{1,5 - \alpha + \alpha^0}{\alpha}, & \text{якщо } i=1, \\ \vdots \\ \frac{1,5 - \alpha^l + \sum_{j=0}^{l-1} \alpha^j}{\alpha^l}, & \text{якщо } i=l. \end{cases} \quad (3.15)$$

Порівнюючи максимальні значення  $\delta Q_{\partial}$  для НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ), визначених співвідношенням (3.9), і  $\delta Q_{\partial}$  для НПСЧ (0,1), що задається (3.21), необхідно відзначити, що останнє в  $\alpha$  раз більше. Використання форсуючих сигналів при інерційному врівноваженні на основі НПСЧ (0,1) дає можливість зменшити тривалість такту  $t_f$  у порівнянні з випадком застосування двійкової системи числення. На рис. 3.9, а показано прискорене форсоване врівноваження з викорис-





а)  $a_1 < a_i < 2,00$ ;

б)  $a < a_1$

Рисунок 3.9 – Прискорене форсоване врівноваження на основі НПСЧ (0,1) за адитивним алгоритмом

танням адаптивного алгоритму. При цьому наприкінці старшого (n-1)-го такту врівноваження (номер такту збігається з номером розряду) значення компенсуючого сигналу відповідає

$$A_{k_{n-1}}(t) = \left( Q_{n-1} + \beta_{n-1}^* \Delta Q_{\partial_{n-1}} \right) \left[ 1 - e^{-t/\tau} \right],$$

наприкінці (n-2)-го такту

$$A_{k_{n-2}}(t) = A_{k_{n-1}}(t) + \left( \alpha_{n-1} Q_{n-1} + Q_{n-2} + \beta_{n-2}^* \Delta Q_{\partial_{n-2}} - A_{k_{n-1}}(t) \right) \left[ 1 - e^{-t/\tau} \right],$$

в кінці (n-3)-го такту

$$A_{k_{n-3}}(t) = A_{k_{n-2}}(t) + \left( \alpha_{n-1} Q_{n-1} + \alpha_{n-2} Q_{n-2} + Q_{n-3} + \beta_{n-3}^* \Delta Q_{\partial_{n-3}} - A_{k_{n-2}}(t) \right) \left[ 1 - e^{-t/\tau} \right]$$

і т.д.

Підставляючи кожний попередній вираз в наступний і здійснюючи перетворення, можна показати, що на i-му такті:

$$A_{k_i}(t) = \sum_{i+1}^{n-1} a_i Q_i + Q_i - e^{-t/\tau} \sum_{i+1}^{n-1} a_i Q_i + \left[ \sum_{i+1}^{n-1} (Q_i + \beta_i^* \Delta Q_{\partial_i}) \right] e^{-(i-1)t/\tau} + \beta_i^* \Delta Q_{\partial_i} + \sum_{i+2}^{n-1} a_i Q_i \sum_{i+2}^{n-1} e^{-(j-i-1)t/\tau} \left[ 1 - e^{-t/\tau} \right], \quad (3.16)$$

$$\text{де } \beta_i^* = \begin{cases} 1, & \text{якщо } a_{i+1}=1, \\ 0, & \text{якщо } a_{i+1}=0; \end{cases}$$

$\beta_i^*$  – двійковий коефіцієнт, що враховує дію адаптивного алгоритму;  
i – номер такту (за умови, що нумерація здійснюється від старших розрядів до молодшого).

Наприкінці нульового (молодшого) такту статична складова визначається виразом:

$$A_{k_0}(t)_{ст.} = \sum_1^{n-1} \alpha_i Q_i + Q_0,$$

а динамічна:

$$A_{k_0}(t)_{дин.} = \left( \sum_1^{n-1} (Q_i + \beta_i^* \Delta Q_{0_i}) e^{-it/T} + \beta_0^* \Delta Q_{0_0} + \sum_2^{n-1} \alpha_i Q_i \sum_2^{n-1} e^{-(j-i)t/T} \right) \left[ 1 - e^{-t/T} \right].$$

Формула (3.16) використовується в програмі моделювання точок розриву при форсованому аналого-цифровому врівноваженні на основі НПСЧ (0,1). Математична модель похибок встановлення  $\delta Q$  на основі НПСЧ (0,1) може бути отримана аналогічно як і для НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ). Причому, необхідно досліджувати два випадки. Перший – коли використовується адаптивний алгоритм прискореного форсованого врівноваження, другий – простий прискорений форсований алгоритм. Моделювання, виконане для першого випадку на проміжку  $\alpha_1 < \alpha < 2,00$ , показало, що характер врівноваження в критичних точках і точках розриву у більшості випадків має вигляд, показаний на рис. 3.10, а. У точці розриву зафіксовані межові кодові комбінації:

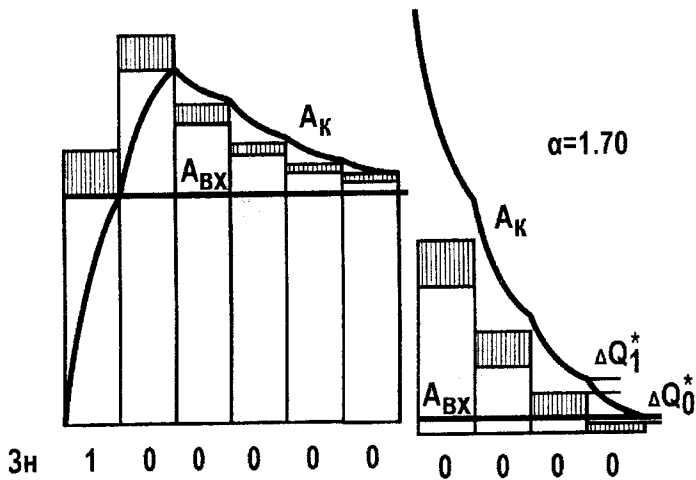
Номери розрядів	8	7	6	5	4	3	2	1	0
$N_{i-1}$	0	1	1	1	0	1	0	0	1
$N_i$	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$N_{i+1}$	1	0	0	0	0	0	0	0	1

Рівняння балансу в цьому випадку виводиться таким чином. Вихідний вираз для рівняння балансу має вигляд

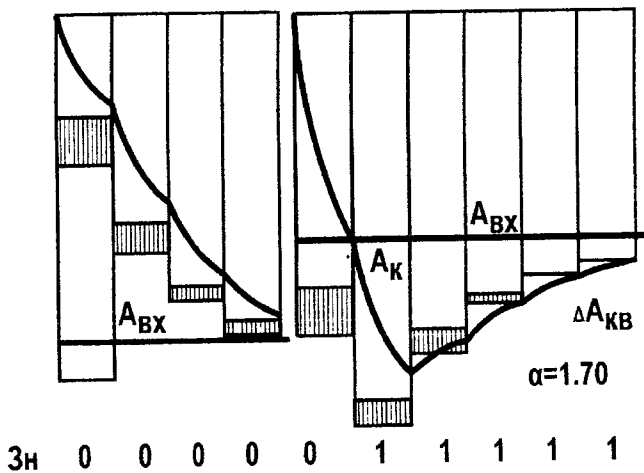
$$\Delta \tilde{Q}_8 = \Delta A_{кв. max} - Q_0 - \Delta Q_0^* = 0,5Q_0 - \Delta Q_0^*.$$

При цьому  $\Delta Q_0^* = x(Q_1 - Q_0) + x\Delta Q_1^*, \dots, \Delta Q_6^* = x(Q_7 - Q_6) + x\Delta Q_7^*,$

$$\Delta Q_7^* = x \left[ Q_7(1 + \delta Q_7) - Q_7 \right] + x\Delta \tilde{Q}_8^*.$$



а)



б)

- а) при підході  $A_k$  "згори";  
 б) при підході  $A_k$  "знизу"

Рисунок 3.10 – Безінерційне форсоване врівноваження на основі НПСЧ (0, 1) за простим алгоритмом

Підставляючи кожне наступне рівняння в попереднє, відповідно, маємо

$$\begin{aligned}\Delta Q_6^* &= x(Q_7 - Q_6) - x[Q_7(1 + \delta Q_\partial) - \delta Q_\partial] - x^2 \Delta \tilde{Q}_8^*, \\ \Delta Q_5^* &= x(Q_6 - Q_5) + x^2(Q_7 - Q_6) - x^2 Q_7 [Q_7(1 + \delta Q_\partial) - \delta Q_\partial] - x^3 \Delta \tilde{Q}_8^*, \\ &\vdots \\ \Delta Q_0^* &= x(Q_1 - Q_0) \sum_0^6 x^i \alpha^i - x^7 Q_7 [Q_7(1 + \delta Q_\partial) - \delta Q_\partial] - x^8 \Delta \tilde{Q}_8^*.\end{aligned}$$

Вводячи  $\Delta Q_0^*$  у вихідний вираз для  $\Delta \tilde{Q}_8^*$ , отримаємо:

$$\Delta \tilde{Q}_8^* (1 - x^8) + x(Q_1 - Q_0) \sum_0^6 x^i \alpha^i - x^7 Q_7 [Q_7(1 + \delta Q_\partial) - \delta Q_\partial] - 0.5 Q_0 = 0.$$

Відносна похибка  $\delta Q$  у загальному вигляді задається співвідношенням:  $\delta Q = x = \frac{\Delta Q_8}{Q_8 + \Delta Q_{\partial 8}}$ .

З огляду на те, що  $\Delta Q_8 = \Delta \tilde{Q}_8^* + \Delta Q_{\partial 8}$ , маємо:

$$\Delta \tilde{Q}_8^* = Q_8 [x(1 + \delta Q_\partial) - \delta Q_\partial].$$

Підставляючи це значення  $\Delta \tilde{Q}_8^*$  в останній вираз для рівняння балансу, остаточно отримаємо:

$$\alpha^8 [x(1 + \delta Q_\partial) - \delta Q_\partial] (1 - x^8) + x(\alpha - 1) \sum_0^6 x^i \alpha^i - x^7 \alpha^7 [x(1 + \delta Q_\partial) - \delta Q_\partial] - 0.5 = 0.$$

Моделювання при великих  $n$  ( $n=10-14$ ) показує, що характер межових кодових комбінацій у критичних точках і точках розриву

практично не змінюється. Подовжується тільки "хвіст" молодших розрядів. У зв'язку з вищевказаним рівняння балансу  $F_1(x, \alpha, \delta Q_\partial, n) = 0$  для узагальненого  $n$  на проміжку  $\alpha_1 < \alpha < 2,00$  має вигляд

$$\left[ x(1 - \delta Q_\partial) - \delta Q_\partial \right] \left[ (1 - x^{n-1}) \alpha^{n-1} - x^{n-2} \alpha^{n-2} \right] + x(\alpha - 1) \sum_0^{n-3} x^i \alpha^i - 0,5 = 0. \quad (3.17)$$

В окремих випадках у критичних точках і точках розриву поряд із межовими кодовими комбінаціями  $N_i$  та  $N_{i+1}$ , що містять одну одиницю в старшому розряді, з'являються коди, що містять одиниці в  $(n-1)$ -му і  $(n-2)$ -му розрядах. Слід зазначити, що чисельні значення  $\delta Q$  при цьому практично збігаються з "основними"  $\delta Q$ , оскільки моделювання проводилося при тій самій тривалості такту. Зазначена ситуація мала місце при  $\alpha = 1,70$  і  $n = 10$  (одна критична точка і точка розриву), а також  $n = 12$  (дві критичні точки). Можна показати, що в даному окремому випадку рівняння балансу набуває вигляду

$$\left[ x(1 + \delta Q_\partial) - \delta Q_\partial \right] (1 - x^{n-2}) (\alpha^{n-2} + x \alpha^{n-1}) - x^{n-3} \alpha^{n-3} + x(\alpha - 1) \sum_0^{n-4} x^i \alpha^i - 0,5 = 0.$$

Зменшення  $\alpha$  нижче рівня  $\alpha_1$  призводить до зміни характеру інерційного врівноваження. Діаграма аналого-цифрового перетворення в критичних точках і точках розриву набуває вигляду, показаного на рис. 3.10, б. Доцільно відзначити, що при  $\alpha < \alpha_1$  наприкінці старшого такту  $((n-1)$ -го) значення  $A_k(t)$  підіймається вище рівня  $Q_{n-1}$ . Похибка  $\Delta \bar{Q}_{n-1}$  при цьому змінює знак і стає додатною. Межові кодові комбінації у випадку  $\alpha = 1,65$  і  $n = 11$  у критичній точці мають вигляд

Номери розрядів	Зн.	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
$N_{i-1}$	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	0	1
$N_i$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$N_{i+1}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Враховуючи те, що кодова комбінація  $N_i$  з'являється, коли значення  $A_{вх}=0$ , вихідний вираз для рівняння балансу мас вигляд  $\Delta A_{кг.мах} = \Delta Q_0^* + Q_0$ , звідки знаходиться  $\Delta Q_0^* = \Delta A_{кг.} - Q_0 = 0,5Q_0$ . При цьому  $\Delta Q_0^* = x(Q_1 - Q_0) + x\Delta Q_1^*$ ;  $\Delta Q_1^* = x(Q_2 - Q_1) + x\Delta Q_2^*$ ; ... ;  $\Delta Q_9^* = x(Q_{10} - Q_9) + x\Delta \tilde{Q}_{10}$ ; підставляючи кожне наступне рівняння в попереднє, відповідно, маємо

$$\Delta Q_8^* = x(Q_9 - Q_8) + x^2(Q_{10} - Q_9) + x^2 \left[ \delta Q_{\partial_{10}} - x(1 + \delta Q_{\partial_{10}}) \right],$$

$$\Delta Q_7^* = x(Q_8 - Q_7) + x^2(Q_9 - Q_8) + x^3(Q_{10} - Q_9) + x^3 \left[ \delta Q_{\partial_{10}} - x(1 + \delta Q_{\partial_{10}}) \right],$$

⋮

$$\Delta Q_0^* = x(Q_1 - Q_0) + x^2(Q_2 - Q_1) + \dots + x^9(Q_9 - Q_8) + x^{10}(Q_{10} - Q_9) + x^{10}Q_{10} \left[ \delta Q_{\partial_{10}} - x(1 + \delta Q_{\partial_{10}}) \right].$$

Враховуючи, що  $\Delta Q_0^* = 0,5Q_0$ , можна записати

$$x(\alpha - 1) \sum_0^9 x^i \alpha^i + x^{10} \alpha^{10} \left[ \delta Q_{\partial_{10}} - x(1 + \delta Q_{\partial_{10}}) \right] - 0,5 = 0.$$

Збільшення  $n$  при  $\alpha < \alpha_1$  змінює тільки довжину "хвоста" в молодших розрядах. Тому для узагальненого  $n$  рівняння балансу  $F_2(x, \alpha, \delta Q_{\partial}, n) = 0$  у цьому випадку має вигляд

$$x(\alpha - 1) \sum_0^{n-2} x^i \alpha^i + x^{n-1} \alpha^{n-1} \left[ \delta Q_{\partial_{n-1}} - x(1 + \delta Q_{\partial_{n-1}}) \right] - 0,5 = 0. \quad (3.18)$$

На підставі вищевикладеного математична модель похибки установаження прискореного форсованого врівноваження на основі

НПСЧ (0,1) для адаптивного алгоритму задається частково-гладкою функцією, складеною з двох кускових функцій:

$$\delta Q(\alpha) = \begin{cases} \delta Q_1, & \text{якщо } \alpha_1 \leq \alpha \leq 2,00, \\ \delta Q_2, & \text{якщо } \alpha \leq \alpha_1, \end{cases} \quad (3.19)$$

де  $\delta Q_1$  і  $\delta Q_2$  знаходяться, відповідно, зі співвідношень (3.17) і (3.18).

У випадку використання простого прискореного форсованого алгоритму виникають дві особливості застосування додаткових сигналів. Перша – задання значень  $\delta Q_0$  за формулами (3.14) і (3.15) практично виключає можливість здійснювати інерційне врівноваження. Відсутність форсуючих сигналів не дозволить вести прискорене врівноваження. Друга особливість, зв'язана з першою, полягає в необхідності використання такого значення  $\delta Q_0^* = M\delta Q_0$  на інтервалі  $0 < M < 1$ , що забезпечувало б максимальну  $\delta Q$  при прискореному форсованому врівноваженні. Таким чином, виникає задача оцінювання коефіцієнта  $M$  для випадку мінімальної тривалості  $t_T$  за умови, що похибки  $\Delta A_{\text{кв.мах}}$  і  $\Delta A_{\text{врівн.мах}}$  задовольняють нормі. Розв'язання цієї задачі також можна здійснити на основі аналізу рівнянь балансу в "особливих" точках. У ході моделювання для деяких  $\alpha$  і  $n$  визначається  $M$ , при якому тривалість  $t_T$ , що викликає появу "особливих" точок, буде мінімальною.

З метою проведення зазначених досліджень у програмі "Пошук точок розриву" передбачено завдання параметра  $M$ . Вибір  $t_T$  для випадку  $\alpha_1 < \alpha < 2,00$  здійснюється так, щоб серед отриманих "особливих" точок було принаймні дві, в одній з яких наприкінці врівноваження підхід  $A_k(t)$  до  $A_{\text{вх}}(N_i)$  або  $A_{\text{вх}}(N_{i+1})$  був би згори, а в другій – знизу, як показано на рис. 3.11, а і б. При цьому в першому випадку збільшення  $M$  дозволяє зменшити  $t_T$ , а у другому – навпаки. В цьому зв'язку слід зазначити, що існує якийсь  $M$ , при якому функції  $x_1 = f_1(a, n, M)$  (перший випадок) і  $x_2 = f_2(a, n, M)$  (другий випадок) мають спільний розв'язок. Межові кодові комбінації для  $x_1$  мають вигляд



Номери розрядів	Зн.	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
$N_{i-1}$	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0
$N_i$	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
$N_{i+1}$	1	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1

Відповідно, рівняння балансу для цього випадку

$$-\alpha^5 \left\{ [x(1 + M\delta Q_\partial - M\delta Q_\partial)] \sum_0^4 x^i \alpha^i - \sum_1^4 x^i \alpha^i \right\} (1 - x^5) - x^5 \alpha^5 + [x(1 + M\delta Q_\partial - M\delta Q_\partial)] \sum_0^4 x^i \alpha^i + \alpha^5 - \sum_0^4 \alpha^i - 1,5 = 0.$$

Для  $x_2$  межові кодові комбінації мають вигляд

Номери розрядів	Зн.	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
$N_{i-1}$	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0
$N_i$	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$N_{i+1}$	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Рівняння балансу при цьому представляється у формі

$$\left[ x(1 + M\delta Q_\partial - M\delta Q_\partial) \right] \left[ \alpha^9 (1 - x^9) - \sum_0^8 x^i \alpha^i \right] + \sum_1^{n-2} x^i \alpha^i - 1,5 = 0.$$

По мірі зростання  $n$  у першому випадку в межових кодових комбінаціях подовжується "хвіст" молодших розрядів, починаючи з першого значущого. В другому випадку положення значущого розряду в комбінації  $N_i$  не змінюється. Тому при узагальненому  $n$  для  $\alpha=1,70$  перше рівняння балансу має вигляд

$$-\alpha^{n-5} \left\{ [x(1 + M\delta Q_\partial - M\delta Q_\partial)] \sum_0^4 x^i \alpha^i - \sum_1^4 x^i \alpha^i \right\} (1 - x^{n-5}) - x^{n-5} \alpha^{n-5} + [x(1 + M\delta Q_\partial - M\delta Q_\partial)] \sum_0^{n-6} x^i \alpha^i + \alpha^{n-5} - \sum_0^{n-6} \alpha^i - 1,5 = 0. \quad (3.20)$$

Друге рівняння

$$\left[ x(1 + M\delta Q_\partial - M\delta Q_\partial) \right] \left[ \alpha^{n-1}(1-x^{n-1}) - \sum_0^{n-2} x^i \alpha^i \right] + \sum_1^{n-2} x^i \alpha^i - 1,5 = 0. \quad (3.21)$$

Для знаходження шуканого  $M$  необхідно при заданих  $\alpha$  і  $n$  розв'язати систему рівнянь

$$\begin{cases} -\alpha^{n-5} \left\{ \left[ x(1 + M\delta Q_\partial - M\delta Q_\partial) \right] \sum_0^4 x^i \alpha^i - \sum_1^4 x^i \alpha^i \right\} (1-x^{n-5}) - x^{n-5} \alpha^{n-5} + \\ + \left[ x(1 + M\delta Q_\partial - M\delta Q_\partial) \right] \sum_0^{n-6} x^i \alpha^i + \alpha^{n-5} - \sum_0^{n-6} \alpha^i - 1,5 = 0, \\ \left[ x(1 + M\delta Q_\partial - M\delta Q_\partial) \right] \left[ \alpha^{n-1}(1-x^{n-1}) - \sum_0^{n-2} x^i \alpha^i \right] + \sum_1^{n-2} x^i \alpha^i - 1,5 = 0. \end{cases} \quad (3.22)$$

При великих  $\alpha$  на інтервалі  $\alpha_1 < \alpha < 2,00$  перше рівняння балансу системи (3.22) трохи змінює форму. Так, при  $\alpha = 1,80$  воно виражається співвідношенням

$$\begin{aligned} & -\alpha^{n-4} \left\{ \left[ x(1 + M\delta Q_\partial - M\delta Q_\partial) \right] \sum_0^3 x^i \alpha^i - \sum_1^3 x^i \alpha^i \right\} (1-x^{n-4}) - x^{n-4} \alpha^{n-4} + \\ & + \left[ x(1 + M\delta Q_\partial - M\delta Q_\partial) \right] \sum_0^{n-5} x^i \alpha^i + \alpha^{n-4} - \sum_0^{n-5} \alpha^i - 1,5 = 0. \end{aligned}$$

а при  $\alpha = 1,90$

$$\begin{aligned} & -\alpha^{n-3} \left\{ \left[ x(1 + M\delta Q_\partial - M\delta Q_\partial) \right] \sum_0^2 x^i \alpha^i - \sum_1^2 x^i \alpha^i \right\} (1-x^{n-3}) - x^{n-3} \alpha^{n-3} + \\ & + \left[ x(1 + M\delta Q_\partial - M\delta Q_\partial) \right] \sum_0^{n-4} x^i \alpha^i + \alpha^{n-3} - \sum_0^{n-4} \alpha^i - 1,5 = 0. \end{aligned}$$

Відповідно, для визначення  $M$  в даних випадках необхідно скласти систему, подібну до (3.22). Розв'язання системи (3.22) для  $1,67 \leq \alpha \leq 2,00$  дає  $M = 0,50$ . При  $\alpha < \alpha_1$  процедура пошуку "особливих" точок трохи відрізняється від попереднього випадку. Завдання  $t_1$  в ході

модельовання здійснюється так, щоб серед отриманих точок розриву або критичних точок було, принаймні, дві, в яких при однаковому характері врівноваження (підхід  $A_k(t)$  до  $A_{ex}$  згори) спостерігалися б протилежні тенденції впливу  $M$  на  $\delta Q$ . Саме така ситуація мала, зокрема, місце для  $\alpha=1,60$ ;  $n=11$ ;  $t_T=1,449\tau$ ;  $M=0,461$ . При цьому в першій точці розриву межові кодові комбінації мають вигляд

$N_{i-1}$	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1
$N_i$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$N_{i+1}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Рівняння балансу для узагальненого  $n$  у цьому випадку виражається співвідношенням

$$\sum_0^{n-2} x^i \alpha^i \left\{ 1 - \left[ x(1 + M\delta Q_\partial) - M\delta Q_\partial \right] \right\} - 1,5 = 0.$$

В другій точці розриву межові кодові комбінації мають вигляд

$N_{i-1}$	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	0	0
$N_i$	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$N_{i+1}$	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Рівняння балансу для узагальненого  $n$  при цьому визначається співвідношенням

$$\begin{aligned} & -\alpha^{n-1} (1 - x^{n-1}) \left[ x(1 + M\delta Q_\partial) - M\delta Q_\partial \right] + \sum_0^{n-2} x^i \alpha^i \times \\ & \times \left\{ 1 - \left[ x(1 + M\delta Q_\partial) - M\delta Q_\partial \right] \right\} - 1,5 = 0. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Знайдення  $M$  здійснюється розв'язанням системи рівнянь

$$\begin{cases} \sum_0^{n-2} x^i \alpha^i \left\{ 1 - \left[ x(1 + M\delta Q_\partial) - M\delta Q_\partial \right] \right\} - 1,5 = 0, \\ -\alpha^{n-1} (1 - x^{n-1}) \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_{n-1}}) - M\delta Q_{\partial_{n-1}} \right] + \sum_0^{n-2} x^i \alpha^i \left\{ 1 - \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_i}) - M\delta Q_{\partial_i} \right] \right\} - 1,5 = 0. \end{cases}$$

Математична модель похибок встановлення  $\delta Q$  форсованого прискореного врівноваження на основі НПСЧ (0,1) для простого алгоритму задається інтегральною кусково-гладкою функцією і може бути представлена співвідношенням (3.19). Причому  $\delta Q_1$  і  $\delta Q_2$  в останньому випадку знаходяться з рівнянь (3.21) і (3.23). Графіки залежностей  $\delta Q = f(a)$  для НПСЧ  $(1, \bar{1})$  і  $(0,1)$  наведено на рис. 3.8, б. Наведені криві інтерпретують функції похибок установаження прискореного врівноваження: А і D – на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$ , відповідно, форсоване і самокомпенсуюче; В і С – на основі НПСЧ  $(0,1)$ , відповідно, за адаптивним і простим алгоритмами. Порівняння отриманих результатів показує, що максимальне припустиме значення  $\delta Q$  дає форсоване прискорене врівноваження на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$ . Форсоване врівноваження на основі НПСЧ  $(0, 1)$  за простим алгоритмом в порівнянні із самокомпенсуючим на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$  має трохи кращий показник. Чисельні значення  $\delta Q$  для прискореного врівноваження, що самокомпенсується, на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$  за "скороченим" і "подовженим" алгоритмами відрізняються незначно.

## 4 ПРИСКОРЕНЕ ПОРОЗРЯДНЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЗА УМОВ ДІЇ ДОДАТКОВИХ ЧИННИКІВ

Положення теорії прискороного порозрядного аналого-цифрового врівноваження, розглянуті в третьому розділі, у значній мірі відповідають ідеалізованим умовам функціонування АЦП. Розробку математичних моделей похибок установалення виконано для випадку нульових початкових умов перетворення. Характер перехідного процесу при формуванні аналогового компенсуючого сигналу прийнятий як найпростіший і відповідний тільки схемній функції I порядку. Не враховано також можливості змінення вхідного аналогового сигналу за час врівноваження. Тому в четвертому розділі розглядаються методи прискороного порозрядного аналого-цифрового перетворення на основі НПСЧ за умов впливу ряду додаткових чинників, що виникають, зокрема, при роботі АЦП у складі ІВС.

### 4.1 Похибки установалення за умов багатократного прискороного порозрядного врівноваження

Процес порозрядного аналого-цифрового перетворення у загальному випадку крім врівноваження включає паузу, протягом якої ведеться підготовка до нового циклу функціонування. Дана підготовка може містити ряд процедур, таких як обнуління результатів попереднього перетворення, вибирання і збереження значення  $A_{\text{вих}}$  і т.д. У випадку однократного врівноваження до початку перетворення приймається, що  $A_k(t) = 0$ . Дана ситуація має місце, зокрема, у випадку багаторазового врівноваження, коли тривалість паузи  $t_n$  між черговими перетвореннями досить велика. Проте в ряді застосувань, наприклад, при роботі АЦП у багатоканальному режимі [209] у складі інформаційно-вимірювальної системи або коли дискретизуються швидкозмінні аналогові сигнали при спільній роботі АЦП із пристроєм вибирання-збереження і т.д., тривалість  $t_n$  може бути обмежена до мінімуму. В цих ситуаціях до початку чергового врівноваження можливо, що

$A_k(t) \neq 0$ . Дана обставина впливає на характер аналого-цифрового перетворення. Дослідження похибок  $\delta Q$  у даному випадку також доцільно виконувати за допомогою комп'ютерного моделювання. Причому в програмі "Моделювання точок розриву" передбачено з цією метою завдання значення  $A_{k_{np}}(t)$  у кінці останнього такту попереднього перетворення і введено паузу тривалістю  $t_n$ . Далі приймається  $t_n = t_1$ . Значення  $A_{k_{np}}(t)$  при цьому на початку паузи задається рівним межах діапазону перетворення  $A_{max} = \pm(\alpha^n - 1)Q_0$ . Це відповідає найгіршому випадкові, оскільки до кінця паузи недовстановлення  $A_k(t)$  до рівня нуля також буде максимальним.

Моделювання "особливих" точок при багаторазовому прискореному аналого-цифровому врівноваженні, що самокомпенсується, на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) за подовженим алгоритмом показало таке. При  $\alpha = 1,98$  і  $n = 8$  межові кодові комбінації мають вигляд

$N_{i-1}$	$\bar{1}$	1	1	1	1	$\bar{1}$	1	$\bar{1}$
$N_i$	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$
$N_{i+1}$	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1

Точка розриву  $A_{вх}$  знаходиться в околі близькому до нуля. Вихідний вираз для рівняння балансу при цьому задається співвідношенням

$$\Delta Q_8 = \sum_0^6 Q_i - Q_7 - \Delta Q_0^* + \Delta A_{кг}.$$

Розкриваючи  $\Delta Q_0^*$  і проводячи перетворення, аналогічні раніше описаним, одержуємо:

$$x \left[ \alpha^8 (1 - x^8) + \left( \sum_0^6 x^i \alpha^i - x^7 \alpha^7 \right) \right] - \sum_0^6 \alpha^i + \alpha^7 - 1,5 = 0.$$

Збільшення  $n$  призводить до подовження "хвоста" молодших

розрядів у комбінації  $N_i$ . У зв'язку з цим узагальнене рівняння балансу для  $\alpha = 1,98$  задається співвідношенням:

$$x \left[ \alpha^n (1-x^n) + \left( \sum_0^{n-2} x^i \alpha^i - x^{n-1} \alpha^{n-1} \right) \right] - \sum_0^{n-2} \alpha^i + \alpha^{n-1} - 1,5 = 0. \quad (4.1)$$

При  $\alpha = 1,95$  і  $n = 10$  характер врівноваження змінюється, а межові кодові комбінації мають вигляд:

$N_{i-1}$	1	$\bar{1}$	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1	1
$N_i$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$
$N_{i+1}$	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1

З огляду на те, що збільшення  $n$  призводить тільки до подовження "хвоста" молодших розрядів у комбінації  $N_i$  узагальнене рівняння балансу має виражатися співвідношенням

$$x \left[ (\alpha^{n-1} + x\alpha^n)(1-x^{n-1}) + \left( \sum_0^{n-3} x^i \alpha^i - x^{n-2} \alpha^{n-2} \right) \right] - \sum_0^{n-3} \alpha^i + \alpha^{n-2} - 1,5 = 0. \quad (4.2)$$

Зменшення  $\alpha$  знову змінює характер врівноваження. Так, при  $\alpha = 1,85$  і  $n = 10$  межові кодові комбінації в точці розриву мають вигляд

$N_{i-1}$	1	1	$\bar{1}$	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1
$N_i$	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$
$N_{i+1}$	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1

Збільшення  $n$  подовжує "хвіст" молодших розрядів у комбінації  $N_i$ . З огляду на це, узагальнене рівняння балансу можна виразити

співвідношенням

$$x \left[ (\alpha^{n-2} + x\alpha^{n-1} + x^2\alpha^n)(1-x^{n-2}) + \left( \sum_0^{n-4} x^i \alpha^i - x^{n-3} \alpha^{n-3} \right) \right] - \sum_0^{n-4} \alpha^i + \alpha^{n-3} - 1,5 = 0. \quad (4.3)$$

Подальше зменшення  $\alpha$  істотно послабляє залежність  $\delta Q$  від числа розрядів. Так, при  $\alpha = 1,75$  і  $n \geq 12$  тривалість такту  $t_T$  практично не змінюється. У цьому випадку за "універсальне" може виступати рівняння балансу для  $n = 12$ :

$$\alpha^3 \left( \sum_1^6 x^i \alpha^i - \sum_7^9 x^i \alpha^i \right) (1-x^4) + x \left( \sum_0^2 x^i \alpha^i - x^3 \alpha^3 \right) - \sum_0^2 \alpha^i + \alpha^3 - 1,5 = 0. \quad (4.4)$$

При  $\alpha = 1,70$  – також рівняння для  $n = 12$ :

$$\alpha^2 \left( \sum_1^6 x^i \alpha^i - \sum_7^{10} x^i \alpha^i \right) (1-x^3) + x(1+x\alpha - x^2 \alpha^2) + \alpha^2 - \alpha - 2,5 = 0. \quad (4.5)$$

Зменшення  $\alpha$  змінює характер врівноважування в "особливих" точках, роблячи його більш коливальним. При  $\alpha = 1,60$  за узагальнене може виступати рівняння балансу для  $n = 14$ :

$$\alpha \left( \sum_1^4 x^i \alpha^i - \sum_5^9 x^i \alpha^i + \sum_{10}^{13} x^i \alpha^i \right) (1-x^2) + x(1-x\alpha) + \alpha - 2,5 = 0. \quad (4.6)$$

Таким чином, математична модель  $\delta Q$  при багаторазовому прискореному самокомпенсуючому врівноваженні на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) за подовженим алгоритмом представляється складеною частково-гладкою функцією:



$$\delta Q(\alpha, n) = \begin{cases} \delta Q_1, & \text{якщо } \alpha_1 \leq \alpha \leq 2,00, \\ \delta Q_2, & \text{якщо } \alpha_2 \leq \alpha < \alpha_1, \\ \dots & \\ \delta Q_6, & \text{якщо } \alpha < \alpha_5, \end{cases} \quad (4.7)$$

де  $\delta Q_1, \delta Q_2, \dots, \delta Q_6$  знаходяться як нульові дійсні додатні корені рівнянь відповідно (4.1) - (4.6). Значення  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$  обчислюються розв'язанням систем пар функцій, відповідно  $F_1(x, \alpha, n) = 0$  і  $F_2(x, \alpha, n) = 0$ ,  $F_2(x, \alpha, n) = 0$  і  $F_3(x, \alpha, n) = 0$ , ...,  $F_5(x, \alpha, n) = 0$  і  $F_6(x, \alpha, n) = 0$ . Вузлові точки для (4.7) при  $n = 16$  мають значення  $\alpha_1 = 1,99$ ;  $\alpha_2 = 1,97$ ;  $\alpha_3 = 1,77$ ;  $\alpha_4 = 1,74$ ;  $\alpha_5 = 1,59$ . Графік функції  $\delta Q = f(\alpha)$  представлено кривою А на рис. 4.1, а.

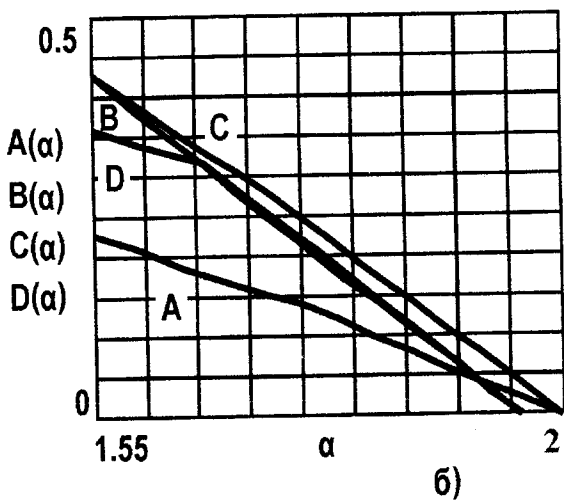
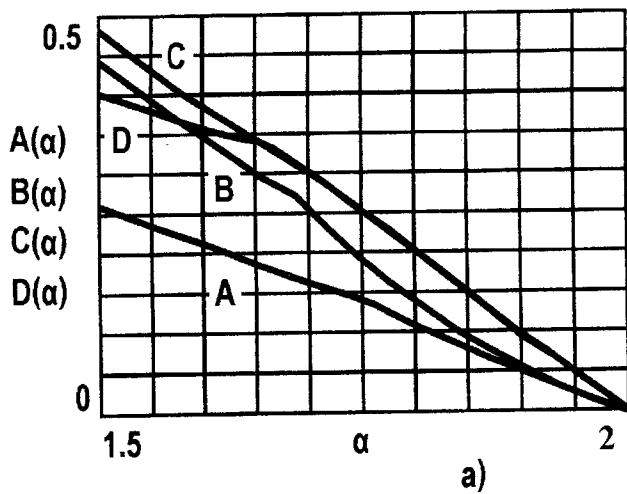
Моделювання "особливих" точок при багаторазовому форсованому аналого-цифровому врівноваженні на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) за подовженим алгоритмом дозволило встановити таке. Наявність чинника  $\Lambda_k(t) \neq 0$  перед початком перетворення істотно впливає на характер форсованого врівноваження. Так, при зміненні  $\alpha$  в інтервалі  $1,65 \leq \alpha \leq 2,00$  межові кодові комбінації в "особливих" точках мають вигляд, аналогічний випадку  $\alpha = 1,98$  і  $n = 8$ . Тому узагальнене рівняння балансу в цьому випадку задається співвідношенням

$$x\alpha^n(1-x^n) + [x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial] \left( \sum_0^{n-2} x^i \alpha^i - x^{n-1} \alpha^{n-1} \right) - \sum_0^{n-2} \alpha^i + \alpha^{n-1} - 1,5 = 0. \quad (4.8)$$

Для  $1,67 \leq \alpha < 1,76$  рівняння балансу має вигляд

$$x\alpha^n(1-x^n) + [x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial] (1+x\alpha) + [x(1+\delta Q_\partial) - \delta Q_\partial] \cdot \left( \sum_0^{n-2} x^i \alpha^i - x^{n-1} \alpha^{n-1} \right) - \sum_0^{n-2} \alpha^i + \alpha^{n-1} - 1,5 = 0. \quad (4.9)$$

Нарешті, при  $\alpha < 1,67$



- а) при багатократному врівноваженні;  
 б) при однократному з  $\gamma = 0,04$

Рисунок 4.1 – Функціональні залежності  $\delta Q = f(\alpha)$

$$\begin{aligned}
 & x\alpha^n(1-x^n) + \sum_0^{n-2} x^i \alpha^i [x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0] + x - \\
 & -x^{n-1} \alpha^{n-1} [x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0] - \sum_0^{n-2} \alpha^i + \alpha^{n-1} + 1,5 = 0.
 \end{aligned}
 \tag{4.10}$$

При зменшенні  $\alpha$  характер врівноваження в "особливих" точках починає змінюватися. Так, для  $\alpha = 1,60$  і  $n = 12$  граничні кодові комбінації в точці розриву мають вигляд

$$\begin{array}{cccccccccccc}
 N_{i-1} & 1 & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & 1 & 1 & 1 & \bar{1} \\
 N_i & 1 & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & 1 & 1 & 1 & 1 \\
 N_{i+1} & 1 & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & 1 & \bar{1} & 1 & \bar{1} & \bar{1}
 \end{array}$$

Наростання  $n$  слабко впливає на тривалість  $t_T$ . У зв'язку з цим за узагальнене може виступати рівняння балансу для  $n = 12$ :

$$\begin{aligned}
 & x^{-1}(1-x^4) \left\{ \sum_4^{10} x^i \alpha^i [x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0] - x^{11} \alpha^{11} [x(1+\delta Q_{11}) - \delta Q_{11}] - x^{12} \alpha^{12} \right\} + \\
 & + \sum_1^2 x^i \alpha^i [x(1+\delta Q_0) - \delta Q_0] + x - x^3 \alpha^3 [x(1+\delta Q_{11}) - \delta Q_{11}] + \alpha^3 - \sum_0^2 \alpha^i - 1,5 = 0.
 \end{aligned}
 \tag{4.11}$$

При  $\alpha \leq 1,50$  виникає ситуація, коли  $\Delta A_{\text{врівн.}} > \Delta A_{\text{кв.}}$ . Коливальність характеру врівноваження зростає. Таким чином, математична модель  $\delta Q$  при прискореному багаторазовому форсованому врівноваженні на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) за подовженим алгоритмом задається співвідношенням:

$$\delta Q = \begin{cases} \delta Q_1, & \text{якщо } 1,76 \leq \alpha \leq 2,00, \\ \delta Q_2, & \text{якщо } 1,67 \leq \alpha < 1,76, \\ \delta Q_3, & \text{якщо } \alpha_3 \leq \alpha < 1,67, \\ \delta Q_4, & \text{якщо } 1,50 < \alpha < \alpha_3, \end{cases}
 \tag{4.12}$$

де  $\delta Q_1, \delta Q_2, \dots, \delta Q_4$  знаходяться, відповідно, з виразів (4.8), (4.9), (4.10) і (4.11).

Значення  $\alpha_3 \approx 1,61$  обчислюється розв'язанням системи рівнянь  $F_3(x, \alpha, n) = 0$  і  $F_4(x, \alpha) = 0$ . Графік залежності  $\delta Q = f(\alpha)$  для  $n = 16$  представлено кривою В на рис. 4.1, а.

Зменшити вплив чинника ненульових початкових умов врівноваження  $A_k(t) \neq 0$  можна, використовуючи форсуючий (додатковий) аналоговий сигнал  $\Delta A_{\delta n}$  у паузі між сусідніми перетвореннями. Причому значення цього сигналу визначається у вигляді  $\Delta A_{\delta n} = \delta Q_{\delta n} Q_n$ ,

$$\text{де } \delta Q_{\delta n} = \frac{1,5 - \alpha^{n-1} + \sum_0^{n-2} \alpha^i}{\alpha^n}.$$

Останній вираз впливає зі співвідношень, отриманих у третьому розділі для сигналів еталонних форсуючих величин  $Q_{n-1}$ ,  $Q_{n-2}$ , ...,  $Q_1$ ,  $Q_0$  за умови, що наявність максимального компенсуючого сигналу  $\Delta A_{\delta n, \max}(t)$  на початку паузи еквівалентно введенню ще одного розряду з вагою  $Q_n$ .

Моделювання "особливих" точок при багаторазовому форсованому врівноваженні на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$  з використанням форсуючого сигналу в паузі дало такі результати. При  $\alpha = 1,98$  і  $n = 8$  вигляд межових кодових комбінацій у точці розриву такий самий, як і в попередньому випадку. Для узагальненого  $n$  рівняння балансу у цьому випадку виражається співвідношенням

$$\begin{aligned} & \left[ x(1 + \delta Q_{\delta}) - \delta Q_{\delta} \right] \cdot \left[ \alpha^n (1 - x^n) - x^{n-1} \alpha^{n-1} + \sum_0^{n-2} x^i \alpha^i \right] - \\ & - \sum_0^{n-2} \alpha^i + \alpha^{n-1} - 1,5 = 0 \end{aligned} \quad (4.13)$$

У випадку  $\alpha = 1,95$ ,  $n = 8$  рівняння балансу для узагальненого  $n$  має вигляд

$$\left[ x(1+\delta Q_{\partial}) - \delta Q_{\partial} \right] \cdot \left[ (\alpha^{n-1} + x\alpha^n)(1-x^n) - x^{n-2}\alpha^{n-2} + \sum_0^{n-3} x^i \alpha^i \right] - \\ - \sum_0^{n-3} \alpha^i + \alpha^{n-2} - 1,5 = 0. \quad (4.14)$$

При  $\alpha = 1,90$  рівняння балансу виражається співвідношенням

$$\left[ x(1+\delta Q_{\partial}) - \delta Q_{\partial} \right] \cdot \left[ (\alpha^{n-1} + x\alpha^{n-1} + x^2\alpha^n)(1-x^{n-2}) - \right. \\ \left. - x^{n-3}\alpha^{n-3} + \sum_0^{n-4} x^i \alpha^i \right] - \sum_0^{n-4} \alpha^i + \alpha^{n-3} - 1,5 = 0. \quad (4.15)$$

У випадку  $\alpha = 1,75$  узагальнене рівняння балансу має вигляд

$$\left[ x(1+\delta Q_{\partial}) - \delta Q_{\partial} \right] \cdot \left[ (\alpha^{n-7}(1-x^{n-7})) \left( \sum_0^4 x^i \alpha^i - \sum_5^7 x^i \alpha^i \right) - x^{n-8}\alpha^{n-8} + \right. \\ \left. + \sum_2^{n-9} x^i \alpha^i \right] + x(1+\delta Q_{\partial_0}) - \delta Q_{\partial_0} + x\alpha \left[ x(1+\delta Q_{\partial_1}) - \delta Q_{\partial_1} \right] - \\ - \sum_0^{n-9} \alpha^i + \alpha^{n-8} - 1,5 = 0. \quad (4.16)$$

При  $\alpha = 1,70$  характер врівноваження змінюється. Рівняння балансу виражається співвідношенням

$$\left[ x(1+\delta Q_{\partial}) - \delta Q_{\partial} \right] \cdot \left[ (\alpha^{n-8}(1-x^{n-8})) \left( \sum_0^4 x^i \alpha^i - \sum_5^8 x^i \alpha^i \right) - x^{n-9}\alpha^{n-9} + \sum_2^{n-10} x^i \alpha^i \right] + \\ + x(1+\delta Q_{\partial_0}) - \delta Q_{\partial_0} + x\alpha \left[ x(1+\delta Q_{\partial_1}) - \delta Q_{\partial_1} \right] - \sum_0^{n-10} \alpha^i + \alpha^{n-9} - 1,5 = 0. \quad (4.17)$$

Подальше зменшення  $\alpha$  знову призводить до істотного послаблення залежності  $t_T$  від  $n$ . При  $\alpha < 1,67$ , зокрема,  $\alpha = 1,65$  "універсальне" рівняння балансу має вигляд

$$\begin{aligned}
 & x^{-3}(1-x^3) \cdot \left[ \frac{6}{3} \sum x^i \alpha^i [x(1+\delta Q_{\partial}) - \delta Q_{\partial}] - \sum_7^{11} x^i \alpha^i [x(1+\delta Q_{\partial_i}) - \delta Q_{\partial_i}] + \right. \\
 & \left. + \sum_{12}^{14} x^i \alpha^i [x(1+\delta Q_{\partial_i}) - \delta Q_{\partial_i}] \right] + x \left\{ 1 + \alpha [x(1+\delta Q_{\partial_1}) - \delta Q_{\partial_1}] - x\alpha^2 [x(1+\delta Q_{\partial_2}) - \delta Q_{\partial_2}] \right\} + \quad (4.18) \\
 & + \alpha^2 - \alpha - 2,5 = 0.
 \end{aligned}$$

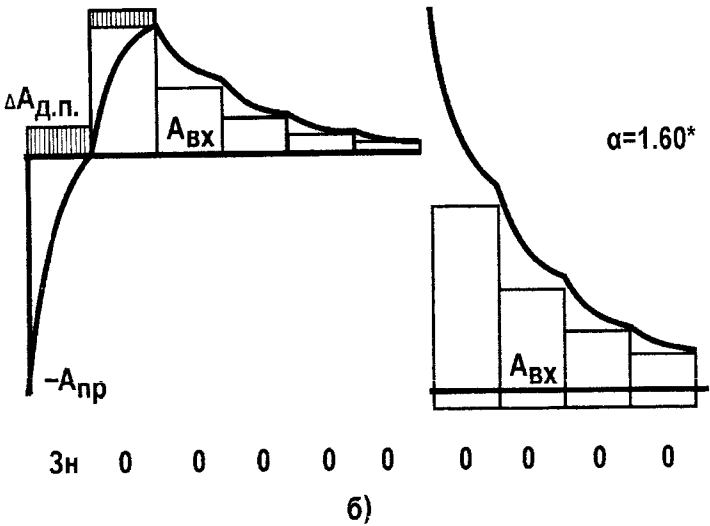
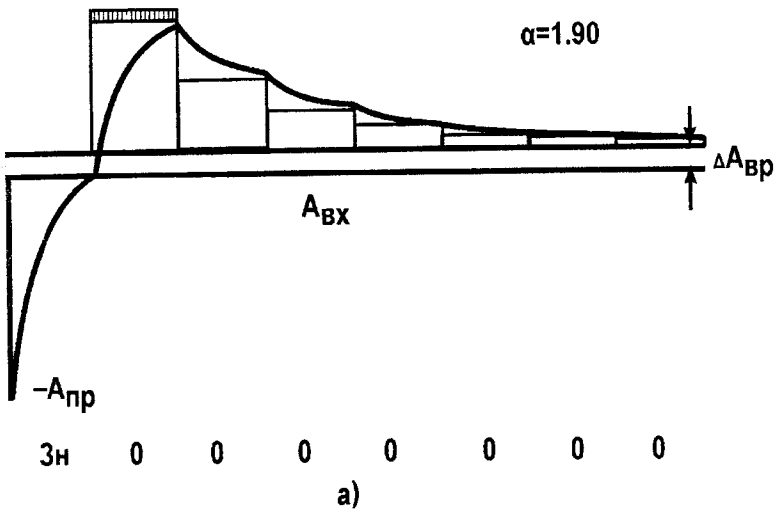
У випадку наближення  $\alpha$  до 1,50 спостерігається різке зростання  $\Delta A_{\text{врівн}}$ . Ця складова динамічної похибки починає перевищувати  $\Delta A_{\text{кв}}$ . Таким чином, математична модель  $\delta Q$  при багаторазовому форсованому врівноваженні на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) з використанням додаткового сигналу в паузі визначається співвідношенням

$$\delta Q = \begin{cases} \delta Q_1, & \text{якщо } \alpha_1 \leq \alpha \leq 2,00, \\ \delta Q_2, & \text{якщо } \alpha_2 \leq \alpha < \alpha_1, \\ \delta Q_3, & \text{якщо } 1,76 \leq \alpha < \alpha_2, \\ \delta Q_4, & \text{якщо } \alpha_4 \leq \alpha < 1,76, \\ \delta Q_5, & \text{якщо } 1,67 \leq \alpha < \alpha_4, \\ \delta Q_6, & \text{якщо } \alpha < 1,67, \end{cases} \quad (4.19)$$

де  $\delta Q_1, \delta Q_2, \dots, \delta Q_6$  знаходяться з виразів, відповідно, (4.13) - (4.18).

Значення  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_4$  обчислюються розв'язанням системи пар рівнянь  $F_1(x, \alpha, n) = 0$  і  $F_2(x, \alpha, n) = 0$ ,  $F_2(x, \alpha, n) = 0$  і  $F_3(x, \alpha, n) = 0$ ,  $F_3(x, \alpha, n) = 0$  і  $F_4(x, \alpha, n) = 0$ . При  $n = 16$  отримаємо  $\alpha_1 \approx 1,99$ ;  $\alpha_2 \approx 1,98$ ;  $\alpha_4 \approx 1,75$ . Графік залежності  $\delta Q = f(\alpha)$  представлено кривою В на рис. 4.1, а.

У випадку використання НПСЧ (0,1) наявність від'ємної ненульової початкової умови для  $A_k(t)$  при багаторазовому прискореному форсованому аналого-цифровому врівноваженні призводить до появи похибок  $\Delta A_{\text{врівн}}$  і  $\Delta A_{\text{кв}}$ , що багаторазово перевищують норму. Часова діаграма, що ілюструє зазначену ситуацію, наведена на рис. 4.2, а.



- а) без додаткового сигналу в паузі;  
 б) з додатковим сигналом в паузі

Рисунок 4.2 – Багатократне прискорене форсоване  
 врівноваження на основі НПСЧ (0, 1)

Використання додаткового сигналу  $\Delta A_{\delta}$  у паузі у випадку формування наприкінці попереднього перетворення  $A_k(t)$  від'ємної полярності (при від'ємному  $A_{BK}$ ) дозволяє усунути зазначений недолік. У подальших дослідженнях передбачається застосування  $\Delta A_{\delta}$ .

Моделювання "особливих" точок при багаторазовому адаптивному форсованому врівноваженні на основі НПСЧ (0,1) показало таке.

На інтервалі  $1,67 \leq \alpha \leq 2,00$  діаграма врівноваження в точках розриву або критичних точках має вигляд, наведений, зокрема, на рис. 4.2, б. У цьому випадку "особливі" точки знаходяться в околі нуля. Відповідно до граничних кодових комбінацій

$N_{i-1}$	1	1	1	0	1	0	0	1	1
$N_i$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$N_{i+1}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1.

рівняння балансу представляється виразом

$$[x(1+\delta Q_{\delta})-\delta Q_{\delta}] \alpha^9 (1-x^9) + x(\alpha-1) \sum_0^7 x^i \alpha^i - x^8 \alpha^8 [x(1+\delta Q_{\delta})-\delta Q_{\delta}] - 0,5 = 0.$$

При зростанні  $n$  подовжується "хвіст" молодших розрядів, тому рівняння балансу для узагальненого  $n$  має вигляд

$$[x(1+\delta Q_{\delta})-\delta Q_{\delta}] \alpha^n (1-x^n) + x(\alpha-1) \sum_0^{n-2} x^i \alpha^i - x^{n-1} \alpha^{n-1} [x(1+\delta Q_{\delta})-\delta Q_{\delta}] - 0,5 = 0. \quad (4.20)$$

Значення додаткового сигналу  $\delta Q_{\delta}$  при цьому, у т.ч. і для паузи, визначається співвідношенням



$$\delta Q_{\partial n} = \frac{1,5 - \alpha^n + \sum_0^{n-1} \alpha^i}{\alpha^n}.$$

При зменшенні  $\alpha$  в "особливих" точках похибка  $\Delta A_{\text{ерівн.}}$  перевищує  $\Delta A_{\text{кв.}}$ . Тому у цьому випадку аналіз ведеться на основі контролю  $\Delta A_{\text{ерівн.}}$ . При  $\alpha = 1,60$  і  $n = 12$  у точці розриву, яка розташована в околиці  $\Delta A_{\text{вх.мах}}$ , межові кодові комбінації мають вигляд

$$\begin{array}{l} \mathbf{N}_i \quad 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \\ \mathbf{N}_{i+1} \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1. \end{array}$$

Вихідний вираз для рівняння балансу при цьому має вигляд  $\Delta Q_0^* + Q_0 = \Delta A_{\text{ерівн.}}$  або  $\Delta Q_0^* = 1,5Q_0$ . Розкриваючи  $\Delta Q_0^*$ , отримаємо:

$$x(\alpha - 1) \sum_0^{11} x^i \alpha^i + x^{12} \alpha^{12} \left[ x(1 + \delta Q_{\partial n}) - \delta Q_{\partial n} \right] - 0,5 = 0.$$

Збільшення  $n$  призведе до подовження "хвоста" в молодших розрядах, тому узагальнене рівняння балансу має вигляд

$$x(\alpha - 1) \sum_0^{n-1} x^i \alpha^i + x^n \alpha^n \left[ x(1 + \delta Q_{\partial n}) - \delta Q_{\partial n} \right] - 0,5 = 0. \quad (4.21)$$

Таким чином, математична модель  $\delta Q$  при багаторазовому адаптивному прискореному врівноваженні на основі НПСЧ (0,1) задається співвідношенням

$$\delta Q = \begin{cases} \delta Q_1, & \text{якщо } 1,67 \leq \alpha \leq 2,00, \\ \delta Q_2, & \text{якщо } \alpha < 1,67, \end{cases} \quad (4.22)$$

де  $\delta Q_1$  і  $\delta Q_2$  знаходяться з (4.20) і (4.21).

Аналогічна модель буде і для багаторазового простого прискореного врівноваження на основі НПСЧ (0,1). Графічна ілюстрація (4.22) представлена кривою D на рис. 4.1, а.

Порівнюючи поведінку функцій  $\delta Q = f(a)$  при одноразовому (рис. 3.9) і при багаторазовому режимах функціонування АЦП необхідно відзначити таке. Значення  $\delta Q$  при одноразовому самокомпенсованому і форсованому врівноваженні на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$  (криві А і С), а також адаптивному врівноваженні на основі НПСЧ (0,1) (крива D) практично ті самі, що і при багаторазовому перетворенні із включенням додаткового сигналу в паузі. Розбіжність має місце (крива В) у випадку багаторазового форсованого врівноваження на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$  без використання додаткового сигналу в паузі. Значення  $\delta Q$  при цьому на всьому проміжку  $\alpha$  менше, ніж при одноразовому врівноваженні. Таким чином, введення  $\Delta A_{\alpha n}$  дає вигоду для багаторазового прискореного форсованого врівноваження на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$ . Якщо використовується НПСЧ (0,1), то введення  $\Delta A_{\alpha n}$  є принципово необхідним.

## 4.2 Прискорене перетворення при коливальному встановленні компенсуючого сигналу

У процесі комутації розрядів АЦП у ході врівноваження при формуванні аналогового компенсуючого сигналу  $A_k(t)$  можлива поява різних форм перехідних процесів. Так, наявність підсилювача зі зворотним зв'язком у схемі порівняння аналогових сигналів може викликати появу коливальності у вихідній реакції при стрибкоподібних сигналах на вході. Незалежно від виду конкретної реалізації СП підсилювач різниці  $\Delta A$  проектують таким чином, щоб його перехідна характеристика відповідала схемним функціям першого або другого порядку [210]. В першому варіанті має місце експонентний перехідний процес, дослідження для якого описані в попередніх розділах. Відомо [203], що наявність коливальності для схемної функції другого порядку описується перехідною характеристикою:

$$h(t) = 1 + \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi \omega t} \sin(\omega t \sqrt{1-\xi^2} + \phi), \quad (4.23)$$

де  $\xi$  – коефіцієнт відносного згасання;

$\omega$  – частота власних коливань;

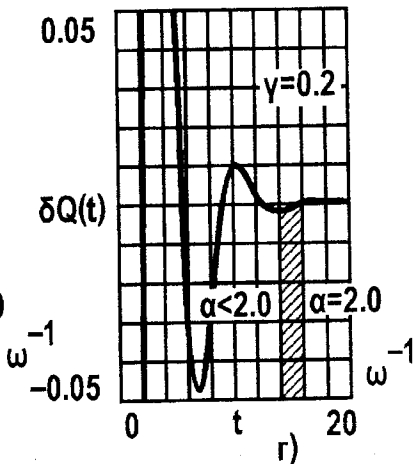
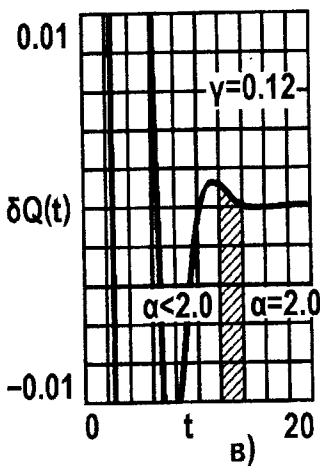
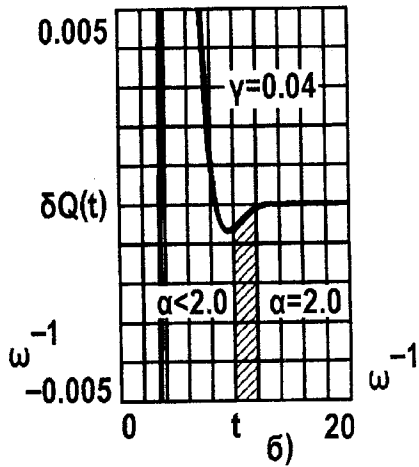
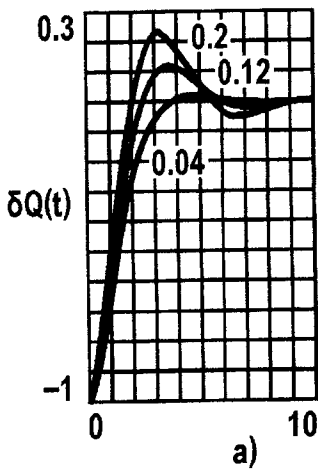
$\phi = \pi + \arctg\left(\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}\right)$  – зсув фази.

Значення  $\xi$  визначає форму кривої перехідного процесу. Графічну ілюстрацію похибки устанавлення  $\delta Q$  для схемної функції другого порядку наведено на рис. 4.3. При постійному коефіцієнті передачі підсилювача доцільно домагатися одержання перехідної характеристики типу Баттерворта [211], що має для малих  $\delta Q \rightarrow Q_0$  (низькій коефіцієнті перерегулювання) прискорене (у порівнянні з експонентою) устанавлення. Відповідно до [203] коефіцієнт перерегулювання задається виразом:

$$\gamma = e^{-\frac{\pi \xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}, \quad (4.24)$$

де коефіцієнт згасання визначається співвідношенням  $\xi = \frac{\ln \gamma}{\sqrt{\ln^2 \gamma + \pi^2}}$ .

Для характеристики Баттерворта  $\gamma = 0,04$  тому на основі (4.24)  $\xi = 0,716$ . Відносна похибка  $\delta Q = f(t)$  устанавлення ваги розряду при цьому відповідно до (4.23) задається співвідношенням  $\delta Q = 1,431 e^{-0,716 \omega t} \sin(0,699 + 3,915)$ . Дана формула використовується в програмі "Моделювання точок розриву". Комп'ютерне моделювання "особливих" точок у випадку використання перехідної характеристики типу Баттерворта дозволило скласти рівняння балансу для різних видів врівноваження. У випадку прискореного врівноваження, що самокомпенсується, на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) отримано такі результати. При  $\alpha = 1,95$  і  $n = 9$  кодові комбінації в точці розриву мають вигляд



а) загальний вигляд  $\delta Q = f(t)$  для різних  $\gamma$ ;

б)  $\gamma = 0, 04$ ;

в)  $\gamma = 0, 12$ ;

г)  $\gamma = 0, 20$

Рисунок 4.3 – Похибки установаження  $\delta Q$  для схемних функцій другого порядку

$$\begin{array}{cccccccccccc}
 N_{i-1} & 1 & \bar{1} & 1 & 1 & 1 & 1 & \bar{1} & \bar{1} & 1 & 1 \\
 N_i & 1 & 1 & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} \\
 N_{i+1} & 1 & 1 & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & \bar{1} & 1.
 \end{array}$$

Відповідно до діаграми врівноваження, наведеної на рис. 4.4, а, (графік, що відповідає характеристиці Баттерворта, має початкове запізнювання), для узагальненого  $n$  рівняння балансу задається співвідношенням

$$x \left[ \alpha^{n-1} (1-x^{n-1}) + \sum_0^{n-3} x^i \alpha^i - x^{n-2} \alpha^{n-2} \right] + \alpha^{n-2} - \sum_0^{n-3} \alpha^i - 1,5 = 0. \quad (4.25)$$

У випадку  $\alpha = 1,90$  рівняння балансу для узагальненого  $n$  має вигляд

$$x \left[ (\alpha^{n-2} + x \alpha^{n-1}) (1-x^{n-2}) + \sum_0^{n-4} x^i \alpha^i - x^{n-3} \alpha^{n-3} \right] + \alpha^{n-3} - \sum_0^{n-4} \alpha^i - 1,5 = 0. \quad (4.26)$$

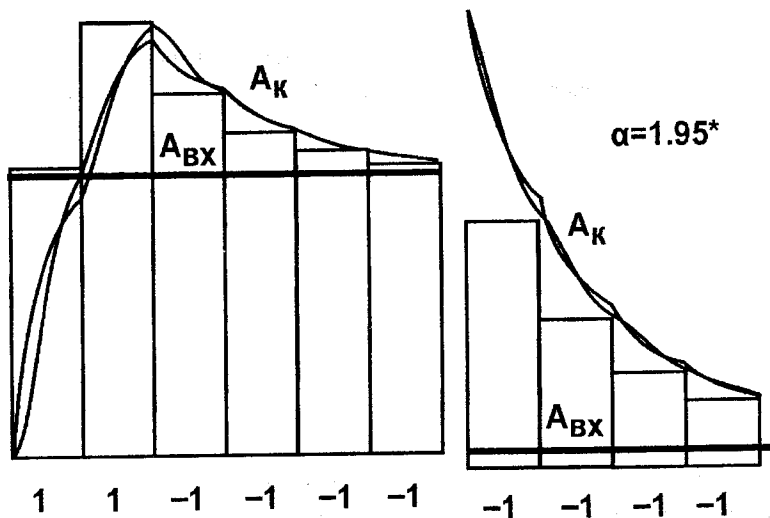
При  $\alpha = 1,75$  характер врівноваження змінюється. Рівняння балансу в цій ситуації описується "універсальним" співвідношенням

$$\alpha^4 \left[ \sum_1^4 x^i \alpha^i - x^5 \alpha^5 - x^6 \alpha^6 \right] (1-x^5) + x \left[ \sum_0^3 x^i \alpha^i - x^4 \alpha^4 \right] + \alpha^4 - \sum_0^3 \alpha^i - 1,5 = 0 \quad (4.27)$$

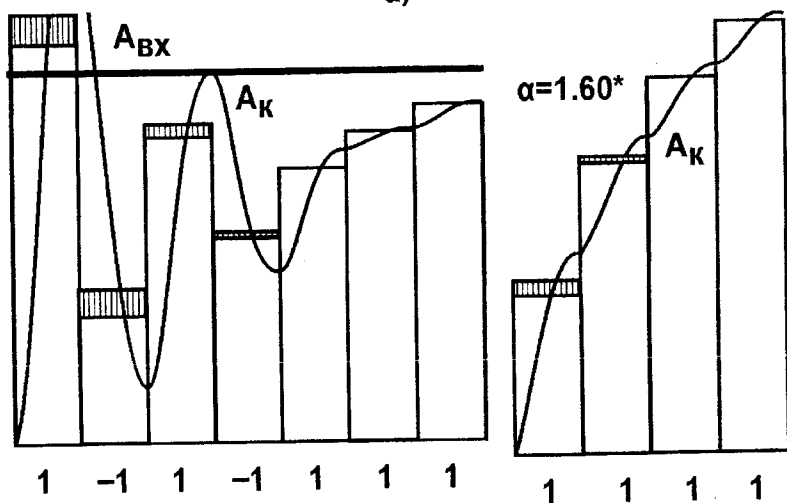
і дозволяє обчислювати  $x$  з похибкою не більш  $\epsilon = 0,1\%$ . У випадку  $\alpha = 1,70$  рівняння балансу має вигляд

$$\alpha^2 \left[ \sum_1^5 x^i \alpha^i - \sum_6^8 x^i \alpha^i \right] (1-x^3) + x(1+x\alpha - x^2 \alpha^2) + \alpha^2 - \alpha - 2,5 = 0. \quad (4.28)$$

При  $\alpha = 1,60$  "універсальне" рівняння балансу визначається рівнянням



а)



б)

а) самокомпенсуюче з  $\gamma = 0, 04$ ;

б) форсоване з  $\gamma = 0, 2$

Рисунок 4.4 – Прискорене врівноваження на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ )

$$\alpha \left[ \frac{4}{1} \sum x^i \alpha^i - \frac{8}{5} \sum x^i \alpha^i + \frac{10}{9} \sum x^i \alpha^i \right] (1-x^2) + x - x^2 \alpha + \alpha - 2,5 = 0. \quad (4.29)$$

Таким чином, математична модель  $\delta Q$  прискореного самокомпенсуючого врівноваження на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$  при використанні перехідної характеристики типу Баттерворта задається частинно-гладкою функцією у вигляді

$$\delta Q(\alpha, n) = \begin{cases} \delta Q_1, \text{ при } \alpha_1 \leq \alpha \leq 2,00; \\ \delta Q_2, \text{ при } \alpha_2 \leq \alpha < \alpha_1; \\ \dots \\ \delta Q_5, \text{ якщо } 1,50 \leq \alpha < \alpha_4. \end{cases} \quad (4.30)$$

Вузлові точки  $\alpha_i$  визначаються шляхом спільного розв'язання пар рівнянь зі співвідношень: (4.25) – (4.29)  $F_i(x, \alpha, n) = 0$  і  $F_{i+1}(x, \alpha, n) = 0$ . Для  $n = 16$   $\alpha_1 = 1,99$ ;  $\alpha_2 = 1,80$ ;  $\alpha_3 = 1,75$ ;  $\alpha_4 = 1,60$ . Графік функції  $\delta Q = f(\alpha, n)$  представлено кривою А на рис. 4.1, б.

При прискореному форсованому аналого-цифровому врівноваженні на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$  з використанням перехідної характеристики типу Баттерворта, а також при  $\gamma > 0,04$ , трохи змінюються вимоги до завдання значень додаткових сигналів  $\Delta A_\delta$ . Це обумовлено наявністю перегулювання. На підставі діаграми врівноваження (див. рис. 4.4, б) нове значення форсуючого сигналу, зокрема, для  $\gamma = 0,2$

$\delta Q_{\delta n-1}^* = M \delta Q_{\delta n-1}$  може бути знайдене зі співвідношення

$$Q_{n-2} + \Delta Q_{\delta n-1} + \Delta Q_{\delta n-2} = (Q_{n-2} + \Delta Q_{\delta n-1} + M \Delta Q_{\delta n-2}) (1 + \gamma).$$

При цьому

$$M = \frac{\delta Q_{\delta}(\alpha + 1) - \gamma}{\delta Q_{\delta}(\gamma + 1)} - \alpha. \quad (4.31)$$

Вираз (4.31) справедливий і при інших  $\gamma$ . Графічна інтерпретація  $M = f(\alpha, \gamma)$  подана на рис. 4.5, а. У випадку використання характеристики Баттерворта ( $\gamma = 0,04$ ) останній вираз дорівнює нулю при  $\alpha \approx 1,92$ . Це означає, що форсуючий сигнал  $\delta Q_{\partial}^* = M\delta Q_{\partial}$  варто вводити тільки при  $\alpha < 1,92$ . У ході дослідження форсованого врівноваження на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) з використанням перехідної характеристики Баттерворта складено відповідні рівняння балансу. Так, при  $\alpha = 1,90$  вираз  $F_1(x, \alpha, n) = 0$  має вигляд

$$\begin{aligned} & \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial}) - M\delta Q_{\partial} \right] * \left[ \alpha^{n-2}(1+x\alpha) + \sum_0^{n-4} x^i \alpha^i - x^{n-3} \alpha^{n-3} \right] + \\ & + \alpha^{n-3} - \sum_0^{n-4} \alpha^i - 1,5 = 0. \end{aligned} \quad (4.32)$$

Для  $\alpha = 1,80$  (при  $n \geq 10$ ) рівняння балансу визначається співвідношенням

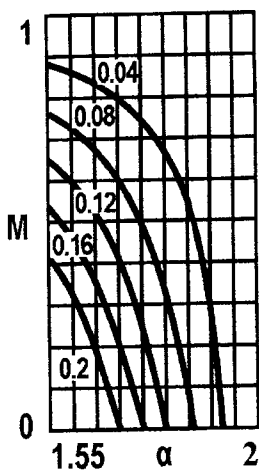
$$\begin{aligned} & \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial}) - M\delta Q_{\partial} \right] \left[ \alpha^{n-6} \left( \sum_0^3 x^i \alpha^i - x^4 \alpha^4 - x^5 \alpha^5 \right) + \sum_0^8 x^i \alpha^i - x^{n-7} \alpha^{n-7} \right] + \\ & + \alpha^{n-7} - \sum_1^{n-8} x^i \alpha^i - 1,5 = 0. \end{aligned} \quad (4.33)$$

При  $\alpha = 1,75$  рівняння балансу має вигляд

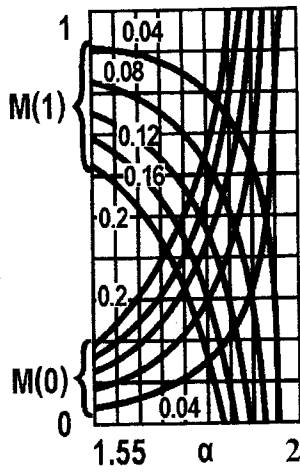
$$\begin{aligned} & \alpha^5 \left( \sum_0^4 x^i \alpha^i - \sum_5^7 x^i \alpha^i \right) \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial}) - M\delta Q_{\partial} \right] (1-x^5) + \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial}) - M\delta Q_{\partial} \right] (1+x\alpha) + \\ & + \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial}) - M\delta Q_{\partial} \right] * (x^2 \alpha^2 + x^3 \alpha^3 - x^4 \alpha^4) + \alpha^4 - \sum_0^3 x^i \alpha^i - 1,5 = 0. \end{aligned} \quad (4.34)$$

Для  $\alpha = 1,70$  виводиться співвідношення

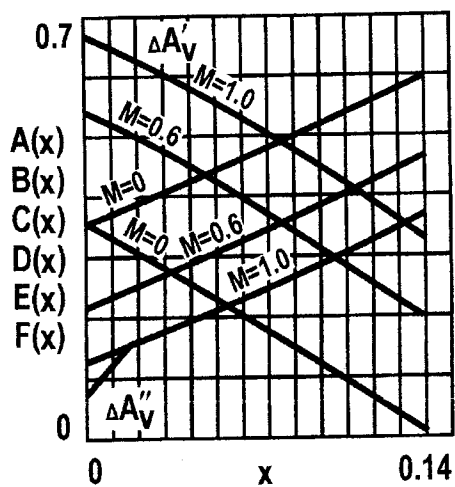




а)



б)



в)

- а)  $M = f(\alpha)$  для НПСЧ  $(1, \bar{1})$ ;
- б)  $M(0) = f(\alpha)$  і  $M(1) = f(\alpha)$  для НПСЧ  $(0, 1)$ ;
- в)  $\Delta A'_V = f(x, M)$  і  $\Delta A''_V = f(x, M)$

Рисунок 4.5 – Функції залежності масштабних коефіцієнтів

$$\alpha^3 \left( \sum_0^4 x^i \alpha^i - \sum_5^8 x^i \alpha^i + \sum_9^{10} x^i \alpha^i \right) \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial} - M\delta Q_{\partial}) \right] (1-x^3) +$$

$$+ \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_0} - M\delta Q_{\partial_0}) \right] (1+x\alpha) \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial} - M\delta Q_{\partial}) \right] x^2 \alpha^2 + \alpha^2 - \alpha - 2.5 = 0 \quad (4.35)$$

При  $\alpha = 1,60$  рівняння балансу визначається виразом

$$x^{-2}(1-x^2) \left\{ \sum_2^5 x^i \alpha^i \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_i} - M\delta Q_{\partial_i}) \right]^i - \sum_6^{10} x^i \alpha^i \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_i} - M\delta Q_{\partial_i}) \right]^i \right\} +$$

$$\frac{13}{11} \sum x^i \alpha^i \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_i} - M\delta Q_{\partial_i}) \right]^i \left\} + x - x\alpha \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_1} - M\delta Q_{\partial_1}) \right]^i + \alpha - 2.5 = 0 \quad (4.36)$$

У випадку  $\alpha > 1,92$  рівняння  $F_0(x, \alpha, n) = 0$  збігається з (4.25). Вузлові точки  $\alpha_1, \dots, \alpha_4$  знаходяться шляхом спільного розв'язання пар рівнянь, відповідно:  $F_1(x, \alpha, n) = 0$  і  $F_2(x, \alpha, n) = 0$ ,  $F_2(x, \alpha, n) = 0$  і  $F_3(x, \alpha, n) = 0$ , ...,  $F_4(x, \alpha) = 0$  і  $F_5(x, \alpha) = 0$ . При цьому, наприклад, для  $n > 16$   $\alpha_1 \approx 1,90$ ,  $\alpha_2 \approx 1,76$ ,  $\alpha_3 \approx 1,71$ ,  $\alpha_4 \approx 1,62$ . Таким чином, математична модель  $\delta Q$  при прискореному форсованому врівноваженні на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) при використанні перехідної характеристики типу Баттерворта задається у вигляді:

$$\delta Q(\alpha, n) = \begin{cases} \delta Q_0, & \text{при } 1,92 \leq \alpha \leq 2,00; \\ \delta Q_1, & \text{при } \alpha_1 \leq \alpha < 1,92; \\ \delta Q_2, & \text{при } \alpha_2 \leq \alpha < \alpha_1; \\ \dots & \\ \delta Q_5, & \text{якщо } \alpha < \alpha_1. \end{cases} \quad (4.37)$$

Графік функції  $\delta Q = f(\alpha, n)$  представлений кривою В на рис. 4.1, б (крива С відповідає  $\gamma = 0$ ).

При прискореному врівноважуванні на основі НПСЧ (0,1) з використанням характеристики Баттерворта наявність перерегулювання висуває ще специфічніші вимоги до завдання значень додаткових сигналів  $\Delta Q_{\partial}$ . У цьому випадку, щоб уникнути появи розривів  $\Delta Q_{\partial}$ , варто

розраховувати з урахуванням масштабних множників  $M(1)$  і  $M(0)$ . Причому, якщо в ході врівноваження на  $(i-1)$ -ому такті розрядний коефіцієнт  $\alpha_{i-1} = 0$ , тоді на  $i$ -ому такті використовується додатковий сигнал  $\Delta Q_{\partial_i}^* = M(0)\Delta Q_{\partial_i}$ . При  $\alpha_{i-1} = 1$  формується  $\Delta Q_{\partial_i}^* = M(1)\Delta Q_{\partial_i}$ . У випадку багаторазового прискореного врівноваження під час паузи також включається додатковий сигнал  $\Delta Q_{\partial_n}^*$ , значення якого залежить від полярності попереднього перетвореного аналогового сигналу  $A_{\text{вх}}^{\text{пр}}$ . Аналого-цифрове перетворення при цьому здійснюється відповідно з алгоритмом, граф-схема якого представлена на рис. 4.6. Відповідно до даного алгоритму, якщо полярність  $A_{\text{вх}}^{\text{пр}}$  була від'ємною, то в паузі включається сигнал  $\Delta Q_{\partial_n}^* = M(1)A_{\text{вх.max}}$ . При додатній полярності  $\Delta Q_{\partial_n}^* = M(0)A_{\text{вх.max}}$ . Ці сигнали формуються шляхом подачі на  $\alpha$ -ЦАП кодів паузи  $N_n$ , відповідно  $N_n^+$  і  $N_n^-$ . Наступне врівноваження починається з визначення знака різниці  $\Delta A_n$  між значеннями чергового вхідного сигналу  $A_{\text{вх}}$  і компенсуючого  $A_{\text{кп}}(t)$  наприкінці паузи.

Визначення  $M_n(0)$  можна виконати на підставі аналізу діаграми врівноваження, наведеної на рис. 4.7, а. При цьому для правильного врівноваження необхідно в момент досягнення екстремуму перерегулювання виконання умови  $\Delta A_n \leq 0,5Q_0$ . Гранічним є випадок, коли  $\Delta A_n = (A_{\text{вх.max}} - \Delta Q_{\partial_n}^*)(1 + \gamma) - A_{\text{вх.max}}$ . Розкриваючи  $\Delta Q_{\partial_n}^*$  і з огляду на те, що  $A_{\text{вх.max}} \approx Q_n$ , маємо  $\Delta A_n = [Q_n - M_n(0)Q_n\delta Q_{\partial_n}](1 + \gamma) - Q_n$ , звідки знаходиться

$$M_n(0) \approx \frac{\gamma}{(1 + \gamma)\delta Q_{\partial_n}}$$

Значення  $M_n(1)$  можна визначити на основі діаграми врівнова-

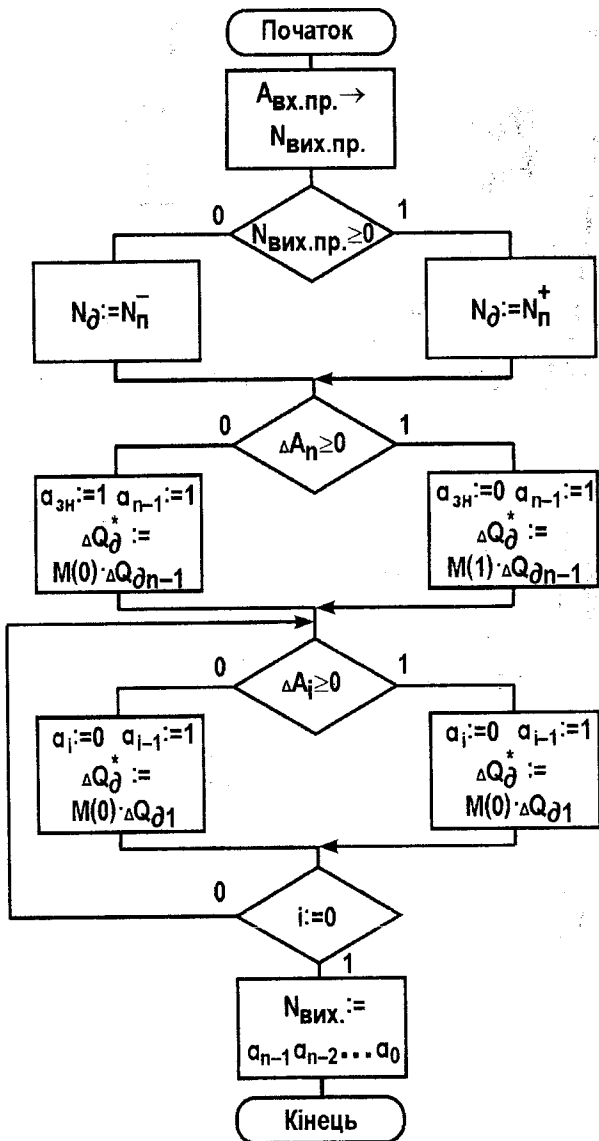
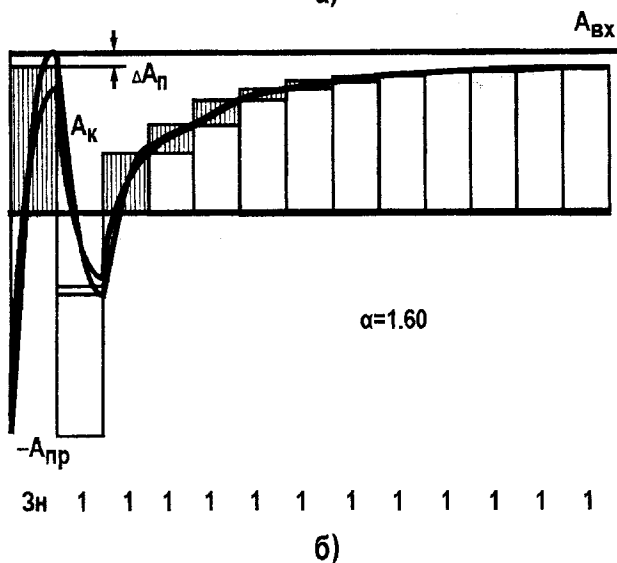
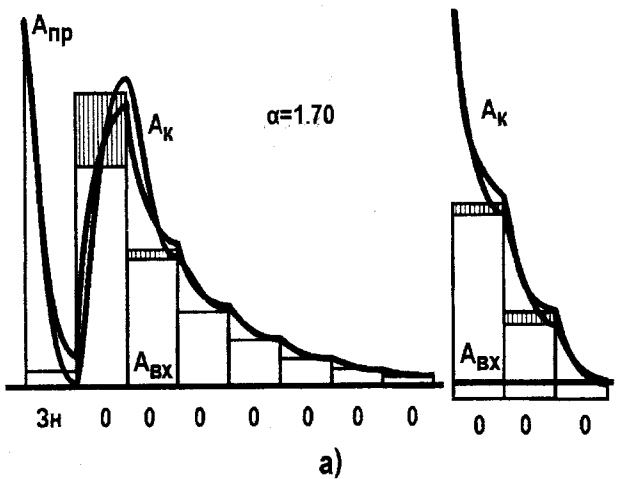


Рисунок 4.6 – Граф - схема алгоритму багатократного прискореного форсованого аналого-цифрового перетворення на основі НПСЧ (0,1)



а)  $+ A_{вх. пр}$ ;

б)  $- A_{вх. пр}$ .

Рисунок 4.7 – Багатократне прискорене форсоване  
 рівноваження в умовах коливальності при  
 від'ємному та додатному входних сигналах

ження, наведеної на рис. 4.7, б. При цьому необхідно, щоб у момент досягнення максимуму перерегулювання виконувалося співвідношення  $\Delta A_{II} \leq 0,5Q_0$ . Граничним є випадок, коли

$$\Delta A_{II} = [Q_n + M_{II}(1)Q_n \delta Q_\partial] (1+\gamma) - \sum_0^{n-1} Q_i.$$

Після перетворень знаходиться

$$M_{II}(1) \approx \frac{1 - (\alpha - 1)(1 + \gamma)}{(1 + \gamma)\delta Q_\partial(\alpha - 1)}.$$

Значення коефіцієнтів впливу форми перехідного процесу  $M(0)$  і  $M(1)$  може бути визначено за допомогою діаграми врівноваження. При цьому на підставі рівностей

$$Q_{n-1} + \Delta Q_{\partial n-1} - Q_{n-2} = (Q_{n-1} + \Delta Q_{\partial n-1} - Q_{n-2} - M(0)\Delta Q_{\partial n-2})(1+\gamma)$$

$$\text{і} \quad Q_{n-1} + \Delta Q_{\partial n-1} = (Q_{n-1} + M(1)\Delta Q_{\partial n-1})(1+\gamma)$$

знаходяться відповідно

$$M_{II}(0) \approx \frac{\alpha(1 + \delta Q_\partial) - 1}{(1 + \gamma)\delta Q_\partial} \quad (4.38)$$

і

$$M_{II}(1) \approx \frac{\delta Q_\partial - \gamma}{(1 + \gamma)\delta Q_\partial} \quad (4.39)$$

Графічна інтерпретація (4.38) і (4.39) у вигляді  $M(0) = f(\gamma, \alpha)$  і  $M(1) = f(\gamma, \alpha)$  представлена на рис. 4.5, б. Для характеристики Баттерворта співвідношення (4.39) обертається в нуль при  $\alpha \approx 1,96$ . Це озна-

час, що прискорене аналого-цифрове перетворення на основі НПСЧ (0,1) у цьому випадку можливо при  $\alpha < 1,96$ . Моделювання "особливих" точок з урахуванням зазначених умов дозволило скласти необхідні рівняння балансу. Так, при  $\alpha = 1,70$  відповідно до діаграми врівноваження рівняння балансу має вигляд

$$\begin{aligned} & \alpha^{n-1} \left[ x(1+M(1)\delta Q_{\partial} - M(1)\delta Q_{\partial}) (1-x^{n-1}) - \left[ x(1+M(1)\delta Q_{\partial} - M(1)\delta Q_{\partial}) \right]^* \right. \\ & * \sum_0^{n-3} x^i \alpha^i - x^{n-2} \alpha^{n-2} \left[ x(1+M\delta Q_{\partial_0} - M\delta Q_{\partial_0}) \right] + \sum_1^{n-2} x^i \alpha^i + \\ & \left. + \alpha^{n-2} - \sum_0^{n-3} x^i \alpha^i - 1,5 = 0. \right. \end{aligned} \quad (4.40)$$

При  $\alpha = 1,60$  на підставі діаграми врівноваження отримано співвідношення

$$\begin{aligned} & \sum_0^{n-1} x^i \alpha^i - \sum_0^{n-2} x^i \alpha^i \left[ x(1+M(0)\delta Q_{\partial_i} - M(0)\delta Q_{\partial_i}) \right] + x^{n-1} \alpha^{n-1} * \\ & * \left[ x(1+M(1)\delta Q_{\partial_{n-1}} - M(1)\delta Q_{\partial_{n-1}}) \right] - 0,5 = 0. \end{aligned} \quad (4.41)$$

Таким чином, математична модель  $\delta Q$  при врівноваженні на основі НПСЧ (0,1) з перехідною характеристикою типу Баттерворта задається складеною кусковою функцією:

$$\delta Q(\alpha, n) = \begin{cases} \delta Q_1 & \text{при } 1,67 \leq \alpha \leq 1,96 \\ \delta Q_2 & \text{при } \alpha < 1,67 \end{cases} \quad (4.42)$$

Графічна інтерпретація (4.42) представлена кривою D на рис. 4.1, б. Порівняння взаємного розташування кривих, зокрема, C і B свідчить про те, що наявність коливальності в перехідній характеристиці зменшує припустиме значення  $\delta Q$ . Причому збільшення  $\gamma$  призводить до зменшення M для НПСЧ(1,  $\bar{1}$ ) і M(1) для НПСЧ(0,1). M(0) при цьому зростає. Ця обставина змушує для створення умов прискореного врівноваження збільшувати надлишковість, тобто зменшувати

$\alpha$ . Межове значення  $\alpha$  для заданого  $\gamma$  визначається по графіках  $M = f(\gamma, \alpha)$ , а також  $M(0) = f(\gamma, \alpha)$  і  $M(1) = f(\gamma, \alpha)$ .

Слід зазначити одну істотну особливість виконання операції порівняння аналогових сигналів при перетворенні з високою роздільністю. У цьому випадку діапазон змінення  $\Delta A_i$  від такту до такту буде досить великий. Наявність високого рівня  $\Delta A_i$  на вході СП може призвести до істотного погіршення швидкодії. На практиці [212] для компенсації великих значень  $\Delta A_i$  передбачається введення в підсилювач різниці СП ланцюгів обмеження, зокрема, у вигляді нелінійного від'ємного зворотного зв'язку, що задає, як правило, логарифмічну функцію коефіцієнта передачі. У цьому випадку  $\xi$  стає функцією  $\Delta A_i$ , що природно змінює характер перехідного процесу при врівноваженні в міру просування від старших розрядів до молодшого. Для врахування даного явища автором запропоновано при моделюванні використовувати емпіричну залежність  $\xi = f(\Delta A_i)$  у вигляді

$$\xi = \xi_0 \left( 1 + F_{33} \ln \frac{\alpha^n}{\Delta A_i + \Delta A_{\text{нор}}} \right), \quad (4.43)$$

де  $\xi_0$  – початкове значення  $\xi$  при максимальному  $\Delta A$ ;

$F_{33}$  – коефіцієнт пропорційності, що задається на проміжку

$0 \leq F_{33} \leq 1,0$  і враховує параметри ланцюга зворотного зв'язку;

$\Delta A_{\text{нор}}$  – граничне значення  $\Delta A$ , при якому включається ланцюг зворотного зв'язку.

Змінення параметрів коливальності, зокрема, мінливість  $\xi$  обумовлює мінливість  $\gamma$ . У цьому зв'язку виникає задача вибору  $\gamma$  і оцінювання значень  $M$  для НПСЧ  $(1, \bar{1})$  і  $M(0)$ ,  $M(1)$  для НПСЧ  $(0, 1)$ . Результати практичних досліджень показують, що в зазначеній ситуації доцільно спочатку визначити параметри коливальності конкретної схеми, а потім на основі аналізу "особливих" точок оцінювати  $M$ ,  $M(0)$  і  $M(1)$ .



Машинне моделювання проведене, зокрема, при параметрах  $\xi_0=0,42$ , що відповідає початковому  $\gamma_0 = 0,2$ ;  $F_{33} = 0,2$  і  $\Delta A_{пор} = 10$  для НПСЧ (0,1) за умови, що кінцеві параметри коливальності відповідають характеристичі Баттерворта, показує таке. Параметр  $\gamma$ , а відповідно і коефіцієнт  $M(0)$  повинні розраховуватися за умови, коли  $A_{вх}$ , знаходиться в околі "особливої" точки, в якій межові кодові комбінації мають вигляд

	<b>3n</b>	<b>n-1</b>	<b>n-2</b>	<b>n-3</b>	<b>...</b>	<b>1</b>	<b>0</b>
<b>N<sub>i</sub></b>	0	1	0	1	...	0	0
<b>N<sub>i+1</sub></b>	0	0	1	0	...	0	1.

Коефіцієнт  $M(1)$  при  $\alpha \geq 1,67$  повинний розраховуватися для випадку, коли в точці розриву граничні кодові комбінації мають вигляд

	<b>3n</b>	<b>n-1</b>	<b>n-2</b>	<b>n-3</b>	<b>...</b>	<b>1</b>	<b>0</b>
<b>N<sub>i</sub></b>	0	1	1	1	...	1	0
<b>N<sub>i+1</sub></b>	0	0	1	1	...	1	1,

а для  $\alpha < 1,67$

	<b>3n</b>	<b>n-1</b>	<b>n-2</b>	<b>n-3</b>	<b>n-4</b>	<b>n-5</b>	<b>...</b>	<b>1</b>	<b>0</b>
<b>N<sub>i</sub></b>	0	0	1	0	1	1	...	1	0
<b>N<sub>i+1</sub></b>	0	0	1	0	1	1	...	1	1.

Орієнтація при визначеннях  $\delta Q_{\partial}^*$  на початкові значення  $\xi_0$  і  $\gamma_0$  які мають місце на старшому (n-1) такті врівноваження, може призвести до невиправданого зниження оцінки швидкодії.

Якщо в ході врівноваження характер перехідного процесу змінюється істотно і  $\zeta$  варіюється в широких межах, то крім виразу (4.23) в моделюючій програмі використовуються й інші. Так, при  $\zeta = 1$  застосовується [203] вираз

$$h_n(t) = 1 - e^{-wt} - wte^{-wt},$$

а при  $\zeta > 1 - h_n(t) = 1 + K_2 e^{-p_2 t} + K_3 e^{-p_3 t}$ ,

де  $K_2 = w^2 / (p_2^2 - p_2 p_3)$ ;

$K_3 = w^2 / (p_3^2 - p_2 p_3)$ ;

$p_2$  і  $p_3$  – полюси перехідної характеристики;

$K_2, K_3$  – коефіцієнти характеристичного рівняння.

У цьому випадку в ході моделювання на кожному такті врівноваження відповідно до (4.43) обчислюється й аналізується значення  $\zeta_i$ . На підставі результатів аналізу використовується необхідна формула перехідної функції, по якій розраховується  $A_k(t)$ . Математична модель  $\delta Q$  у загальному випадку для різних  $\xi$  або  $\gamma$  складається аналогічно тому, як це робилося для випадку характеристики Баттерворта. Проте, створення універсальної математичної моделі для узагальненого  $\alpha$  на підставі запропонованої методики здається надто громіздкою процедурою.

### 4.3 Прискорене врівноваження за умови зміння рівня вхідного сигналу

Відомо [190], що в двійковому АЦП порозрядного кодування наявність навіть незначного зміння  $\Delta A_{\text{вх}}$  рівня вхідного сигналу  $A_{\text{вх}}$  за час врівноваження може призвести до появи динамічної похибки другого роду  $\Delta A_{\text{д}}$ <sup>II</sup>. Використання НПСЧ дозволяє до визначеної межі компенсувати  $\Delta A_{\text{вх}}$ . Дослідження зазначеної компенсуючої здатності НПСЧ доцільно здійснювати за допомогою комп'ютерного моделювання. Для цього в комп'ютерній програмі "Моделювання точок розриву" передбачене введення параметра  $\Delta A_{\text{вх}}$ . Метою досліджень є визначення припустимих значень  $\Delta A_{\text{вх}}$  у вигляді функції  $\Delta A_{\text{вх}} = f(x, \alpha, n)$ .

Моделювання, виконане для аналого-цифрового перетворення, що самокомпенсується, на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$ , показує, що максимальне значення  $\Delta A_{\text{вх}}$  буде при  $x = 0$ , тобто у випадку безінерційного врівноваження. Причому дослідження, виконані в цьому випадку, зокрема, для  $\alpha = 1,90$ ,  $\alpha = 1,80$  і  $\alpha = 1,70$  демонструють у рамках одного значення  $\alpha$  розбіжність для різних  $x$  межових кодових комбінацій  $N_i$  і  $N_{i+1}$  в "особливих" точках, а відповідно і розбіжність рівнянь балансу.

У цьому випадку узагальнена математична модель  $\Delta A_{\text{вх}} = f(x, \alpha, n)$  при  $x > 0$  (прискорене врівноваження) на деяких проміжках, наприклад,  $1,50 \leq \alpha \leq 2,00$  уявляється досить громіздкою і незручною в користуванні. Тому замість узагальненої моделі доцільно при  $x = 0$  використовувати окремі моделі  $\Delta A_{\text{вх}} = f(x, \alpha, n)$  для більш "вузького" проміжку  $\alpha_{i+1} \leq \alpha \leq \alpha_i$ . Складання даних моделей здійснюється з використанням рівнянь балансу виду  $f(\Delta A_{\text{вх}}, x, \alpha, n) = 0$ , що, у свою чергу, виводяться за вищерозглянутою методикою.

У випадку лінійного змінення  $A_{\text{вх}}$  залежність  $\Delta A_{\text{вх}} = f(x, \alpha, n)$  визначається в такий спосіб. При безінерційному врівноваженні, зокрема, для  $\alpha = 1,70$  при зростанні  $A_{\text{вх}}$  вихідний вираз для рівняння балансу  $F(\Delta A_{\text{в}}, \alpha) = 0$  має вигляд

$$\Delta A_{\text{кв}}^+ = 2\Delta A_{\text{в}}^+ + Q_1 - Q_0,$$

де  $\Delta A_{\text{в}}^+$  – змінення  $A_{\text{вх}}$  протягом одного такту.

На підставі останнього співвідношення

$$\Delta A_{\text{в max}}^+ = \frac{2,5 - \alpha}{2}.$$

Загальне змінення вхідного сигналу задається виразом

$$A_{\text{вх}}(t) = A_{\text{вх II}} \pm \Delta A_{\text{вх}}(t),$$

де  $\Delta A_{\text{вх}}(t) = \Delta A_{\text{в}} t / t_T$ ;

$t$  – час врівноваження;

$A_{\text{вх II}}$  – значення  $A_{\text{вх}}$  наприкінці паузи (перед початком врівноваження).

При прискореному врівноваженні значення  $\Delta A_{\text{в}}$  залежить від  $x$ . Так, наприклад, при  $\alpha = 1,80$  рівняння балансу  $F(\Delta A_{\text{в}}, x, \alpha) = 0$  задається для деякого середнього  $x$  співвідношенням

$$\Delta A_V = -\frac{(x\alpha^3 + x^2\alpha^4 - x^3\alpha^5)(1-x^3) + x + x^2\alpha - x^3\alpha^2 + \alpha^2 - \alpha - 2,5}{3}, \quad (4.44)$$

при  $\alpha = 1,70$

$$\Delta A_V = -\frac{(x\alpha^3 + x^2\alpha^4 - \alpha \sum_{i=1}^5 x^i \alpha^i)(1-x^3) + x + x^2\alpha - x^3\alpha^2 + \alpha^2 - \alpha - 2,5}{2}, \quad (4.45)$$

при  $\alpha = 1,60$

$$\Delta A_V = -\frac{(x\alpha^2 + x^2\alpha^3 - x^3\alpha^4 + x^4\alpha^5)(1-x^2) + x - x^2\alpha + \alpha - 2,5}{2}. \quad (4.46)$$

Варто відзначити, що при збільшенні  $x$  до максимуму вираз для  $\alpha = 1,60$  збігається з (4.45). У випадку зменшення рівня  $A_{ax}$  ( $\Delta A_{ax}$  – від'ємне) розглянуті співвідношення залишаються в силі, завдяки властивості симетричності зображення від'ємних і додатних чисел у НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ).

При форсованому врівноваженні припустимий рівень зміння  $A_{Bx}$  залежить не тільки від  $x$ , але і від обраного значення додаткового сигналу  $\delta Q_\theta^* = M\delta Q_\theta$ . Причому моделювання показує, що на проміжку  $0 \leq x \leq x_{\max}$  для  $M > 0$  має місце два типи функціональних залежностей  $\Delta A_V = f(x, \alpha, M)$ . Так, зокрема, при  $\alpha = 1,80$  з рівнянь балансу в "особливих" точках впливають рівності

$$\Delta A_V = \frac{25 - \alpha^2 + \alpha - [x(1 + M\delta Q_\theta - M\delta Q_\theta)] \left[ (\alpha^3 + x\alpha^4 - x^2\alpha^5)(1-x^3) + 1 + x\alpha - x^2\alpha^2 \right]}{3}, \quad (4.47)$$

$$\Delta A_V = \frac{25 - \alpha^2 + \alpha - [x(1 + M\delta Q_\theta - M\delta Q_\theta)] \left[ (\alpha^3 + x\alpha^4 - x^2\alpha^5)(1-x^3) - 1 - x\alpha + x^2\alpha^2 \right]}{3}. \quad (4.48)$$

Графічна інтерпретація (4.47) і (4.48) у вигляді функцій

$\Delta A_V = f(x)$  для різних значень  $M$  породжує сім'ю кривих, зображених на рис. 4.5, в. При цьому криві сім'ї  $\Delta A'_V = f(x, M)$  у міру наростання  $x$  нахилені донизу, а криві сім'ї  $\Delta A''_V = f(x, M)$  піднімаються вгору. Причому кожна пара графіків  $\Delta A'_V = f(x)$  і  $\Delta A''_V = f(x)$  для окремого значення  $M$  має одну точку перетину.

По мірі зростання  $M$  криві сім'ї  $\Delta A'_V$ , зміщаються донизу, а сім'ї  $\Delta A''_V$  – вгору. Варто відзначити, що для різних  $M$  значення  $\Delta A_V$  у точках перетину зазначених кривих збігаються. Прирівнявши  $\Delta A'_V$  і  $\Delta A''_V$ , що задаються співвідношеннями (4.47) і (4.48), можна знайти  $M$  як функцію від  $x$  у вигляді

$$M = \frac{x}{\delta Q_D(1-x)}.$$

Задаючи  $M$  відповідно до останнього виразу, можна досягти сталості  $\Delta A_V$  на всьому інтервалі  $x$ , тобто забезпечити незалежність максимального значення  $\Delta A_{ex}$  від тривалості такту врівноваження  $t_f$ . Проте такий підхід незручний з погляду технічної реалізації. Тому доцільним є вибір постійного значення  $M$  з використанням вищерозглянутих сімей кривих. При цьому можливі різні варіанти. Можна, наприклад, задати початкове значення  $\Delta A_V$  при  $x = 0$ . Потім на підставі виразу

$$M = \frac{2,5 - \alpha^2 + \alpha - 3\Delta A_V}{\delta Q_D(\alpha^3 - 1)},$$

що випливає з (4.47), розрахувати  $M$ . Далі, підставляючи  $M$  в (4.47) і (4.48), можна одержати дві криві, що перетинаються, які і визначають залежність  $\Delta A_V = f(x)$ . Причому ліворуч від точки перетинання необхідно використовувати зростаючу функцію (4.48), а праворуч – спадаючу функцію (4.47). Проте при цьому початкові і кінцеві значення  $\Delta A_V$  можуть бути різні. На практиці зручно задавати однакові значення  $\Delta A_V$  для  $x = 0$  і  $x = x_{\max}$ . У цьому випадку праві частини виразів

(4.47) і (4.48) прирівнюються, і в них підставляються значення  $x$ , відповідно рівні  $x = x_{\max}$  і  $x = 0$ . При цьому  $M$  обчислюється на підставі виразу

$$M = \frac{x \left[ (\alpha^3 + x\alpha^4 - x^2\alpha^5)(1-x^3) + 1 + x\alpha - x^2\alpha^2 \right]}{\delta Q_0 \left\{ (1-x) \left[ (\alpha^3 + x\alpha^4 - x^2\alpha^5)(1-x^3) + 1 + x\alpha - x^2\alpha^2 \right] + \alpha^3 - 1 \right\}}.$$

Для  $\alpha = 1,80$ ,  $x_{\max} = 0,132$ , а  $\delta Q_0 = 0,139$ , тому  $M = 0,647$ . Слід зазначити, що при  $M = 0$  вищевказані сім'ї перетворюються в одну криву, що задається співвідношенням (4.45). Водночас при  $M \rightarrow 1$  і  $x \rightarrow 0$  рівняння балансу при заданому  $\alpha$  починають змінюватися. Так, зокрема, для  $\alpha = 1,80$ ;  $M = 1$ ;  $x = 0,018$  має місце співвідношення

$$\Delta A_V^* = \frac{25 - \alpha^3 + \alpha^2 + \alpha - \left[ x(1 + M\delta Q_0 - M\delta Q_0) \right] \left[ (\alpha^4 + x\alpha^5 - x^2\alpha^6)(1-x^4) - 1 - x\alpha - x^2\alpha^2 + x^3\alpha^3 \right]}{4}.$$

Таким чином, праворуч від точки перетину  $x = x_{\min} = 0,018$  необхідно використовувати (4.48), а ліворуч – останній вираз. Подальше зменшення  $x$  призводить до появи нових рівнянь, що задають  $\Delta A_V^*$ . Отже, формула (4.48) при  $M = 1$  справедлива на проміжку  $0,018 \leq x \leq x_{\max}$ .

Зменшення  $\alpha$  також змінює рівняння балансу в "особливих" точках, а відповідно і співвідношення, що визначають  $\Delta A_V^*$ . Так, при  $\alpha = 1,70$  при  $x_{\min} \leq x \leq x_{\max}$  мають місце два рівняння вигляду

$$\Delta A_V^* = \frac{25 - \alpha - \left[ x(1 + M\delta Q_0 - M\delta Q_0) \right] \left[ (\alpha^2 - x\alpha^3 - x^2\alpha^4 + x^3\alpha^5)(1-x^2) + \dots + x(1 + M\delta Q_0 - M\delta Q_0) \right] (1-x\alpha)}{2}$$

та

$$\Delta A_V^* = \frac{25 - \alpha - \left[ x(1 + M\delta Q_0 - M\delta Q_0) \right] \left[ (\alpha^2 - x\alpha^3 - x^2\alpha^4 + x^3\alpha^5)(1-x^2) - \dots - x(1 + M\delta Q_0 - M\delta Q_0) \right] (1-x\alpha)}{2}$$

подібні (4.47) і (4.48). Для  $\alpha = 1,60$  аналогічні співвідношення зображуються у формі

$$\Delta A'_V = \frac{2,5 - \alpha - \left\{ \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_2}) - M\delta Q_{\partial_2} \right] \alpha^2 - x \cdot \frac{2}{3} \sum x^j \alpha^j \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_1}) - M\delta Q_{\partial_1} \right] \right\} (1 - x^2)}{2} +$$

$$\frac{\left\{ x^{-2} \sum \frac{7}{6} x^j \alpha^j \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_1}) - M\delta Q_{\partial_1} \right] \right\} (1 - x^2) + x - x\alpha \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_1}) - M\delta Q_{\partial_1} \right]}{2}$$

та

$$\Delta A''_V = \frac{2,5 - \alpha - \left\{ \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_2}) - M\delta Q_{\partial_2} \right] \alpha^2 - x\alpha^3 \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_3}) - M\delta Q_{\partial_3} \right] \right\} (1 - x^2)}{2} +$$

$$\frac{\left\{ x^2 \alpha^4 \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_4}) - M\delta Q_{\partial_4} \right] - x^3 \alpha^5 \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_5}) - M\delta Q_{\partial_5} \right] \right\} (1 - x^2)}{2} +$$

$$\frac{\left\{ x^4 \alpha^6 \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_6}) - M\delta Q_{\partial_6} \right] \right\} (1 - x^2) - x + x\alpha \left[ x(1 + M\delta Q_{\partial_1}) - M\delta Q_{\partial_1} \right]}{2}$$

Розрахунок необхідного значення  $M$  для зазначених  $\alpha$  здійснюється за допомогою співвідношень, що одержуються аналогічно випадку  $\alpha = 1,80$ . Якщо  $\alpha$  змінюється в широких межах, наприклад, на проміжку  $1,50 \leq \alpha \leq 2,00$ , то розрахунок  $\Delta A'_V$ ,  $\Delta A''_V$  і  $M$  виконується на підставі двох рівнянь балансу  $F'(\Delta A'_V, x, \alpha, n) = 0$  і  $F''(\Delta A''_V, x, \alpha, n) = 0$ , характерних для обраного проміжку  $\alpha_{i+1} \leq \alpha \leq \alpha_i$ . Перехід при змінній  $\alpha$  від однієї пари рівнянь балансу  $F'_i(\Delta A'_V, x, \alpha, n) = 0$  і  $F''_i(\Delta A''_V, x, \alpha, n) = 0$  до іншої  $F'_{i+1}(\Delta A'_V, x, \alpha, n) = 0$  і  $F''_{i+1}(\Delta A''_V, x, \alpha, n) = 0$  здійснюється у відповідній вузловій точці  $\alpha = \alpha_{i+1}$ . Варто відзначити, що якщо  $\alpha < 1,90$ , тоді при форсованому врівноваженні на основі НІСЧ  $(1, \bar{1})$  вузлові точки розташовані у "місяцях", в яких змінюються умови задання форсуючих сигналів. Відповідно,  $\alpha_i = 1,76$ ;  $\alpha_{i+1} = 1,67$ . Якщо  $1,90 < \alpha \leq 2,00$ , тоді кількість вузлових точок зростає і починає істотно

залежати від числа розрядів  $n$ . У цьому випадку аналіз  $\Delta A'_V$ ,  $\Delta A''_V$  і  $M$  на основі розглянутого підходу стає громіздким.

У ході досліджень, описаних у третьому розділі, показано, що прискорене аналого-цифрове перетворення на основі НПСЧ (0,1) можливе тільки при використанні форсуючих сигналів  $A_{\partial}$ . Тому аналіз компенсуючої здатності НПСЧ (0,1) при змінненні  $A_{\partial x}$  зводиться до визначення функціональних залежностей:  $\Delta A_V^- = f[\alpha, M(0), M(1), x]$  і  $\Delta A_V^+ = f[\alpha, M(0), M(1), x]$ . Тут  $\Delta A_V^-$  відповідає випадку зменшення (по модулю) рівня  $A_{\partial x}$  у процесі врівноваження, а  $\Delta A_V^+$  – збільшенню рівня  $A_{\partial x}$ . Слід зазначити, що НПСЧ (0,1) дозволяє в АЦП компенсувати  $\Delta A_V^+$  без використання форсуючих сигналів. При від'ємному  $\Delta A_V^-$  наявність цих сигналів принципово необхідна. Тому ситуації з  $\Delta A_V^+$  і  $\Delta A_V^-$  варто розглянути окремо.

У випадку від'ємного  $\Delta A_{\partial x}$  моделювання при безінерційному врівноваженні дало таке. При  $\alpha \leq 1,90$  вид кодових комбінацій  $K_{i-1}$ ,  $K_i$  і  $K_{i+1}$  в "особливих" точках збігається. Відповідно до діаграми врівноваження для  $\alpha = 1,80$  вихідний вираз для рівняння балансу задається рівністю

$$1,5Q_0 = M(0)\delta Q_{\partial}Q_0 + Q_0 - M(0)\delta Q_{\partial}Q_3 + 3\Delta A_V^-,$$

з якої визначається

$$\Delta A_V^- = \frac{0,5 + M(0)\delta Q_{\partial}(\alpha^3 - 1)}{3}. \quad (4.49)$$

При  $\alpha=1,60$  має місце співвідношення

$$\Delta A_V^- = \frac{0,5 + M(0)(\delta Q_{\partial}\alpha^3 - 0,5)}{3}.$$



У випадку зростання  $A_{\text{вх}}$  при  $\alpha = 1,80$  вихідний вираз для рівняння балансу має вигляд  $1,5Q_0 = 3\Delta A_{\text{в}}^+ + M(1)\delta Q_0 Q_3 + Q_3 - Q_2 - Q_1 - Q_0$ , звідки знаходиться

$$\Delta A_{\text{в}}^+ = \frac{2,5 - M(1)\delta Q_0 \alpha^3 - \alpha^3 + \alpha^2 + \alpha}{3}.$$

При  $\alpha = 1,70$

$$\Delta A_{\text{в}}^+ = \frac{2,5 - M(1)\delta Q_0 \alpha^2 - \alpha^2 + \alpha}{2}. \quad (4.50)$$

У випадку  $\alpha = 1,60$

$$\Delta A_{\text{в}}^+ = \frac{2,5 - M(1)\delta Q_0 \alpha^2 - \alpha^2 + \alpha}{2}.$$

Слід зазначити одну обставину. При від'ємних  $\Delta A_{\text{вх}}$  зменшення значень  $M(0)$  нижче визначеного рівня, а при додатних  $\Delta A_{\text{вх}}$  збільшення значень  $M(1)$  вище визначеного рівня призведе до подовження "хвоста" молодших розрядів у кодових комбінаціях  $N_{i-1}$ ,  $N_i$  і  $N_{i+1}$ . Відповідно це змінює і рівняння балансу. Якщо  $M(0)$  і  $M(1)$  набувають значень на узагальнених інтервалах  $0 \leq M(0) \leq 1,0$  і  $0 \leq M(1) \leq 1,0$ , тоді справедливі вирази

$$\Delta A_{\text{в}}^- = \frac{0,5 + M(0)\delta Q_0 (\alpha^m - 1)}{m}, \quad (4.51)$$

$$\Delta A_{\text{в}}^+ = \frac{2,5 - M(1)\delta Q_0 \alpha^m - \alpha^m + \sum_{i=1}^{m-1} \alpha^i}{m}. \quad (4.52)$$

де  $m$  – мінімальна довжина "хвоста" у молодших розрядах комбінацій  $N_{i-1}$ ,  $N_i$  і  $N_{i+1}$  у випадку, коли  $M(0) \rightarrow 0$ , а  $M(1) \rightarrow 1$ ,  $m$  наближається до  $n$ .

Проте вибір крайніх значень  $M(0)$  і  $M(1)$  нераціональний, тому що зменшує  $\Delta A_{\text{в}}^+$  і  $\Delta A_{\text{в}}^-$ . У цьому випадку доцільно задавати такі

$M(0)$  і  $M(1)$ , що задовольняють (4.49) і (4.50). Точки перетинання функцій (4.48) і (4.49) визначають, з одного боку, значення  $M=M(0)=M(1)$ , при яких  $|\Delta A_V^+| = |\Delta A_V^-|$ , а з іншого боку, максимально припустиме значення  $\Delta A_{max}$  при рівних модулях  $+\Delta A_{ex}$  і  $-\Delta A_{ex}$ . Ділянка між точками перетину функцій (4.49) і (4.51) при  $m = 4$ , а також функцій (4.50) і (4.52) при  $m = 3$  задає інтервал припустимих значень  $\Delta A_V^-$  і  $\Delta A_V^+$ , при яких справедливі вирази (4.49) і (4.52). Межі зазначених інтервалів відповідають:  $M(0)_{min} = 0,182$ ;  $M(1)_{max} = 0,856$ . При  $M = M(0)=M(1) = 0,414$  має місце максимально припустиме змінення при рівних модулях  $|\Delta A_V^+|$  і  $|\Delta A_V^-|$ . Задаючи великі значення  $m$ , можна визначати припустимі межі справедливості (4.51) і (4.52). Проте розширення границь завдання  $M$  за межами  $M \leq M(0)_{min}$  і  $M \geq M(1)_{max}$  недоцільно. Таким чином, значення  $M(0)$  і  $M(1)$  варто задавати відповідно на інтервалах  $0,182 \leq M(0) \leq 0,414$  і  $0,414 \leq M(1) \leq 0,856$ . Необхідно при цьому відзначити, що якщо  $M(0)$  і  $M(1)$  вибирати довільно в рамках вищевказаних інтервалів, тоді це в загальному випадку викликає нерівність модулів  $\Delta A_{ex}$ . Для забезпечення рівності  $|\Delta A_V^+| = |\Delta A_V^-|$  необхідно  $M(0)$  і  $M(1)$  обирати за допомогою співвідношення

$$M(0) = \frac{6,5 - 3M(1)\delta Q_{\partial} \alpha^2 - 3\alpha^2 + 3\alpha}{2\delta Q_{\partial} (\alpha^3 - 1)}. \quad (4.53)$$

Скориставшись (4.53), можна забезпечити виконання умови  $|\Delta A_V^+| = |\Delta A_V^-|$  на всьому інтервалі  $0,182 \leq M \leq 0,856$ . При  $\alpha < 1,67$  рівняння зв'язку має вигляд

$$M(0) = \frac{6,5 - 3M(1)\delta Q_{\partial 2} \alpha^2 - 3\alpha(\alpha - 1)}{2\delta Q_{\partial 3} \alpha^3 - 1}.$$

Отримані співвідношення для  $M(0)$  і  $M(1)$  використовуються і при інерційному врівноваженні. У цьому випадку рівняння балансу представляються у формі  $F[\Delta A_V^+, \alpha, x, M(0), M(1)] = 0$  і  $F[\Delta A_V^-, \alpha, x, M(0), M(1)] = 0$ . Моделювання, проведене для інерційного врівноваження, показало, що і при додатному і при від'ємному  $\Delta A_{ex}$  можна виділити по два види співвідношень, відповідно  $\Delta A_{V1}^+$ ,  $\Delta A_{V2}^+$  і  $\Delta A_{V1}^-$ ,  $\Delta A_{V2}^-$ . Причому тенденції змінень значень функцій  $\Delta A_V^+$  і  $\Delta A_V^-$  залежно від  $x$  у рамках кожної пари співвідношень носять протилежний характер. Так, для додатного збільшення  $\Delta A_{ex}$ , зокрема, при  $\alpha = 1,70$  варто розглянути дві часові діаграми, наведені на рис. 4.8, а і б. Відповідно до діаграми а) вихідний вираз для рівняння балансу має вигляд

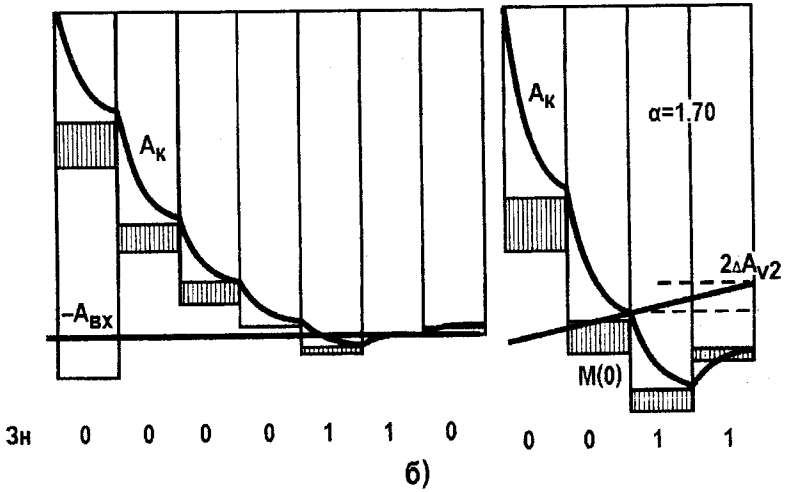
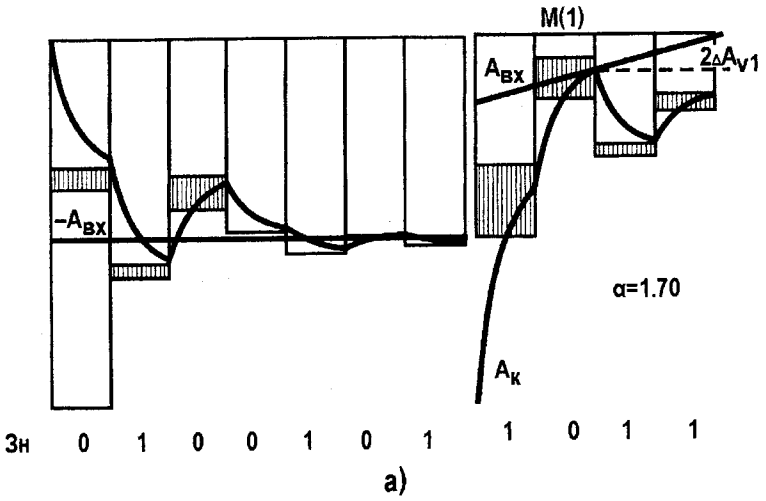
$$\Delta A_{врівн} = 2\Delta A_{V1}^+ + \Delta \tilde{Q}_2^* + Q_2 - Q_1 - Q_2,$$

$$\text{де } \Delta \tilde{Q}_2^* = -Q_2 [x(1 + M(1)\delta Q_\partial) - M(1)\delta Q_\partial] + x\Delta \tilde{Q}_3^*.$$

Після підстановок і перетворень співвідношення для  $\Delta A_{V1}^+$  зображується у формі

$$\Delta A_{V1}^+ = \frac{2,5 - \alpha^2 + \alpha + [x(1 + M(1)\delta Q_\partial) - M(1)\delta Q_\partial] [(\alpha^2 + x\alpha^3)]}{2} + \frac{[x(1 + M(0)\delta Q_\partial) - M(0)\delta Q_\partial] [x^2\alpha^4 - x^3\alpha^5]}{2}. \quad (4.54)$$

Відповідно до діаграми б) вихідний вираз для рівняння балансу є таким самим, однак відрізняється  $\Delta \tilde{Q}_2^*$ , що дорівнює:  $\Delta \tilde{Q}_2^* = -Q_2 [x(1 + M(0)\delta Q_\partial) - M(0)\delta Q_\partial] + x\Delta \tilde{Q}_3^*$ . Після необхідних підстановок і перетворень отримуємо



а)  $\Delta A_{v1}$  ;

б)  $\Delta A_{v2}$

Рисунок 4.8 – Інерційне форсоване врівноваження на основі НПСЧ (0,1)

$$\Delta A_{v2}^+ = \frac{2,5 - \alpha^2 + \alpha + [x(1 + M(0)\delta Q_0) - M(0)\delta Q_0][(\alpha^2 + x\alpha^3) + [x(1 + M(1)\delta Q_0) - M(1)\delta Q_0][x^2\alpha^4 - x\alpha^3 + x^2\alpha^4]}{2} \quad (4.55)$$

Таким чином, окрема математична модель  $\Delta A_V^+$  при  $\alpha = 1,70$  задається виразами (4.54) і (4.55). Графічну інтерпретацію  $\Delta A_{v1}^+$  і  $\Delta A_{v2}^+$  для різних пар  $M(1)$  і  $M(0)$  зображено на рис. 4.9, а. Сім'я кривих  $\Delta A_{v1}^+$  у міру зростання  $x$  піднімається вгору, криві сім'ї  $\Delta A_{v2}^+$  опускаються донизу. Для кожної пари значень  $M(1)$  і  $M(0)$  відповідні криві  $\Delta A_{v1}^+$  і  $\Delta A_{v2}^+$  мають одну точку перетину. Причому в міру зростання  $M(1)$  і  $M(0)$  точки перетинання зміщуються праворуч. Правило користування кривими полягає в тому, що ліворуч від точки перетинання використовується функціональна залежність (4.54), а праворуч – (4.55). Методика вибору значень  $M(0)$  і  $M(1)$  може бути такою самою, як у випадку НПСЧ  $(1, \bar{1})$ .

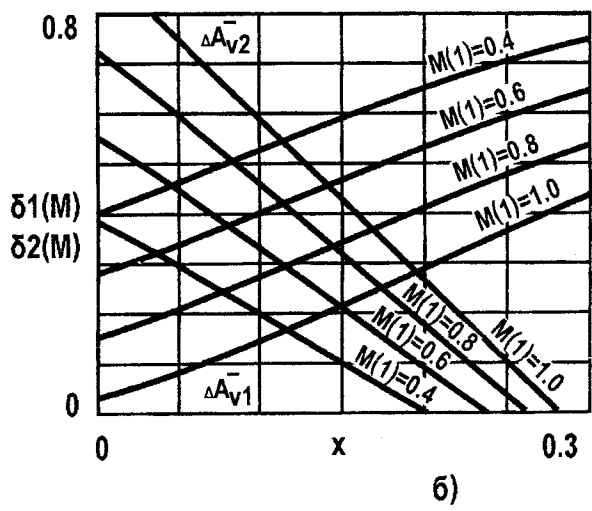
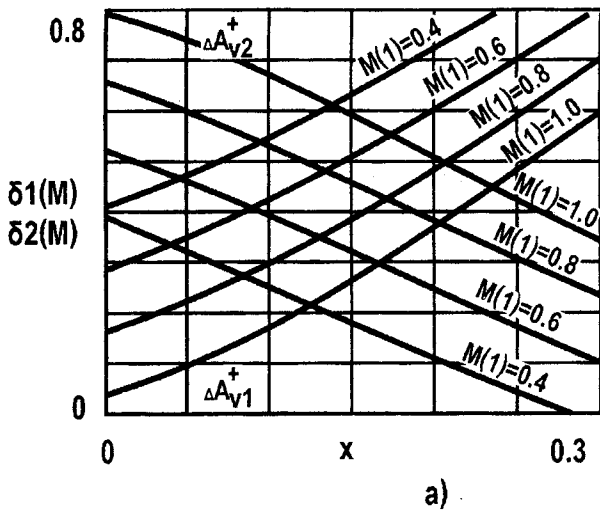
При від'ємному прирості  $\Delta A_{ex}$  у ході моделювання також отримано "особливі" точки, в яких аналіз діаграм врівноваження показує, що тенденції змінення значень  $\Delta A_{v1}^-$  і  $\Delta A_{v2}^-$  носять протилежний характер. Причому вихідні вирази для рівнянь балансу в обох випадках однакові. Так, зокрема, при  $\alpha = 1,70$  відповідно до діаграми врівноваження

$$1,5Q_0 = \Delta \tilde{Q}_0^* + Q_0 + 3\Delta A_{v1}^- - \Delta \tilde{Q}_3^*,$$

$$\Delta \tilde{Q}_0^* = -[x(1 + M(0)\delta Q_0) - M(0)\delta Q_0](1 + x\alpha) - [x(1 + M(1)\delta Q_0) - M(1)\delta Q_0]x^2\alpha^2 + x\alpha + x^2\alpha^2 + x^3\Delta \tilde{Q}_3^*,$$

$$\Delta \tilde{Q}_0^* = -[x(1 + M(0)\delta Q_0) - M(0)\delta Q_0](\alpha^3 + x\alpha^3) - [(1 + M(1)\delta Q_0) - M(1)\delta Q_0]x^3\alpha^5 + x\alpha^4 + x\alpha^5.$$

Проводячи необхідні підстановки, отримаємо:



a)  $\Delta A_{V1}^+$ ,  $\Delta A_{V2}^+$ ;

б)  $\Delta A_{V1}^-$  і  $\Delta A_{V2}^-$

Рис. 4.9 – Графічна інтерпретація залежностей  $\Delta A_V$

$$\Delta A_{\sqrt{1}}^- = \frac{0,5 + \left\{ x\alpha^4 + x^2\alpha^5 - [x(1+M(0)\delta Q_0) - M(0)\delta Q_0](\alpha^3 + x\alpha^4) \right\}}{3} + \frac{[x(1+M(1)\delta Q_0) - M(1)\delta Q_0]x^2\alpha^5 \left\{ (1-x^3) + [x(1+M(0)\delta Q_0) - M(0)\delta Q_0](1+x\alpha) \right\}}{3} + \frac{[x(1+M(1)\delta Q_0) - M(1)\delta Q_0]x^2\alpha^2 - x\alpha + x^2\alpha^2}{3} \quad (4.56)$$

На підставі діаграми маємо:

$$1,5Q_0 = \Delta \tilde{Q}_0^* + Q_0 + 3\Delta A_{\sqrt{2}}^- - \Delta \tilde{Q}_3^*,$$

де

$$\begin{aligned} \tilde{Q}_0^* &= -[x(1+M(0)\delta Q_0) - M(0)\delta Q_0](1+x\alpha) + x\alpha + x^2\alpha^2 - [x(1+M(1)\delta Q_0) - M(1)\delta Q_0]x^2\alpha^2 + x^3\Delta \tilde{Q}_3^*, \\ \tilde{Q}_3^* &= -\alpha^3[x(1+M(1)\delta Q_0) - M(1)\delta Q_0] - [x(1+M(0)\delta Q_0) - M(0)\delta Q_0](x\alpha^4 + x^2\alpha^2) + x^3\alpha^6 + x^2\alpha^5. \end{aligned}$$

Після підстановок:

$$\Delta A_{\sqrt{2}}^- = \frac{0,5 + \left\{ x^2\alpha^5 + x^3\alpha^6 - \alpha^3[x(1+M(1)\delta Q_0) - M(1)\delta Q_0] \right\}}{3} + \frac{[x(1+M(0)\delta Q_0) - M(0)\delta Q_0](x^2\alpha^5 + x\alpha^4) \left\{ (1-x^3) + [x(1+M(0)\delta Q_0) - M(0)\delta Q_0](1+x\alpha) \right\}}{3} + \frac{[x(1+M(1)\delta Q_0) - M(1)\delta Q_0]x^2\alpha^2 - x\alpha - x^2\alpha^2}{3} \quad (4.57)$$

Таким чином, окрема математична модель  $\Delta A_{\sqrt{v}}^-$  при  $\alpha = 1,70$  задається виразами (4.56) і (4.57). Графічну інтерпретацію  $\Delta A_{\sqrt{1}}^- = f[\alpha, x, M(0), M(1)]$  і  $\Delta A_{\sqrt{2}}^- = f[\alpha, x, M(0), M(1)]$  наведено на рис. 4.9, б. Сім'я кривих  $\Delta A_{\sqrt{1}}^-$  із зростанням  $x$  піднімається вгору, криві сім'ї  $\Delta A_{\sqrt{2}}^-$  опускаються донизу. Для кожної пари значень  $M(1)$  і  $M(0)$  відповідні криві  $\Delta A_{\sqrt{1}}^-$  і  $\Delta A_{\sqrt{2}}^-$  мають одну точку перетину. При-

чому ліворуч від точки перетину варто використовувати (4.56), праворуч – (4.57).

Для  $\alpha < 1,67$  у математичних моделях  $\Delta A_V^+$  і  $\Delta A_V^-$  замість  $\delta Q_0$  варто використовувати  $\delta Q_{0_i}$ . При  $1,90 < \alpha \leq 2,00$  кількість рівнянь балансу у випадку наростання  $\alpha$  швидко збільшується. Тому загальна математична модель  $\Delta A_V^+$  і  $\Delta A_V^-$  на зазначеному інтервалі  $\alpha$  буде громіздкою.

У випадку експонентної форми вхідного сигналу закон змінення  $A_{\text{ex}}$  може бути представлений у формі  $\Delta A_{\text{ex}}(t) = \pm \Delta A_{\text{ex}} e^{-t/\tau_c}$ , де  $\Delta A_{\text{ex}}$  – амплітуда стрибка  $A_{\text{ex}}$  перед початком врівноваження,  $\tau_c$  – постійна часу встановлення сигналу  $A_{\text{ex}}$ . При цьому для врівноваження, що самокомпенсується, на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) у ході моделювання, зокрема, при  $\alpha = 1,70$  можна виділити три характерні діаграми врівноваження умовно для малих, середніх і великих  $x$ . Відповідно до діаграми для малих  $x$ , наведеної на рис. 4.10, а, вихідний вираз для рівняння балансу має вигляд

$$\Delta A_{\text{ex}} = \sum_0^{n-2} Q_i - Q_{n-1} - \Delta Q_0^* + 1,5Q_0.$$

Після підстановок відносно значення  $\delta A_{\text{ex}} = \Delta A_{\text{ex}} / Q_{n-1}$  зображується у формі

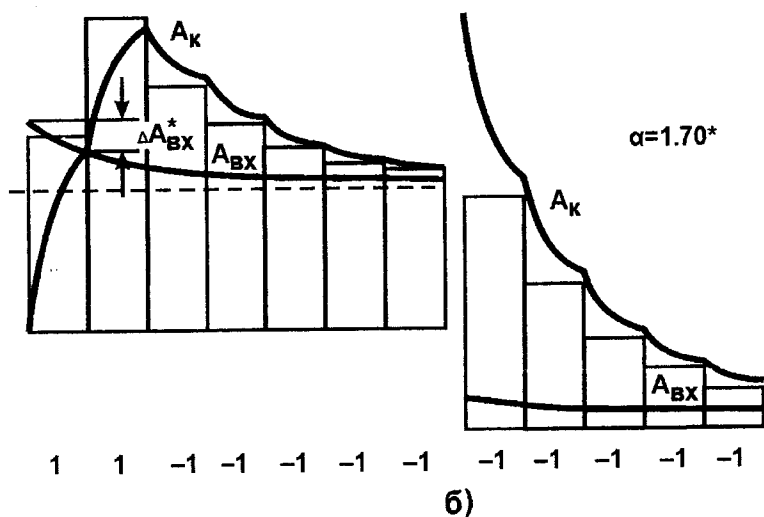
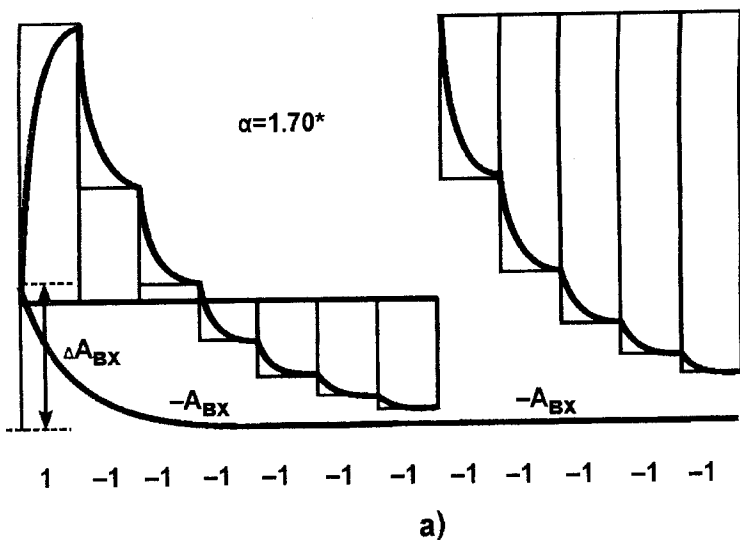
$$\delta A_{\text{ex}} = \frac{\sum_0^{n-2} \alpha^i - \alpha^{n-1} - x \left( \sum_0^{n-2} x^i \alpha^i - x^{n-1} \alpha^{n-1} \right) + 1,5}{\alpha^{n-1}}.$$

Для середніх  $x$  справедливий вираз

$$\Delta A_{\text{ex}}^* + \Delta Q_{n-1} = \sum_0^{n-3} Q_i - Q_{n-2} - \Delta Q_0^* + 1,5Q_0.$$

Відповідно





а) для малих  $\delta Q$ ;

б) для середніх  $\delta Q$

Рисунок 4.10 – Прискорене самокомпенсоване врівноваження вхідного сигналу для  $\delta Q$

$$\delta A_{\alpha x}^* = \frac{\sum_0^{n-3} \alpha^i - \alpha^{n-2} - x\alpha^{n-1}(1-x^{n-1}) - x(\sum_0^{n-3} x^i \alpha^i - x^{n-2} \alpha^{n-2}) + 1,5}{\alpha^{n-2}} \quad (4.58)$$

Для великих  $x$  маємо

$$\Delta A_{\alpha x}^{**} + \Delta Q_{n-2} = \sum_0^{n-4} Q_i - Q_{n-3} - \Delta Q_0^* + 1,5Q_0,$$

звідки знаходиться

$$\delta A_{\alpha x}^{**} = \frac{\sum_0^{n-4} \alpha^i - \alpha^{n-3} - (x^2 \alpha^{n-1} + x\alpha^{n-2})(1-x^{n-2}) - x(\sum_0^{n-4} x^i \alpha^i - x^{n-3} \alpha^{n-3}) + 1,5}{\alpha^{n-3}}.$$

Прирівнюючи  $\delta A_{\alpha x}^* = \delta A_{\alpha x}^{**}$ , знаходяться межові значення інтервалів для середніх і великих  $x$ . Для  $\alpha = 1,70$  відповідно  $x^* = 0,009$ . Для переходу від  $\delta A_{\alpha x}^*$  і  $\delta A_{\alpha x}^{**}$  до  $\delta A_{\alpha x}$  використовуються вирази відповідно

$$\Delta A_{\alpha x}(t) = \Delta A_{\alpha x}^* e^{-t/\tau_c} \quad \text{і} \quad \Delta A_{\alpha x}(t) = \Delta A_{\alpha x}^{**} e^{-2t/\tau_c}.$$

У випадку форсованого прискореного врівноваження на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ), зокрема, при  $\alpha = 1,70$  також виділено три аналогічні діаграми врівноваження. На підставі цих діаграм

$$\begin{aligned} \delta A_{\alpha x \phi} &= \frac{\sum_0^{n-2} \alpha^i - \alpha^{n-1} - [x(1+M\delta Q_\phi) - M\delta Q_\phi] (\sum_0^{n-2} x^i \alpha^i - x^{n-1} \alpha^{n-1}) + 1,5}{\alpha^{n-1}}, \\ \delta A_{\alpha x \phi}^* &= \frac{\sum_0^{n-3} \alpha^i - \alpha^{n-2} + 1,5 - [x(1+M\delta Q_\phi) - M\delta Q_\phi] (\alpha^{n-1}(1-x^{n-1}) + \sum_0^{n-3} x^i \alpha^i - x^{n-2} \alpha^{n-2})}{\alpha^{n-2}}, \\ \delta A_{\alpha x \phi}^{**} &= \frac{\sum_0^{n-4} \alpha^i - \alpha^{n-3} - [x(1+M\delta Q_\phi) - M\delta Q_\phi] \left[ (\alpha^{n-2} + x\alpha^{n-1})(1-x^{n-2}) + \sum_0^{n-4} x^i \alpha^i - x^{n-3} \alpha^{n-3} \right] + 1,5}{\alpha^{n-3}}. \quad (4.59) \end{aligned}$$

Необхідно відзначити, що збільшення  $M$  понад визначеного значення призводить до зменшення  $\delta A_{\alpha x}^*$  і  $\delta A_{\alpha x}^{**}$ . Дана обставина враховується за допомогою "інверсних" рівностей:

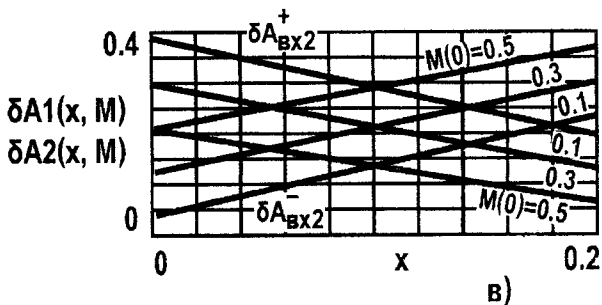
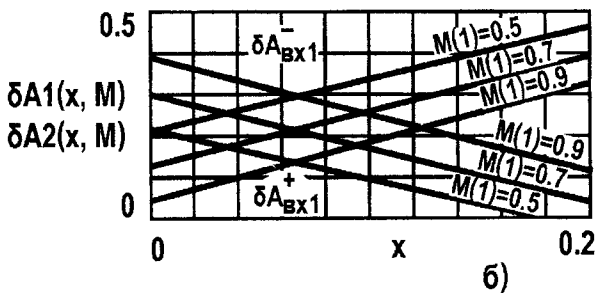
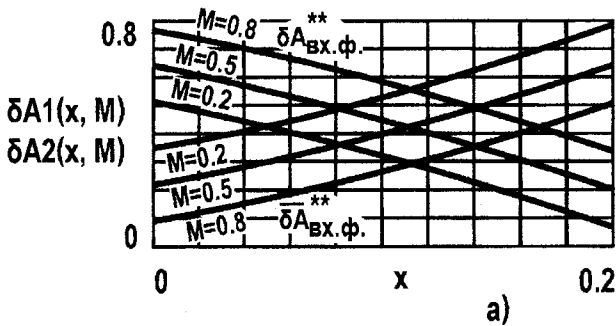
$$\delta \bar{A}_{\alpha x \phi}^* = \frac{\sum_0^{n-3} \alpha^j - \alpha^{n-2} + 1,5 + [x(1+M\delta Q_\partial) - M\delta Q_\partial] (\alpha^{n-1}(1-x^{n-1}) - \sum_0^{n-3} x^j \alpha^j - x^{n-2} \alpha^{n-2}) + 1,5}{\alpha^{n-2}}$$

i

$$\delta A_{\alpha x \phi}^{**} = \frac{\sum_0^{n-4} \alpha^j - \alpha^{n-3} + [x(1+M\delta Q_\partial) - M\delta Q_\partial] \left[ (\alpha^{n-2} + x\alpha^{n-1})(1-x^{n-2}) + \sum_0^{n-4} x^j \alpha^j + x^{n-3} \alpha^{n-3} \right] + 1,5}{\alpha^{n-3}}$$

Графіки залежностей  $\delta A_{\alpha x \phi}^{**} = f(x, M)$  і  $\delta \bar{A}_{\alpha x \phi}^{**}$  для  $n = 16$  зображені на рис. 4.11, а. Правило користування кривими для  $M > 0$  полягає в тому що для досягнення максимально припустимого значення  $\delta A_{\alpha x}$  ліворуч від точки перетину використовується крива  $\delta \bar{A}_{\alpha x \phi}^{**}$ , а праворуч –  $\delta A_{\alpha x \phi}^{**}$ . Слід зазначити, що при  $\alpha < 1,70$ , зокрема,  $\alpha = 1,60$  вищерозглянуті співвідношення зберігаються. При  $\alpha > 1,80$  кількість різновидів рівнянь балансу для форсованого врівноваження на основі НПСЧ (1,1) зростає і математична модель  $\delta A_{\alpha x}$  стає більш громіздкою. У випадку форсованого врівноваження на основі НПСЧ (1,0) значення  $A_{\alpha x}$  визначаються рівнями  $M(1)$  і  $M(0)$ . Вибір  $M(1)$  проводиться на підставі таких закономірностей. Відповідно до діаграми врівноваження, зокрема, для  $\alpha = 1,70$ , для від'ємного стрибка  $\Delta A_{\alpha x}$  справедливе співвідношення

$$\Delta A_{\alpha x 1}^- = -[x(1+M(1)\delta Q_\partial) - M(1)\delta Q_\partial][\alpha^n(1-x^n) + \alpha^{n-1}x^{n-1}] + [x(1+M(0)\delta Q_\partial) - M(0)\delta Q_\partial] \left[ \sum_0^{n-2} x^j \alpha^j - \sum_0^{n-1} x^j \alpha^j + 1,5 \right]$$



а)  $\delta A_{ax \phi}^{**}$  і  $\delta \bar{A}_{ax \phi}^{**}$  ;

б)  $\delta A_{ax_1}^{-}$  і  $\delta A_{ax_1}^{+}$  ;

в)  $\delta A_{ax_2}^{-}$  і  $\delta A_{ax_2}^{+}$

Рисунок 4.11 – Функції залежності  $\delta A_{ax}$

Нехтуючи складовими малих порядків, маємо

$$\Delta A_{\text{ex}1}^- = -\alpha^n (1-x^n) [x(1+M(1)\delta Q_\partial) - M(1)\delta Q_\partial].$$

Відносне значення  $\delta A_{\text{ex}1}^- = \Delta A_{\text{ex}1}^- / \alpha^n$  задається співвідношенням

$$\delta A_{\text{ex}1}^- = -(1-x^n) [x(1+M(1)\delta Q_\partial) - M(1)\delta Q_\partial].$$

При додатному стрибку  $\Delta A_{\text{ex}}$  справедливий вираз:

$$\delta A_{\text{ex}1}^+ = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \alpha^i - \alpha^n \{1 - [x(1+M(1)\delta Q_\partial) - M(1)\delta Q_\partial]\}}{\alpha^n}. \quad (4.60)$$

Якщо  $x \rightarrow 0$ , тоді  $\Delta A_{\text{ex}1}^- = M(1)\delta Q_\partial$ , а

$$\delta A_{\text{ex}1}^+ = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \alpha^i - \alpha^n [1 + M(1)\delta Q_\partial]}{\alpha^n}.$$

Прирівнявши  $\delta A_{\text{ex}1}^+ = \delta A_{\text{ex}1}^-$ , можна знайти  $M(1)$  у вигляді

$$M(1) = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \alpha^i - \alpha^n}{2\alpha^n \delta Q_\partial} = 0,5.$$

Графіки залежностей  $\delta A_{\text{ex}1}^- = f[x, M(1)]$  і  $\delta A_{\text{ex}1}^+ = f[x, M(1)]$  для  $n = 16$  зображені на рис. 4.11, б. Криві функцій  $\delta A_{\text{ex}1}^-$  і  $\delta A_{\text{ex}1}^+$  для кож-

ного значення  $M(1)$  мають одну точку перетину. Причому ліворуч від точки перетину необхідно використовувати  $\delta A_{\alpha x_1}^+$ , а праворуч –  $\delta A_{\alpha x_1}^-$ .

Вибір  $M(0)$  робиться з таких міркувань. Відповідно до діаграми врівноваження, зокрема, для  $\alpha=1,70$  при від'ємному стрибку  $\Delta A_{\alpha x}$  справедливим є співвідношення  $\delta A_{\alpha x_2}^- = x(1 - M(0)\delta Q_\partial) + M(0)\delta Q_\partial$ . При додатному стрибку має місце вираз

$$\delta A_{\alpha x_2}^+ = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \alpha^i - \alpha^n \{1 + [x(1 - M(0)\delta Q_\partial) + M(0)\delta Q_\partial]\}}{\alpha^n}. \quad (4.61)$$

Графіки залежностей  $\delta A_{\alpha x_2}^- = f[x, M(0)]$  і  $\delta A_{\alpha x_2}^+ = f[x, M(0)]$  для  $n = 16$  представлені на рис. 4.11, в. Тут ліворуч від точки перетину варто використовувати функцію  $\delta A_{\alpha x_2}^-$ , а праворуч –  $\delta A_{\alpha x_2}^+$ . Якщо  $x \rightarrow 0$ , то

$$\delta A_{\alpha x_2}^- = M(0)\delta Q_\partial,$$

а

$$\delta A_{\alpha x_2}^+ = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \alpha^i - \alpha^n [1 + M(0)\delta Q_\partial]}{\alpha^n}.$$

Прирівнюючи  $|\delta A_{\alpha x_2}^-| = |\delta A_{\alpha x_2}^+|$ , можна отримати  $M(0)$  у вигляді

$$M(0) = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \alpha^i - \alpha^n}{2\alpha^n \delta Q_\partial} = 0,5.$$

Слід зазначити, що задавати  $M(0) = M(1) = 0,5$  доцільно тільки при  $x = 0$ , оскільки наростання  $x$  призводить до зменшення  $\delta A_{\alpha x}$ . У за-

гальному випадку  $M(0) \neq M(1)$ , причому  $M(1) > 0,5$ , а  $M(0) < 0,5$  і пік значення  $\Delta A_{ex}$  (точка перетину кривих  $\Delta A_{ex}^-$  і  $\Delta A_{ex}^+$ ) має місце при  $x \neq 0$ . Прирівнявши  $|\Delta A_{ex_1}^+| = |\Delta A_{ex_2}^-|$ , можна встановити зв'язок  $M(0) = f[M(1)]$  у вигляді

$$M(0) = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \alpha^i - \alpha^n [1 + M(1) \delta Q_0]}{\alpha^n \delta Q_0}.$$

Таким чином, вибравши початковими функції  $\Delta A_{ex_1}^-$  і  $\Delta A_{ex_1}^+$  і задавши необхідний рівень  $M(1)$ , можна розрахувати припустиме значення  $\Delta A_{ex}$  на інтервалі  $0 \leq x \leq x_{max}$ . Відповідно, рівень  $M(0)$  у цьому випадку визначається на підставі останнього співвідношення.

Проведені дослідження показують, що  $\Delta A_{ex}$  для експонентного сигналу може істотно перевищувати рівень  $\Delta A_v$  для лінійного сигналу. Проте це справедливо тільки для старших і середніх розрядів. На молодших тактах врівноважування швидкість змінення  $A_{ex}$  при експонентному сигналі не може перевищувати  $\Delta A_v$ . Ця умова задається співвідношенням

$$\Delta A_{exm}^{**} = m \Delta A_v,$$

де  $\Delta A_v = \Delta A_{ex}^{**} e^{-(n-m-2)t_T/\tau_c}$  — "залишкова" амплітуда  $\Delta A_{ex}$  перед початком  $m$  останніх тактів врівноваження.

При цьому постійна часу вхідного експонентного сигналу не може перевищувати значення

$$\tau_c \leq \frac{(n-m-2)t_T}{\ln \frac{\Delta A_{ex}^{**}}{m \Delta A_v}}.$$

Виконання зазначеної умови гарантує точне врівноваження вхі-

дного експонентного сигналу, початкова амплітуда якого не перевищує  $\Delta A_{gx}^{**}$ . Слід також зазначити, що прискорене форсоване врівноваження експонентних сигналів відповідно до рис. 4.11 вигідніше виконувати з використанням НПСЧ (1, 1). При цьому припустиме значення  $\delta A_{gx}$  у випадку НПСЧ (1, 1) вдвічі більше, ніж для НПСЧ (0,1).

У випадку, якщо зміна  $A_{gx}$  описується коливальною функцією, згасання якої задається обвідною експонентою у вигляді

$$\Delta A_{gx}(t) = \Delta A_{gx} e^{-t/\tau} \sin(\omega t + \varphi)$$

або (4.23), тоді отримані співвідношення залишаються правильними.



## **5 РОЗРОБКА РЕКОМЕНДАЦІЙ З ПРОЕКТУВАННЯ ВИСОКОТОЧНИХ ШВИДКОДІЮЧИХ СИСТЕМ ЦИФРОВОЇ РЕЄСТРАЦІЇ Й ОБРОБКИ АНАЛОГОВОЇ ІНФОРМАЦІЇ**

Застосування АЦП на основі НПСЧ, що функціонують з використанням розглянутих принципів підвищення точності і швидкодії, в рамках ІС і ІОС дозволяє в комплексі підвищити точність і швидкодію даних систем. Найбільш доцільним такий підхід є для систем цифрової реєстрації й обробки аналогових сигналів. При цьому поряд із проектуванням структур і вузлів, а також розробкою алгоритмів функціонування актуальним є ефективний вибір самої НПСЧ.

### **5.1 Розробка методики ефективного вибору НПСЧ для підвищення точності і швидкодії АЦП системного застосування**

Використання НПСЧ у техніці аналого-цифрового перетворення припускає розв'язання задачі, розміну інформаційної вагової надлишковості на досягнення деякого позитивного ефекту, зокрема, підвищення точності і швидкодії. Причому в рамках підвищення точності ефект полягає в можливості використання низькоточної елементної бази та відповідно істотного зниження вимог до технологічних похибок формування параметрів аналогових вузлів. Так, застосування самокалібрування і самокорекції дозволяє значно (у десятки і сотні разів) знизити похибку аналого-цифрового перетворення в порівнянні з первинною похибкою ЦАП, що використовується.

Питання ефективного вибору НПСЧ вирішується у взаємозв'язку з розв'язанням задачі оцінювання ефективності СПІ в цілому. При цьому, одним із найбільш важливих етапів проектування є побудова критеріїв ефективності [213].

Розв'язанням даного питання тривалий час займалися ряд наукових шкіл [6,10,13,28]. Однак, незважаючи на отримані вагомі результати, немає загальноприйнятого критерію ефективності, зокрема, на вибір коригувальних засобів ПІ [6]. Це обумовлено залежністю кінцевого результату від ряду чинників, наприклад, таких, як збільшен-

ня апаратурних витрат, споживаної потужності, зменшення швидкодії і т.п. У зв'язку з вищевказаним доцільно використовувати такі узагальнені критерії, що дозволяють оцінювати якість ПІ не за сукупністю окремих показників, а за одним загальним показником і характеризувати якість ПІ одним числом. Найбільш розповсюдженими узагальненими критеріями у цьому випадку є критерії кваліметрії [214] виду

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

Важливим при такому підході є те, що він характеризує ефективність ПІ не як самостійного пристрою, а як складову частину гібридної системи в цілому. Побудова критеріїв  $Q$  для АЦП на основі НПСЧ здійснюється відповідно до чинних міркувань. До недоліків використання надлишкових систем числення, зокрема, відноситься подовження розрядної сітки ПІ, тобто збільшення кількості устаткування (особливо аналогового ( $\alpha$ -ЦАП)), а також необхідність перетворення цифрових еквівалентів результатів врівноваження у двійкову систему. Другий недолік у значній мірі компенсується особливістю побудови структур самокаліброваних швидкодіючих АЦП. У складі таких перетворювачів інформації є обчислювальний пристрій, призначений для цифрового калібрування похибок, він же автоматично виконує і функції перетворення кодів з однієї системи числення в іншу [215]. Аналогічний пристрій має місце й у двійкових самокаліброваних АЦП. У ряді застосувань багаторозрядних швидкодіючих АЦП на основі НПСЧ, наприклад, в пристроях цифроаналогової пам'яті, в системах цифрового магнітного запису, цифрового звукозапису. В інших перетворення кодів не потрібне і обчислювальний пристрій відсутній. Таким чином, основним недоліком використання НПСЧ у перетворювачах інформації порівняно з двійковими ПІ є подовження розрядної сітки. Водночас, як першу перевагу використання систем числення з  $\alpha < 2$ , варто виділити можливість компенсації динамічних похибок I і II роду. Ця властивість НПСЧ дозволяє, з одного боку, зменшити тривалість такту  $t_{вр}$  врівноваження, а з іншого боку, збільшити при цьому швидкість змінення  $A_{вх}$  за час перетворення  $t_{пр}$ . При цьому позитивний ефект, що полягає в забезпеченні прискореного перетворення,

опінується за допомогою коефіцієнта підвищення швидкодії у вигляді

$$\gamma_{шв} = \frac{t_{np2}}{t_{np\alpha}}, \quad (5.1)$$

де  $t_{np2}$  - час перетворення при  $\alpha=2$ ;

$t_{np\alpha}$  - час перетворення для НПСЧ.

З огляду на те, що знаковий розряд для системи (0,1) включається одночасно зі старшим, число тактів врівноваження як у системі  $(1, \bar{1})$ , так і в (0,1) збігається. Тому  $t_{np2} = nt_2$ , а  $t_{np\alpha} = n_\alpha t_\alpha$ . Іншою перевагою НПСЧ порівняно з двійковою системою числення є можливість коригування в АЦП статичних похибок аналогових вузлів без витрат часу на розрахунки і введення коригувальних виправлень у процесі основного перетворення. Дані процедури виконуються в режимі самокалібрування пристрою. Однак при цьому частину надлишковості НПСЧ необхідно витратити для забезпечення нерозривності характеристики вхід-вихід перетворювача, побудованого на неточних аналогових вузлах. Для врахування зазначеної обставини у формулах для розрахунку швидкодії замість максимального значення похибки  $\delta Q$  варто використовувати тільки її динамічну складову у вигляді  $\delta Q_{дин} = \delta Q - \delta Q_{ст}$ , де  $\delta Q_{ст}$  - статична похибка формування  $A_k(t)$ , обумовлена, зокрема, відхиленнями від необхідних значень параметрів аналогових вузлів.

У випадку, якщо перехідна характеристика визначається схемною функцією першого порядку, тоді тривалість такту  $t_2 = (n+1)\tau \ln 2$ , а  $t_\alpha = -\tau \ln(\delta Q - \delta Q_{ст})$ . При цьому після підстановки в (5.1) значень  $t_\alpha$  і  $t_2$ :

$$\gamma_{шв} = \frac{(n+1) \ln \alpha}{\ln(\delta Q - \delta Q_{ст})}.$$

Значення  $\delta Q$  залежить від типу НПСЧ і різновиду алгоритму врівноваження. Так, зокрема, при форсованому врівноваженні на ос-

нові НПСЧ  $(1, \bar{1})$   $\delta Q$  задається математичною моделлю (3.20) [206]. Графічну інтерпретацію залежності  $\gamma_{шв}=f(\alpha, n)$  для цього випадку при  $\delta Q_{ст}=0$  наведено на рис. 5.1, а. Характер змінення отриманих кривих показує, що  $\gamma_{шв}$  зростає при зменшенні  $\alpha$  і збільшенні  $n$ . Так, зокрема, при  $\alpha=1,60$  і  $n=16$  значення  $\gamma_{шв}=9$ . У міру зростання складової  $\delta Q_{ст}$  сім'я кривих зміщується вліво. Як витрати виступає збільшення кількості устаткування, що оцінюється коефіцієнтом подовження розрядної сітки  $\gamma_n$ . Таким чином ефективність визначається через коефіцієнт

$$\gamma_e = \frac{\gamma_{шв}}{\gamma_n} \quad (5.2)$$

Підставляючи в (5.2)  $\gamma_{шв}$  і  $\gamma_n$  отримуємо:  $\gamma_e = \frac{(n+1)\ln^2\alpha}{\ln 2\ln(\delta Q - \delta Q_{cm})}$ .

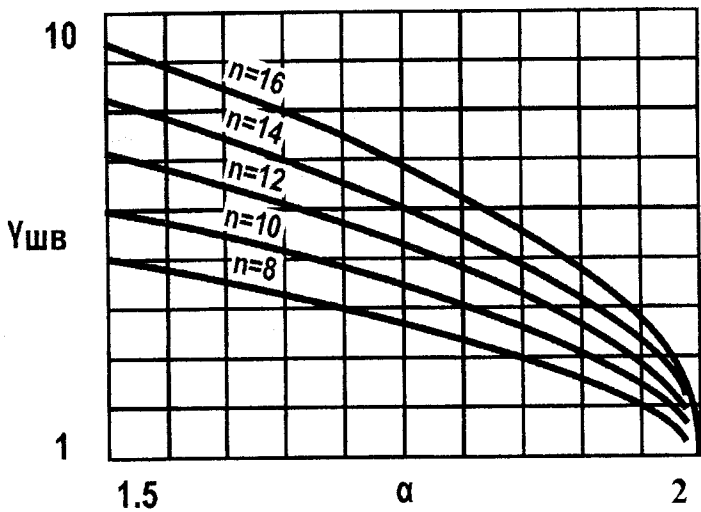
Графічну інтерпретацію залежності  $\gamma_e=f(\alpha, n)$  при  $\delta Q_{ст}=0$  наведено на рис. 5.1, б. Форма кривих отриманої сім'ї показує наявність максимумів ефективності на інтервалі значень  $\alpha$ , а також демонструє збільшення ефективності в міру зростання  $n$ . Зона екстремальних  $\gamma_e$  умовно знаходиться на інтервалі  $1,65 < \alpha < 1,70$ . Задання  $\alpha$  саме з такими значеннями дозволяє досягти максимального підвищення швидкодії з мінімальними додатковими витратами устаткування.

Якщо перехідна характеристика задається схемною функцією другого порядку, тоді  $\delta Q$  на підставі (4.23) визначається у вигляді

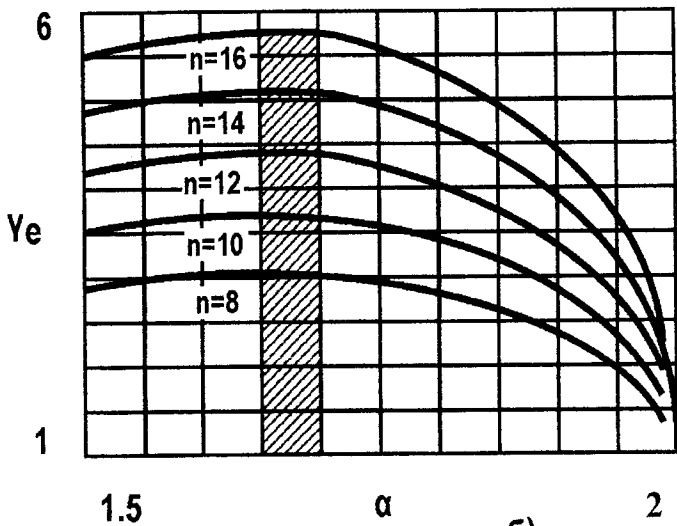
$$\delta Q(t) = \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega t} \sin(\omega t \sqrt{1-\xi^2} + \varphi).$$

Ця функція є трансцендентною й в аналітичній формі не розв'язується. Тому тривалість такту  $t_\alpha=t$  (розмірність визначається у вигляді  $\omega^{-1}$ ), що задається залежністю  $t_n=f(\delta Q)$ , знаходиться чисельними методами. У середовищі "MathCAD" з цією метою використовується функція

$$f(t) = \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega t} \sin(\omega t \sqrt{1-\xi^2} + \varphi) + \delta Q.$$



а)



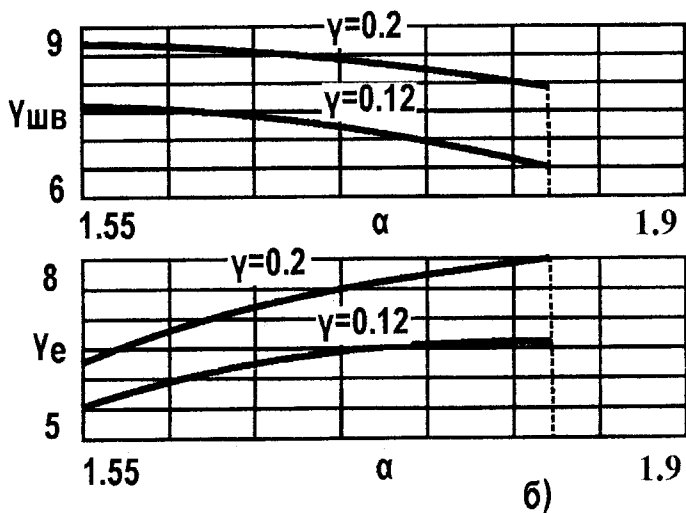
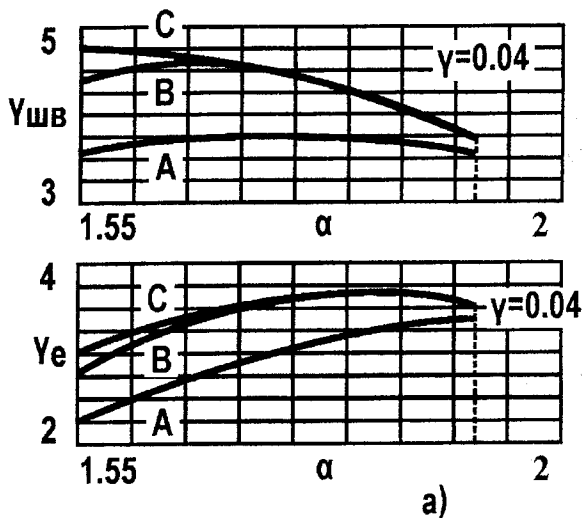
б)

а)  $\gamma_{шв} = f(\alpha, n)$ ;

б)  $\gamma_e = f(\alpha, n)$

Рисунок 5.1 – Ефективність підвищення швидкодії

При цьому  $t_e$  обчислюється у вигляді  $t:=\text{root}(f(x),x)$ , де  $x:=\delta Q$ . Тривалість  $t_2$  вибирається на підставі таких міркувань. Для багаторозрядного аналого-цифрового перетворення ( $n=16$ ) похибка установлення без врахування  $\delta Q_{\text{ст}}$  повинна задовольняти умові  $\delta Q < 0,001\%$ . При коефіцієнті перерегулювання  $\gamma_n=0,04$  відповідно до графіку на рис. 4.3, б такій похибці відповідає тривалість такту  $t_2 \geq 12\omega^{-1}$ . Слід зазначити, що при більш строгому врахуванні для  $n=16$  тривалість такту знаходиться в інтервалі  $10\omega^{-1} < t_2 < 12\omega^{-1}$  (заштрихована зона графіка). Однак незначне збільшення  $\gamma$  може привести до збільшення похибки. Тому для  $n=16\dots 18$  тривалість такту можна вважати такою  $t_2=12\omega^{-1}$ . Підставляючи  $t_2$  і  $t_a$  у (5.1), отримуємо  $\gamma_{\text{ув}}=12/\gamma_n \text{root}(f(x),x)$ . Коефіцієнт ефективності, відповідно, при цьому визначається у вигляді  $\gamma_e=12/((\gamma_n)^2 \text{root}(f(x),x))$ . Графічну інтерпретацію  $\gamma_{\text{ув}}=f(\alpha)$  і  $\gamma_e=f(\alpha)$  для  $\gamma=0,04$  наведено на рис. 5.2, а. Тут: крива А відповідає самокомпенсуючому врівноваженню на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ); В – адаптованому врівноваженню на основі НПСЧ (0,1); С – форсованому врівноваженню на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ). Аналіз поведінки кривих показує, що найбільший виграш по швидкодії дає форсоване врівноваження на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ). Найбільш ефективне значення  $\alpha$  знаходиться в зоні  $1,75 < \alpha < 1,90$ . Залежність  $\gamma_{\text{ув}}$  від числа розрядів при цьому істотно послаблена. Збільшення  $\gamma$  приводить до посилення коливальності і подовженню  $t_2$ . Так, при  $\gamma=0,12$  і  $\gamma=0,2$  на підставі рис. 4.3, в, г варто вибирати тривалості тактів, відповідно,  $t_2=14\omega^{-1}$  і  $t_2=16\omega^{-1}$ . Графічну інтерпретацію  $\gamma_{\text{ув}}=f(\alpha)$  і  $\gamma_e=f(\alpha)$  для форсованого врівноваження на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) при  $\gamma=0,12$  і  $\gamma=0,2$  наведено на рис. 5.2, б. Аналіз поводження кривих  $\gamma_{\text{ув}}$  показує, що виграш по швидкодії збільшується із зростанням  $\gamma$ . Але при цьому зі зменшенням  $\alpha$   $\gamma_e$  також зменшується. Особливо це яскраво виражено для  $\gamma=0,2$ . Таким чином, порівняння отриманих результатів показує, що найбільший виграш по швидкодії є для схемної функції першого порядку і схемної функції другого порядку для  $\gamma=0,2$ . Найменший виграш має місце для перехідної характеристики типу Баттерворта. Збільшення коливальності в порівнянні з характеристикою Баттерворта ( $\gamma > 0,04$ ) сприяє збільшенню швидкодії. Слід також зазначити, що основа системи  $\alpha$ , при якій спостерігається



а)  $\gamma=0,04$ ;  
 б)  $\gamma=0,12$  і  $\gamma=0,2$

Рисунок 5.2 – Графічна інтерпретація  $\gamma_{шв}=f(\alpha)$  і  $\gamma_e=f(\alpha)$  для схемної функції другого порядку

найбільш ефективно застосування НПСЧ зі збільшенням  $\gamma$  зміщується в зону великих значень. Причому існує деяке межове максимальне  $\alpha$ , перевищення якого призведе до різкої втрати швидкодії. Наявно цю ситуацію можна простежити на рис. 4.3, б, в, г. Тут амплітуда викиду перерегулювання, що задається  $\gamma$ , визначає мінімальне значення  $\delta Q$ , при якому можливе прискорене врівноваження. Якщо НПСЧ при  $\delta Q_{ст}=0$  забезпечує  $\delta Q > \gamma$ , то тривалість такту  $t_\alpha$  може відповідати значенню  $t$ , розташованого ліворуч від найвищого "горба" перехідної характеристики. У протилежному випадку  $t_\alpha$  повинне бути обрано праворуч від "горба", що зменшить  $\gamma_{ув}$ . В цілому, для коливальної перехідної характеристики інтервал часу може бути поділений на дві ділянки: зона НПСЧ (ліворуч від заштрихованої зони) і зона двійкової системи (праворуч від заштрихованої зони). При цьому остання зона відповідає надмалим  $\delta Q$ , а зона НПСЧ - малим і великим  $\delta Q$ . Доцільно обирати НПСЧ із таким максимальним значенням  $\alpha$ , яке б дозволяло задавати  $t_T$  в ділянці часу, розташованій ліворуч від найбільшого "горба".

Показник, що задається (5.2), є досить повним для оцінювання ефективності АЦП на основі НПСЧ, коли рівень вхідного сигналу  $A_{вх}$  залишається постійним протягом усього часу перетворення. Це має місце, зокрема, при роботі перетворювача разом із пристроєм вибірки і збереження аналогових сигналів. У випадку, якщо  $A_{вх}$  не є постійним, тоді для забезпечення умов максимальної ефективності функціонування необхідно крім зазначеного узагальненого критерію використовувати і окремий. За такий критерій доцільно застосовувати ступінь збільшення припустимої швидкості зміння вхідного сигналу при аналого-цифровому врівноваженні на основі НПСЧ. Цей показник оцінюється коефіцієнтом:

$$\gamma_v = \frac{\Delta A_{вх\alpha}}{\Delta A_{вх2}} \cdot \frac{T_{np2}}{T_{np\alpha}}, \quad (5.3)$$

де  $\Delta A_{вх\alpha} = \Delta A_{v n \alpha}$  - змінення  $A_{вх}$  за час врівноваження на основі НПСЧ;



$\Delta A_{\alpha x_2} = 0.5Q_0$  - змінення  $\Lambda_{\text{вх}}$  за час врівноваження на основі двійкової системи числення.

Якщо перехідна характеристика відповідає схемній функції першого порядку, то після підстановки в (5.3) відповідних виразів для  $T_{np_2}$ ,  $T_{np_\alpha}$ ,  $\Delta A_{\alpha x_\alpha}$ ,  $\Delta A_{\alpha x_2}$  коефіцієнт збільшення швидкості задається співвідношенням

$$\gamma_v = \frac{\Delta A_v n(n+1) \ln^2 \alpha}{0,5 \ln \alpha (-\ln x)},$$

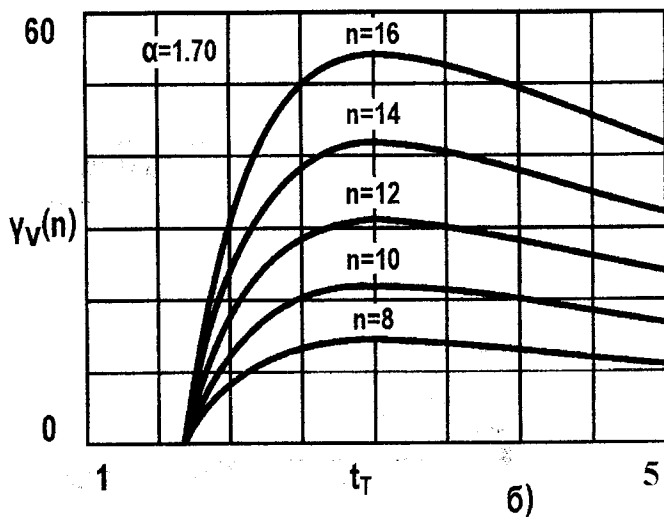
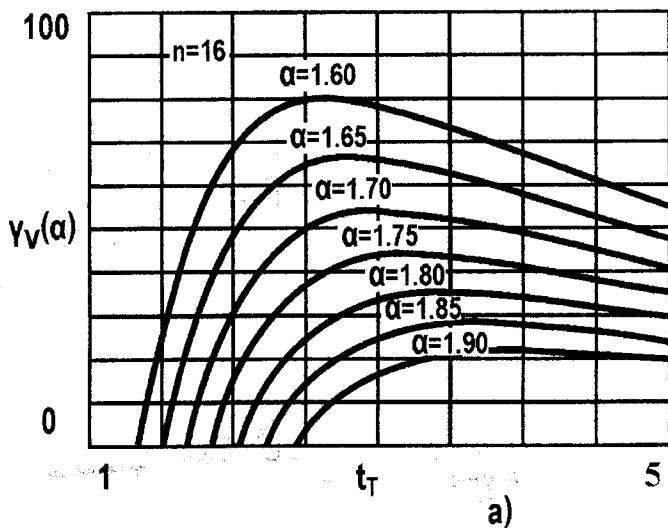
де  $(-\ln x) = t_f/\tau$  - відносна тривалість такту врівноваження.

Значення  $\Delta A_v$  залежить як від типу НПСЧ, так і алгоритму врівноваження. Так, зокрема, при самокомпенсуючому врівноваженні на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$  для  $1,60 \leq \alpha < 1,90$  розрахунок  $\Delta A_v$  проводиться на основі (4.44). Графічну інтерпретацію залежності  $\gamma_v = f(t_f, \alpha)$  при  $n=16$  наведено на рис. 5.3, а. Взаємне розташування кривих у сім'ї, а також характер самих кривих на графіку свідчать про те, що збільшення надлишковості НПСЧ приводить до істотного зростання  $\gamma_v$ . Так, при  $\alpha=1,90$  найбільше значення  $\gamma_v \approx 22$ , а  $\alpha=1,60$  -  $\gamma_v=80$ . Кожна крива, що відповідає деякому  $\alpha$ , має свій екстремум. Причому при зменшенні  $\alpha$  значення  $t_f$  у точці максимуму  $\gamma_v$  також зменшується. Залежність  $\gamma_v = f(t_f, n)$  для  $\alpha=1,70$  ілюструється пучком кривих на рис. 5.3, б. Збільшення  $n$  тут сприяє швидкому зростанню  $\gamma_v$ .

При форсованому врівноваженні на основі НПСЧ  $(1, \bar{1})$  на обмеженому інтервалі  $\alpha$ , зокрема,  $1,60 < \alpha \leq 1,80$  значення  $\Delta A_v$  варто обчислювати за допомогою виразів (4.45) і (4.46). Точка перетину  $x_{\text{пер}}$  кривих (4.45) і (4.46) розраховується зі співвідношення

$$x_{\text{пер}} = \frac{M}{M + (\delta Q_0)^{-1}}.$$

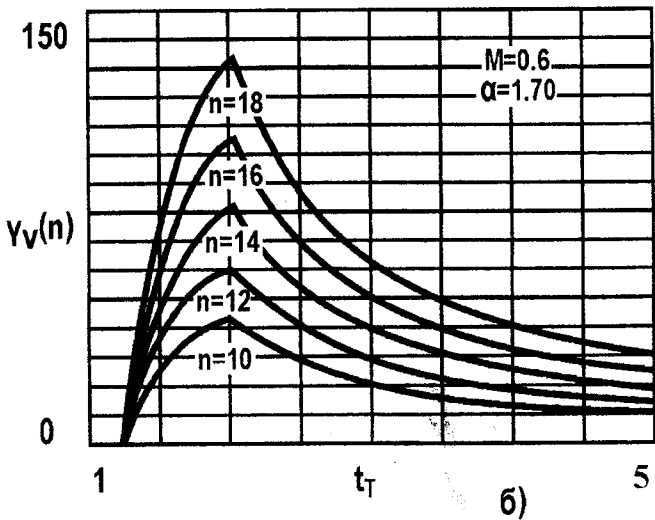
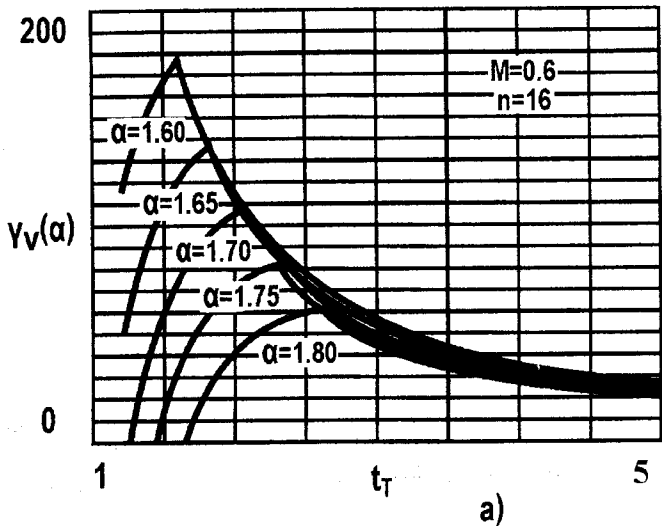
Графічну ілюстрацію  $\gamma_v = f(t_f, \alpha)$  при  $n=16$  і  $M=0,6$  наведено на рис. 5.4, а.



а)  $\gamma_V = f(t_T, \alpha)$ ;

б)  $\gamma_V = f(t_T, n)$

Рисунок 5.3 – Функції залежності ефективності для самокомпенованого врівноваження



a)  $\gamma_V = f(t_T, \alpha)$ ;

б)  $\gamma_V = f(t_T, n)$

Рисунок 5.4 – Функційні залежності ефективності для форсованого врівноваження на основі НПСЧ (1,  $\bar{I}$ )

Усі криві мають явно виражений екстремум. Максимуми значень  $\Delta A_v$  при форсованому врівноваженні більше, ніж при самокомпенсуючому. Криві залежності  $\gamma_v = f(t_r, n)$  (для  $\alpha = 1,70$ ) наведено на рис. 5.4, б. Тут збільшення  $n$  також сприяє зростанню  $\Delta A_v$ . У підсумку варто відзначити, що при збільшенні надлишковості припустима швидкість змінення  $A_{вх}$  може істотно збільшуватися. Так, для  $\alpha = 1,60$  і  $n = 16$  при форсованому врівноваженні  $\Delta A_v > 170$ . Ця обставина дозволяє здійснювати аналого - цифрове перетворення високої роздільності ( $n = 14 - 16$ ) вхідних сигналів, що змінюються з частотою у смузі  $10^0 - 10^2$  Гц без застосування пристрою вибірки і збереження.

Фактором, що негативно впливає на підвищення швидкодії аналого-цифрового перетворення на основі НПСЧ, є затримка  $t_{ц}$ , спрацьовування цифрової частини АЦП. Коефіцієнт підвищення швидкодії в цьому випадку визначається співвідношенням

$$\gamma_{шв} = \frac{n(t_2 + t_{ц'})}{n'(\alpha t_2 + t_{ц'})} \quad (5.4)$$

Задаючи затримку цифрової частини у вигляді  $t_{ц} = \theta t_{\alpha}$ , де  $\theta$  – коефіцієнт затримки, і роблячи підстановки  $\Delta A_v$  для схемної функції першого порядку,  $\gamma_{шв}$  можна представити виразом

$$\gamma_{шв} = \frac{(n+1)\ln 2 - \theta \ln \delta Q}{\gamma_n (1 + \theta) \ln \delta Q}$$

Коефіцієнт ефективності в цьому випадку визначається зі співвідношення

$$\gamma_{e} = \frac{(n+1)\ln 2 - \theta \ln \delta Q}{\gamma_n^2 (1 + \theta) \ln \delta Q}$$

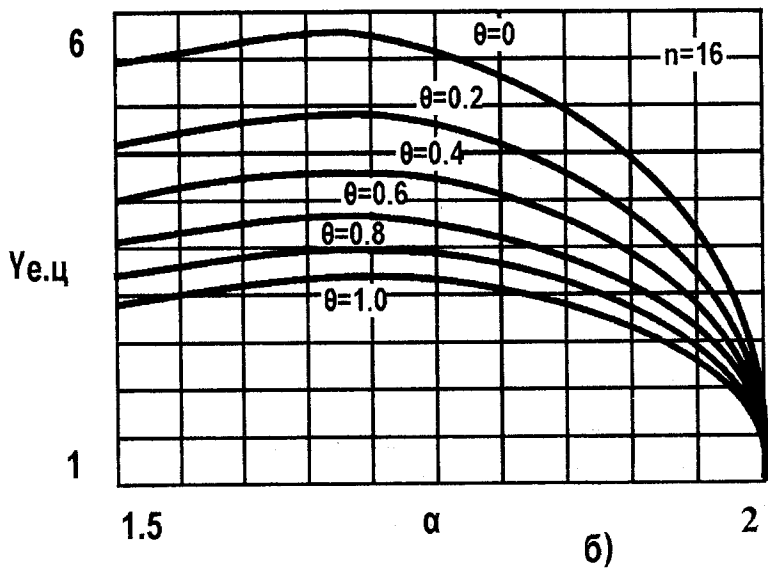
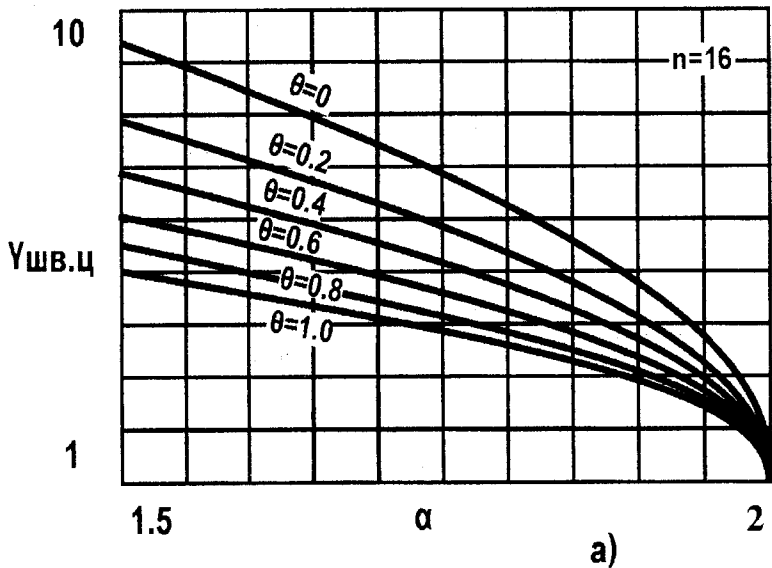
Графічну ілюстрацію  $\gamma_{шв} = f(\alpha, \theta)$  і  $\gamma_{e} = f(\alpha, \theta)$  при  $n = 16$  для

форсованого врівноваження на основі НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ) наведено, відповідно, на рис. 5.5, а, б. Характер поведінки кривих на обох графіках показує, що наявність навіть невеликої затримки  $t_{ц}$  різко зменшує  $\gamma_{шв}$  і  $\gamma_e$ . Так, при  $\theta=1$   $\gamma_{шв}$  і  $\gamma_e$  падають більш, ніж у два рази. Подібна ситуація виникає й у випадку перехідної характеристики для схемної функції другого порядку. Таким чином, для підвищення ефективності використання НПСЧ варто домагатися максимальної швидкодії цифрового автомата, що керує процесом порозрядного врівноваження. При цьому варто відзначити, що, незважаючи на загальне зменшення ефективності при  $\theta>0$ , місце розташування її максимумів (рис. 5.5, б) порівняно з випадком  $\theta=0$  (рис. 5.1, б) практично не змінилося.

На основі побудованих вище критеріїв складається методика ефективного вибору НПСЧ. У випадку, якщо вхідний сигнал під час перетворення постійний, тоді ця методика є такою.

1. Формулювання загальних вимог до точності, швидкодії і роздільної здатності АЦП системного застосування.
2. Визначення максимальних значень технологічних похибок задання параметрів застосовуваних аналогових вузлів і визначення  $\delta Q_{ст}$ .
3. Аналіз перехідних процесів в аналоговій частині АЦП з урахуванням аналогових вузлів, що входять до тракту аналого-цифрового перетворення в рамках проектованої системи. Розрахунок коефіцієнтів впливу  $M$  для НПСЧ (1,  $\bar{1}$ ), а також  $M(0)$  і  $M(1)$  для НПСЧ (0, 1).
4. Розрахунок функцій швидкодії (5.1) і ефективності (5.2) відповідно до залежностей  $\delta Q = f(\alpha, n, M, \delta Q_{д})$ ,  $\delta Q = f(\alpha, n, M(0), M(1), \delta Q_{д})$  і з урахуванням  $\delta Q_{ст}$ .
5. Вибір значення  $\alpha$  із зони максимальної ефективності, зокрема, з використанням графічної інтерпретації функції (5.2).
6. Уточнення досяжного підвищення швидкодії для обраного  $\alpha$  з урахуванням затримки спрацьовування цифрового керуючого автомата відповідно до (5.4).

При змінненні рівня  $A_{вх}$  у процесі перетворення методика ефективного вибору НПСЧ трохи перебудовується. У цьому випадку перші п'ять пунктів залишаються в силі. Наступні пункти формують-



а)  $\gamma_{шв.ц} = f(\alpha, \theta)$ ;

б)  $\gamma_{е.ц} = f(\alpha, \theta)$

Рисунок 5.5 – Функціональні залежності

ся в такий спосіб.

7. На підставі обраного  $\alpha$  уточнюються коефіцієнти  $M$  для НПСЧ  $(1, \bar{1})$ , а також  $M(0)$  і  $M(1)$  для НПСЧ  $(0, 1)$  з урахуванням форми вхідного сигналу і з орієнтацією на максимальне збільшення припустимої швидкості змінення  $A_{вх}$ .

8. Розрахунок відповідно до (5.3) функції припустимої швидкості змінення  $A_{вх}$ . Визначення тривалості такту  $t_T$ , що відповідає максимумові  $\gamma_v$ , та уточнення рекомендованого  $T_{np\alpha}$ .

## 5.2 Рекомендації щодо проектування систем цифрового реєстрування й оброблення аналогових сигналів

АЦП і ЦАП є невід'ємною частиною систем цифрової реєстрації (СЦР) аналогових сигналів. Параметри саме цих пристроїв сукупно з параметрами інших аналогових вузлів визначають метрологічні характеристики системи в цілому. Залежно від вимог до рівня похибок перетворення аналог-код і код-аналог СЦР умовно можна поділити на: системи з низькими і високими вимогами щодо стабільності характеристик, а також системи реєстрації вимірювальної інформації. СЦР першого типу призначені для роботи, коли умови зовнішнього середовища змінюються незначно або коли наявність складової інструментальної похибки, зокрема, зсуву нуля  $\Delta A_0$  і масштабу  $\Delta M$  не відіграє особливої ролі. У СЦР із високими вимогами до стабільності характеристик у випадку змінення умов зовнішнього середовища періодично проходить самокалібрування [215-233] похибок  $\Delta_L$  і  $\Delta A_0$ . Причому для виконання цих процедур не потрібно використання спеціальних взірцевих мір.

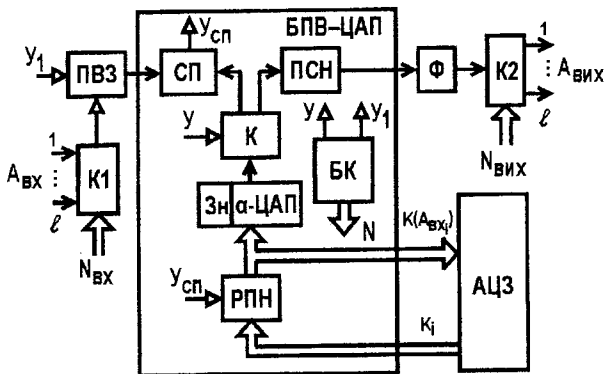
У СЦР вимірювальних аналогових сигналів також періодично здійснюється самокалібрування і самокорекція похибок лінійності і  $\Delta A_{зміщ}$ , а також додатково калібрування  $\Delta M$ . Сумарна приведена до входу похибка  $\Delta_c$  у такій системі незначно залежить від змінення умов зовнішнього середовища.

Різний рівень вимог до параметрів визначає набір пристроїв і вузлів у структурі кожної системи, а також алгоритм її функціонуван-

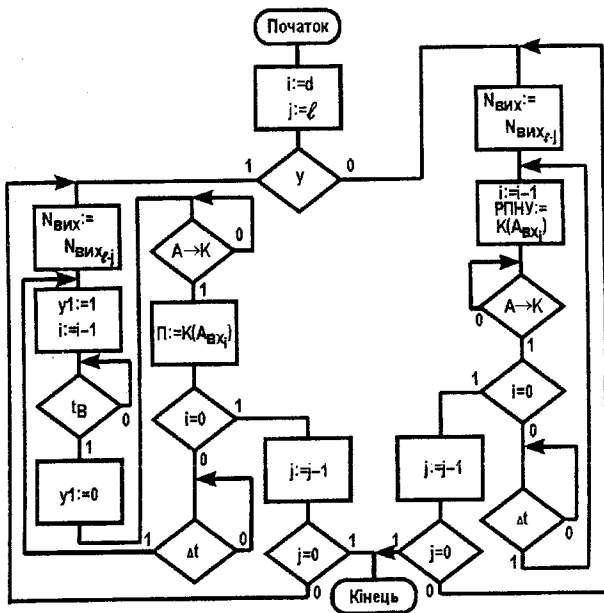
ня. Однак, незважаючи на розбіжності, у структурах усіх систем можна виділити ядро СП - блок порозрядного врівноваження і цифро-аналогового перетворення (БПВ-ЦАП), який має незмінний склад вузлів і пристроїв. Структурна схема системи цифрової реєстрації аналогової інформації наведена на рис. 5.6, а. Тут К1 – комутатор ( $l$  положень) входних аналогових сигналів і пристрій вибірки збереження ПВЗ утворюють дискретизатор. До входів К1 підключені виходи первинних перетворювачів, у т.ч. вимірювальних перетворювачів. БПВ - ЦАП служить для квантування, а сукупно з фільтром і відновлення інформації. Переключення каналів передачі відновлених сигналів здійснюється комутатором (на  $l$  положень) К2. Збереження кодів дискретизованих аналогових сигналів здійснюється в апараті цифрового запису (АЦЗ), зокрема, цифрового магнітного запису (АЦМЗ). До складу БПВ-ЦАП входять: схема порівняння (СП); ЦАП на основі НПСЧ ( $\alpha$ -ЦАП), перетворювач струм-напруга (ПСН); комутатор (К); регістр послідовного наближення, що прискорює (РПН), який поряд з основною додатково виконує функцію формування кодів форсуючих сигналів; блок керування (БК), що генерує набори мікрокоманд  $\{Y, Y_1\}$  і кодів мікрокоманд  $N_{вх}$  і  $N_{вих}$ , що сукупно забезпечують взаємне функціонування всіх блоків і пристроїв. Граф-схему алгоритму роботи системи в режимі рівномірної дискретизації (інтервал часу  $\Delta t$ ) наведено на рис. 5.6, б. Тут  $i$  – номер дискретизації,  $j$  – номер каналу. Вибір режиму роботи здійснюється за допомогою перемикача К. Причому, якщо  $y=1$ , тоді К перемикається в положення 1, а якщо  $y=0$ , то – в положення 2. У такий спосіб при  $y=1$  здійснюється дискретизація, а при  $y=0$  – відновлення аналогових сигналів. Число кроків дискретизації на кожному каналі  $i=d$ . У процесі аналого-цифрового врівноваження ( $A \rightarrow K$ ) результат порівняння  $u_{сп}$  надходить у РПН, що формує вихідний код К. Сформований результат К перезаписується в пам'ять АЦЗ виконанням процедури  $\Pi: =K(A_{вх})$ . У режимі відновлення коди  $K_i$  послідовно через інтервал  $\Delta t$  надходять з АЦЗ у РПН. Далі здійснюється цифроаналогове перетворення ( $K \rightarrow A$ ) і передача через інтервал  $\Delta t$  аналогового сигналу на вихід.

Процес дискретизації зручно описувати ґратчастими функціями





а)



б)

а) структурна схема;

б) граф-схема алгоритму функціонування

Рисунок 5.6 – Система цифрового ресерування аналогової інформації

[234] у вигляді

$$y(t_i) = A(t) \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \delta(t-t_i),$$

де  $A(t)$  – значення  $A_{вх}(t)$  у момент дискретизації;

$\delta(t_1), \delta(t_2), \dots, \delta(t_i)$  – послідовність  $\delta$ -функцій.

У випадку використання при порозрядному врівноваженні пристрою вибірки і збереження значення  $A(t)$  визначається виразом

$$A(t) = \frac{1}{t} \int_{t_0}^t A_{вх}(t) dt,$$

де  $t_0$  – час вибірки в ПВЗ.

Якщо швидкість  $V_{вх}$  змінення вхідного сигналу  $A_{вх}(t)$  невелика, то квантування його можна здійснювати шляхом прискореного аналого-цифрового перетворення на основі НПСЧ без ПВЗ, наявність якого призводить до появи додаткових похибок. Між параметрами  $V_{вх}$  і максимальною припустимою швидкістю  $\Delta A_V$  в АЦП на основі НПСЧ повинна виконуватись нерівність

$$V_{вх} \leq \frac{\Delta A_V}{t_r}. \quad (5.5)$$

Значення  $V_{вх}$  залежить від форми й амплітуди сигналу. Для синусоїдальної, прямокутної і трикутної форми  $A_{вх}(t)$ , відповідно, мають місце [235] співвідношення:

$$A_{вх.с}(t) = A \sin wt,$$

$$A_{вх.пр}(t) = \sum_{kk(n\pi)}^{\infty} \frac{4A}{k\pi} \sin kwt,$$

$$A_{ex.mp}(t) = - \sum_{k \in (nn)} \frac{8A}{k^2 \pi^2} \cos k\omega t ,$$

де  $A$  – амплітуда сигналу;

$k(nn)$  – номер непарної гармоніки ряду Фур'є.

Якщо форма вхідного сигналу близька до вищевказаних, то модуль максимальної швидкості змінення цього сигналу при кінцевому  $k$  визначається, відповідно, за виразом:

$$V_{s.max} = \left. \frac{dA_{ex.s}(t)}{dt} \right|_{t=0} = \omega A ,$$

$$V_{np.max} = \left. \frac{dA_{ex.np}(t)}{dt} \right|_{t=0} = \frac{4A\omega}{\pi} \cdot \frac{k+1}{2} ,$$

$$V_{mp.max} = \left. \frac{dA_{ex.mp}(t)}{dt} \right|_{t = \frac{\pi}{2k\omega}} = \frac{8A\omega}{\pi^2} \cdot \sum_{k \in (nn)} \frac{1}{k} (-1)^{\frac{k-1}{2}} .$$

Знаючи спектр досліджуваного сигналу, слід відповідно до отриманих виразів обрати "найгіршу" форму, що дає максимальну швидкість  $V_{вх}$ . Причому в більшості випадків на практиці доцільно обмежитися  $k=3;5$ . При домінуванні синусоїдальної форми сигналу з частотою  $\omega_3$  на підставі (5.5) має місце  $\omega_3 A \leq \frac{\Delta A_v}{t_T}$ . Виразивши амплі-

туду сигналу у вигляді  $A_n = D(n) = 2^n Q_0$ , тобто через число квантів, еквівалентне діапазону перетворення для  $\alpha=2$ , і переходячи від кругової частоти  $\omega_3$  до частоти  $f_3$ , отримаємо:

$$f_3 \leq \frac{\Delta A_v}{\pi 2^{n+1} t_T} . \quad (5.6)$$

У випадку, наприклад,  $n=12$ ;  $\Delta A_v = 0,4$ ;  $t_T=0,1$  мкс максимальна

частота вхідного сигналу не повинна перевищувати  $f_3 \approx 156$  Гц. Якщо форма вхідного сигналу близька до експонентного, то умова "можливості слідування" визначається виразом (4.56) - (4.59). Слід зазначити, що у випадку, коли закон змінення  $A_{\text{вх}}(t)$  виявляється близьким до інших функцій: параболи, гіперболи і т.п., доцільно скористатися довідковими даними [204] розкладання функцій  $A(t)$  в ряд Фур'є у вигляді

$$A(t) = \sum_1^{\infty} (A_k \cos k\omega t + B_k \sin k\omega t),$$

де  $A_k$  і  $B_k$  - коефіцієнти розкладання.

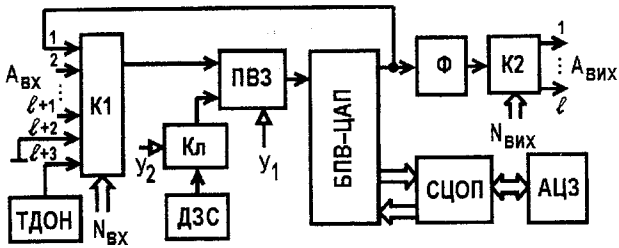
Диференціюючи зазначені вирази, виводиться функція швидкості

$$V = \frac{dA(t)}{dt}.$$

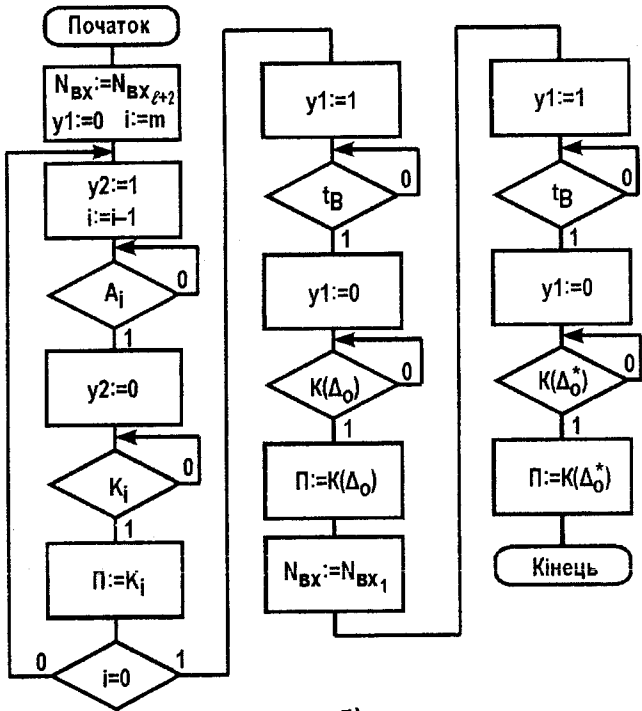
Підставляючи в отримане співвідношення  $t$ , відповідне максимальним збільшенням  $\Delta A_{\text{вх}}$ , оцінюється  $V_{\text{max}}$ .

При роботі системи, коли змінюються умови зовнішнього середовища, використання БПВ-ЦАП на основі НПСЧ дає можливість коригувати статичні похибки не тільки внутрішніх аналогових вузлів, що входять у цей блок, але і "зовнішніх". Відбувається це за допомогою спеціалізованого обчислювального пристрою (СОП).

Структурну схему системи цифрової реєстрації аналогової інформації з підвищеною стабільністю метрологічних характеристик наведено на рис. 5.7, а. Тут ПВЗ використовується не тільки для збереження дискретизованих рівнів  $A_{\text{вх}}(t)$ , але і формування допоміжних аналогових сигналів  $A_i$ . Ці сигнали застосовуються в ході процедури самокалібрування для визначення кодів реальних значень ваг розрядів  $\alpha$ -ЦАП. Для формування  $A_i$  ПВЗ переводиться в режим збереження, після чого на другий його вхід (вхід інтегратора) через ключ Кл підключається вихід джерела зарядного струму (ДЗС). При цьому час за ряду  $t_{z_i}$  задається таким, щоб значення напруги на виході інтегратора  $U_{\text{им}_i}$  приблизно відповідало вазі каліброваного розряду. Значення



а)



б)

а) структурна схема;  
б) граф-схема алгоритму самокалібрування

Рисунок 5.7 – Система цифрової рестрації аналогових сигналів з підвищеною стабільністю метрологічних характеристик

$u_2=0$  при цьому відповідає відключенню ДЗС від інтегратора, а  $u_2=1$  – підключенню. Формування рівня  $U_{imm_i}$  здійснюється автоматично

шляхом порозрядного врівноваження ваги  $Q_{n-i-1}$  кожного "неточного" (нестабільного) розряду ЦАП (струму (n-i-1)-го розряду  $\alpha$ -ЦАП) компенсуючим сигналом з виходу ПВЗ. У системі також здійснюється ви-значення кодів зсуву нуля по входу  $K(\Delta A_0)$  і по виходу  $K(\Delta A^*_0)$ . Усі вищевказані операції входять у процедуру цифрового самокалібрування. Введений термін "самокалібрування" підкреслює, що при ви-значенні кодів ваг розрядів  $\alpha$ -ЦАП не потрібне використання спеціальних взірцевих сигналів. Вимоги ж до точності формування  $A_i$  невисокі. Граф-схему алгоритму самокалібрування наведено на рис. 5.7, б. Тут:  $m$  – число неточних (нестабільних) старших розрядів  $\alpha$ -ЦАП, і – номер такту самокалібрування при визначенні кодів  $K_{n-i-1}$ . Коди ваг розрядів  $\alpha$ -ЦАП і зсуву нуля обчислюються в СЦОП і фіксуються в його пам'яті П. Схемотехнічні особливості побудови інтеграторних ПВЗ досліджені за участю автора і викладені в [236, 237].

Результати самокалібрування використовуються надалі для самокалібрування статичних похибок за допомогою СЦОП в режимах дискретизації і відновлення аналогових сигналів.

Наведена структура може бути використана і при побудові систем цифрової реєстрації вимірювальної інформації. У цьому випадку крім самокалібрування виконується визначення реального значення масштабного коефіцієнта  $M$ . Для цього до складу системи вводиться прецизійне термостатоване джерело опорної напруги (ТДОН) або струму (ТДОС). При використанні ТДОН значення опорної напруги  $U_{он}$  вимірюється з високою точністю і код  $K(U_{он})$  заноситься в пам'ять СЦОП. При цьому абсолютне значення відхилення масштабу  $\Delta M$  визначається після самокалібрування. Для цього виконується перетворення аналог-код  $U_{оп}$ , що подається на (i+3)-й вхід К1. Отриманий результат застосовується для обчислення реального значення масштабного коефіцієнта за формулою  $M^* = (U_{он} - \Delta U_{он}) / U_{он}$ , де  $\Delta U_{он}$  – різниця між точним значенням  $U_{он}$  і отриманим в результаті перетворення аналог-код. Код  $K(M^*)$  також фіксується в пам'яті СЦОП і використо-

вується для уточнення результатів самокалібрування. Принципи побудови і функціонування розроблених пристроїв ТДОН і ТДОС викладено в роботах [238-240]. Під керівництвом і особистій участі автора в 80-х і 90-х роках у Вінницькому технічному університеті на кафедрі обчислювальної техніки і відділі “Аналого-цифрові системи” було розроблено, виготовлено і впроваджено на підприємствах України і Росії ряд систем цифрової реєстрації аналогових сигналів, а також перетворювачів інформації на основі НПСЧ системного застосування.

Найважливішими з цих розробок є:

1. Багатоканальна інформаційно-вимірювальна система збору і реєстрації сейсмоакустичної інформації ПАСМ-120.

2. Автоматизований аналізатор параметрів тактів звукового мовлення на базі швидкодіючих самокаліброваних АЦП і ЦАП, з'єднаних з ПЕОМ.

3. Комплект високоточних самокоригуючих аналого-цифрових модулів і вимірювальних блоків.

При цьому слід зазначити, що застосування вимірювальної системи ПАСОМ-120 дозволяє підвищити вірогідність результатів морської сейсмоакустичної розвідки корисних копалин на морському шельфі. Виріб містить 120 каналів виміру, відрізняється широким динамічним діапазоном перетворення аналогових сигналів (106 дБ) і високою продуктивністю (частота дискретизації на кожному каналі – 4 кГц).

Аналізатор параметрів призначено для швидких вимірів у паузах звукових програм показників трактів: амплітудно-частотної і фазочастотної характеристик (АЧХ і ФЧХ), нелінійних і інтермодуляційних спотворень, характеристик групового часу запізнювання, перехідних завад між каналами і т.п. Система може ефективно використовуватися під час розроблення, виготовлення й експлуатації як звукових трактів, так і інших низькочастотних пристроїв (підсилювачів, фільтрів, акустичної апаратури). Аналізатор забезпечує власні нелінійні спотворення не більше за 0,01%, відношення сигнал/шум не менше за 80дБ, нерівномірність АЧХ не більше за 0,01дБ.

До складу вищевказаного комплекту аналого-цифрових модулів входять:

- самокалібрований швидкодіючий АЦП;

- самокалібрований ЦАП;
- вимірювальний підсилювач для роботи із сигналами давачів (сенсорів) фізичних величин;
- програмований двоканальний фільтр низької частоти (ФНЧ);
- багатоканальний аналоговий комутатор.

Вимірювальний блок компонується з пристроїв, що входять до складу вищевказаного комплексу. Параметри блоку визначаються параметрами аналого-цифрових модулів. Вони, зокрема, є такими. Для АЦП:

- а) число двійкових розрядів коду результату перетворення – 16;
- б) діапазон вхідних напруг (В) – 5,0;
- в) час однократного перетворення (мкс) – 15;
- г) інтегральна і диференціальна нелінійність (%) –  $\leq 0,004$ ;
- д) число аналогових входів – 2;
- е) режим роботи – самокалібрування, однократне перетворення з нагромадженням масиву відліків в ОЗП ПЕОМ.

Для ЦАП:

- а) число двійкових розрядів вхідного коду – 16;
- б) час однократного перетворення (мкс) –  $\leq 15$ ;
- в) діапазон вихідних напруг (В) –  $\pm 5,0$ ;
- г) коефіцієнт нелінійних спотворень у діапазоні частот 0...20 кГц (%) –  $\leq 0,015$ ;
- д) число аналогових виходів – 2.

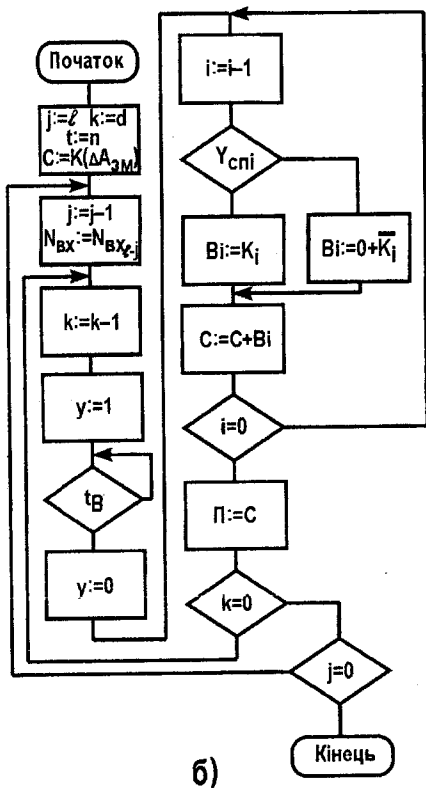
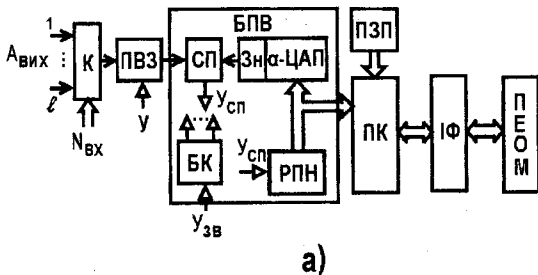
Варто відзначити, що в загальному випадку склад системи цифрової реєстрації аналогової інформації визначається конкретним призначенням системи, умовами її функціонування і може відрізнятися від структур, наведених на рисунках 5.6 і 5.7. Але ядро системи, що складає базу самокаліброваних АЦП і ЦАП на основі НПСЧ у багатьох застосуваннях буде незмінним. При цьому, доповнюючи БПУ-ЦАП необхідними аналоговими і цифровими вузлами, можна підібрати необхідний склад як аналого-цифрових модулів, так і вимірювальних блоків у цілому залежно від призначення системи.

Слід зазначити, що використання АЦП і ЦАП на основі НПСЧ у складі систем цифрової обробки аналогових сигналів також дає певні переваги перед двійковими перетворювачами інформації. Так, змен-



шений час врівноважування дозволяє підняти частоту дискретизації  $f_d$  або при заданій  $f_d$  збільшити кількість оброблюваних каналів при роботі в багатоканальному режимі. Незважаючи на спрощену технологію виготовлення аналогових вузлів, результуюча точність перетворення як ЦАП, так і АЦП на основі НПСЧ може бути досить високою при роздільності не менше 14-16 двійкових розрядів. Це досягається, зокрема, калібруванням ваг розрядів і корекцією статичних похибок, що здійснюється цифровим обчислювальним пристроєм. Причому даний пристрій може одночасно виконувати дві функції: калібрування похибок і перетворення НПСЧ у двійкову систему. Для виконання операцій безпосередньо з цифровими сигналами доцільно використовувати ЕОМ (ПЕОМ). Структурну схему системи цифрового оброблення аналогових сигналів наведено на рис. 5.8, а. Тут СП, а-ЦАП, РПН і блок керування (БК) сукупно складають ядро системного АЦП – блок порозрядного врівноважування (БПВ). У БК передбачено можливість подачі зовнішнього сигналу керування  $U_{зв}$ . Задачею БПВ є перетворення аналогового сигналу з виходу ПВЗ в робочий код  $K$ , що формується у РПН. Для коригування інструментальних похибок аналогових вузлів і перетворення робочого коду  $K$  у двійковий код використовується окремий цифровий обчислювальний пристрій, що складається з перетворювача кодів (ПК) і ПЗП. Причому на етапі виготовлення системи і компонування аналогових вузлів здійснюється високоточне вимірювання ваг розрядів АЦП і зсуву нуля аналогового тракту. Отримані результати у вигляді двійкових кодів заносяться в ПЗП і використовуються надалі при роботі ПК. Для зв'язку ПК із ПЕОМ використовується послідовний або паралельний інтерфейс (ІФ) залежно від необхідної швидкості передавання інформації.

Граф-схему алгоритму функціонування системи наведено на рис. 5.8, б. Тут:  $j$  – номер каналу;  $i$  – номер такту порозрядного врівноважування в БПВ;  $k$  – номер дискретизації;  $C$  – результат обчислень у ПК;  $B$  – операнд, якому призначаються значення кодів із ПЗП;  $K(\Delta A_0)$  – код похибки нуля;  $K_i$  – код ваги  $i$ -го додатного розряду;  $K_{\bar{i}}$  – код ваги  $i$ -го від'ємного розряду. Причому у випадку НПСЧ (0,1) існує тільки один від'ємний розряд – знаковий;  $P$  – масив пам'яті в ПЕОМ,

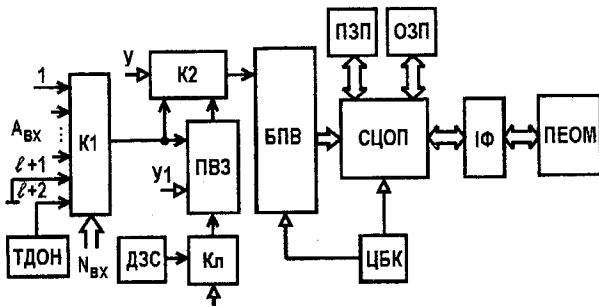


а) структурна схема;  
 б) граф-схема алгоритму функціонування

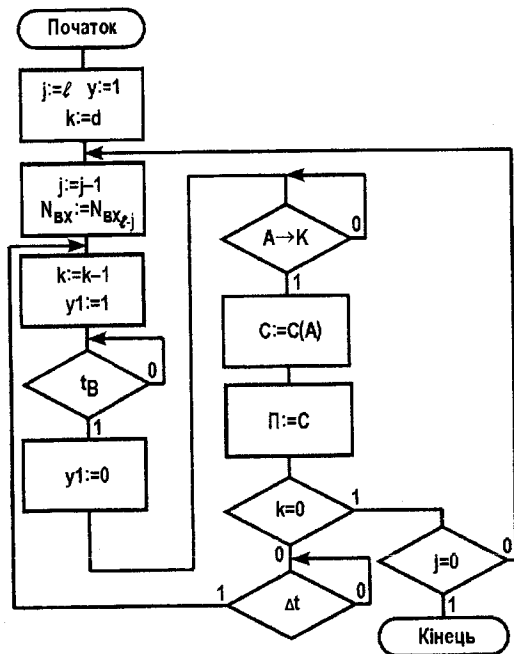
Рисунок 5.8 – Система цифрового оброблення аналогових сигналів

в якому фіксуються коди дискретизованих відліків аналогових сигналів. Значення цифрового сигналу  $y=1$  відповідає режимові вибірки ПВЗ,  $y=0$  - збереження. У процесі функціонування системи аналогові сигнали з виходів первинних перетворювачів через комутатор К послідовно подаються на ПВЗ. Дискретизовані відліки потім перетворюються в цифрові еквіваленти і надходять у ПЕОМ для відповідного оброблення. ПК розвантажує ПЕОМ від "обслуговування" БПВ. Однак, якщо характер розв'язуваних задач залишає в ПЕОМ ресурс обчислювальної потужності, то ПК із системи може бути виключено. Водночас варто відзначити, що зазначений пристрій є досить простим і його реалізацію можна виконати, зокрема, на базі нагромаджуючого суматора. Недоліком системи цифрової обробки аналогових сигналів з використанням одноразового коригування статичних похибок є залежність метрологічних характеристик від зміння умов зовнішнього середовища і старіння елементів тощо.

Усунення даного недоліку здійснюється застосуванням процедур самокалібрування. При цьому в систему вводяться додаткові вузли і пристрої. Так уведення ДЗС і Кл забезпечує в сукупності з ПВЗ формування необхідних рівнів допоміжних аналогових сигналів, що використовуються при визначенні реальних ваг  $Q_i$  розрядів а-ЦАП. Обчислення кодів  $Q_i$  виконується за допомогою спеціалізованого цифрового обчислювального пристрою (СЦОП). Причому на етапі компонування блоків системи вимірюються ваги групи молодших розрядів а-ЦАП, коди яких фіксуються в ПЗП. Надалі ці розряди вважаються "точними" і "стабільними". Природно, що ваги їх змінюються. Проте це зміння по абсолютній величині є малим порівняно з "виходом" старших і середніх розрядів. Структурну схему системи цифрового оброблення аналогових сигналів з підвищеною стабільністю метрологічних характеристик наведено на рис. 5.9, а. Тут ПЕОМ призначено безпосередньо для оброблення цифрових еквівалентів перетворених аналогових сигналів відповідно до характеру розв'язуваних задач: цифрова фільтрація, спектральний аналіз, ущільнення інформації і т.д. Для стикування ПЕОМ з СЦОП використовується інтерфейс (ІФ). Система функціонує у двох режимах: самокалібрування й основному. У першому режимі (допоміжному) обчислюються коди



а)



б)

а) структурна схема;

б) граф-схема алгоритму функціонування

Рисунок 5.9 – Система цифрового оброблення аналогових сигналів з підвищеною стабільністю метрологічних характеристик

реальних значень ваг старших і середніх розрядів, зсуву нуля і потім фіксуються в ОЗП. Алгоритм самокалібрування аналогічний наведеному на рис. 5.7, б. У випадку роботи з вимірювальними аналоговими сигналами додатково визначається відхилення масштабу  $\Delta M$  і уточнюються коди ваг розрядів  $K_i$  і  $K(\Delta A_{cm})$ . Для завдання еталонного рівня використовується прецизійне термостатичне джерело опорної напруги (ТДОН) або струму (ТДОС). По закінченні першого режиму система готова до виконання основної функції. При цьому вхідні аналогові сигнали перетворюються в робочий код  $K$  у БПВ у вигляді операції  $A \rightarrow K$ , а ЦОП обчислює їхні цифрові еквіваленти, тобто результат врівноважування за формулою

$$C(A_{вх}) = \sum_0^n a_i K_i + K(\Delta A_{зм}),$$

де  $K_i$  – цифрові еквіваленти реальних значень ваг розрядів, включаючи  $n$ -й (знаковий);

$K(\Delta A_{зм})$  – цифровий еквівалент зсуву нуля;

$a_i$  – розрядний коефіцієнт.

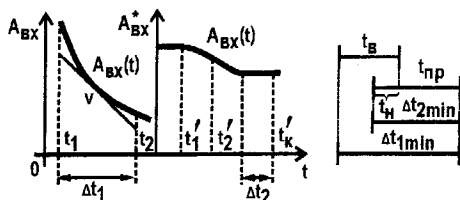
Значення  $C(A_{вх})$  переписується в пам'ять (П) ПЕОМ. Граф-схему алгоритму функціонування системи наведено на рис. 5.9, б. Тут  $j$  – номер каналу;  $k$  – номер дискретизації;  $y$  і  $y_1$  – цифрові сигнали керування комутатора  $K_2$  і ПВЗ, відповідно. Причому  $y=0$  відповідає станові  $K_2$ , коли сигнал з виходу  $K_1$  передається на інформаційний вхід БПВ, міняючи ПВЗ, а при  $y=1$  – через ПВЗ. Якщо  $y_1=0$ , то ПВЗ знаходиться в режимі збереження,  $y_1=1$  – вибирання. В основному режимі вхідні аналогові сигнали послідовно подаються в БПВ і перетворюються в робочі коди. Далі СЦОП обчислює відповідні значення  $C(A_{вх})$ , що фіксуються у виділених комірках пам'яті ПЕОМ і використовуються в операціях цифрового оброблення. Алгоритм функціонування системи задається центральним блоком керування (ЦБК).

Застосування прискореного аналого-цифрового перетворення на основі НПСЧ дозволяє вести дискретизацію з адаптацією до швидкості змінення  $V(A_{вх})$ . Це важливо при дослідженні згасаючих сигналів,

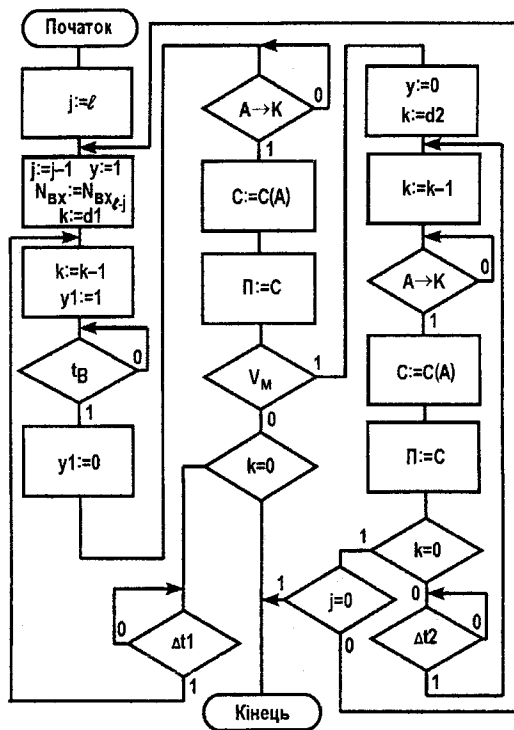
зокрема, у сейсмології: при вивченні рельєфу морського дна, пошуку корисних копалин методом спрямованого вибуху і т.п. Причому у випадку швидкого змінення  $A_{вх}$  дискретизація виконується через інтервали  $\Delta t_1$  за участю ПВЗ, а при повільному змінненні – без ПВЗ через інтервали  $\Delta t_2$ . На рис. 5.10, а показано дискретизацію згасаючого аналогового сигналу з урахуванням швидкості  $V$ . Тут вісь  $A_{вх}^*$  дає збільшення масштабу зображення. Якщо основна інформація зосереджена у "хвості" сигналу, коли швидкість змінення  $A_{вх}$  істотно зменшується, то частота дискретизації при цьому збільшується й відліки беруться через "короткі" інтервали  $\Delta t_2$ . У передній же частині сигналу відліки можуть братися рідко, через "довгі" інтервали  $\Delta t_1$ . Якщо ж основна інформація зосереджена на перехідній ділянці, то  $\Delta t_1 < \Delta t_2$ . Слід зазначити, що інтервал часу  $t$ , що відповідає режиму вибірки ПВЗ, може бути "насунуто" на час  $t_{пр}$  перетворення (врівноважування). Дана обставина дозволяє зменшити сумарний інтервал часу від моменту вибирання амплітуди  $A_{вх}(t)$  до моменту видавання коду. Подібна дія в АЦП при  $a=2$  неможлива через появу великих додаткових похибок. Мінімальний час дискретизації для великих  $V$  визначається зі співвідношення  $\Delta t_{1min} = t_{пр} + t_b - t_n$ , де  $t_n$  – припустимий час накладання, а для малих  $V$ , коли ПВЗ не використовується –  $\Delta t_{2min} = t_{пр}$ .

Граф-схему алгоритму функціонування системи в режимі дискретизації з адаптацією до швидкості змінення  $A_{вх}$  наведено на рис. 5.10, в. Тут:  $d1$  і  $d2$  – число дискретизацій при роботі, відповідно, з ПВЗ і без нього;  $V_m$  – максимальна швидкість, при якій АЦП встигає відслідковувати змінення сигналу  $A_{вх}(t)$ . Вимірювання швидкості  $V$  може виконуватися різними методами, зокрема, з використанням аналогових ланцюжків, що диференціюють. Вилучення ПВЗ із процесу дискретизації дозволяє зменшити похибки перетворення аналог-код.

При проектуванні конкретної системи треба з урахуванням вимог до статичних і динамічних характеристик, до умов експлуатації обрати необхідний тип СП, а також визначити набір блоків і вузлів, що виходять за межі ядра, орієнтуючись, зокрема, на структури, наведені на рис. 5.6–5.9. Причому уточнення структурної схеми системи в



а) б)



в)

- а) часові діаграми;
- б) часові інтервали;
- в) граф-схема алгоритму функціонування системи

Рисунок 5.10 – Дискретизація з адаптацією до швидкості зміння  $A_{BX}$

цілому доцільно здійснити після вибору відповідного класу перетворювачів інформації. При цьому можна користуватися таблицею 5.1. Тут введено такі позначення: АК – аналоговий комутатор; Пс – підсилювач для вихідного пристрою ЦАП; БКвн – блок керування внутрішній. Символ “+” означає наявність відповідного блоку або вузла, а “-” – його відсутність. Символ “+/-” свідчить про те, що необхідність уведення або відсутність даного вузла диктується необхідними режимами роботи.

У ряді застосувань доцільно не збирати ядро і ряд інших пристроїв системи з окремих вузлів і блоків, а використовувати готовий “універсальний” самокалібрований (СКАЦП), який має певну структурну надлишковість, і в деякому плані є “напівфабрикатом” системи. Безумовно, що такий підхід може скоротити проектування і розробку, хоча і трохи збільшить вартість і габарити виробу в цілому. Найбільш вдалим у цьому плані є мікропроцесорний аналого-цифровий перетворювач, що самокалібрується, САЦП-МКЗ. Пристрій призначено для високоточного перетворення напруги постійного і змінного (частотою до 200 Гц) струму у двійковий код, а вбудований мікропроцесорний блок керування дозволяє додатково здійснювати попереднє оброблення результатів. У порівнянні зі світовими аналогами вимірювальних АЦП (наприклад, ICL 7129, ICL 7135, ICL 7131 фірми Intersil або ADC 874 фірми Datel Intersil), для яких не нормовано абсолютну похибку через відсутність вбудованого термостатичного джерела опорної напруги, САЦП-МКЗ забезпечує заданий рівень похибки в широкому температурному і часовому діапазонах.

Основні характеристики і параметри пристрою:

- |  |         |
|--|---------|
| а) діапазон вхідних напруг (В) –   | ± 10.0; |
| б) роздільна здатність, (мкв) –  | 100;    |
| в) похибки інтегральні і диференціальні нелінійності в діапазоні робочих температур від -10° С до +50° С (мкв) – | ≤ 400;  |
| г) час перетворення (мкс) –  | 500;    |
| д) число розрядів вихідного двійкового коду (зі знаковим) –  | 18.     |



Таблиця 5.1 – Структурний склад СП на основі НПСЧ

Вузли, блоки											
АЦП, ЦАП	АК	ПВЗ	СП	$\alpha$ -ЦАП	Пс	РПН	ПЗП	ОЗП	БК ВН.	СЦОП	ІФ
БПВ+ПЕОМ (сигн.+вимір.) а) ПКАЦП	+/-	+/-	+	+	-	+	+	-	-	-	+
б) СКАЦП	+	+	+	+	-	+	+	-	-	-	+
ПКАЦП сигн.	+/-	+	+	+	-	+	+	-	+	+	+
СКАЦП сигн.	+/-	+	+	+	-	+	+	+	+	+	+
СКАЦП вимір.	+	+	+	+	-	+	+	+	+	+	+
АЦП-ЦАП без кор. (звукозапис)	-	+	+	+	+	+	-	-	+	-	+
ПКАЦП	-	+/-	-	+	+	-	+	-	+	+	+

Слід зазначити також й інші розробки, виконані у Вінницькому національному технічному університеті, які можна використовувати при проектуванні високоточних і швидкодіючих систем цифрового ресстрування й оброблення аналогових сигналів. Це: перетворювач аналог-код, що самокалібрується, СПАК-2; блок перетворення форми інформації БПФІ - 1С і блок перетворення інформації БПІ - 03.

Основні характеристики і параметри СПАК- 2:

а) діапазон вхідної напруги (В) --	$\pm 5,0$ ;
б) кількість вхідних каналів --	2;
в) загальна похибка у діапазоні температур від $+5^{\circ}\text{C}$ до $+50^{\circ}\text{C}$ (%) --	0,006;
г) час перетворення по одному каналу (мкс) --	250;
д) похибка лінійності (%) --	0,004;
е) число розрядів вихідного коду (зі знаковим) --	17.

Основні характеристики і параметри БПФІ-1С (наскрізного каналу АЦП-ЦАП):

а) діапазон вхідних/вихідних напруг (В) --	$\pm 5,0$ ;
б) коефіцієнт нелінійних спотворень (%) --	90,01;
в) частота дискретизації (кГц) --	96;
г) частота зміни вхідного сигналу (кГц) --	0–20;
д) розрядність вхідного/вихідного двійкового коду --	16;

Основні характеристики і параметри БПІ-03:

а) діапазон вхідної напруги (В) --	$\pm 5,0$ ;
б) похибка лінійності (%) --	$\leq 0,004$ ;
в) час перетворення (мкс) --	15;
г) число розрядів вихідного двійкового коду --	16.

### 5.3 Схемотехнічне проектування і розроблення аналогових вузлів самокаліброваних АЦП у вигляді інтегральних мікросхем

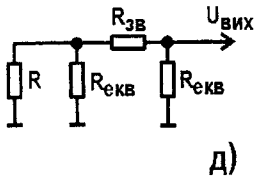
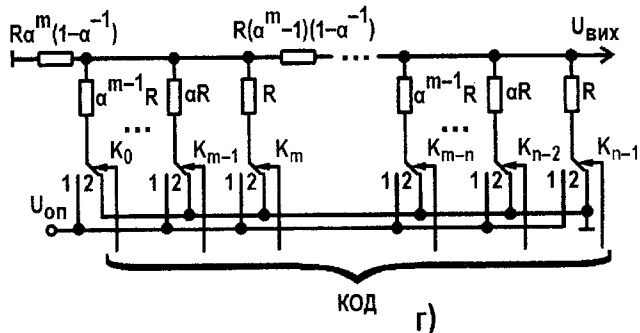
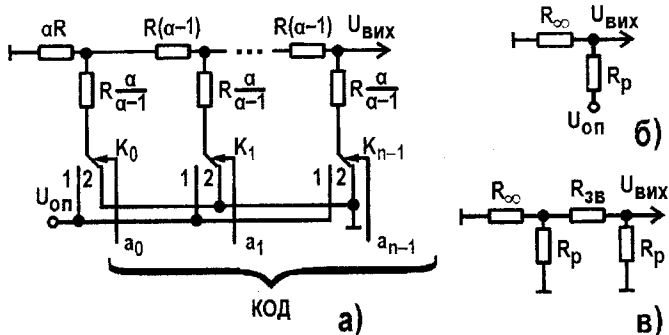
Для побудови високоточних швидкодіючих АЦП і ЦАП високої роздільної здатності, функціонуючих у складі систем ресстрування і

цифрового оброблення аналогових сигналів, необхідна наявність функціонального набору базових аналогових вузлів. При цьому переважна більшість з них: комутатори аналогових сигналів, джерела опорної напруги, вхідні буферні підсилювачі та інші можуть бути частково або цілком реалізовані на серійних ВІС. Водночас для ЦАП на основі НПСЧ, які використовуються у системних АЦП із самокалібруванням висувається ряд специфічних вимог:

- збереження принципу суперпозиції ваг розрядів незалежно від виду коду, що перетворюється;
- висока роздільна здатність, еквівалентна не менше за 14 – 16 біт двійкової системи числення;
- потенційно висока швидкодія;
- можливість мікроелектронної реалізації, у т.ч. у вигляді твердотільних ВІС;
- простота технології виготовлення (відсутність лазерного припасування і т. д.) і низька вартість мікросхем.

Основу ЦАП паралельної дії складають резистивні ділянки напруги (РДН) і струму (РДС), у т.ч. “цифрокеровані” РДН і РДС. Поширення набули [181,182,186,192-195] драбинні, вагові і комбіновані схеми РДН і РДС. На рис. 5.11, а наведено структуру цифрокерованого РДН драбинного типу на основі НПСЧ. Тут  $K_0, K_1, \dots, K_{n-1}$  – ключові елементи, що здійснюють відповідно до станів розрядів  $\{\alpha_{n-1}, \alpha_{n-2}, \dots, \alpha_1, \alpha_0\}$  коду, що перетворюється, підключення розрядних резисторів або до опорної напруги  $U_{оп}$ , або до шини “земля”. Положення ключових елементів відповідає нульовим значенням розрядів коду. Співвідношення номіналів резисторів розраховуються за умови регулярності структури матриці. Відповідно до цієї умови при подачі коду, що містить одиницю тільки в старшому (n-1)-му розряді, цифрокерований діляк має схему заміщення, зображену на рис. 5.11, б, де  $R_p$  – розрядний резистор,  $R_\infty$  – вихідний опір резистивного ланцюга нескінченної довжини. Коефіцієнт ділення  $K_\partial$  опорної напруги  $U_{оп}$

при цьому визначається співвідношенням: 
$$K_\partial = \frac{U_{оп}}{U_{вих}} = \frac{\sum_{i=-\infty}^{n-1} \alpha^i}{\alpha^{n-1}}$$



- а) драбинного типу;
- б) схема заміщення;
- в) схема заміщення;
- г) комбінованого типу;
- д) схема заміщення

Рисунок 5.11 – Резистивні цифрокеровані дільники напруги на основі НПСЧ

$$\text{З іншого боку, } K_{\partial} = \frac{R_P + R_{\infty}}{R_{\infty}}.$$

Після перетворень має місце рівність  $R_{\infty} = R_P(\alpha - 1)$ . Позначивши через  $R$  базовий резистор, значення якого розраховується як паралельне з'єднання  $R_{\infty}$  і  $R_P$ , і враховуючи, що  $R = R_{\infty}R_P/(R_P + R_{\infty})$  отримаємо  $R_{\infty} = R\alpha$  і  $R_P = R\alpha/\alpha - 1$ . Скориставшись схемою заміщення, яка зображена на рис. 5.11, в, можна знайти співвідношення для резистора зв'язку  $R_{зв}$ . Відповідно до умови регулярності структури матриці повинне виконуватися співвідношення  $R_{зв} + R_P || R_{\infty} = R_{\infty}$ , але  $R_P || R_{\infty} = R$ , тому  $R_{зв} = R(\alpha - 1)$ . При використанні двійкової системи  $\alpha = 2$  і  $R_{\infty} = R_P = 2R$ , а  $R_{зв} = R$ . РДН перетворюється в цьому випадку у відому матрицю типу R-2R.

РДН вагового типу містить набір з  $m$  резисторів, номінали яких пропорційні вагам НПСЧ і один резистор  $R_{\infty}$ , призначення якого таке саме, як і в РДН драбинного типу. Недоліком РДН вагового типу є необхідність виготовлення резисторів у широкому діапазоні номіналів опорів, що важко в мікроелектронному виконанні. Для двійкової системи числення традиційно  $m = 4-6$ . Зазначену проблему вирішує застосування матриці комбінованого типу.

Схема такого дільника, наведеного на рис. 5.11, г, складається з групи однотипових секцій, кожна з яких містить по  $m$  розрядних вагових резисторів. Для з'єднання секцій слугують резистори зв'язку. На підставі умови регулярності структури матриці для нульового вхідного коду має місце схема заміщення, зображена на рис. 5.11, д. Тут  $R_{\infty}$  має те ж значення, що й у матриці вагових резисторів. Еквівалентний опір  $R_{екв}$  секції визначається через еквівалентну провідність  $Y_{екв}$  і дорівнює

$$R_{екв} = \frac{1}{Y_{екв}} = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R\alpha} + \dots + \frac{1}{R\alpha^{m-1}}} = \frac{R(1 - \alpha^{-1})\alpha^m}{\alpha^m - 1}.$$

На підставі регулярності  $R_{\infty} || R_{екв} + R_{зв} = R_{\infty}$ , звідки знаходиться:

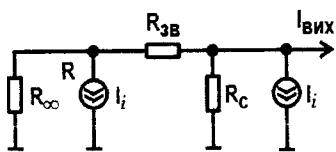
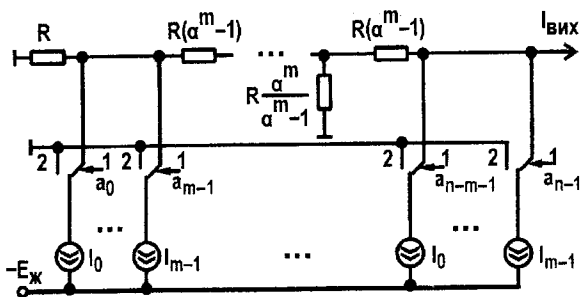
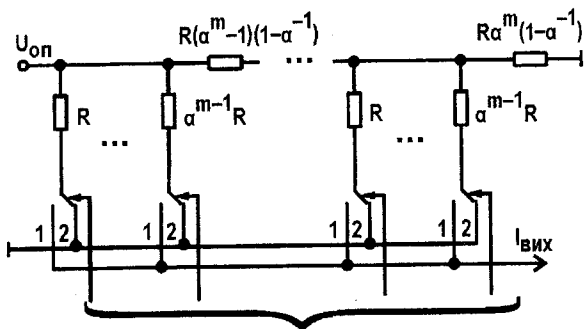
$$R_{зв} = R(1-\alpha^{-1})(\alpha^m-1).$$

Цифрокеровані РДН мають два основні недоліки. Перший – зниження швидкодії при збільшенні номіналів резисторів. Зменшення ж їхніх номіналів призводить до збільшення струму, споживаного матрицею від джерела опорної напруги (ДОН). Другий недолік, частково зв'язаний з першим, полягає в наявності енергетичного розбалансу на резисторах матриці й у ДОН при зміні коду, що перетворюється. Ця обставина призводить до нерівномірного розігріву резисторів, змінення навантаження на ДОН і врешті-решт до збільшення похибки ЦАП. Від зазначених недоліків у значній мірі вільні цифрокеровані дільники струму із застосуванням матриць драбинного, вагового і комбінованого типів в інверсному включенні. Структуру останнього наведено на рис. 5.12, а. Номінали опорів у матрицях РДН і РДС збігаються, однак вихідною величиною останніх є струм  $I_{вих}$ . При цьому, якщо опір навантаження досить малий, тоді, по-перше, це є передумовою високої швидкодії пристрою, а, по-друге, стабілізує споживання струму від ДОН при зміні коду.

Істотним недоліком усіх розглянутих резистивних дільників є залежність похибки перетворення від значень залишкових опорів ключових елементів. Так, зокрема, нерівність залишкових опорів ключів у положенні 1 і 2 приводить до порушення суперпозиції при підсумовуванні ваг розрядів залежно від вигляду кодової комбінації. Усунення зазначеного недоліку досягається застосуванням у секціях замість резисторів зв'язаних джерел розрядних струмів, значення яких не залежать від опорів ключових елементів.

Схему перетворювача код – струм (ПКС), побудовану по комбінованому принципу, наведено на рис. 5.12, б.

Тут розрядні струми задаються таким чином:  $I_{m-1} = I$ ;  $I_{m-2} = I\alpha^{-1}$ , ...,  $I_1 = I\alpha^{-(m-2)}$ ,  $I_0 = I\alpha^{-(m-1)}$ . Розрахунок номіналів опорів варто виконувати за допомогою схеми заміщення, яку наведено на рис. 5.12, в. При цьому коефіцієнт передачі струму між секціями  $K_{сек}$  для однакових розрядних струмів  $I_i$  визначається як



- а) з використанням матриці драбинного типу;
- б) із застосуванням зважених струмів;
- в) схема заміщення

Рисунок 5.12 – Структури перетворювачів код-струм на основі НПСЧ

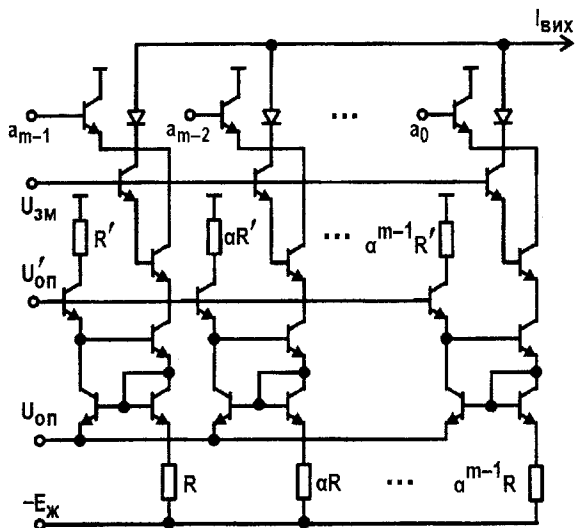
$$K_{сек} = \frac{R_{\infty} + R_{зб} + R_c}{R_c} = \alpha^m.$$

Нехай  $R_c = R$ , тоді маємо  $R_{зб} = R(\alpha^m - 1)$ . З умови регулярності повинно виконуватися співвідношення  $\frac{R_{зб} + R_{\infty}}{R_{\infty}} = \alpha^{-m}$ , на підставі цього знаходимо  $R_{зб} = R(\alpha^m - 1)$ . Підставляючи  $R_{зб}$  у перше рівняння маємо  $R(\alpha^m - 1) + R = R_c(\alpha^m - 1)$ , а після перетворень отримаємо

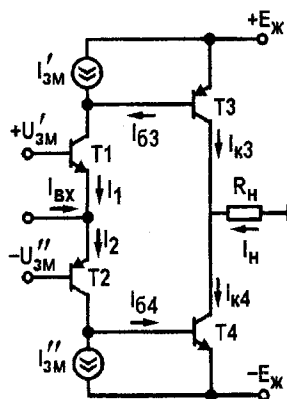
$$R_c = R \frac{\alpha^m}{\alpha^m - 1}; R_{зб} = R(\alpha^m - 1); R_{\infty} = R\alpha^m.$$

Існують також і інші структури ПКС, побудовані, наприклад, за принципом підсумовування однакових струмів у вузлі матриці драбинного типу. Однак найбільш вдалою структурою ЦАП на основі НПСЧ, що працює в складі самокаліброваних перетворювачів інформації, є схема комбінованого ПКС із використанням секцій джерел зважених струмів. Для досягнення високої швидкодії вихід такого ПКС, навантажується або на низькоомний резистор, або підключається до перетворювача струм-напруга, що має низькоомний вхід. Незначне змінення напруги на навантаженні при підсумовуванні розрядних струмів сприяє збереженню суперпозиції при високій роздільній здатності (18-20 двійкових розрядів). Під керівництвом автора [241-244] розроблено ряд схем ПКС, що задовольняють переліку вищезгаданих вимог і орієнтованих на мікроелектронне виконання. Особливо важливим є дотримання суперпозиції в групі старших розрядів, які мають найбільший вплив на похибку перетворення. Спрощену схему секції старших розрядів комбінованого ПКС на основі НПСЧ наведено на рис. 5.13, а. Пристрій містить по  $m = 8$  джерел основних розрядних і допоміжних струмів ( $\alpha \approx 1,62$ ) з діодно-транзисторними ключовими елементами, основне і допоміжне джерела опорних напруг  $U_{оп}$  і  $U'_{оп}$ , буферні каскади і джерело зміщення  $U_{зм}$ . Кожне джерело основного розрядного і допоміжного струмів містить резистор, що задає струм відповідно  $R, R\alpha, \dots, R\alpha^{m-1}$  і  $R', R'\alpha, \dots, R'\alpha^{m-1}$ . Похиб-





а)



б)

а) старша секція ПКС;

б) двотактний симетричний підсилювач струму

Рисунок 5.13 – Схеми аналогових вузлів

ки номіналів розрядних резисторів можуть бути досить великими (1 – 3%). Вимоги до їх часової і температурної стабільності є невисокими і визначаються можливостями самокалібрування АЦП або ЦАП, до складу яких входить ПКС. Вимоги ж до похибок і стабільності резисторів допоміжних джерел струмів можуть бути ще нижче. Постановка буферних каскадів, підключених до джерела зміщення, сприяє підтримці постійної напруги, а відповідно і постійної потужності, що розсіюється на транзисторах джерел розрядних струмів незалежно від вигляду коду, який формується, і зміни напруги живлення  $E_{11}$ . Розглянутий ПКС може бути реалізовано як у вигляді гібридної [245] мікросхеми з окремим ДОН [246], так і у твердотільному варіанті [241]. Причому останнє безумовно перспективніше. З огляду на специфічність ПКС на основі НПСЧ при проектуванні варто орієнтуватися на напівзавомні ВІС типу базових матричних кристалів.

Автором протягом ряду років досліджувався підхід до проектування перерахованих вище аналогових вузлів на основі струмового принципу посилення і перетворення сигналів.

Відомо [192,247], що основним паразитним параметром ВІС є сміність. При цьому струмовий принцип дає більшу швидкодію, ніж принцип посилення і перетворення напруг. Зазначений підхід покладено в основу проектування швидкодіючих високолінійних підсилювачів струму. Спрощена схема двотактного симетричного підсилювача струму (ДСПС), яку наведену на рис. 5.13, б, містить транзистори Т1, Т2 вхідних каскадів і Т3, Т4 – вихідних каскадів. Для завдання режиму роботи з постійного струму використовуються джерела напруги зміщення  $+U'_{зм}$  і  $+U''_{зм}$ , а також джерела струмів зміщення  $I'_{зм}$  і  $I''_{зм}$ . Степінь лінійності передачі вхідного струму в навантаження ( $R_H$ ) оцінюється на підставі аналізу функції  $I_H = f(I_{ax})$ . Цю залежність можна бути отримати в такий спосіб. Відповідно до моделі Еберса – Молла [248,249]

$$U_{be1} = \varphi_T \ln I_1 / I_T; \quad U_{be2} = \varphi_T \ln I_2 / I_T,$$

де  $\varphi_T$  – термопотенціал;

$I_T$  – тепловий струм.

З огляду на те, що

$$U_{3M} = U'_{3M} + |-U''_{3M}| = U_{бe1} + U_{бe2},$$

отримаємо

$$U_{3M} = \varphi_T \ln I_1 I_2 / I_T^2.$$

Підставляючи значення  $I_2 = I_1 + I_{вх}$  в останній вираз і потенціюючи його, маємо:

$$I_1(I_1 + I_{вх}) = I_T^2 e^{U_{3M} / \varphi_T}.$$

При  $I_{вх} = 0$ :

$$I_T^2 e^{U_{3M} / \varphi_T} = I_{3M}^2,$$

де  $I_{3M} = I_1 + I_2$  — струм зсуву першого каскаду.

Отже:  $I_1(I_1 + I_{вх}) = I_{3M}^2.$

Тоді:

$$I_1 = -\frac{1}{2}I_{вх} + \sqrt{I_{вх}^2 / 4 + I_{3M}^2}, \quad I_2 = \frac{1}{2}I_{вх} + \sqrt{I_{вх}^2 / 4 + I_{3M}^2}.$$

Нехай прирости струмів рівні, тоді:

$$\Delta I_1 = I_{3M} - \frac{1}{2}I_{вх} - \sqrt{I_{вх}^2 / 4 + I_{3M}^2}, \quad \Delta I_2 = \frac{1}{2}I_{вх} + \sqrt{I_{вх}^2 / 4 + I_{3M}^2} - I_{3M}.$$

З урахуванням коефіцієнтів передачі транзисторів по струму  $\beta$  і  $\alpha$  мають місце співвідношення:  $I_{б3} = \alpha_1 I_1$ ;  $I_{б4} = \alpha_2 I_2$ ;  $I_{к3} = \alpha_1 \beta_3 I_1$ ;  $I_{к4} = \alpha_2 \beta_4 I_2$ . Струм навантаження  $I_n = I_{к4} - I_{к3}$ . Розкриваючи  $I_{к4}$  і  $I_{к3}$ , отримаємо

$$I_n = \frac{\beta_4 \alpha_2 + \beta_3 \alpha_1}{2} I_{вх} + (\beta_4 \alpha_2 + \beta_3 \alpha_1) \sqrt{I_{вх}^2 / 4 + I_{3M}^2}. \quad (5.7)$$

З виразу (5.7) видно, що нелінійність передатної функції утвориться внаслідок “несиметричності” “пліч” підсилювача, що обумовлена ідентичністю коефіцієнтів передачі транзисторів п-р-п і р-п-р типів. Крім того, при  $I_{вх} = 0$  струм навантаження  $I_{н} \neq 0$ , визначається співвідношенням:

$$I_{н} \Big|_{I_{вх} = 0} = (\beta_4 \alpha_2 + \beta_3 \alpha_1) I_{з.м.}$$

Віднімаючи з (5.7)  $I_{н}$  при  $I_{вх} = 0$  отримуємо:

$$\Delta I_{н} = \frac{\beta_4 \alpha_2 + \beta_3 \alpha_1}{2} I_{вх} + (\beta_4 \alpha_2 + \beta_3 \alpha_1) (\sqrt{I_{вх}^2 / 4 + I_{з.м.}^2} - I_{з.м.}). \quad (5.8)$$

Член  $(\beta_4 \alpha_2 + \beta_3 \alpha_1) (\sqrt{I_{вх}^2 / 4 + I_{з.м.}^2} - I_{з.м.})$  визначає ступінь нелінійності підсилювача, а також зсув “нуля” на виході при нульовому вхідному сигналі. Симетричність коефіцієнтів передачі “пліч” підсилювача схемотехнічно можлива лише частково. Тому більш ефективним шляхом підвищення лінійності є або збільшення  $I_{з.м.}$  у вхідному каскаді, або зменшення  $I_{вх}$ . Проте останнє можливо тільки при збільшенні загального коефіцієнта підсилення ППС. Вважаючи що  $\alpha \approx 1$ , можна записати

$$\Delta I_{н} = \beta_{сер} \Delta I_{вх} + \Delta \beta (\sqrt{I_{вх}^2 / 4 + I_{з.м.}^2} - I_{з.м.}),$$

де  $\beta_{сер} = (\beta_3 + \beta_4) / 2$  – середній коефіцієнт підсилення;

$\Delta \beta = \beta_4 - \beta_3$  – розкид  $\beta$  у другому каскаді.

У випадку синусоїдального вхідного сигналу

$$\Delta I_{вх} = I_{вх} \sin \omega t,$$

$$\Delta I_{н} = \beta_{сер} \Delta I_{вх} \sin \omega t + \Delta \beta (\sqrt{I_{вх}^2 \sin^2 \omega t / 4 + I_{з.м.}^2} - I_{з.м.}).$$

Розкладаючи вихідний сигнал  $\Delta I_H$  по гармоніках ряду Фур'є ,

$$\Delta I_H = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos kwt + b_k \sin kwt),$$

отримаємо

$$a_0 = \frac{w}{\pi} \Delta \beta \int_{-\pi/w}^{\pi/w} (\sqrt{I_{\text{ex}}^2 \sin^2 wt / 4 + I_{\text{зм}}^2} - I_{\text{зм}}) dt.$$

Перетворення подібних виразів зручно виконувати [250,251] з використанням повних еліптичних інтегралів першого роду вираз

$$K(m) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - m^2 \sin^2 \varphi}}$$

і другого роду вираз

$$E(m) = \int_0^{\pi/2} (\sqrt{1 - m^2 \sin^2 \varphi}) d\varphi.$$

На підставі вищевказаного при  $I_{\text{ex}} < 2I_{\text{зм}}$

$$a_0 \approx \Delta \beta \frac{I_{\text{ex}}^2}{I_{\text{зм}}}.$$

Далі  $a_i = 0$ ,  $b_i = \beta_{\text{сеп}} I_{\text{ex}}$ ,  $b_k = 0$  ( $k > 1$ ).

Порядок вищих гармонік можна оцінити по амплітуді другої гармоніки

$$a_2 = \frac{w}{\pi} \Delta \beta \int_{-\pi/w}^{\pi/w} (\sqrt{I_{\text{ex}}^2 \sin^2 wt / 4 + I_{\text{зм}}^2} \cos 2wt) dt.$$

Коефіцієнт нульової гармоніки (тобто відношення постійної складової вихідного сигналу до амплітуди вхідного сигналу)

$$v_0 = \frac{|a_0|}{2b_1} = \frac{\Delta\beta}{\beta_{\text{сер}}} \cdot \frac{I_{\text{вх}}}{I_{\text{зм}}}$$

Коефіцієнт старших гармонік

$$v = \frac{|a_2|}{2b_1} = \frac{\Delta\beta}{16\beta_{\text{сер}}} \cdot \frac{I_{\text{вх}}}{I_{\text{зм}}}$$

Після розкладання в ряд Тейлора

$$\sqrt{\frac{I_{\text{вх}}^2 \sin^2 \omega t}{4} + I_{\text{зм}}^2} \approx I_{\text{зм}} + \frac{I_{\text{вх}}^2 \sin^2 \omega t}{8I_{\text{зм}}} = I_{\text{зм}} + \frac{I_{\text{вх}}^2}{16I_{\text{зм}}} (1 - \cos \omega t)$$

видно, що при малих відношеннях  $I_{\text{вх}}/I_{\text{зм}}$  усі коефіцієнти вищих гармонік  $a_k = 0$  ( $k > 2$ ). При цьому як формулу для коефіцієнту гармонік можна використовувати простий вираз

$$v = \frac{|a_2| + |a_4|}{|b_1|} \approx \frac{\Delta\beta}{16\beta_{\text{сер}}} \cdot \frac{I_{\text{вх}}}{I_{\text{зм}}} \left( 1 - \frac{3I_{\text{вх}}^2}{64I_{\text{зм}}^2} \right). \quad (5.9)$$

На підставі (5.9) оцінюється коефіцієнт гармонік при заданих амплітуді вхідного сигналу і струм  $I_{\text{зм}}$ . Так, наприклад, при  $\beta_3 = 40$ ,  $\beta_4 = 100$ ,  $I_{\text{вх}} = I_{\text{зм}}$ , значення  $v = 6\%$ .

Використання низькоомного навантаження ( $R_{\text{н}} < 1\text{кОм}$ ) і введення від'ємного зворотного зв'язку по струму дозволяє застосувати ППС аж до частоти  $f_{\text{т}}$  транзисторів. Смуга пропускання підсилювача  $f_{\text{п}}$  в цьому випадку залежить від коефіцієнта підсилення по струму  $K_{\text{підс}}$ . Коли зворотний зв'язок у ППС відсутній, тоді  $f_{\text{п}} \approx 0,5 \cdot f_{\beta} = 0,5 \cdot f_{\text{т}}/\beta_{\text{сер}}$ . Якщо в схемі діє глибокий від'ємний зворотний зв'язок (ВЗЗ) по струму, то смуга пропускання істотно розширюється. При 100% - й глибині  $f_{\text{п}} \approx 0,5f_{\text{т}}$ . Слід також зазначити, що введення такого

ВЗЗ (підключення між входом і виходом підсилювача резистора зворотного зв'язку) істотно зменшує і коефіцієнт гармонік, значення якого при цьому сягає  $\nu \approx 0,1\%$ . Необхідно також відзначити таке. У диференціальному каскаді (ДК) з підсиленням напруги коефіцієнт гармонік [211] визначається виразом

$$\nu_d \approx \frac{1}{48} \left( \frac{U_{ax}}{\varphi_T} \right)^2.$$

Звідси випливає, що лінійна ділянка передатної характеристики ДК обмежена рівнем термопотенціалу  $\varphi_T = 25$  мВ, що істотно менше, ніж напруга зміщення  $U_{зм} = U_{бе} \approx 0,6 - 0,7$  В. Таким чином, зона лінійної ділянки (5.3) передатної характеристики двотактного симетричного підсилювача струму, обмеженого рівнем  $I_{зм}$ , істотно ширше, ніж у ДК.

Збільшення коефіцієнта передачі ППС досягається введенням додаткових каскадів посилення. Специфіка струмового принципу дозволяє збільшити  $K_{підс}$  ДСПС з використанням у верхніх і нижніх "плечах" композицій n-p-n і p-n-p транзисторів. За рахунок цього зменшується відношення  $\Delta\beta/\beta_{сер}$  і відповідно  $\nu$ . Далі, структурне з'єднання транзисторів між собою в тракці підсилення доцільно здійснювати по конфігурації, що забезпечує поглинання домінуючих (основних) полюсів АЧХ послідовного ланцюжка каскадів. Це дає результуючу АЧХ, що має постійний завал 20дБ/декаду в широкій смузі частот. Причому єдиний домінуючий полюс на рівні 3 дБ відповідає низькій частоті:

$$f_n = 0,5 \frac{f_T}{\beta_{сер}^m},$$

де  $m$  – число послідовно з'єднаних каскадів підсилення.

Розщеплені [210] вторинні полюси групуються в ділянці високих частот. Це істотно спрощує корекцію як АЧХ, так і перехідної характеристики  $h(t)$  ДСПС. Для побудови високолінійної схеми цілком достатньо  $m = 3$ . Можна вказати, принаймні, три комбінації з'єднання

підсилювальних каскадів у вигляді ланцюжків: ЗК→ЗЕ→ЗК, ЗЕ→ЗК→ЗК, ЗК→ЗК→ЗЕ, де ЗК – каскад із загальним колектором, ЗЕ – із загальним емітером. Спрощену схему одного з варіантів такого підсилювача наведено на рис. 5.14, а. Пристрій містить два симетричних плеча підсилювальних каскадів з ланцюжками типу ЗК→ЗЕ→ЗК.

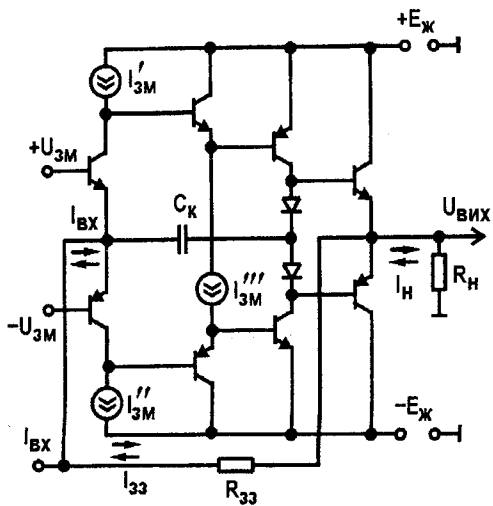
Задання режимів по постійному струмі виконується джерелами напруг  $+U_{зм}$ ,  $-U_{зм}$  і струмів зміщення  $I'_{зм}$ ,  $I''_{зм}$  та  $I'''_{зм}$ . Для досягнення високої лінійності і швидкодії в схему включене  $R_{зз}$ . Вихідна напруга визначається виразом  $U_{вих} = I_{вх} R_{зз}$ . У випадку  $I_{вх} = I'_{зм} = I''_{зм} = I'''_{зм} \approx 0,5 \text{ мА}$  і  $R_{зз} = R_{н} = 10 \text{ кОм}$  коефіцієнт гармонік  $\nu < 10^{-4}\%$ . Перехідна характеристика  $h(t)$  для різних значень коригувальної ємності, яку наведено на рис. 5.14, б, свідчить про високі динамічні характеристики схеми. Моделювання, виконане в середовищі інтегрованого пакета PSPICE, показує, що подібні схеми, незважаючи на використання малопотужних транзисторів (БМК) і відповідно малих рівнів вихідних струмів ( $\leq 5 \text{ мА}$ ), дозволяють досягти швидкості зміни вихідного сигналу не менше за 100 – 200 В/мкс. При цьому час установлення з похибкою  $\delta I_{вих} \leq 10^{-3}\%$  не перевищує 1,0 мкс.

На основі проведених досліджень сформульовано рекомендації для евристичного синтезу високолінійних швидкодіючих ППС на БМК. Суть їх є такою:

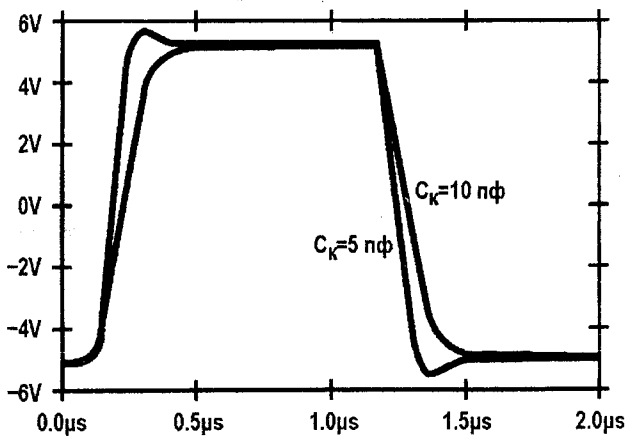
- застосування струмового принципу посилення і перетворення сигналів;
- побудова схеми по двотактній симетричній структурі;
- використання в підсилювальних трактах композицій транзисторів різних типів провідностей у вигляді ланцюжка ЗК→ЗЕ→ЗК або аналогічних з вищевказаними;
- число транзисторних каскадів у підсилювальних трактах не слід брати більше  $m = 3$ , інакше зростає нестійкість схеми на високих частотах;
- робочу точку підсилювальних каскадів за винятком вихідного варто задавати в класі А.

На основі ДСПС доцільне проектування пристроїв попереднього підсилення для високочутливих швидкодіючих схем порівняння струмів.





а)



б)

- а) спрощена принципова схема;  
 б) перехідна характеристика

Рисунок 5.14 – Двотактний симетричний підсилювач струму (ДСПС)

За формувач  $\Delta U_{\text{вх}}$  доцільно використовувати попередній підсилювач струму (ППС), що виконує функції перетворювача струм-напруга. При цьому на вхід ППС надходить різницевий струм  $\Delta I_{\text{вх}} = -I_{\text{вх}} - I_{\text{к}}$ , де  $I_{\text{вх}}$  – вихідний перетворюваний струм;  $I_{\text{к}}$  – компенсуючий струм з виходу ІКС. До ППС висуваються основні вимоги: висока швидкодія; здатність до динамічних переважань, тобто можливість зберігати швидкодію при стрибкоподібному змінненні  $\Delta I_{\text{вх}}$  у всьому діапазоні  $I_{\text{вх}}$ ; придушення перешкод напруги, низькі вхідний і вихідний опори, відповідно,  $R_{\text{вх}}$  і  $R_{\text{вих}}$ . Відповідно до висунутих вимог розроблено кілька варіантів пристроїв [252-260]. Спрощену принципову схему ППС на БМК наведено на рис. 5.15, а. Тут:  $+U_{\text{зм}}$ ,  $-U_{\text{зм}}$ ,  $+U'_{\text{зм}}$ ,  $-U'_{\text{зм}}$  – джерела напруги зміщення;  $I'_{\text{зм}}$ ,  $I''_{\text{зм}}$  – джерела струмів зміщення. Пристрій містить буферні каскади, що забезпечують розширення смуги частот при малому  $\Delta I_{\text{вх}}$  і ланцюг нелінійного зворотного зв'язку на резисторі  $R_{\text{зз}}$  і діодах D1, D2, D3, D4, що обмежують амплітуду  $\Delta U_{\text{вих}}$  при великій різниці  $\Delta I_{\text{вх}}$ . Коригувальна ємність  $C_{\text{к}}$  забезпечує необхідну форму перехідної характеристики. Двотактний вихідний каскад за схемою з додатковою симетрією дозволяє одержати низьке  $R_{\text{вих}}$ . Вихід ППС підключається до входу КН, на виході якого формується цифровий сигнал У. Амплітуда вихідної напруги на малому сигналі задається співвідношенням  $\Delta U_{\text{вих}} = \Delta I_{\text{вх}} R_{\text{зз}}$ , на великому:

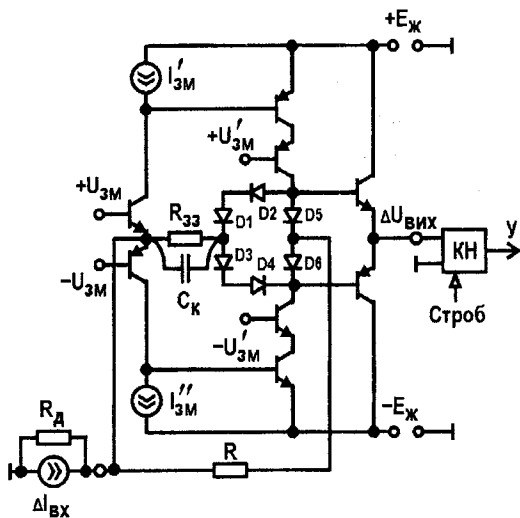
$$\Delta U_{\text{вих}} = \Delta I_{\text{вх}} R_{\text{зз}} + U_{\text{д}}$$

де  $U_{\text{д}}$  – напруга відкритого діоду.

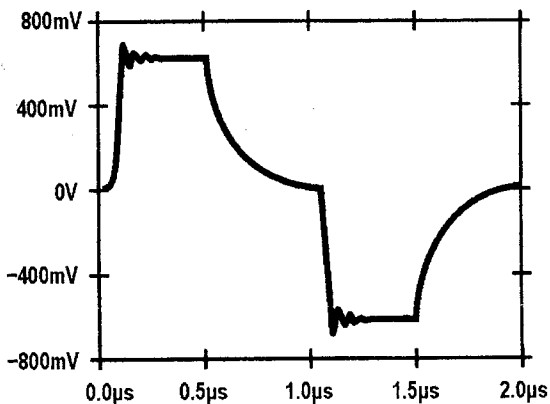
Якщо опором джерела вхідного сигналу нехтувати не можна, тобто  $R_{\text{дс}} \neq \infty$ , тоді перешкода напруги  $\Delta U_{\text{п}}$ , що діє у вхідному ланцюзі щодо шини “земля”, передається на вихід відповідно до виразу:

$$\Delta U_{\text{вих.п}} = -\Delta U_{\text{п}} \frac{R_{\text{зз}}}{R_{\text{дс}}}$$

Отже, для придушення такого виду перешкод необхідно домага-



а)



б)

- а) спрощена принципова схема;  
 б) часові діаграми врівноваження

Рисунок 5.15 – Попередній підсилювач струму

тися максимального збільшення вихідного опору джерела сигналу.

Найважчою з погляду швидкодії є ситуація, коли  $\Delta I_{\text{вх}}$  від нуля зростає до максимуму і потім знову потрапляє в зону нуля. Часову діаграму роботи ППС для цього випадку наведено на рис. 5.15, б. При поверненні  $\Delta U_{\text{вих}}$  до рівня нуля форма перехідного процесу відповідає схемній функції 1-го порядку, а постійна часу  $\tau \approx 160$  нс. Таким чином, розглянутий ППС дозволяє будувати СПС, параметри якого задовольняють системним вимогам, необхідним для здійснення (14-18)-розрядного прискореного аналого-цифрового перетворення тривалістю  $t_{\text{п}}=10-100$  мкс.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Преобразователи формы информации компьютерного типа / Кондалев А. И. – Киев, 1990. – 46с. (Препр. /АН Украины; 90-91).
2. Кондалев А. И. Преобразователи формы информации. – К.: Наукова думка, 1965. – 246с.
3. Кондалев А. И. Системные преобразователи формы информации. – К.: Наукова думка, 1974. – 336с.: ил.
4. Вопросы проектирования преобразователей формы информации /Под. ред. А. И. Кондалева. – К.: Наукова думка, 1977. – 242с.
5. Преобразователи формы информации для малых ЭВМ / Кондалев А. И., Багацкий В. А., Романов В. А., Фабричев В. А. – К.: – Наукова думка, 1982. – 312с.
6. Высокопроизводительные преобразователи формы информации / А. И. Кондалев, В. А. Багацкий, В. А. Романов, В. А. Фабричев. – К.: Наукова думка, 1987. – 280с.
7. Преобразователи формы информации с обработкой данных / В. А. Багацкий, Ю. М. Грешищев, И. В. Самус, В. А. Фабричев / Под ред. А. И. Кондалева. – К.: Наукова думка, 1992. – 264с.
8. Смоллов В. Б. Вычислительные преобразователи с цифровыми управляемыми сопротивлениями. – М.: Госэнергоиздат, 1961. – 135с.
9. Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи / Под ред. В. Б. Смоллова и Е. А. Смирнова. – Л.: Энергия, 1967. – 312с.: ил.
10. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации / Под ред. В. Б. Смоллова. – Л.: Энергия, 1975. – 336с.: ил.
11. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. – М.: Энергия, 1970.
12. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. Изд. 3-е, перераб. М.: Энергия, 1975. – 448с.: ил.
13. Гитис Э. И., Пискулов Е. А. Аналого-цифровые преобразователи: Учеб. пособие для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1981. –

360с.: ил.

14. Орнатский Е. П. Автоматические измерения и приборы.— К.: Вища школа, 1973.

15. Орнатский Е. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. — К.: Вища школа, 1976.

16. Орнатский Е. П. Автоматические измерения и приборы. 4-е изд. перераб. и доп.— К.: Вища школа, 1980. — 560с.

17. Орнатский Е. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники.— 2-е изд., перераб. и доп.— К.: Вища школа, 1983.— 455с.

18. Орнатский Е. П. Автоматические измерения и приборы.— 5-е изд. перераб. и доп.— К.: Вища школа, 1986.— 504с.

19. Швецкий Б. И. Электронные цифровые приборы.— К.: Техника, 1981.— 247с.: ил.

20. Швецкий Б. И. Электронные цифровые приборы.— 2-е изд., перераб. и доп.— К.: Техника, 1991— 191с.

21. Швецкий Б. И. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом.— К.: Техника, 1970.— 268с.

22. Стахов А. П. Введение в алгоритмическую теорию измерения.— М.: Сов. радио, 1977. — 288с.

23. Стахов А. П. Алгоритмическая теория измерения.— М.: Знание, 1979. — 64с.

24. Стахов А. П. Коды золотой пропорции.— М.: Радио и связь, 1984.— 152с.: ил.

25. Шляндин В. М. и др. Цифровые электроизмерительные приборы.— М.: Энергия, 1972.

26. Шляндин В. М. Цифровые измерительные преобразователи и приборы. — М.: Высшая школа, 1973, 280с.: ил.

27. Шляндин В. М. Цифровые измерительные устройства: Учебник для вузов.— 2-е изд., перераб. и доп.— М.: Высшая школа, 1981.— 335с.: ил.

28. Туз Ю. М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств.— К.: Высшая школа, 1976. — 256с.

29. Цапенко М. Е. Измерительные информационные системы.: Учеб. пособие для вузов. — М.: Энергия, 1974. — 320с.

30. Цапенко М. П. Измерительные информационные системы.: Учеб. пособие для вузов.– 2-е изд., перераб. и доп.– М.: Энергоатомиздат, 1985.– 440с.: ил.
31. Государственный комитет СССР по стандартам. Метрологическое обеспечение информационно-измерительных систем. – М.: Изд-во стандартов, 1984.
32. Брагин А. А., Семенюк А. Л. Основы метрологического обеспечения аналого-цифровых преобразователей электрических сигналов. – М.: Изд-во стандартов, 1989. – 164 с.: ил.
33. Нормирование и использование метрологических характеристик средств измерений: Нормативно-технические документы.– М.: Изд-во стандартов, 1985. – 152с.
34. Хьфтор М. Е., Таднсенд М. Однокристалльный микрокомпьютер для обработки сигналов в реальном времени // Электроника, 1979. – Т. 52, N5. – С. 23-30.
35. Романов В. А.. Аналого-цифровые микропроцессоры в информационно-вычислительных и управляющих системах.– Киев: Знание, 1984.– 16с.
36. Analog Devices. Woldwide headquters. – USA, Norwood, 1993.– 160р.
37. Верни У. Автоматическая система контроля аналоговых преобразователей // Электроника. 1981.– N19. – С. 57-63.
38. Ризенман М. Проблемы и перспективы развития производства АЦП с высокой разрешающей способностью // Электроника. – 1988. – N1.
39. Swager A. V. High-resolution A/D converters // EDN, 1989.– d.34, N15.
40. Jeffrey Child. High-resolution ADCs gain speed and onchip functions // XComputer Design, 1990.– N1.
41. Гудинаф Ф. Новые области применения аналого-цифровых преобразователей с высоким разрешением // Электроника.– 1991,– N7.
42. Азаров А. Д. Исследование принципов построения и разработка преобразователей информации на основе кодов с иррациональными основаниями: Автореф. дис... канд. техн. наук.– Харьков, 1980,– 24с.

43. Моисеев В. И. Разработка и исследование высокоточных АЦП и ЦАП на основе избыточных измерительных кодов: Автореф. дис... канд. техн. наук.– Киев, 1984.– 23 с.
44. Стейскал В. Я. Быстродействующие самокорректирующиеся аналого-цифровые преобразователи для высококачественной цифровой магнитной записи: Автореф. дис... канд. техн. наук.– Киев, 1987.– 24с.
45. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации / Под ред. В. Б. Смолова. – Л.: Энергия, 1976.– 336 с.: ил.
46. Грушвицкий Р. И. и др. Аналого-цифровые периферийные устройства микропроцессорных систем.– Л.: Энергоатомиздат, 1989.– 160 с.: ил.
47. Гельман М. М. Системные аналого-цифровые преобразователи и процессоры сигналов.- М: Мир, 1999.- 559 с.: ил.
48. Гельман М. М. Аналого-цифровые преобразователи для информационно-измерительных систем.- М.: Изд-во стандартов, 1989.- 320 с.
49. ГОСТ 24736-81. Преобразователи интегральные цифроаналоговые и аналого-цифровые.
50. Бахтиаров Г. Д., Малинин В. В., Школин В. П. Аналого-цифровые преобразователи. – М.: Сов. радио, 1980. - 280 с.
51. Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC: Пер. с англ. / Под ред. У. Томпкинса, Дж. Уэбстера. – М.: Мир, 1992. – 592 с.: ил.
52. Гудинаф Ф. 500-МГц ЦАП с разрешением 12 бит, формирующий 100 – МГц аналоговые сигналы // Электроника. – 1992. - № 11-12. – С. 76-80.
53. Коломбет Е. В. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов. – М.: Радио и связь, 1991. – 376 с.
54. Каппелини К. и др. Цифровые фильтры и их применение.– М.: Энергоатомиздат, 1983.– 360 с.: ил.
55. Стахов А. П., Азаров А. Д., Марценюк В. П., Моисеев В. И. Параметры и схемотехника высокопроизводительных АЦП и ЦАП // Зарубежная радиоэлектроника. – 1984. – N2. – С. 79-91.



56. Алиев Т. М., Сейдель Т. Р. Автоматическая коррекция погрешностей цифровых измерительных приборов. – М.: Энергия, 1975.– 216 с.

57. Дворецкий И. М., Дриацкий Е. Е. Цифровая передача сигналов звукового вещания.– М.: Радио и связь, 1987.– 192 с.: ил.

58. Капиев Р. Э. Измерительно-вычислительные комплексы.– Л.: Энергоатомиздат, 1988.– 176 с.: ил.

59. Гельман М. М., Шаповал Г. Г. Автоматическая коррекция систематических составляющих погрешности в преобразователях напряжение-код. – Перераб. и доп.– К.: Техника, 1991.– 191 с.: ил.

60. Бех А. Д., Чернецкий В. В. Периферийные измерительные устройства / АН УССР. Ин-т кибернетики им. В. М. Глушкова.– К.: Наукова думка, 1991.– 224 с.

61. Введение в кибернетическую технику: Обработка физической информации / Под ред. Б. Е. Малиновского.– К.: Наукова думка, 1979.– 256 с.

62. Власенко В. А., Школин О. И. Микропроцессорные системы неразрушающего контроля качества изделий электронной техники.– К.: Техника, 1990.– 144 с.

63. Гельман М. М. Аналого-цифровые преобразователи для информационно-измерительных систем.– М.: Из-во стандартов, 1989.– 320 с.

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

65. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: В 2-х томах. Пер. с франц.– М.: Мир, 1983. – Т.1, Т. 2.

66. Проблемно-ориентированные комплексы на основе персональных ЭВМ и средств их профессиональной ориентации для автоматизации экспериментальных исследований / Палагин А. В., Яковлев Ю. С., Новиков Б.В., Гуменюк-Сычевский В. И., Горин Ф. Е.– Киев, 1989. – 77с. (Препр. / АН УССР. Ин-т кибернетики имени

В. М, Глушкова).

67. Цветков Э. И. Процессорные измерительные средства.– Л.: Энергоатомиздат, 1989.– 224с.

68. Циделко В. О., Яремчук Е А. Метрологическое обеспечение систем.– Киев: УМК ВО, 1988.– 100 с.

69. Doebelim E. O. 1983. Measurement systems: application and design, 3rd ed. – New York: McGraw-Hill.

70. Современное состояние и тенденции развития электроразведочной аппаратуры // Приборы, средства автоматизации и системы управления: Электроизмерительные приборы, геофизические и гидрометеорологические приборы.– Е: ЦНИИ ТЭН приборостроения. – 1983.– С. 12-37.

71. Быстров В. П. и др. Многоканальная измерительная система для акустического зондирования океана // Приборы и техника эксперимента.– 1985.– N5. – С. 151-155.

72. Fielder L. D. Pre-and postemphasis techniques as applied to audio recording systems / 1. Audio Eng. Soc.– 1985.– Vol. 33. – N9. – P. 649-657.

73. Помпков М. К. Системы регистрации и обработки данных сейсморазведки.– М.: Недра, 1984.– 381 с.

74. Осокин Ю. В. и др. Параметры, области применения и перспективы развития полупроводниковых преобразователей // Микроэлектронные и полупроводниковые приборы.– М.: Радио и связь, 1983.– 272 с.

75. Глухов А. А., Зорин И. Ф., Пиконов А. В. Измерение и контроль в трактах звукового вещания.– М.: Радио и связь. 1984.– 304 с.

76. Кавалеров Г. И. Измерительно-вычислительные комплексы // Приборы и системы управления.– 1977.– N11.

77. Арутюнов П. А. Теория и применение алгоритмических измерений.– М.: Энергоатомиздат, 1990.– 256 с.: ил.

78. Новопашенный Г. Н. Информационно-измерительные системы. М.: Высшая школа, 1977.

79. Страхов А. Ф. Автоматизированные измерительные комплексы. М.: Энергоатомиздат, 1982.

80. Нормирование и определение динамических характеристик

аналого-цифровых преобразователей мгновенного электрического напряжения и тока: Методические указания РД 50-148-79. – М.: Изд-во стандартов, 1980. – 16 с.

81. ГОСТ 8.009-72. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений.

82. Методика поверки цифровых вольтметров, аналого-цифровых преобразователей напряжения и комбинированных (универсальных) цифровых приборов постоянного и переменного тока МИ 118-77.– К.: Изд-во стандартов, 1978. – 16 с.

83. Федорков Б. Г., Телец В. А. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение.– М.: Энергоатомиздат, 1990.– 320 с.: ил.

84. Brubaker I., Boyacigiller Z., Bradshaw P. 14-bit DAC mates with mPS, settles in less than 1  $\mu$ s / *Electronic Design*. – April 16, 1981. – P. 147-151.

85. Watson D. 16-bit monolithic DAC attains modular performance / *Electronic Design*. – November 11, 1982. – P. 121-130.

86. A 250 KS/S 13-bit pipelined A/D converter / Sutarja Sehat, Gray Paul R. // *IEEE Int. Solid State Circuits Conf.*– 1988. – Febr.

87. Boyacigiller Z., Sockolov S. Increase analog system accuracy with a 14-bit monolithic ADC // *EDN*.– 1982. – August. – N18. – P. 137-144.

88. Коул Б. Первый 12-бит параллельный аналого-цифровой преобразователь компании Cristal Semiconductor // *Электроника*. – 1987.– N25/26.

89. Goodenough F. New high-speed high-resolution ADCs // *Electronic Design*. – 1990.– Vol. 38.– N17.

90. Гудинаф Ф. Интегральные 12-разрядные АЦП с частотой выборки от 5 до 20 МГц // *Электроника*.– 1992.– N3/4.

91. А. с. 750751 СССР, МКИ Н 03 К 13/02. Аналого-цифровой преобразователь /А. П. Стахов, А. Д. Азаров, М. Е. Бородянский и др. (СССР).– 4 с.: ил.

92. А. с. 928632 СССР, МКИ Н 03 К 13/02. Аналого-цифровой преобразователь /А. П. Стахов, А. Д. Азаров, Ю. А. Петросюк и др. (СССР). – 5 с.: ил.

93. А. с. 947956 СССР, МКИ Н 03 К 13/02. Аналого-цифровой преобразователь / А.П. Стахов, А.Д. Азаров, В.А. Лужецкий (СССР).— 4 с.: ил.
94. Азаров А. Д., Бородянский М. Е., Оношко В. П. АЦП с циклическим уточнением результата // Приборы и техника эксперимента.— 1977. — N 2. — 2 с.
95. Алипов Е. В. Помехоустойчивые алгоритмы функционирования преобразователей формы информации // Проблемы создания преобразователей формы информации: Сб. тез. док. V Всесоюзного симпозиума.— К.: Наукова думка. — 1984.— Т. 1. — С. 107-109.
96. Алипов Е. В. Алгоритмы функционирования параллельно-последовательных преобразователей формы информации, корректирующих динамические ошибки // Автоматизированные системы управления и приборы автоматики : Сб. трудов.— Харьков: Высшая школа.— 1985. — С. 57-64.
97. Алипов Е. В. Об одном классе корректирующих алгоритмов аналого-цифрового преобразования // Радиотехника: Сб. трудов.— Харьков: Высшая школа.— 1985. — С. 120-125.
98. Алипов Е. В. Разработка теории методов решения задач помехоустойчивого поиска и преобразования информации: Автореф. дис... д-ра техн. наук.— Харьков, 1986.— 54 с.
99. Devis H., Fine R., Regimbal D. Merging Data Converters and DSPs for Mixed-Signal Processors // IEEE Int. Symp. Circuits and Syst.— 1990.— October.
100. Goodenough F. Serial-Output IC ADCs Span DC to Audio Range // Electronic Design.— 1989.— Vol. 27.
101. Hurst P., Levinson R. Delta-sigma A/D s with reduced sensitivity to op AMP noise and gain // IEEE Int. Symp. Circuits and Syst.— 1989.— Vol. 1.
102. Гудинаф Ф. 20-разрядные дельта-сигма АЦП для измерительной аппаратуры // Электроника.— 1991. — N8.— С. 41-45.
103. А. с. 1179533 СССР, Н 03 М 1/26. Аналого-цифровой преобразователь / А.П. Стахов, А.Д. Азаров, В.И. Моисеев и др. (СССР).— 4 с.: ил.
104. А. с. 1223368 СССР, Н 03 М 1/26. Аналого-цифровой пре-

образователь / А.П. Стахов, А.Д. Азаров, В.Я. Стейскал и др. (СССР).— 8 с.: ил.

105. А. с. 1226664 СССР, Н 03 М 1/26. Аналого-цифровой преобразователь / А.П. Стахов, А.Д. Азаров, В.Я. Стейскал и др. (СССР).— 9 с.: ил.

106. А. с. 1288913 СССР, Н 03 М 1/26. Аналого-цифровой преобразователь / А.П. Стахов, А.Д. Азаров, В.П. Марценюк и др. (СССР).— 4 с.

107. А. с. 1288914 СССР, Н 03 М 1/26. Устройство аналого-цифрового преобразования / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В.И. Моисеев и др. (СССР).— 12 с.

108. А. с. 1304172 СССР, Н 03 М 1/26. Способ аналого-цифрового преобразования / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал и др. (СССР).— 3 с.

109. А. с. 1474824 СССР, Н 03 М. Устройство для аналого-цифрового и цифроаналогового преобразования / А. Д. Азаров, В.П. Марценюк, В. И. Моисеев и др. (СССР).— 14 с.

110. А. с. 1513619 СССР, Н 03 М 1/26. Аналого-цифровой преобразователь / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. И. Моисеев и др. (СССР).— 7 с.

111. А. с. 1591182 СССР, Н 03 М 1/26. Аналого-цифровой преобразователь / Л. В. Крупельницкий, В. Я, Стейскал, А. Д. Азаров и др. (СССР).— 6 с.

112. Патент 2500Э71 Франция, МКИ Н 03 К. Аналого-цифровой преобразователь / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. А. Лужецкий (СССР).— 16 с.

113. Патент N2091507 Англия, МКИ Н 03 К. Аналого-цифровой преобразователь / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. А. Лужецкий (СССР).— 18 с.: ил.

114. А. с. 783979 СССР, Н 03 К 13/02. Аналого-цифровой преобразователь / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. А. Лужецкий и др. (СССР).— 5 с.: ил.

115. А. с. 911720 СССР, Н 03 К 13/02. Аналого-цифровой преобразователь / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, Ю. А. Петросюк и др. (СССР).— 3 с.

116. А. с. 1046926 СССР, Н 03 К 13/02. Аналого-цифровой преобразователь / А.П. Стахов, А. Д. Азаров, В. И. Моисеев и др. (СССР). – 5 с.: ил.

117. А. с. 788372 СССР, Н 03 К 13/02. Аналого-цифровой преобразователь / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. И. Моисеев (СССР). – 3 с.

118. А. с. 790285 СССР, Н 03 К 13/02. Аналого-цифровой преобразователь / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, Ю. Е. Ужвак и др. (СССР). – 4с.

119. А. с. 1027815 СССР, Н 03 К 13/17. Аналого-цифровой преобразователь / А. П. Стахов, В. И. Моисеев, А. Д. Азаров и др. (СССР). – 5 с.

120. А. с. 1197078 СССР, К 03 М 1/26. Аналого-цифровой преобразователь / А. П. Стахов, В. И. Моисеев, А. Д. Азаров и др. (СССР). – 10 с.

121. А. с. 1216827 СССР, Н 03 М 1/26. Аналого-цифровой преобразователь / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. И. Моисеев и др. (СССР). – 8 с.

122. А. с. 1221750 СССР, Н 03 М 1/26. Аналого-цифровой преобразователь / А. П. Стахов, В. И. Моисеев, А. Д. Азаров и др. (СССР). – 3 с.

123. А. с. 1381706 СССР, Н 03 М 1/42. Конвейерный аналого-цифровой преобразователь / А. П. Стахов, С. М. Арапов, А. Д. Азаров и др. (СССР). – 5 с.

124. А. с. 1495993 СССР, Н 03 М 1/26. Аналого-цифровой преобразователь / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. И. Моисеев и др. (СССР). – 7 с.

125. А. с. 1279064 СССР, Н 03 М 1/26. Аналого-цифровой преобразователь / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал др. (СССР). – 8 с.

126. Азаров А. Д. К вопросу об оценке надежности преобразователей информации на основе кодов с иррациональными основаниями // Методы построения алгоритмических моделей сложных систем. Выпуск 4. – Таганрог: ТРТИ. – 1979. – С. 146-149.

127. Азаров А. Д., Крютченко Е. В., Моисеев В. И. Преобразователи информации в кодах с иррациональными основаниями. – Серпухов, 1979. – 13 с. (Препринт: ОЭА 17-184 / Ин-т физики высоких

енергий).

128. Стахов А. П., Азаров А. Д., Рубин А. Г. О возможности создания надежных преобразователей информации на основе кодов с иррациональными основаниями // Управляющие системы и машины. – 1980. – С. 49-53.

129. Патент 2428031 Франция, МКИ Н 03 К. Преобразователь р-кодов в аналоговую величину / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. И. Моисеев и др. (СССР). – 16 с.

130. Патент 11658889 Канада, МКИ Н 03 К. Преобразователь р-кодов в аналоговую величину / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. И. Моисеев и др. (СССР). – 16 с.

131. Патент 2090490 Англия, МКИ Н 03 К. Преобразователь р-кодов в аналоговую величину / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. И. Моисеев и др. (СССР). – 16 с.

132. А. с. № 758510 СССР, Н 03 К 13/02. Аналого-цифровой преобразователь / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. А. Лужецкий (СССР). – 4 с.: ил.

133. А. с. № 947955 СССР, Н 03 К 13/02. Цифро-аналоговый преобразователь / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. И. Моисеев (СССР). – 4 с. ил.

134. А. с. 864548 СССР, Н 03 К 13/02. Цифро-аналоговый преобразователь / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. И. Моисеев и др. (СССР). – 4 с.

135. Азаров О.Д., Захарченко С.М., Кравцов М.О. Підвищення точності та швидкодії аналого-цифрових перетворювачів методами інформаційної надлишковості // Між. наук.-техн. журнал: Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – Хмельницький. – 1998. – №2. – С. 78-83.

136. Азаров О.Д., Скрипник О.С., Шапошников О.В. Розробка самокаліброваної системи цифрової реєстрації аналогової інформації // Між. наук.-техн. журнал: Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – Хмельницький. – 1999. – №2. – С. 73-78.

137. Азаров О.Д., Біліченко Н.О., Захарченко С.М. Самокалібрування надлишкових АЦП з перерозподілом заряду // Реєстрація, зберігання і обробка даних // Наук.-техн. журнал НАНУ ІПРІ. – 1999.

– Т. 2. – № 1. – С. 67-74.

138. Азаров О.Д., Шапошников О.В. Дослідження високопродуктивного аналого-цифрового перетворення на основі НПСЧ // Вісник ВПІ. - 2000. – № 4. – С. 76-80.

139. Азаров О.Д., Снігур А. В. Самокалібровані аналого-цифрові перетворювачі на основі надлишкових позиційних систем числення // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах: Збірник наукових праць. – Хмельницький: ТУП, 2002. – Том 2. – С. 18-20.

140. Азаров О.Д., Войтун О.Г. Системи цифрового оброблення аналогових сигналів на базі самокаліброваних АЦП // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах: Збірник наукових праць. – Хмельницький: ТУП. – 2002. – Том 2. – С. 21-23.

141. Азаров О.Д., Захарченко С.М., Архипчук О.А. Метод самокалібрування похибок порозрядних АЦП з ваговою надлишковістю // Вісник ВПІ. – 2002. – № 6. – С. 5-8.

142. Мулявка Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами: Пер. с польск.– М.: Мир, 1992.

143. Goodenough F. 'Dual 18-bit ADC chip grabs 20-kHz audio // Electronic Design.– 1989.– Vol. 14.

144. Naylor J., Metzger J. Zwei 18-bit-AD-Umsetzer auf einem chip // Electronic Industrie.– 1989.– N9.

145. Mosley LD. Self-calibrating 16-bit A/D converter quarantees no missing codes to 50 kHz // EDN.– 1987.– Vol. 32. – N2.

146. А. с. 1277396 СССР, И 03 М 1/26. / А. Д. Азаров, А. П. Стахов, В. П. Волков (СССР).– 9 с.

147. А. с. 1197079 СССР, Н 03 М 1/26. / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. П. Волков и др. (СССР).– 14 с.

148. Азаров О.Д., Захарченко С.М., Біліченко Н.О. Нові методи цифрового самокалібрування для АЦП з перерозподілом заряду // 35 праць міжнародної науково-технічної конференції “Приборостроение - 2000”. – Вінниця–Симеїз. – 2000. – С. 233 - 237.

149. Азаров О.Д., Шапошников О.В. Підвищення точності швидкодіючих АЦП конвеєрного типу методом інформаційної надлишковості // Вісник ВПІ. – 2001. – № 5. – С. 68 - 73.



150. Азаров О.Д., Ракитянська Г.Б. Оптимізація надлишкових АЦП порозрядного врівноваження за реалізаційно-часовими витратами // Матеріали ІУ міжн. наук.- техн. конф.: Контроль і управління в технічних системах. – Ті.- Вінниця: Універсум–Вінниця, 1997.

151. Захарченко С.М. Розробка і дослідження конденсаторних АЦП на основі надлишкових позиційних систем числення: Автореф. дис. канд. техн. наук / Вінницький державний технічний університет. – Вінниця, 1997.

152. Біліченко Н.О. Високоточні аналого-цифрові перетворювачі з перерозподілом заряду на основі інформаційної надлишковості: Автореф. дис. канд. техн. наук / Вінницький державний технічний університет. – Вінниця, 2001. – 19 с.

153. Пешков А. П., Твердохлеб А. И. Использование избыточного кодирования для компенсации динамической погрешности аналого-цифрового преобразователя // Автоматика и вычислительная техника: Респ. сб. – Вып. 13. – Минск: Высшая школа. – 1983. – С. 99-102.

154. Погосов А. Ю., Полонников Д. Е. Методы повышения быстродействия прецизионных интегральных АЦП поразрядного уравновешивания // Микроэлектроника. – Т. 15. – Вып. 5. – 1986. – С. 431-433.

155. Федорков Б. Г., Рябов Е. А., Сотский Д. В. и др. Повышение быстродействия БИС аналого-цифровых преобразователей последовательного приближения // Методы и микроэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов: Тез. докл. науч. техн. конф. – Т. 1. – Рига: ИЭВТ АН Латв. ССР. – 1983. – С. 70-73.

156. Бохонко Б. А. Быстродействующий микроэлектронный аналого-цифровой преобразователь с цифровой коррекцией динамической погрешности // Методы и микроэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов: Тез. докл. науч. техн. конф. – Т. 1. – Рига: ИЭВТ АН Латв. ССР. – 1983. – С. 30-33.

157. Стахов А. П. Избыточные двоичные позиционные системы счисления // Однородные цифровые вычислительные и интегрирующие структуры. – Таганрог. – 1974. – Вып. 2. – С. 5-41.

158. Стахов А. П. Использование естественной избыточности

“Фибоначчиевых” систем счисления для контроля вычислительных систем // Автоматика и вычислительная техника. – 1975. – №6. – С. 80-87.

159. Стахов А. П. Фибоначчиевы двоичные позиционные системы счисления // Кодирование и передача дискретных сообщений в системах связи. – М.: Наука, 1976. – С. 155-179.

160. Bergman G. A. Number system with an irrational base // Mathematics Magazine. – 1957. – №3. – P. 98-119.

161. Стахов А. П. Перспективы применения систем счисления с иррациональными основаниями в технике аналого-цифрового и цифроаналогового преобразования // Измерения, контроль, автоматизация: Научн.- техн. сб. ЦНИИТЭН приборостроения. – М. – 1981. – Вып. 6/40. – С. 3-40.

162. Азаров А. Д. Выбор оптимального основания избыточного кода для высокопроизводительных АЦП // V Всесоюз. симпозиум: Проблемы создания преобразователей формы информации: Тез. докл. – К., 1984. – С. 56-58.

163. Стахов А. П., Азаров А. Д. Перспективы создания высокопроизводительных АЦП и ЦАП на основе избыточных измерительных кодов // V Всесоюзн. симпозиум: Проблемы создания преобразователей формы информации: Тез. докл. – К. – 1984. – С. 54-56.

164. Марценюк В. П., Азаров А. Д. Некоторые свойства модифицированных позиционных кодов и особенности их использования в технике АЦ и ЦА-преобразования // Межвуз. сб. научн. тр.: Автоматизация измерений. – Рязанск. радиотехн. ин-т. – 1982. – С. 46-52.

165. Азаров А. Д. Эффективность применения избыточных измерительных кодов в высокопроизводительных преобразователях информации IV поколения // Сб. ст.: Новые методы и средства вычислительной техники. – Тбилиси.: Сабчота – Сакартвело. – 1985. – С. 48-54.

166. Марценюк В. П., Азаров А. Д., Коваль О. В. Метод снижения динамической погрешности АЦП // Межвуз. сб. научн. тр.: Обработка сложных сигналов на базе устройств функциональной электроники и цифровой техники. – Рязанск. радиотехн. ин-т. – 1985. – С. 33-37.

167. Азаров А. Д. Интеллектуальные преобразователи формы информации на основе избыточных систем счисления // Матер. все-

союзн. конф.: Функциональная оптоэлектроника в вычислительной технике и устройствах управления. – Грузинский политехн. ин-т. – 1986. – С. 279-283.

168. Стахов А. П., Азаров А. Д., Моисеев В. И. и др. Аналого-цифровые преобразователи на основе избыточных систем счисления // Помехоустойчивые коды.– М.: Знание. – 1989. – С. 40-48.

169. Азаров А. Д. Разработка отказоустойчивых быстродействующих АЦП на основе избыточных позиционных систем счисления // Респ. конф.: Вопросы проектирования и практического использования ПФИ в управляющих и вычислительных комплексах: Тез. докл.– Одесса. – 1990. – С. 140-142.

170. Карцев М. А. Арифметика цифровых машин. – М.: Наука, 1969.

171. Стахов А. П. Принципы асимметрии логики измерения / “Проблемы передачи информации”, 1976. – Т. XII. – Вып. 3.

172. Савельев А. Я. Арифметические и логические основы цифровых автоматов: Учебник.– М.: Высш. школа, 1980.– 225 с.: ил.

173. Савельев А. Я. Прикладная теория цифровых автоматов: Учеб. для вузов по спец. ЭВМ.– М.: Высш. шк. – 1987.– 272 с.: ил.

174. Азаров О.Д. Розробка теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення: Автореф. дис... д-ра техн. наук / Вінницький державний технічний університет. – Вінниця, 1995, 48 с.

175. Стахов А. П., Азаров А. Д., Моисеев В. И. и др. Высокоточный самокорректирующийся аналого-цифровой преобразователь на основе кодов с иррациональными основаниями. – К., 1982. – 35 с. (Препр. / АН УССР. Ин-т кибернетики.

176. Стахов А. П., Азаров А. Д., Моисеев В. И. и др. Избыточные измерительные коды и их использование для построения АЦП и ЦАП // Всесоюз. конф. “ИИС-81”: Тез. докл.– Львов. – 1982. – С. 88-93.

177. Азаров А. Д., Моисеев В. И., Марценюк В. П. Методы контроля преобразователей формы информации на основе избыточных измерительных кодов // Межвуз. сб. научн. тр.: Автоматизация обработки первичных данных – Пенз. политехн. ин-т. – 1984. – С. 107-108.

178. Азаров А. Д. Высокопроизводительные стабильные преобразователи формы информации на основе избыточных измерительных кодов // VII Всесоюзн. конф. "ИИС-85": Тез. докл. – Винница. – 1985. – С. 193-194.

179. Азаров А. Д., Марценюк В. П., Стейскал В. Я. и др. Применение оптоэлектронных элементов в АЦП на основе избыточных кодов Фибоначчи // Матер. II Всесоюзн. научн.-техн. конф. по функциональной оптоэлектронике. – Винница–Тбилиси. – 1987. – С. 382-386.

180. Азаров А. Д., Стейскал В. Я., Коваленко Е. А. Высоколинейный АЦП для цифровой звукозаписи // XII Всесоюзн. конф.: Перспективы развития техники радиовещательного приема, радиовещания, звукоусиления и акустики. – Ленинград. – 1988. – С. 134.

181. Высокопроизводительные преобразователи информации на основе избыточных систем счисления: Учеб. пособие / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. П. Марценюк и др. – К.: УМК ВО, 1988. – 180 с.

182. Анисимов Б. В., Четвериков В. Н. Основы теории и проектирования цифровых вычислительных машин. – М.: Машиностроение, 1965. – 486 с.: ил.

183. Азаров А. Д. Избыточные позиционные системы счисления в технике преобразования информации / В кн.: Избыточные системы счисления, моделирование, обработка данных и системное проектирование в технике преобразования информации: Уч. пособие для вузов. – Киев, 1990.

184. Азаров О. Д., Ракитянська Г. Б. Моделювання та оптимізація надлишкових АЦП порозрядного врівноваження (алгоритмічна швидкодія та алгоритмічна надійність): Навчальний посібник / Під загальною редакцією д.т.н., проф. О. Д. Азарова. – Вінниця: ВДГУ, 2001. – 120 с.

185. Азаров О. Д., Захарченко С. М. Аналіз статичних похибок АЦП із врівноваженням зарядів // Вісник ВПІ. – 1995. – № 2. – С. 5 – 12.

186. Азаров А. Д. О возможности повышения линейности АЦП и ЦАП на основе кодов с иррациональными основаниями // IV Всесоюзн. симпозиум: Проблемы создания преобразователей формы информации: Тез. докл. – К. – 1980. – С. 7-10.

187. Захарченко С. М., Архипчук О. А. Зменшення методичної

похибки самокалібрування АЦП на основі надлишкових позиційних систем числення // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах: Збірник наукових праць. – Хмельницький: ТУП. – 2002. – Том 2. – С. 24-28.

188. Азаров О. Д. Біліченко Н.О., Захарченко С.М. Дослідження похибок самокалібрування АЦП на основі надлишкових позиційних систем числення // Вісник ВПІ. – 2000. – №1. – С. 59-64.

189. Муттер В. М. Аналого-цифровые следящие системы. – Л.: Энергия, 1974. – 184 с.: ил.

190. Островерхов В. В. Динамические погрешности аналого-цифровых преобразователей. – Л.: Энергия, 1975. – 176 с.: ил.

191. Разевиг В.Д. Применение программы P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. В 4 выпусках. Вып. 4. Моделирование цифровых и смешанных устройств. – М.: Радио и связь, 1992. – 71 с.: ил.

192. Гребен А. Б. Проектирование аналоговых интегральных схем: Пер. с англ. – М.: Энергия, 1976.– 256 с.: ил.

193. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре.– 2-е изд., перераб. и доп.– М.: Сов. радио, 1979.– 368 с.: ил.

194. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ.– М.: Мир, 1988.– 583 с.: ил.

195. Гринфилд Дж. Транзисторы и линейные ИС: Руководство по анализу и расчету: Пер. с англ.– М.: Мир, 1992.– 560 с.: ил.

196. Иванов В. Е, Иванов В. В. Проектирование аналоговых систем на специализированных БИС.– Л.: ЦНИИ РУМБ, 1988.– 140 с.: ил.

197. Чахмахсазян Е. А. и др. Математическое моделирование и макро моделирование биполярных элементов электронных схем.– М.: Радио и связь, 1985.– 144 с.: ил.

198. Азаров А. Д. Моделирование быстродействующих алгоритмов аналого-цифрового преобразования на основе избыточных систем счисления // Техн. конф. стран СНГ: Контроль и управление в технических системах: Тез. докл. – Винниц. политех. ин-т. – 1982. – С. 148-149.

199. Азаров А. Д. Проектирование самокорректирующихся бы-

стродействующих преобразователей информации на основе оптимальных избыточных систем счисления // Тез. докл. 7-го симпозиума: Проблемы создания преобразователей формы информации. – Киев. – 1992. – С. 9-10.

200. Кондалев А. И., Ключан П. С., Лаврентьев В. М. и др. ПФИ для контрольно-измерительных систем и вычислительных комплексов // Тез. докл. IV Всесоюзного симп.: Проблемы создания преобразователей формы информации. – К. – 1980. – С. 12-20.

201. Лаврентьев В. М., Ключан П. С. Аналого-цифровые преобразователи двухстороннего уравнивания. – К.: Знание, 1982. – 22с.

202. Марценюк В. П. Разработка и исследование высокопроизводительных АЦП для прецизионных систем весоизмерения: Дис.. канд. техн. наук. – К., 1984 – 217 с.

203. Сигорский В. П., Петренко А. И. Основы теории электронных схем. – К.: Техника, 1967. – 610 с.: ил.

204. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. – 13-е изд. – М.: Наука, 1986. – 544 с.

205. Аладьев В. З., Гершгорн Н. А. Вычислительные задачи на персональном компьютере. – К.: Техника, 1991. – 245 с.

206. Азаров О. Д. Прискорене аналого-цифрове перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення // Вісник ВПІ. – 1993. – N1. – С. 22-27.

207. Захарченко С.М., Архипчук О.А. Статичні похибки АЦП порозрядного врівноваження з ваговою надлишковістю // Наукові праці Донецького національного університету. Серія: Обчислювальна техніка та автоматизація. – Випуск 58. – Донецьк: Вид-во ДонНТУ. – 2003. – С. 6-12.

208. А. с. 1388985 СССР, Н 03 М 1/26. Способ аналого-цифрового преобразования / В. Я. Стейскал (СССР). – 7с.

209. Щушков Е. К., Цодиков М. Б. Многоканальные аналого-цифровые преобразователи. – Л.: Энергия, 1975. – 160 с.: ил.

210. Достал И. Операционные усилители: Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – 512 с.: ил.

211. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника:

Справочное руководство: Пер. с нем.— М.: Мир, 1982. — С. 82-84.

212. А. с. 1450098 СССР, Н 03 К 5/24, G 05 В 1/01. Входное устройство схемы сравнения токов / А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, Ю. М. Степайко и др. (СССР).— 4с.: ил.

213. Моисеев В. С. Системное проектирование преобразователей информации.— Л: Машиностроение, Ленингр. отд-ние, 1982.— 255 с.: ил.

214. Азгальдов Г. Г., Райхман Э. И. О квалитметрии. — М.: Изд-во стандартов, 1973. — 17 с.

215. Стахов А. П., Азаров А. Д., Моисеев В. И. и др. Аналого-цифровые преобразователи на основе избыточных систем счисления // Помехоустойчивые коды (Компьютер Фибоначчи). — Сер. Радиозлектроника и связь. — N9.— М.: Знание, 1989. — 64 с.

216. Высокоточный самокорректирующийся аналого-цифровой преобразователь на основе кодов с иррациональными основаниями / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. И. Моисеев и др.— К.: ИК АН УССР, 1982.— 35 с.

217. Стахов А. П., Азаров А. Д., Моисеев В. И. и др. Семнадцатиразрядный самокорректирующийся АЦП // Приборы и системы управления.— 1986.— N1.— С. 17-18.

218. Стахов А. П., Марценюк В. П., Азаров А. Д. и др. Высокоточный АЦП, сопряженный с микро ЭВМ // Управляющие системы и машины.— 1985.— N5.— С. 23-27.

219. А. с. 1200422 СССР, Н 03 М 1/66. Цифроаналоговый преобразователь / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал и др. (СССР).— 4 с.: ил.

220. А. с. 1216829 СССР, Н 03 М 1/66. Цифроаналоговый преобразователь / А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. И. Моисеев и др. (СССР).— 16 с.

221. А. с. 1138949 СССР, Н 03 М 1/66. Цифроаналоговый преобразователь / А. П. Стахов, В. П. Марценюк, А. Д. Азаров (СССР).— 5 с.

222. А. с. 1221754 СССР, Н 03. М 1/66. Устройство цифроаналогового преобразования / А. П. Стахов, В. И. Моисеев, А. Д. Азаров и др. (СССР).— 7 с.

223. А. с. 1221755 СССР, Н 03 М 1/66. Устройство цифроанало-

гового преобразования /А. П. Стахов, В. И. Моисеев, А. Д. Азаров и др. (СССР).— 8 с.

224. А. с. 1248072 СССР, Н 03 М 1/66. Устройство для цифроаналогового преобразования /А. П. Стахов, В. И. Моисеев, А. Д. Азаров и др. (СССР).— 8 с.

225. А. с. 1257847 СССР, Н 03 М 1/66. Устройство цифроаналогового преобразования /А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. П. Марценюк (СССР).— 4 с.

226. А. с. 1257848 СССР, Н 03 М 1/66. Устройство цифроаналогового преобразования /А. П. Стахов, В. И. Моисеев, А. Д. Азаров и др. (СССР).— 8 с.

227. А. с. 1312739 СССР, Н 03 М 1/66. Устройство цифроаналогового преобразования / А. Д. Азаров, Т. Н. Васильева, В. И. Моисеев и др. (СССР).— 5 с.

228. А. с. 1319280 СССР, Н 03 М 1/66. Цифроаналоговый преобразователь /А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. И. Моисеев и др. (СССР).— 10 с.

229. А. с. 1325704 СССР, Н 03 М 1/66. Цифроаналоговый преобразователь /А. Д. Азаров, В. И. Моисеев, В. Я. Стейскал и др. (СССР).— 3 с.

230. А. с. 1405117 СССР, Н 03 М 1/66. Устройство цифроаналогового преобразования /А. Д. Азаров, В. И. Моисеев, В. Я. Стейскал и др. (СССР).— 7 с.

231. А. с. 1474824 СССР, Н 03 М 1/2. Устройство для аналогоцифрового и цифроаналогового преобразования / А. Д. Азаров, В. П. Марценюк, В. И. Моисеев и др. (СССР).— 14 с.

232. А. с. 1538524 СССР, Н 03 М 1/66. /А. П. Стахов, А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал и др. (СССР).— 5 с.

233. А. с. 1790030 СССР, Н 03 М 1/66. Цифроаналоговый преобразователь /А. Д. Азаров, Е. А. Коваленко, В. Я. Стейскал и др. (СССР).— 15 с.

234. Баранов Л. А. Квантование по уровню и временная дискретизация в цифровых системах управления.— М.: Энергоатомиздат, 1990.— 304 с.

235. Сентурия С., Уздлок Б. Электронные схемы и их применение



ние.- М.: Мир, 1977. – 434 с.

236. А. с. 1485309 СССР, G 11 С 27/00. Аналоговое запоминающее устройство /А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, А. П. Голубев и др. (СССР). – 4 с.

237. А. с. 1552231 СССР, G 11, С 27/00. Аналоговое запоминающее устройство /А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, А. П. Голубев и др. (СССР). – 4 с.

238. А. с. 1256147 СССР, H 03 F 3/45. Источник тока /А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, В. П. Марценюк и др. (СССР). – 2 с.

239. А. с. 1397892 СССР, П 05 А 1/56. Источник постоянного тока /А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, В. П. Волков и др. (СССР). – 4 с.:ил.

240. А. с. 1534440 СССР, G 05, F 1/55. Стабилизатор постоянного тока /А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, В. П. Волков и др. (СССР). – 3 с.

241. Азаров А. Д., Степайко Ю. М. Проектирование аналоговых узлов самокорректирующихся ПФИ на полузаказных БИС // Тез. докл. респ. конференции: Вопросы проектирования и практического использования ПФИ в управляющих и вычислительных комплексах.– Одесса, 1990. – С. 110-111.

242. Азаров А.Д. Избыточные позиционные системы счисления в технике преобразования информации // Избыточные системы счисления, моделирование, обработка данных и системное проектирование в технике преобразования информации: Учебн. пособие.– К: Вища школа, 1990.– 208 с.: ил.

243. А. с. 1246378 СССР, H 03 M1/66. Преобразователь код-ток /А. Д. Азаров, А. П. Стахов, В. Я. Стейскал (СССР). – 5 с.: ил.

244. А. с. 1499498 СССР, H 03 M 1/66. Преобразователь код-ток /А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, Ю. М. Степайко и др. (СССР). – 6 с.: ил.

245. Стахов А. П., Стейскал В. Я., Марценюк В. П., Азаров А. Д. и др. Комплект гибридных схем для самокорректирующихся 16-разрядных аналого-цифровых преобразователей // Приборы и техника эксперимента.– 1988.– N5.– С. 232.

246. Азаров А. Д., Стейскал В. Я., Крупельницкий Л. В. ГИС термостатированого источника опорного напряжения для самокоррек-

тирующихся ПФИ // VI Всесоюзн. симпози.: Проблемы создания преобразователей формы информации: Тез. докл.– К., 1988. – С. 201-202.

247. Greben A. B. Bipolar and MDS analog integrated circuit design. – London– Paris– New-York, 1985. – 888 p.

248. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – 3-е изд. перераб. и доп. – М.: Энергия, 1973. – 608 с.

249. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники: Учебное пособие для вузов.– М.: Сов. радио, 1980.– 424 с.

250. Справочник по специальным функциям / Под ред. М. Абрамовича и И. Стиган: Пер. с англ. – М.: Наука, 1979 – С. 401-442.

251. Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции - Пер. с нем. – М.: Наука, 1977. – С. 92-117.

252. А. с. 1363452 СССР, Н 03 К 5/24 , G 05 В 1/01. Входное устройство схемы сравнения токов / А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, А. Е. Рафалюк и др. (СССР). – 4 с.

253. Азаров А. Д., Стейскал В. Я., Лысюк В. В. и др. Быстродействующая схема сравнения токов для высокопроизводительных АЦП // Тез. докл. респ. конф.: Перспективы развития и применение быстродействующих преобразователей формы данных.– Винница, 1985. – С. 12-13.

254. А. с. 1450098 СССР, Н 03 К 5/24, G 05 В 1/01. Входное устройство схемы сравнения токов /А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, Ю. М. Степайко и др. (СССР). – 4 с.

255. А. с. 1455387 СССР, Н 03 К 5/24. Входное устройство схемы сравнения токов / А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, Ю. М. Степайко и др. (СССР). – 4 с.

256. А. с. 1497713 СССР, Н 03 F 3/26. Двухтактный усилитель мощности / А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, В. П. Марценюк и др. (СССР). – 3 с.

257. А. с. 1529434 СССР, Н 03 К 5/24. Входное устройство схемы сравнения токов / А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, Ю. М. Степайко и др. (СССР). – 5 с.

258. А. с. 1548841 СССР, Н 03 F 3/26. Усилитель тока /А.Д. Азаров, В. Я. Стейскал, Ю. М. Степайко и др. (СССР). – 3 с.

259. А. с. 1554128 СССР, Н 03 К 5/24, G 05 В 1/01. Входное

устройство схемы сравнения токов / А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, Ю. М. Степайко и др. (СССР). – 4 с.

260. А. с. 1739476 СССР, Н 03 F 3/26. Усилитель тока / А. Д. Азаров, Ю. М. Степайко, Е. М. Арапова и др. (СССР). – 3 с.

*Наукове видання*

**Азаров Олексій Дмитрович**

**ОСНОВИ ТЕОРІЇ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО  
ПЕРЕТВОРЕННЯ НА ОСНОВІ НАДЛИШКОВИХ  
ПОЗИЦІЙНИХ СИСТЕМ ЧИСЛЕННЯ**

**Монографія**

Редактор Т. Ягельська

Оригінал-макет підготовлено автором

Видавництво ВНТУ «УНІВЕРСУМ-Вінниця»  
Свідоцтво Держкомінформу України  
серія ДК № 746 від 25.12.2001 р.  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВДТУ, ГНК, к.114  
Тел. (0432) 44-05-32

Підписано до друку 23.04.2004 р. Формат 29,7× 42<sup>1</sup>/<sub>4</sub>  
Гарнітура Times New Roman. Папір офсетний.  
Друк різнографічний. Ум. др. арк. 15,01  
Наклад 300 прим. Зам. № 2004-74

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі  
Вінницького національного технічного університету  
Свідоцтво Держкомінформу України  
серія ДК № 746 від 25.12.2001 р.  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95