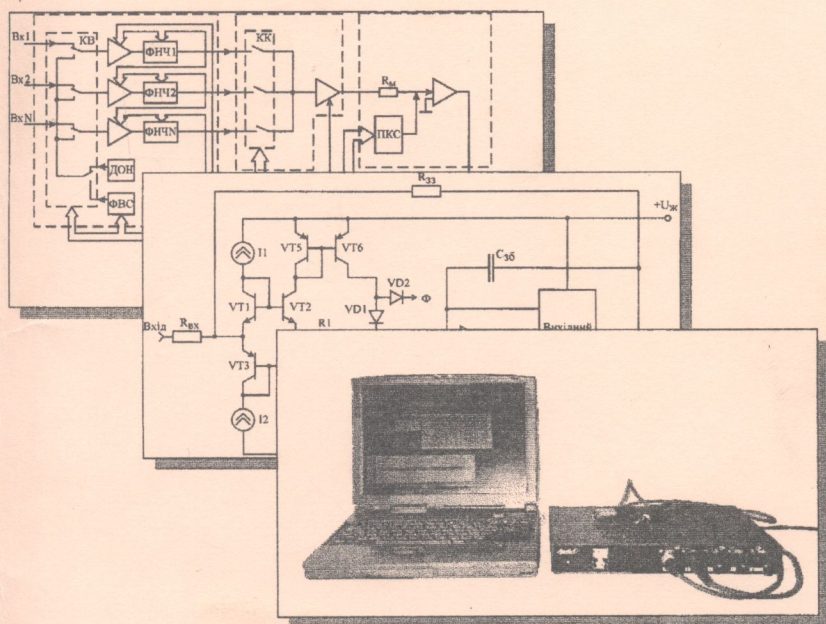


681.33
К 84

Л. В. Крупельницький, О. Д. Азаров

АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ПРИСТРОЇ СИСТЕМ, ЩО САМОКОРИГУЮТЬСЯ, ДЛЯ ВИМІРЮВАНЬ І ОБРОБЛЕННЯ НИЗЬКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ



Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

Л. В. Крупельницький, О. Д. Азаров

**АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ПРИСТРОЇ
СИСТЕМ, ЩО САМОКОРИГУЮТЬСЯ,
ДЛЯ ВИМІРЮВАНЬ І ОБРОБЛЕННЯ
НИЗЬКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ**

Монографія

Ю
ОУ



681.33 К 84 2005

Крупельницький Л.В. Аналого-цифрові прис

УНІВЕРСУМ – Вінниця
2005

УДК 621.325; 621.335

К 84

Рецензенти :

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

доктор технічних наук, професор **Р. Н. Квєтний**

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол №8 від 31.03.2005р.)

Крупельницький Л. В., Азаров О. Д.

К 84 **Аналого-цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювань і оброблення низькочастотних сигналів: Монографія. / Під заг. ред. О. Д. Азарова. — Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005 — 167 с.**

ISBN 966-641-126-1

У монографії розглянуто теорію і практику розробки аналого-цифрових пристроїв, перетворювачів та вимірювально-інформаційних систем, що самокоригуються. Наведено методологію проектування вхідних пристроїв, дискретизаторів, квантувачів АЦП. Запропоновано метрологічні оцінки статичних та динамічних похибок систем з самокорекцією.

Книгу розраховано на науковців, аспірантів та інженерів, які займаються розробкою високоточних аналого-цифрових пристроїв та систем вимірювання і обробки низькочастотних сигналів.

УДК 621.325; 621.335

ISBN 966-641-126-1

423265



© Л. Крупельницький, О. Азаров, 2005

ЗМІСТ

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ	5
ВСТУП	7
1. АНАЛІЗ ГАЛУЗЕЙ ЗАСТОСУВАННЯ ВИСОКОТОЧНИХ СИСТЕМНИХ АЦП.....	10
1.1. Аналіз тенденцій розвитку високоточних АЦП і визначення системних вимог до них	10
1.2. Огляд структурних і схемотехнічних вирішень основних типів АЦП із корегуванням похибок.....	16
1.3. Методи збільшення точності й швидкодії в АЦП на основі надлишкових позиційних систем числення.....	25
2. СИСТЕМНИЙ АНАЛІЗ ПАРАМЕТРІВ АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ І МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АЦП, ЩО САМОКАЛІБРУЮТЬСЯ	34
2.1. Аналогові пристрої в узагальненій структурній схемі АЦП системного застосування, який самокоригується.....	34
2.2. Визначення взаємозв'язків між критеріями ефективності й метрологічними характеристиками АЦП.....	37
2.3. Аналіз статичних і спектральних моделей і похибок вхідного пристрою.....	41
2.4. Аналіз динамічних похибок дискретизатора.....	51
2.5. Аналіз статичних і динамічних похибок квантувача	60
2.6. Систематизація характеристик і параметрів аналогових пристроїв АЦП, що самокоригуються	71
3. ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ ВХІДНИХ ПРИСТРОЇВ, ДИСКРЕТИЗАТОРІВ І КВАНТУВАЧІВ САЦП.....	76
3.1. Особливості схемотехнічної реалізації вимірювальних підсилювачів для САЦП	76
3.2. Коригування нелінійності статичної передатної характеристики вимірювального підсилювача.....	82
3.3. Схемотехніка термостатованих джерел опорної напруги.....	87
3.4. Вибір активних фільтрів низьких частот для вхідних пристроїв САЦП.....	93
3.5. Синтез структур підсилювачів вибирання-зберігання для пристроїв дискретизації САЦП	99

3.6. Розробка прецизійних аналогових комутаторів	116
3.7. Дослідження шляхів зменшення статичних похибок пристрою квантування	120
3.8. Збільшення швидкодії пристрою квантування	130
4. РЕАЛІЗАЦІЯ САЦП І ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ	138
4.1. Мікропроцесорний вимірювальний АЦП, що самокалібрується.....	138
4.2. Високолінійний швидкодіючий АЦП для систем цифрового оброблення сигналів	142
4.3. Вимірювальна система атестації тензоелементів.....	147
4.4. Аналізатор параметрів звукових трактів на базі АЦП, що самокалібруються, і ЦАП з'єднаних з ПЕОМ.....	152
ЛІТЕРАТУРА	158

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ

АК	—	аналоговий комутатор
АПЗТ	—	аналізатор параметрів звукових трактів
АЦП	—	аналого-цифровий перетворювач
АЧХ	—	амплітудно-частотна характеристика
БМК	—	базовий матричний кристал
ВЗЗ	—	від'ємний зворотний зв'язок
ВС	—	відбивач струму
ГЕС	—	генератор експонентних струмів
ГІС	—	гібридна інтегральна схема
ГЛЗН	—	генератор напруги, що лінійно змінюється
ДЗЗ	—	додатний зворотний зв'язок
ДОН	—	джерело опорної напруги
ДС	—	джерело струму
ЗТЕ	—	зразковий тензoeлемент
ІВС	—	інформаційно-вимірювальна система
ІП	—	інтерфейсний пристрій
КВ	—	комутатор входів
КЖ	—	комутатор живлення
КК	—	комутатором каналів
КН	—	компаратор напруг
КН	—	комутатор напруги
КНС	—	коефіцієнт нелінійних спотворень
КФНЧ	—	керований фільтр низької частоти
КЦАП	—	коригуючий цифроаналоговий перетворювач
ЛЧ	—	лічильник адреси
МДК	—	мостовий діодний ключ
МОКБ	—	мікропроцесорний обчислювально-керуючий блок
МПШК	—	мікропроцесорний пристрій керування
НДОН	—	низькорівневе джерело опорної напруги
НП	—	підсилювач, що нормує
НПСЧ	—	надлишкова позиційна система числення
ОЗП	—	оперативний запам'ятовуючий пристрій
ОКБ	—	обчислювально-керуючий блок
ОП	—	операційний підсилювач
ПВЗ	—	підсилювач вибирання-зберігання
ПЕОМ	—	персональна електронно-обчислювальна машина
ПЗП	—	постійний запам'ятовуючий пристрій
ПКС	—	перетворювача код-струм

ПКСД, ПКСС, ПКСМ	–	перетворювачі код-струм відповідно групи дискретних, старших і молодших розрядів
ПН	–	повторювач напруги
ПНС	–	перетворювач напруга-струм
ПП	–	процесорний пристрій
ПРД	–	аналізатор-передавач
ПРМ	–	аналізатор-приймач
ПС	–	підсилювач струму
ПСН	–	перетворювач струм-напруга
ПФІ	–	перетворювач форми інформації
РПН	–	регістр послідовного наближення
САТ	–	система атестації тензoeлементів
САЦП	–	АЦП, що самокалібруються
СПС	–	схема порівняння струмів
СПХ	–	статична передатна характеристика
ТДОН	–	термостатоване джерело опорної напруги
ТДС	–	термостатоване джерело струму
ТЕ	–	тензoeлемент
ТКН	–	температурний коефіцієнт напруги
ТКО	–	температурний коефіцієнт опору
ФДС	–	формувавч допоміжних сигналів
ФКС	–	формувавч керуючих сигналів
ФНЧ	–	фільтр низької частоти
ФЧХ	–	фазо-частотна характеристика
ЦАП	–	цифроаналоговий перетворювач
ЦК	–	цифровий комутатор
ШПФ	–	швидке перетворення Фур'є
ШУ	–	шина керування

ВСТУП

На темпи науково-технічного прогресу прискорювальний вплив здійснює широке впровадження засобів інформаційно-вимірювальної та електронно-обчислювальної техніки в наукову, виробничу, військову, соціально-побутову й іншу сфери людської діяльності. При цьому відбувається як розширення галузей застосування електронних систем і пристроїв, так і вдосконалювання їхніх показників. Вказані процеси безпосередньо позначаються й на розвитку аналого-цифрових та цифроаналогових перетворювачів (АЦП і ЦАП), які є сполучною ланкою між аналоговими сигналами фізичного світу й цифрових засобів їхнього вимірювання, реєстрації, обробки й відображення.

АЦП і ЦАП є невід'ємною складовою частиною сучасних інформаційно-вимірювальних систем (ІВС) і багато в чому обумовлюють їхню ефективність. Тому системний підхід до проектування ІВС включає аналіз необхідних характеристик перетворювачів інформації й синтез відповідних структурних, схемних і конструктивних рішень. При використанні АЦП і ЦАП у складі вимірювальних систем виникає необхідність їхнього розгляду не як перетворювачів аналог-код, а як сукупності аналогових і цифрових пристроїв (нормуючих підсилювачів, фільтрів, комутаторів, підсилювачів вибрання-зберігання, джерел опорних величин, схем порівняння, пристроїв керування, інтерфейсних пристроїв і т.д.). Такий підхід дозволяє вичленувати статичні й динамічні складові загальної похибки й оптимізувати весь тракт проходження вимірювального сигналу – від давача до пристрою оброблення. Сказане справедливо як для АЦП, так і для ЦАП, тому що використовувані в них принципи побудови й склад застосовуваних пристроїв аналогічні. Самі ЦАП є складовою частиною ряду типів АЦП. У той же час, питома частка АЦП у складі ІВС, як правило, більше, а вимоги до характеристик і складності їхнього досягнення вище. Зазначене справедливо й для співвідношення аналогових і цифрових пристроїв. Тому в даній роботі основна увага приділяється саме АЦП і їхнім аналоговим пристроям.

Специфікою систем вимірювання й оброблення низькочастотних сигналів є підвищені вимоги до точності застосовуваних АЦП при одночасно високих вимогах до їхньої швидкодії. Це висуває розробку теоретичних і практичних питань побудови таких АЦП на одне з перших місць. Найефективнішим шляхом створення перетворювачів з точністю, що відповідає 16-ти й більше двійковим розрядам, як підтверджує світовий і вітчизняний

досвід, є застосування структурних методів самокалібрування й самокоригування. Одними із представників таких АЦП є розглянуті в даній роботі АЦП, що самокалібруються, на основі надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ) з використанням чисел Фібоначчі й "золотої пропорції".

Відомо, що в зазначених АЦП можлива цифрова самокорекція ряду похибок аналогових пристроїв. Однак, комплексного підходу до аналізу й синтезу таких пристроїв вироблено не було. Крім того, у процесі практичної реалізації АЦП, що самокалібруються, був виявлений ряд задач, що вимагають окремих досліджень аналогових пристроїв у частині їхніх метрологічних характеристик, структурних і схематичних рішень, методів коригування. Причому, рамки таких досліджень не обмежуються АЦП на НПСЧ, що самокалібруються, а можуть бути поширені на високоточні АЦП і вимірювальні системи в цілому. Через це, результати досліджень можуть бути використані також при застосуванні сучасних закордонних мікросхем АЦП і ЦАП і при розробці їхніх вітчизняних аналогів. Таким чином, дослідження аналогових пристроїв актуальні для подальшого розвитку наукового напрямку АЦП, що самокорегуються, і для проектування високоточних вимірювальних систем у цілому.

Треба відзначити, що в науково-технічній літературі в ряді випадків має місце недостатньо чітке визначення термінів, що стосуються процедур калібрування деяких характеристик вимірювальних засобів, а також коригування похибок. У зв'язку з цим автори пропонують своє бачення визначення ряду термінів, а саме:

Автокалібрування АЦП, ЦАП і вимірювально-інформаційних систем (ВІС) на їх основі – окрема автоматична процедура визначення відхилень від номінальних (дійсних) значень параметрів окремих пристроїв або вимірювального каналу системи (в цілому) і формування протягом вказаної процедури коригувальних поправок з метою зменшення статичних і динамічних похибок з перериванням при цьому процесу основного перетворення (вимірювання).

Результати **автокалібрування** можуть багатократно використовуватися у процесі основного перетворення або вимірювання аж доти, поки внаслідок змінення параметрів АЦП (ЦАП) або вимірювального каналу не виникне потреба здійснювати нове калібрування.

Самокоригування АЦП (ЦАП) – це є різновид автокалібрування АЦП (ЦАП) на основі НПСЧ, у процесі якого визначаються відносні відхилення ваг старших розрядів шляхом

порівняння ваги поточного розряду, що калібрується, із сумою ваг певної групи сусідніх молодших розрядів на базі існуючих між ними математичних співвідношень без використання спеціальних зразкових мір або еталонних сигналів з подальшим обчисленням коригувальних поправок або коригованих значень „неточних” розрядів. **Самокоригування** здійснюється з метою зменшення похибок диференціальної та інтегральної лінійності статичної передатної характеристики і зменшення нелінійних спотворень змінного сигналу, а її результати можуть багатократно використовуватися у процесі основного перетворення.

Система, що самокоригується – це ВІС (або інша система) до складу якої належить АЦП (ЦАП), що самокоригуються.

1. АНАЛІЗ ГАЛУЗЕЙ ЗАСТОСУВАННЯ ВИСОКОТОЧНИХ СИСТЕМНИХ АЦП

1.1. Аналіз тенденцій розвитку високоточних АЦП і визначення системних вимог до них

До систем вимірювання та обробки низькочастотних сигналів, розглянутих у даній роботі, можуть бути віднесені:

автоматизовані технологічні контрольно-вимірювальні установ-
ки;

інформаційно-реєструвальні системи із цифровим записом і
обробкою сигналів;

вимірювальні комплекси й прилади для аналізу параметрів і
характеристик низькочастотних сигналів і трактів. Структурні схеми
названих ІВС наведено на рис.1.1. Вимірювальна частина всіх
зазначених систем містить: об'єкт вимірювань, давачі фізичних
величин, нормуючі підсилювачі, фільтри низької частоти, комутатор,
АЦП (як дискретизатор і квантувач).

Зазначені ІВС поєднують подібні вимоги по точності й по
діапазону вхідних частот використовуваних АЦП. Як правило, вимоги
до точності відповідають 14-20-ти розрядам вихідного двійкового
коду при спектрі частот вхідного сигналу від 0 Гц до 20 000-50 000 Гц,
тобто потрібно забезпечити високоточне перетворення постійних і
низькочастотних сигналів. Розробка АЦП із такими характеристиками
в цей час являє собою один із пріоритетних напрямків досліджень за
рубежем і в нашій країні [2-4].

До складу розглянутих ІВС входить також ЕОМ, що здійснює
керування вимірюваннями, опрацювання й відображення інформації.
Тому поряд із високими метрологічними характеристиками АЦП
повинні виконувати функції, обумовлені загальною ідеологією
сучасних комп'ютерних систем [5]:

сумісність із пристроями цифрового оброблення інформації;

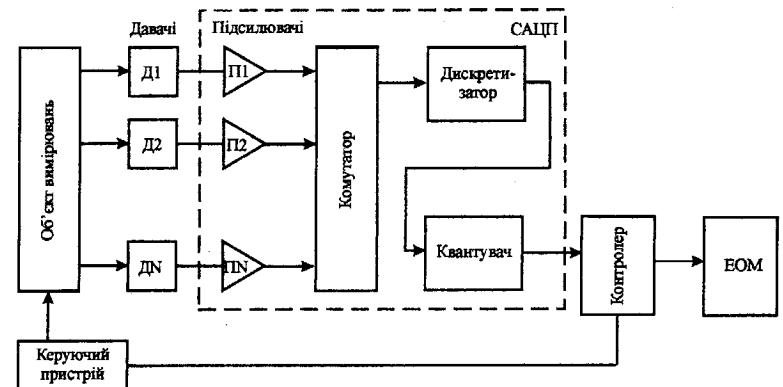
убудований контроль працездатності й автоматичне
коригування метрологічних характеристик;

можливість попереднього оброблення інформації;

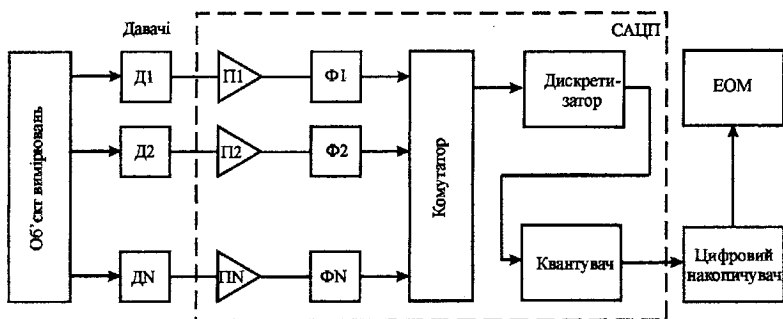
структурна й конструктивна єдність аналогової і цифрової
частин;

технічна база побудови – великі й надвеликі високошвидкісні
інтегральні схеми.

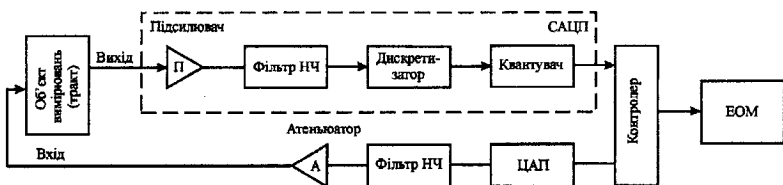
Прогрес у галузі сучасних високоточних перетворювачів
інформації зв'язаний як з вирослими технологічними можливостями



а)



б)



в)

а – автоматизована вимірювальна технологічна установка;

б – інформаційно-ресструвальна система збирання і опрацювання даних;

в – аналізатор параметрів низькочастотних трактів.

Рисунок 1.1. АЦП, що самокалібруються, у складі ІВС

мікроелектроніки, так і із широким застосуванням нових структурних і схемотехнічних рішень. Серед технологічних досягнень виділяються: удосконалювання технології лінійних аналогових ІС, освоєння мікронної та субмікронної технологій КМОН-ВІС, БІКМОН-технологій, ріст можливостей гібридно-модульних технологій.

Однак, вирішальну роль у розвитку високоточних АЦП продовжують грати структурні рішення. При цьому виділяються розробки нових методів і алгоритмів коригування, автокалібровки й попередньої обробки інформації. Нові технології дозволяють реалізувати більшість типів перетворювачів і їхніх вузлів у вигляді інтегральних схем різного ступеня інтеграції. А це, у свою чергу, дозволяє розробляти пристрої, унікальні характеристики яких досягаються в першу чергу за рахунок структурних методів: "аналого-цифрові перетворювачі продовжують вражати архітектурним різноманіттям, що підняло їх на безпрецедентні висоти в змісті вирішення, швидкодії й точності" [3].

Наведено дані по найбільш характерних сучасних закордонних високоточних інтегральних і гібридних схемах АЦП із роздільною здатністю 14-24 розрядів [6, 7, 8]. В області 20-24 розрядів переважають інтегруючі й дельта-сигма методи перетворення. Тут виділяються інтегральні 24-розрядні дельта-сигма АЦП компанії Burr-Brown, 20/24 розрядні АЦП сімейства LTC2400 від Linear Technology, та 24 розрядні АЦП сімейства AD7732/34/38/39. Згадані типи дельта-модуляторів мають вхідні комутатори, програмовані підсилювачі і вбудований мікроконтролер для коригування результатів вимірювань. Ці перетворювачі призначені в основному для роботи з постійними сигналами.

Поєднання 20-22-розрядної роздільної здатності й високої швидкодії відрізняє перетворювачі ADS1271 фірми Cirrus Logic, кодек TLC320AD75 фірми Texas. Настільки високих параметрів удалося досягти переходом на принципово нові комплексовані структури з використанням методів цифрового корегування [7].

Необхідно відзначити, що практично всі сучасні 20-24-розрядні АЦП використовують методи самокалібрування, мають вбудований мікроконтролер і розвинений інтерфейс, що спрощує їхнє використання у вимірювальних приладах і системах.

У своїй більшості 16-18-розрядні АЦП орієнтовані на застосування у звуковому діапазоні частот. Тут переважають методи послідовного наближення й дельта-сигма перетворення. Промисловим стандартом стали структури АЦП послідовного наближення на комутованих конденсаторах (PCM1750, PCM78 фірми Burr-Brown,

CS5126 фірми Crystal Semiconductor) і дельта-сигма АЦП із убудованими цифровими фільтрами (CS5336/37/38/39 фірми Crystal Semiconductor, AD7721 фірми Analog Devices і DSP56351 фірми Motorola). В АЦП на комутуючих конденсаторах реалізований алгоритм автокоригування ваг розрядів за рахунок чого й забезпечується висока лінійність перетворювачів [2]. Принцип дельта-сигма перетворення заснований на застосуванні надлишкової частоти дискретизації з наступною децимацією сигналу в цифровому фільтрі низької частоти. При цьому високе вирішення забезпечується при використанні однорозрядного квантувача.

Паралельно-послідовні методи перетворення домінують у швидкодіючих 14-16-розрядних АЦП. Модульні й гібридні перетворювачі фірм Analog Devices (AD9260), Datal (ADS-942) і ILC Data Devices (ADC-00145) незважаючи на свою високу вартість залишаються поки поза конкуренцією при роботі на частотах вхідного сигналу від 250 кГц до 4 МГц.

На жаль, по журнальних джерелах інформації важко проаналізувати такі параметри закордонних мікросхем АЦП як температурна й довгострокова стабільність, динамічні похибки. Не завжди наводяться і традиційні показники інтегральної нелінійності, динамічного діапазону й т.д. При цьому необхідно також відзначити, що прецизійні АЦП по своїй вартості продовжують традиційно залишатися одними із найдорожчих виробів електронної техніки.

Що стосується мікросхем АЦП, що виготовлись у країнах колишнього СРСР, то можна відзначити 12-розрядну ІС типу 1108ПВ2 (ПО "Альфа" м. Рига) із часом перетворення 2 мкс і 15-розрядну ПС типу М2ПВІ4581 (ПО "Мікроприлад", м. Львів) із часом перетворення 70 мкс. Обидва зазначених АЦП були перетворювачами послідовного наближення й містили у своєму складі тільки квантувач, що поряд з невисокими параметрами обмежувало їхнє застосування у високоточних системах.

Незважаючи на високі технічні характеристики, досягнуті в закордонних АЦП, питання їхнього застосування в складі вимірювальних систем як і раніше залишаються актуальними. Так АЦП послідовного наближення містять убудовані підсилювачі вибрання-зберігання. Однак, при роботі в складі систем вимірювання необхідні також, нормуючі підсилювачі, фільтри низької частоти, комутатори. Забезпечення необхідних характеристик цих пристроїв і їхнє коректне з'єднання з АЦП, як свідчить практика і як відзначається в тих же закордонних публікаціях [1, 8], являє собою досить складне завдання. Для роботи з дельта-сигма перетворювачами

аналогові фільтри не потрібні, тому що здійснюється цифрова фільтрація вихідного сигналу. Однак, через це такі АЦП не можуть працювати в системах з комутацією вхідних сигналів, а фазові спотворення цифрового фільтра здатні істотно змінити форму сигналу. Істотно впливають на точність також способи рішення питань інтерфейсу, гальванічного розділення, електроживлення й електромагнітної сумісності. Без комплексного урахування цих і інших факторів спроектовані з використанням прецизійних перетворювачів ІВС показують метрологічні характеристики на порядок нижче потенційних. Фактично можна розглядати мікросхеми АЦП не як закінчені вироби, а як елементну базу для побудови конкретних пристроїв, приладів і систем перетворення інформації.

Як уже підкреслювалося, практично всі сучасні високоточні перетворювачі містять елементи автокалібровки й коригування. З урахуванням зроблених вище зауважень перспективним напрямком їхнього розвитку варто вважати поширення принципів коригування й на інші аналогові пристрої ІВС, задіяні в перетворенні сигналів. Ефективність такого напрямку підтверджується тим, що реалізовані на вітчизняній елементній базі й з використанням принципів самокоригування АЦП у складі систем не поступаються по своїх характеристиках кращим закордонним зразкам. Сказане поширюється на розглянуті АЦП, що самокалібруються для систем точного виміру й обробки сигналів.

Демо визначення АЦП, що самокалібруються (САЦП). Це перетворювачі, високі метрологічні характеристики яких забезпечуються за рахунок автоматичного цифрового коригування похибок аналогових пристроїв. Структурні рішення САЦП відрізняються наявністю зворотних зв'язків, використовуваних при визначенні реальних характеристик аналогових пристроїв у спеціальному режимі роботи, названому самокалібруванням (автокалібрування, самоперевіркою). Коригування результатів перетворення виконується під керуванням спеціального обчислювально-керуючого блоку САЦП (контролера). Характерною рисою САЦП є також наявність певної апаратної, часової або кодової надлишковості.

Перевагою САЦП є можливість забезпечення високих технічних характеристик при знижених вимогах до елементної бази й технології виготовлення. Специфіка аналогових пристроїв САЦП складається в можливості коригування ряду їхніх похибок, що спрощує ці пристрої. Можливість коригувати статичні похибки дозволяє також застосовувати схемотехнічні рішення, що забезпечують високу швидкодію. Наявність убудованого обчислювально-керуючого блоку

дозволяє не тільки виконувати самокалібрування, але й робити попередню обробку інформації, що значно розширює функціональні можливості САЦП.

З іншого ж боку, високий потенційний рівень точності, що досягається при самокалібруванні, може бути забезпечений тільки при низькому рівні некоригованих похибок і урахуванням особливостей системного застосування САЦП. А це вимагає такого підходу до проектування, у якому поряд зі структурними рішеннями поєднуються спеціальні схемотехнічні й конструктивні способи забезпечення високої точності й швидкодії. В результаті АЦП, що самокалібруються, і їхні аналогові пристрої мають ряд особливостей, що дозволяє виділити їх у самостійну галузь досліджень.

Розглянемо завдання, що виникають під час проектування САЦП, на системному рівні. Оцінювання ефективності ІВС і використаних у них АЦП – основа для прийняття проектних рішень. Проте, дотепер не висунуто єдиних критеріїв ефективності й відповідних алгоритмів оптимального проектування. Існуючі узагальнені критерії ефективності АЦП [4, 5] у координатах "точність", "швидкодія", "вартість" не повною мірою відбивають специфіку застосування АЦП у складі конкретних ІВС. Тому при практичному проектуванні ІВС у ряді випадків є присутнім спрощений підхід до визначення характеристик АЦП. Так, весь комплекс їхніх метрологічних характеристик не враховується, а точність і швидкодія оцінюються тільки числом розрядів і часом перетворення. Однак, необхідно аналізувати весь набір метрологічних характеристик АЦП, зв'язаний як з конкретною галуззю застосування, так і за принципом дії самих перетворювачів. Особливо актуальне завдання комплексного розгляду критеріїв ефективності й метрологічних характеристик при розробці високоточних АЦП.

Як вже відзначалося, АЦП у складі ІВС застосовуються не самостійно, а в комплексі з іншими аналоговими пристроями (підсилювачами, комутаторами, фільтрами, дискретизаторами й т.д.). Підхід, при якому ці пристрої розглядаються й розробляються незалежно один від одного, не можна вважати правильним. З іншого боку, у АЦП, що самокалібруються, є можливість включення в контур коригування не тільки власне перетворювача аналог-код, але й вхідних пристроїв. Тому в даній роботі АЦП розглядається не як одиночний квантувач аналогової величини, а як сукупність вхідного пристрою, дискретизатора й квантувача з відповідними взаємозв'язками між ними.

Моделювання процесів оброблення й перетворення інформації в

АЦП у теперішній час має багаторівневий характер – від функціонального до схемотехнічного. Але, як правило, при цьому не розглядаються взаємозв'язки на рівні метрологічних характеристик, які для оцінювання системної ефективності АЦП становлять найбільше значення. Тому актуальною є побудова таких моделей, які зв'язували б метрологічні характеристики АЦП і їхніх пристроїв із критеріями ефективності проектованої ІВС.

Таким чином, розглянувши специфіку систем вимірювання й обробки низькочастотних сигналів, дійдемо висновку, що для їхньої побудови необхідно забезпечити точність як АЦП, так і інших аналогових пристроїв. Аналіз сучасних закордонних прецизійних АЦП показує, що їхньої характеристики багато в чому досягаються структурними методами. Для досягнення ж високих метрологічних характеристик ІВС необхідно враховувати й корегувати похибки, внесені всім вимірювальним трактом. В цій монографії АЦП, що самокалібруються, розглядаються як сукупність вхідних пристроїв, дискретизатора й квантувача.

При проектуванні САЦП виникають питання оцінки ефективності, вироблення комплексу метрологічних характеристик, математичного моделювання й схемотехнічного проектування АЦП у цілому і його окремих аналогових пристроїв. Поява на вітчизняному ринку сучасних закордонних мікросхем високоточних АЦП не тільки не знижує актуальність перерахованих вище питань, а навпаки, підсилює їхню значимість для повноцінного професійного використання нових можливостей.

1.2. Огляд структурних і схемотехнічних вирішень основних типів АЦП із коригуванням похибок

Розглянемо основні методи високоточного аналого-цифрового перетворення з метою виявлення специфіки, переваг і недоліків аналогових пристроїв АЦП у плані розробки перетворювачів, що самокалібруються, для систем вимірювання й обробки низькочастотних сигналів.

Як видно з попереднього підрозділу, найбільш перспективними є такі методи: паралельно-послідовний, дельта-сигма модуляції й порозрядного наближення.

Відомі два варіанти структурних схем паралельно-послідовних АЦП: з одним набором компараторів і порогоми спрацьовування, що перенастроюються на кожному кроці, й з використанням декількох наборів компараторів – по одному на кожний такт [10]. Спрощену

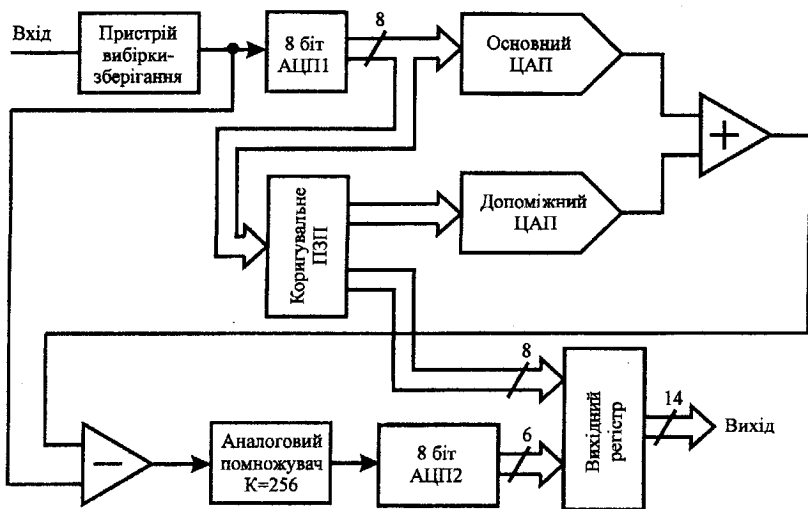


Рисунок 1.2. Структурна схема паралельно-последовного АЦП з коригуванням

структурну схему другого, більше розповсюдженого варіанта 14-розрядного паралельно-последовного АЦП наведено на рис.1.2 [2]. У розглянутому пристрої спочатку виконується 8-ми розрядне, а потім 6-ти розрядне перетворення. Природним є використання як набір компараторів для побудови послідовно-паралельних перетворювачів СВІС паралельних АЦП. Однак, використовуючи, наприклад, два восьмирозрядних паралельних інтегральних АЦП, не можна одержати 16-ти розрядну точність. Це пов'язане з тим, що різницевий сигнал, що надходить на вхід другого щабля АЦП2, складається із залишку, що відповідає ще не перетвореній частині вхідного сигналу, і похибки, що виникає через неідеальність АЦП1 першого щабля, схеми вирахування, аналогового помножувача й основного ЦАП.

Тому, для одержання заданої похибки перетворення в послідовно-паралельних перетворювачах широко використовується метод перекриття шкал АЦП першого й другого щаблів [11, 12]. У наведеній структурній схемі є ПЗП, що коригується й допоміжний ЦАП, що здійснюють стикування першого й другого щаблів. ПЗП програмується на етапі виготовлення на спеціальному стендовому устаткуванні. Такий метод коригування з використанням ПЗП будемо надалі називати програмним коригуванням. Для розширення температурного й часового діапазонів коригування ПЗП може бути

замінене на ОЗП, що програмується від мікропроцесора [13]. Алгоритм коригування такого перетворювача, що самокалібрується, у цьому випадку полягає в заповненні комірок ОЗП кодами, формованими при самокалібруванні АЦП по множині вхідних опорних рівнів напруг. У загальному випадку для калібрування N -розрядного АЦП першого щабля потрібно сформувати $2^N - 1$ опорних рівнів напруги, що зв'язано зі значними апаратними й часовими витратами. Відомий ряд структурних і алгоритмічних рішень, що дозволяють скоротити число необхідних вхідних рівнів і зменшити час контролю [14, 15]. Однак ці рішення повністю не виключають необхідності в складному багаторівневому джерелі опорних напруг.

Специфікою аналогової частини паралельно-послідовних АЦП є підвищені вимоги до точності й швидкодії диференціального підсилювача. Шляхи розв'язання цієї задачі полягають у використанні підсилювачів з паралельними високочастотними каналами [16], або в переході на струмовий принцип підсилення з використанням струмових підсилювачів [17]. Останні потенційно мають високу швидкодію й можуть бути реалізовані в інтегральному виконанні, у тому числі на базових матричних кристалах [18]. Труднощі при практичній реалізації паралельно-послідовних АЦП обумовлюються також і високим рівнем перешкод, що виникають у проміжок часу між першим і другим тактами перетворення. Перешкоди обумовлені одночасним спрацюванням компараторів АЦП першого щабля й ключів ЦАП. Тривалість і амплітуда викидів ("глітчів"), що виникають при цьому може звести нанівець зусилля, спрямовані на збільшення швидкодії АЦП. Особливо актуальною є проблема завадостійкості при роботі таких АЦП у складі вимірювальних систем спільно з високочутливими попередніми підсилювачами.

У цілому ж, перевагою паралельно-послідовних АЦП є можливість їхньої побудови на основі доступних мікросхем паралельних перетворювачів, а недоліком – складність і значна апаратна надлишковість, високе енергоспоживання й низька завадостійкість.

Прагнення максимально спростити аналогову частину із зростанням можливостей цифрової схемотехніки й обробки сигналів привело до появи зовсім нових типів перетворювачів. Один з них використовує метод дельта-сигма модуляції. Спрощену структурну схему такого АЦП наведено на рис. 1.3 [2]. Як видно з рисунку, застосовується всього лише однорозрядний ЦАП, включений у ланцюг зворотного зв'язку. Перетворювач містить в аналоговій частині також диференціальний підсилювач, інтегратор і компаратор напруг. Принцип дії АЦП

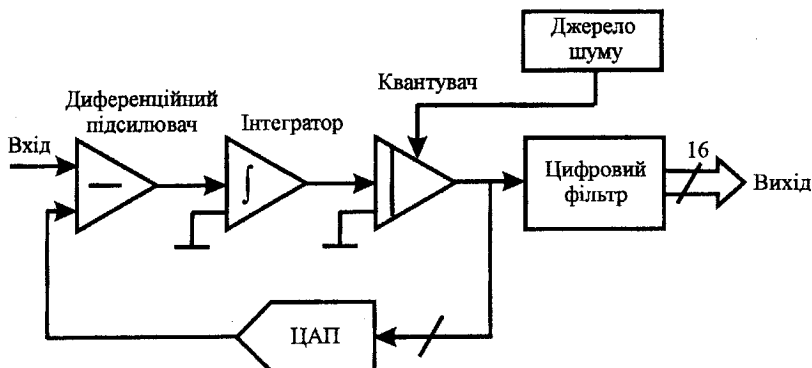
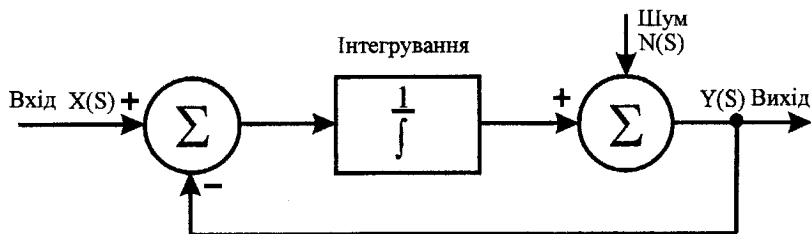


Рисунок 1.3. Структурна схема дельта-сигма АЦП

досить простий: за рахунок високої частоти дискретизації всі зміни вхідної напруги відслідковуються додатним або від'ємним збільшенням вихідної напруги ЦАП. Послідовний код керування ЦАП, власне кажучи, несе в собі інформацію про швидкості змінення вхідної напруги, тобто про його похідну. Для відновлення самого сигналу необхідна зворотна операція – інтегрування, що реалізується в цифровому фільтрі НЧ. Цифровий фільтр НЧ багато в чому й визначає роздільну здатність і точність перетворювача. Так у моделі CS5316 використовується 384 порядок фільтра, що говорить про складність цифрової частини пристрою в обмін на спрощення аналогової. В 16-розрядному АЦП CS5316 максимальна частота вихідного сигналу дорівнює 20 кГц, а вхідного - 9,6 кГц [19]. Одночасно частота квантування в 128 разів вище вихідної і становить 2,56 МГц. Цим пояснюється, чому дельта-сигма-перетворювачі називають також перетворювачами з надлишковим квантуванням.

Прогрес у галузі дельта-сигма АЦП досить значний. Так, фірма Cirrus Logic (Crystal Semiconductor), будучи поряд з Analog Devices і Burr-Brown лідером у галузі прецизійних АЦП, широко використовує метод дельта-сигма модуляції. Інтегральна схема, що випускає, ADS1271 призначена для звукових систем і має в смузі вхідних частот від 10 Гц до 22 кГц рівень нелінійних перекручувань не більше 0.001% [20]. У той же час, як видно з огляду сучасних закордонних ІС, дельта-сигма перетворювачі активно освоюють області високоточних вимірювань постійного струму, де традиційно лідирували інтегруючі АЦП і навіть ті області обробки високочастотних сигналів, де дотепер були поза конкуренцією паралельно-послідовні структури.



Для сигналу ($N(S)=0$): $\frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{1}{S+1}$ - фільтр НЧ

Для шуму ($X(S)=0$): $\frac{Y(S)}{N(S)} = \frac{S}{S+1}$ - фільтр ВЧ

Рисунок 1.4. Схема формування шумів при дельта-сигма модуляції і передатні функції Лапласа

Практично у всіх розробках АЦП на дельта-сигма модуляторах з метою збільшення роздільної здатності використовується так званий спосіб "формування шумів" [19, 21]. У структурній схемі на рис.1.3 показано джерело шуму, підключене до квантувача (компаратора), а на рис.1.4 наведені еквівалентна схема й передатні функції Лапласа для сигналу (фільтр НЧ) і для шумів (фільтр ВЧ). Виявляється, що введення додаткового шуму не погіршує, а поліпшує роздільну здатність перетворювача, тому що здійснюється перенос спектра шумів у більше високочастотну область, де вони успішно гасяться цифровим фільтром НЧ.

Маючи принципово монотонну характеристику дельта-сигма АЦП виявляються незамінними в ряді застосувань, зокрема, при цифровому магнітному записі звукових сигналів. Основним недоліком перетворювачів вважається великий час установлення вихідного цифрового сигналу при стрибкоподібній зміні вхідного аналогового сигналу, що приводить до неефективності їхньої роботи в багатоканальних системах. У моделях CS5505/6 і AD7710/11/12 за рахунок використання спеціальних гребінчастих фільтрів цей недолік частково переборений для постійних сигналів [9]. У деяких перетворювачах, наприклад, в DSP56ADC16 фірми Motorola є можливість зменшити порядок фільтра, знизивши роздільну здатність із 16-ти до 12-ти розрядів. При цьому час установлення також істотно зменшується [21].

Аналогова частина дельта-сигма АЦП надзвичайно проста, однак і тут проявляються свої особливості, а саме: вплив шумів

цифрової частини, необхідність автоматичного корегування зсуву нуля інтегратора й т.д. [22]. Як аналогова, так і цифрова частина дельта-сигма АЦП виконуються по КМОН-технології з використанням схемотехніки конденсаторів, що комутуються. Реалізація цих перетворювачів стала можливою завдяки досягненню рівня інтеграції, який дозволив реалізувати в одному кристалі цифрові фільтри високих порядків. Очевидно, що при подальшому вдосконалюванні дельта-сигма АЦП можуть бути здійснені й цифрові фільтри із частотними характеристиками, що перенастроюються. Це дало б можливість коригувати АЧХ і ФЧХ вхідних пристроїв і здійснювати попередню обробку сигналів при роботі АЦП у складі систем. На жаль, ці ідеї можуть бути реалізовані тільки за наявності відповідних технологічних можливостей. Однак, алгоритми формування спектра шумів і коригування частотних характеристик можуть бути використані як у АЦП, що самокалібруються, так і в системних пристроях і програмах цифрової обробки сигналів.

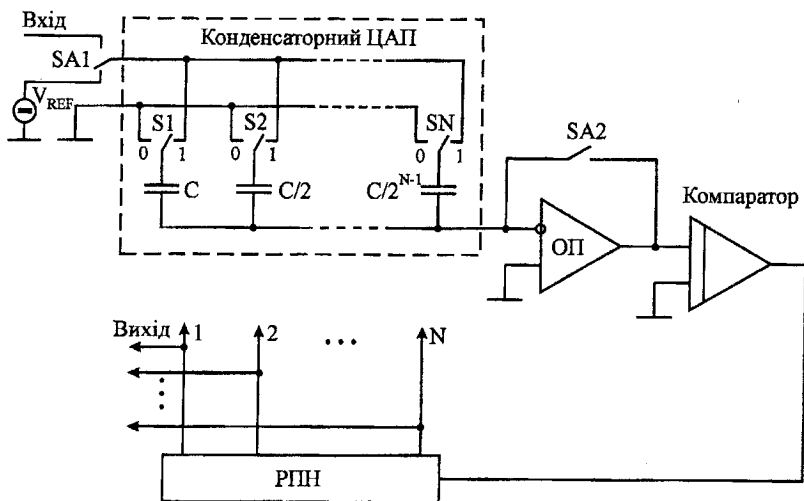


Рисунок 1.5. Структурна схема АЦП порозрядного наближення на комутованих конденсаторах

Технологія комутованих конденсаторів послужила також основою для розробки найбільш масових закордонних АЦП порозрядного наближення для цифрових аудіо-систем. На рис.1.5 наведена структурна схема типового АЦП порозрядного наближення на конденсаторах, що комутуються. У режимі вибірки вхідного

сигналу ємності конденсаторів заряджаються до вхідної напруги U_{BX} . При розмиканні $SA2$ у зворотному зв'язку ОП пристрій переходить у режим зберігання заряду. Далі відбувається перемикання $SA1$ на опорне джерело V_{REF} і починається процес перетворення, що полягає в зрівноважуванні заряду на вході ОП шляхом комутації конденсаторів матриці перемикачами $S1...SN$. При перемиканні конденсатора старшого розряду на шину "нуля" (положення "0" $S1$) схема є дільником напруги між конденсаторами однакової ємності. Напруга на вході ОП U_X дорівнює:

$$U_X = (V_{REF} - U_{BX})/2. \quad (1.1)$$

Компаратор визначає знак U_X і РПН залишає або відновлює положення перемикача $S1$. Аналогічно відбувається зрівноважування на всіх наступних тактах.

Особливістю описаного конденсаторного АЦП є можливість одержання досить точних номіналів конденсаторів у невеликому за площею кристалі КМОН ВІС. Паразитні ємності ключів, що перемикають верхні за схемою обкладки конденсаторів, не впливають на точність перетворення. Ці ключі можуть бути реалізовані на транзисторах з досить широкими каналами для забезпечення швидкодії. Паразитні ємності нижніх обкладок конденсаторів також помітно не впливають оскільки наприкінці перетворення напруга U_X стає близькою "нулю". Ці ємності можуть на два порядки перевищувати ємність конденсатора молодшого розряду [23].

В конденсаторних АЦП широко застосовується цифрове коригування похибок ємнісного ЦАП. На рис.1.6 наведено схему організації програмного коригування, реалізованого в здвоєних 18-розрядних АЦП типів PC1705P [24] і AT76 [25]. На вхід ОП, що не інвертує, підключається коригувальний ЦАП на конденсаторах $Ck1, Ck2 \dots Ckn$. Тонкоплівковий резистор R_0 служить для задання коригуючої напруги зсуву "нуля", а резистори $R1, R2 \dots Rn$ - для підстроювання значень ваг двійково-зважених розрядів. У процесі перетворення конденсатори $Ck1, Ck2 \dots Ckn$ перемикаються синхронно з відповідними конденсаторами основного ЦАП і вносять у шину підсумовування коригувальні частки зарядів. Калібрування такого АЦП здійснюється в спеціальному технологічному циклі за допомогою лазерного припасування резисторів $R0...Rn$.

Ще у 1987 році фірма Crystal Semiconductor опанувала випуск першого інтегрального конденсаторного АЦП, що самокорегується, типу CSC5016. У цьому пристрої убудований мікроконтролер з метою виконання калібрування підключає або відключає окремі частини

кожного конденсатора так, щоб ємність конденсатора в кожному розряді точно відповідала сумі ємностей всіх розрядів плюс ємність додаткового конденсатора молодшого розряду. Дана процедура виконується за допомогою послідовності "каліброваних експериментів" протягом 360 мілісекунд [26]. Відзначимо, що відомі ефективніші способи коригування АЦП і ЦАП на основі двійкової системи числення, запропоновані вченими колишнього СРСР ще в 70-х - початку 80-х років [27...31]. На жаль, як і ряд інших прогресивних ідей, зазначені способи поки що не втілені в промислові зразки інтегральних схем АЦП і ЦАП.

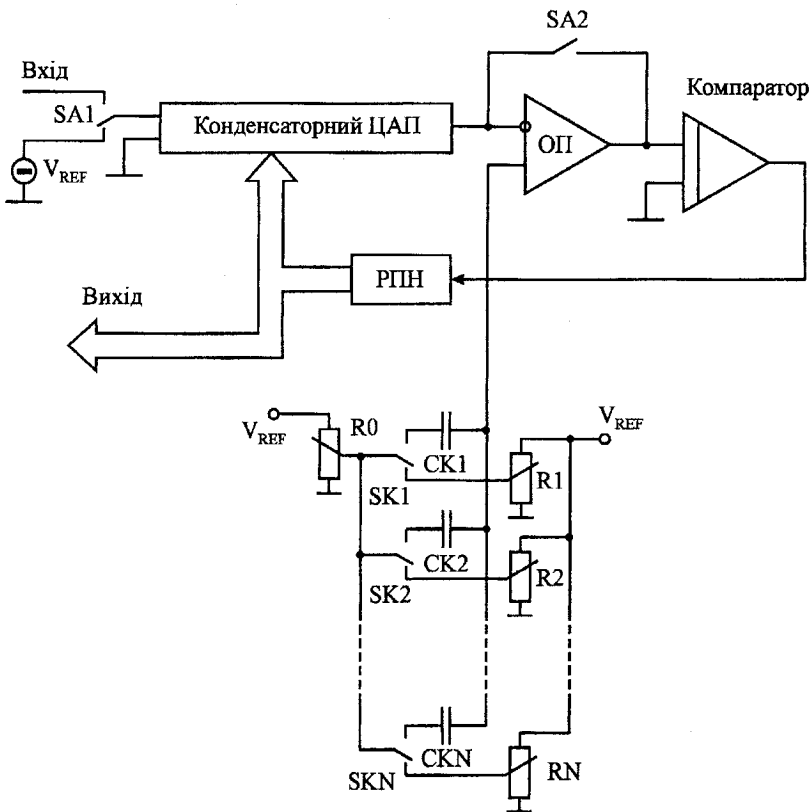


Рисунок 1.6. Структурна схема конденсаторного АЦП з коригуванням

Недоліком АЦП послідовного наближення на комутованих

конденсаторах, який ускладнює їхню практичну реалізацію, є жорстка залежність між точністю й часом перетворення, обумовлена процесами саморозряду конденсаторів. Крім того, клочі на КМОН-структурах повинні технологічно виконуватися особливо ретельно для усунення похибок напливу зарядів при перемиканні. Відомо, що зазначені похибки в аналогоцифрових фільтрах істотно обмежують їхній динамічний діапазон [23]. У літературі відсутні дані про вплив процесів абсорбції конденсаторів на точність перетворення, хоча аналогічне питання стосовно підсилювачів вибірки-зберігання давно обговорюється [29]. Зазначені АЦП найбільше застосовуються в побутовій апаратурі цифрового звукозапису зі своєю специфікою. Тому їхнє використання у високоточних системах виміру повинне супроводжуватися дослідженням комплексу всіх метрологічних характеристик.

Відзначені вище недоліки конденсаторних АЦП не відкидають основних переваг методу послідовного наближення при побудові на його основі АЦП системного застосування, що самокорегуються:

вдалий компроміс між апаратними витратами й швидкодією, між аналоговою й цифровою частиною (між паралельно-послідовними й дельта-сигма перетворювачами);

можливість здійснювати контроль і коригування лінійності, використовуючи співвідношення між вагами розрядів;

повне зрівноважування вхідного сигналу наприкінці перетворення, що забезпечує адитивний характер ряду похибок;

приспосованість до роботи в багатоканальних системах і в системах з нерівномірною дискретизацією;

можливість структурно виділити вхідний пристрій, дискретизатор і квантувач, що дозволяє послідовно їх коригувати;

послідовний вид вихідного коду квантувача, що дозволяє виконувати його порозрядну обробку.

Проведений аналіз, природно, не охоплює всього розмаїття методів побудови високоточних АЦП. Проте, наведена інформація багато в чому дозволяє сформулювати підхід до проектування й застосування як самих АЦП і ЦАП, так і їхніх аналогових пристроїв. У всіх методах так чи інакше використовують властивості цифрового коригування похибок аналогових пристроїв. В інтегруючих і дельта-сигма АЦП відбувається багаторазове нагромадження й обробка відліків вхідного сигналу з метою зменшення шумів, внесених аналоговими елементами. У паралельно-послідовних АЦП коригуються похибки неузгодженості аналогових пристроїв, задіяних на різних тактах перетворення. В АЦП порозрядного наближення

коригуються похибки, внесені неідеальністю ваг розрядів. У всіх випадках підвищення точності й швидкодії пов'язане з надлишковістю в структурних, алгоритмічних, схемотехнічних, технологічних або конструктивних рішеннях.

1.3. Методи збільшення точності й швидкодії в АЦП на основі надлишкових позиційних систем числення

Теорія аналого-цифрових перетворювачів порозрядного наближення протягом багатьох років служить поприщем для розвитку великої кількості способів підвищення точності й швидкодії АЦП. Це пояснюється як відносною простотою технічною реалізацією методу, так і його проміжним становищем між послідовними (інтегруючі, дельта-сигма) і паралельними методами перетворення. Одним з перспективних напрямків розвитку АЦП порозрядного наближення є їхня побудова з використанням надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ). Проаналізуємо особливості САЦП на основі НПСЧ.

У НПСЧ використовується недвійкова основа системи числення $l < \alpha < 2$, а ваги розрядів представляються у вигляді

$$Q_i = q \cdot \alpha^i, \quad (1.2)$$

де q – вага молодшого розряду.

Будь-яке дійсне число може бути представлене в НПСЧ у вигляді суми ваг розрядів

$$X = \sum_{i=0}^N a_i \cdot q \cdot \alpha^i, \quad (1.3)$$

де $a_i = \overline{0, 1}$ – двійковий i -ий біт N - розрядного результату перетворення. Однією з особливостей НПСЧ є існування не одного, як у двійковій системі числення, а декількох кодових еквівалентів для представлення того самого числа.

До НПСЧ відноситься так званий код "золотої пропорції" з основою $\alpha = (\sqrt{5} + 1)/2 \approx 1,618$ [32]. "Золота пропорція" є межею відносини двох сусідніх чисел ряду Фібоначчі [33]:

$$\alpha = \lim_{i \rightarrow \infty} \frac{F_i + 1}{F_i}. \quad (1.4)$$

Застосування кодів Фібоначчі й "золотої пропорції" в обчислю-

вальної техніці ґрунтується на працях О. П. Стахова [34] і його учнів [34...38]. Теорія й практика аналого-цифрових перетворювачів, що самокалібруються, на основі НПСЧ одержала розвиток у роботах О. Д. Азарова [39], В. І. Моїсєєва [40], В. П. Марценюка [41], В. Я. Стейскала [42], С. М. Захарченко, О. О. Коваленко та інших співробітників кафедри обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету і науково-технічного центру „Аналого-цифрові системи”. За рубежом роботи в цьому напрямку також активно здійснюються, про що свідчить, наприклад, використання в 14-розрядному АЦП типу ICL7115 фірми Intersil НПСЧ із основою $\alpha=1,85$ [43].

Основна перевага НПСЧ, реалізована при аналого-цифровому перетворенні складається у відсутності "розривів" у перетворювальній характеристиці, викликаних відхиленнями реальних ваг розрядів від їхніх розрахункових значень. Для "двійкових" АЦП ці відхилення не повинні перевищувати половини молодшого розряду. Для АЦП на основі "золотої пропорції" відносна похибка ваг розряду за рахунок технологічних, температурних, часових факторів може досягати до 23,6% [39], що не приведе до пропусків кодів. Таким чином, є можливість, знаючи точні значення реальних ваг розрядів, що беруть участь у перетворенні, одержати точне значення вхідного аналогового сигналу. Задача зводиться до визначення реальних ваг розрядів у спеціальному режимі роботи САЦП, названому самокалібруванням. Структурну схему САЦП, що пояснює принцип самокалібрування наведено на рис.1.7. У цілому вона повністю збігається із класичною структурою АЦП порозрядного наближення й додатково містить в аналоговій частині тільки малорозрядний ЦАП допоміжного сигналу (ЦАП-ВС), що використовується під час самокалібрування. Керування самоперевіркою здійснюється від обчислювально-керуючого блока (ОКБ), що виконує також перетворення надлишкового коду у двійковий у режимі безпосереднього перетворення. Врівноважуючий ЦАП на рис.1.7 умовно показано у вигляді ЦАП-СТ старших розрядів і ЦАП-МЛ молодших розрядів. Ваги розрядів ЦАП-СТ і ЦАП-МЛ задовольняють співвідношенню (1.2) для НПСЧ із підставою α . Розрядність ЦАП-МЛ обрана таким чином, щоб абсолютна сумарна похибка ваг молодших розрядів через температурні, часові та інші фактори не перевищувала протягом усього життєвого циклу АЦП значення, рівного половині ваги молодшого розряду.

Ваги ЦАП-МЛ вимірюються на етапі виготовлення й записуються в ПЗП. У циклі калібрування потрібно сформувані в ОЗП точні значення ваг розрядів ЦАП-СТ. Для цього за допомогою

допоміжного ЦАП-ВС для кожного з i -го розряду, що калібрується формується допоміжний аналоговий сигнал A_{BC_i} , що перевищує за значенням вагу розряду Q_i , що перевіряє, але менше ваги більше старшого розряду:

$$Q_i < A_{BC_i} < Q_{i+1}. \quad (1.5)$$

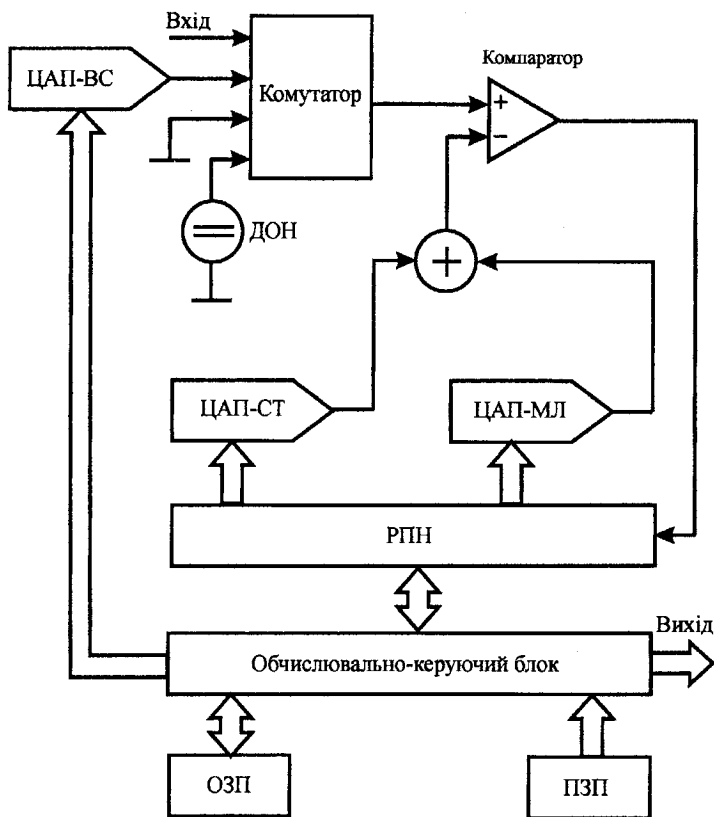


Рисунок 1.7. Спрощена структурна схема АЦП, що самокоригується, на основі НПСЧ

Значення допоміжного сигналу A_{BC_i} повинно залишатися незмінним на час двох кодувань: із заборонаю включення розряду, що калібрується:

$$A_{BC_i} = \sum_{j=0}^{i-1} a'_j \cdot Q_j, \quad (1.6)$$

і без заборони:

$$A_{BC_i} = Q_i + \sum_{j=0}^{i-1} a''_j \cdot Q_j. \quad (1.7)$$

Після прирівнювання правих частин (1.6) і (1.7) виявляється можливим визначити вагу розряду, що калібрується:

$$Q_i = \sum_{j=0}^{i-1} a'_j \cdot Q_j - \sum_{j=0}^{i-1} a''_j \cdot Q_j, \quad (1.8)$$

де a'_j, a''_j - відповідні двійкові біти кодів результатів першого й другого перетворень. Розрахована по (1.8) вага i -го розряду далі бере участь у визначенні ваги $i+1$ розряду по тому ж алгоритму.

Після виконання ітерацій для всіх розрядів проводиться виключення похибок нагромадження шляхом кодування напруги опорного джерела, напруги зсуву "нуля" і множення ваг старших розрядів на поправочний коефіцієнт:

$$Q'_i = Q_i \cdot \frac{K_{ОКК}}{K_{ДОН} - K_0}, \quad (1.9)$$

де $K_{ОКК}$ - значення коду так названої опорно-кової комбінації, тобто точного значення ДОН, виміряне на етапі виготовлення АЦП;

$K_{ДОН}$ - значення результату кодування напруги ДОН;

K_0 - значення коду зсуву "нуля".

У результаті виконання описаної процедури самокалібрування усуваються похибки інтегральної й диференціальної лінійності, викликані відхиленнями ваг розрядів ЦАП-СТ. Адитивна й мультиплікативна похибки також визначаються й коригуються при роботі АЦП у режимі безпосереднього перетворення. У цьому режимі ОКБ з метою перетворення надлишкового коду на виході РПН у двійковий вихідний код здійснює просте підсумовування двійкових еквівалентів ваг розрядів Q_j , які виявилися включеними після зрівноважування вхідного аналогового сигналу.

Як видно з викладеного, у САЦП на основі НПСЧ надлишковість виявляється тільки у співвідношенні між вагами

розрядів ЦАП. Проте, теоретично обґрунтована, підтверджена результатами моделювання й практично перевірена в численних розробках [44...48] здатність САЦП істотно коригувати вихідні похибки ЦАП. Так, при вихідних відхиленнях ваг розрядів "надлишкового" ЦАП на рівні 5-10% вдається одержати після самокалібрування САЦП похибка лінійності 0.003%. Причому, самокалібрування може бути проведено в будь-який момент часу роботи САЦП, наприклад, при зміні температури навколишнього середовища. Тим самим гарантується тривалосторокова й температурна стабільність САЦП, для реалізації яких не потрібно високоточних елементів і спеціальних технологічних процесів.

Очевидно, що описаний спосіб коригування ваг розрядів САЦП поряд з очевидними перевагами накладає також і певні обмеження. Так, при підсумовуванні ваг розрядів ЦАП повинен виконуватися принцип суперпозиції, що передбачає незалежність ваги розряду від станів ("включене" або "виключене") інших розрядів. Необхідно також забезпечити й досить малий температурний і часовий дрейф ваг розрядів, якщо за умовами експлуатації АЦП у складі системи неможливо досить часто здійснювати самокалібрування.

Число розрядів N_α , задіяних у надлишковому ЦАП, природно, більше ніж у двійковому N_2 й визначається зі співвідношення:

$$\alpha^{N_\alpha} = 2^{N_2} \Rightarrow N_\alpha = N_2 \cdot \log_\alpha 2. \quad (1.10)$$

Так, для побудови АЦП 16-ти розрядної точності ($N_2=16$) при $\alpha=1,618$ потрібен ЦАП на $N_\alpha=24$ розряду коду "золотої пропорції". Незважаючи на збільшення розрядної сітки, швидкодія АЦП на основі НПСЧ не зменшується, а навпаки, може бути істотно збільшена. Зазначений ефект виникає внаслідок витрати частини надмірності ваг розрядів на автокомпенсацію динамічних похибок із сигналу, що компенсує [43].

Відомо, що наявність при аналого-цифровому перетворенні динамічних похибок може призвести до появи розривів кодувальної характеристики. При правильному ж аналого-цифровому перетворенні наприкінці врівноважування похибка недовстановлення не повинна перевищувати половини молодшого розряду:

$$\Delta_g(t_{np}) = \left| A_{BX} - \sum_{i=0}^N Q_i(t-t_i) \right| \leq q/2, \quad (1.11)$$

де Δ_g – динамічна похибка квантування;

$Q_i(t-t_i)$ – вага i -го розряду, як функція від часу його включення t_i ;

$t_{np} = \Delta t \cdot N$ – сумарний час перетворення;

Δt – тривалість такту зрівноважування.

Наявність похибки на кожному з тактів зрівноваження може привести або до невключення необхідного розряду, або до помилкового включення розряду, що перевищує по своїй вазі некомпенсований сигнал. У двійкових АЦП зазначені помилки не можуть бути виправлені на наступних тактах зрівноважування й приводять до похибок зрівноважування, що проявляються в розривах передатної характеристики. Мінімальна тривалість такту у двійковому АЦП визначається значенням [10]:

$$t_2 = \tau \cdot (N_2 + 1) \cdot \ln 2, \quad (1.12)$$

де τ – постійна часу перехідних процесів.

В АЦП на основі НПСЧ поява помилок типу "невключення" розряду компенсується на наступних тактах перетворення за рахунок включення групи більш молодших розрядів. Усунення помилок через помилкове включення i -го розряду може бути досягнуто введенням додаткового аналогового сигналу $Q_{донi}$, що включає на час такту порівняння [49]. При цьому відбувається "форсування" перехідних процесів і відпадає потреба домагатися точного встановлення сигналу, що компенсує. На рис.1.8 і рис.1.9 наведено ілюстрацію перехідних процесів на виході схеми порівняння. Причому показано виникнення похибки квантування через помилкове включення розряду в АЦП, що функціонує за класичним принципом порозрядного наближення. На рис.1.9 показане функціонування АЦП на основі НПСЧ за модифікованим способом й використанням додаткового аналогового сигналу [36]. Тонкими лініями відображений ідеальний процес формування сигналу, що компенсує ($\tau=0$), а товстими – реальний, з урахуванням динамічних похибок недовстановлення. Значенню додаткового сигналу $Q_{дон}$ відповідає заштрихована ділянка на рис.1.9. З наведених рисунків видно, що введення додаткового аналогового сигналу запобігає неправильному включенню старшого розряду. Аналого-цифрове перетворення в другому випадку було виконано правильно, незважаючи на наявність значних динамічних похибок. Оптимальне значення додаткового сигналу для коду "золотої пропорції" на кожному такті зрівноважування дорівнює [49]:

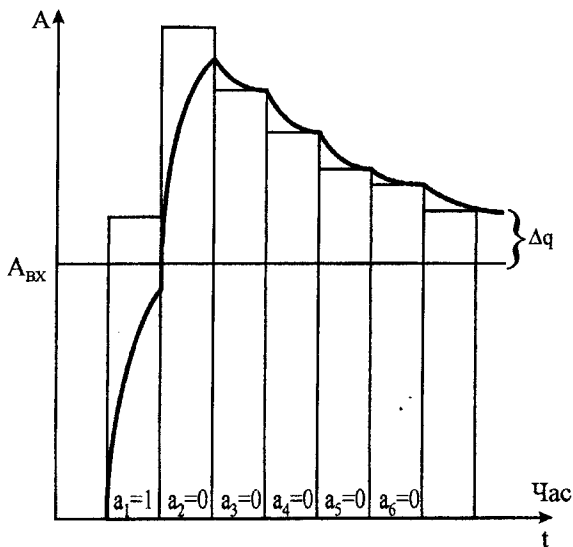


Рисунок 1.8. Перехідні процеси в класичному АЦП послідовного наближення

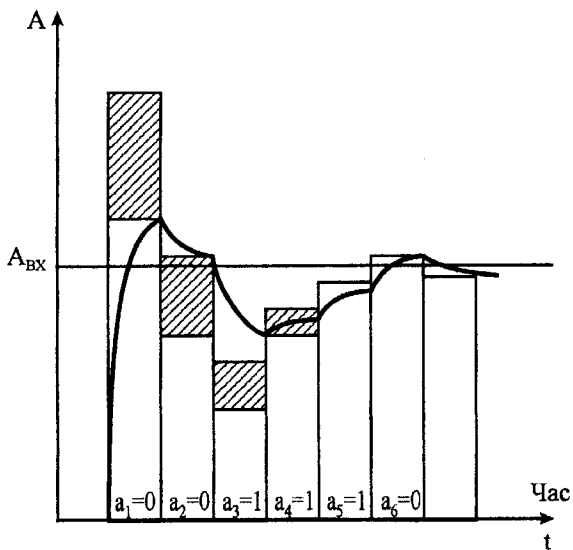


Рисунок 1.9. Перехідні процеси в АЦП послідовного наближення на основі НПСЧ

$$Q_{don,i} = Q_i \cdot \alpha^{-1}/2 \approx 0.3 \cdot Q_i. \quad (1.13)$$

Слід зазначити, що описаний модифікований спосіб порозрядного наближення є простим у технічній реалізації. Для формування $Q_{don,i}$ використовуються молодші стосовно i -го розряду основного ЦАП, що підключають за допомогою трохи зміненого регістра послідовного наближення. Отже, для збільшення швидкодії потрібно змінити тільки алгоритм роботи цифрової частини АЦП. Граничне значення динамічної похибки, компенсоване в модифікованому способі для НПСЧ на основі "золотої пропорції" становить $\alpha^{-3} \approx 0,236$ (23,6%) від ваги розряду. При експонентному перехідному процесі тривалість такту перетворення при цьому становить $1,5\tau$. Для порівняння: у двійковому 16-ти розрядному АЦП тривалість такту не повинна бути менше 12τ (1.12). Виграш по швидкодії з урахуванням подовження розрядної сітки становить 5,3 рази.

Таким чином в АЦП на основі НПСЧ, що функціонує за модифікованим способом порозрядного наближення вдається, незважаючи на подовження розрядної сітки, істотно збільшити швидкодію. Подальше збільшення швидкодії АЦП можливо за рахунок використання так званого адаптивного способу перетворення [50]. В останньому також використовується додатковий сигнал, однак його величина залежить від результату порівняння на попередньому такті.

Потенційні можливості розглянутих способів збільшення швидкодії можуть бути досягнуті тільки з урахуванням ряду факторів, пов'язаних з динамічними характеристиками ЦАП і схеми порівняння. Так, при перемиканні розряду важливим виявляється форма різницевого сигналу. Оптимальною є одноекспонентна форма залежності сигналу від часу, для якої й отримані наведені вище оцінки збільшення швидкодії. У реальних пристроях перехідні процеси відбуваються складніше: позначаються затримки включення розрядів, комутаційні перешкоди, перерегулювання, "затягування" і т.д. Вплив зазначених ефектів може бути зменшене за рахунок переходу на струмовий принцип побудови пристрою квантування й розробкою відповідних схемних рішень.

Описані вище способи підвищення точності й швидкодії САЦП на НПСЧ впливають на стратегію проектування аналогових пристроїв цих перетворювачів. З одного боку за наявності цифрового коригування ряду похибок схемотехніка спрощується. З іншого ж боку, наявність некоригованих похибок і прагнення розробників

максимально реалізувати потенційні можливості САЦП призводить до необхідності комплексного врахування факторів, характерних для прецизійних і швидкодіючих аналогових схем. Розробці структурних і схемних рішень АЦП, що самокорегуються, на НПСЧ присвячено ряд винаходів і друкованих праць авторів [51...61].

Актуальними є також і дослідження, пов'язані з поширенням методів коригування не тільки на квантувач САЦП, але й на інші аналогові пристрої, що забезпечують системні функції. Для вузлів вхідного пристрою й дискретизатора виявляється можливим досить просто здійснити коригування адитивних і мультиплікативних похибок. Водночас, методи коригування нелінійності, частотних і динамічних спотворень до теперішнього часу в достатній мірі не досліджені. Наявність у САЦП на НПСЧ убудованих обчислювальних засобів дозволяє також розширювати системні функції за рахунок попередньої обробки інформації. Доцільно включити в контур цифрового коригування не тільки аналогові пристрої АЦП, але й скоригувати систематичні похибки давачів фізичних величин, пристроїв задання взірцевих сигналів і т.д.

Як вже відзначалося, при розробці ІВС із використанням високоточних АЦП, необхідно оцінювати їхню ефективність по цілому ряду критеріїв. Сформулювати й зважити ці критерії виявляється можливим шляхом аналізу моделей аналогових пристроїв САЦП на НПСЧ. Уявляється, що результати такого аналізу повинні також сприяти новому підходу щодо нормування й вимірювання метрологічних характеристик АЦП у цілому.

Таким чином, розробка аналогових пристроїв САЦП на основі НПСЧ ставить ряд актуальних завдань, рішення яких потрібно для розвитку цього перспективного наукового напрямку й актуально для розробки високоточних вимірювальних систем.

2. СИСТЕМНИЙ АНАЛІЗ ПАРАМЕТРІВ АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ І МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АЦП, ЩО САМОКАЛІБРУЮТЬСЯ

2.1. Аналогові пристрої в узагальненій структурній схемі АЦП системного застосування, який самокоригується

З метою систематизації аналогових пристроїв по функціональних принципах розглянемо узагальнену структурну схему АЦП, що самокоригується, для систем точного вимірювання й оброблення низькочастотних сигналів. У процесі аналого-цифрового перетворення виконуються операції нормування, дискретизації й квантування. Ці операції виконуються над аналоговими сигналами і притаманні в тому або іншому вигляді всім типам АЦП, незалежно від принципу їхньої дії. На рис.2.1 наведено узагальнену структурну схему АЦП, що самокоригується, в якій виділимо вхідний пристрій, пристрій дискретизації (дискретизатор), пристрій квантування (квантувач) і цифровий обчислювально-керуючий блок (ОКБ).

Функції вхідного пристрою полягають в узгодженні і нормуванні вхідних аналогових сигналів, що надходять від різноманітних джерел по N вхідних каналах. Сигнали джерел необхідно погоджувати з колами АЦП за рівнем і по смузі спектра частот, тому до складу вхідного пристрою включено підсилювачі, що нормують (НП), і фільтри низької частоти (ФНЧ). У деяких системах необхідно виконувати також перетворення струму в напругу, імпедансу в напругу, перенесення спектру частот, детектування й т.д. Однак зазначені функціональні перетворення зв'язані більшою мірою зі специфікою використовуваних давачів фізичних величин і є предметом досліджень у відповідних галузях техніки. Тому надалі під джерелами вхідних сигналів АЦП будемо мати на увазі джерела напруги постійного або змінного струмів.

Вхідний пристрій АЦП, що самокоригуються, містить і специфічні вузли, необхідні для проведення коригування похибок: джерело опорної напруги (ДОН), формувач допоміжних сигналів (ФДС) і комутатор напруг (КН), що використовується для підключення ДОН і ФДС для самокоригування. Керування вхідним пристроєм здійснюється від ОКБ за допомогою сигналів керування коефіцієнтом підсилення НП, частоти зрізу ФНЧ, перемикачів КН і керування ФДС.

Пристрій дискретизації виконує часову прив'язку (датування)

відліків вхідних напруг. Функціонування пристрою дискретизації виконується поетапно: комутація одного з N вхідних каналів, вибірка напруги, фіксування моменту часу і запам'ятовування відповідної йому напруги. Функції пристрою дискретизації реалізуються комутатором каналів (КК) і підсилювачем вибирання-зберігання (ПВЗ). У ряді робіт КК розглядається включеним безпосередньо на вході АЦП [5, 62]. Таке рішення доречне або за відсутності необхідності в нормуванні і фільтрації вхідних сигналів, або за наявності значних запасів часу на встановлення НП і ФНЧ при перемиканні каналів. Спільний розгляд КК і ПВЗ у складі дискретизатора, як буде показано надалі, обґрунтовується наявністю загальних схемотехнічних рішень аналогових ключів і однотипових похибок. Крім того, при синтезі структур пристрою дискретизації КК і ПВЗ можуть бути об'єднані або змінено порядок їхнього включення. Керування КК і ПВЗ також повинне бути узгоджене й виконуватися безпосередньо в ході аналого-цифрового перетворення по сигналах вибору каналу і фіксації моменту часу. Ці сигнали повинні в загальному випадку задаватися від зовнішніх стосовно АЦП пристроїв. Специфіка АЦП, що самокоригуються, щодо цього полягає в тому, що керування КК і ПВЗ у режимі самокоригування може здійснюватися також і від ОКБ.

Необхідно також відзначити, що КК відсутній в одноканальних АЦП, а ПВЗ немає в інтегруючих, паралельних і дельта-сигма перетворювачах. У цій роботі зазначені типи АЦП не розглядаються, однак похибки дискретизації, що аналізувалися значною мірою носять загальний характер. Те ж стосується пристрою квантування, розглянутого як сукупність перетворювача код-струм (ПКС) і схеми порівняння струмів (СПС) АЦП порозрядного зрівноважування, що самокоригується. Струмовий принцип побудови ПКС і СПС забезпечує значні переваги по швидкодії й завадозахищеності порівняно із квантувачами напруг. Перетворення напруги у струм на виході дискретизатора може бути здійснено масштабним резистором R_m . Алгоритм і структура порозрядного перетворювача розглядаються як класичні не тільки в силу традицій, але і внаслідок можливості їхньої видозміни як у бік збільшення швидкодії (паралельно-послідовні й паралельні АЦП), так і в бік зменшення апаратних витрат (інтегруючі й дельта-сигма АЦП). Крім того, у теперішній час саме для АЦП порозрядного перетворення отримано найбільші успіхи в розвитку принципів самокоригування. Що ж стосується АЦП на основі надлишкових систем числення типу кодів Фібоначчі й "золотої пропорції", то способи коригування статичних і динамічних похибок в

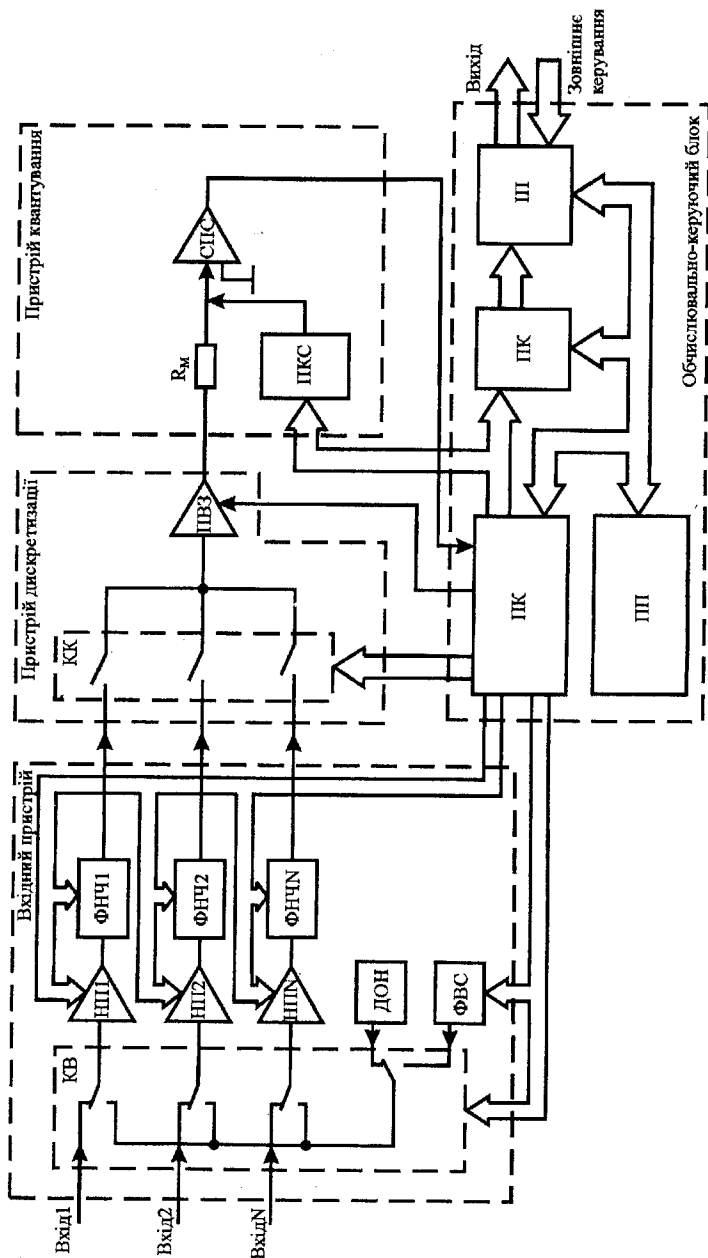


Рисунок 2.1. Узагальнена структурна схема АЦД, що самокалібрується

основному розглядалися стосовно порозрядного перетворення [44...50].

ОКБ являє собою цифрову частину АЦП, що самокоригується, і для здійснення самокалібрування в ньому в загальному випадку передбачається процесорний пристрій (ПП). ПП будується на базі мікропроцесорного комплекту або спецпроцесора і виконує необхідні для самокоригування обчислення по заданій програмі. ПК забезпечує внутрішню синхронізацію і керування аналоговими пристроями в режимах, як перетворення, так і в самокалібрування. ПК здійснює перетворення робочого коду НПСЧ у двійковий під час циклу перетворення з урахуванням результатів самокалібрування. ПП необхідно для узгодження вхідних і вихідних цифрових сигналів АЦП із зовнішніми і інтерфейсними шинами для роботи у складі ПЕОМ, інформаційно-вимірювальних систем, приладів і т.д.

У наведеній на рис.2.1 структурній схемі АЦП, що самокоригується, відзначимо також наявність зворотних зв'язків, що діють у режимі самокоригування як у явному (шляхом підключення на вхід ДОН і ФДС), так і в неявному вигляді (за допомогою використання вимірюваних при виготовленні АЦП ваг молодших розрядів ПКС і напруги ДОН). Власне, наявність зворотного зв'язку і може характеризувати АЦП що самокоригується, а його глибина й ступінь охоплення аналогових вузлів визначає досяжний рівень характеристик.

Таким чином, ґрутуючись на класифікації аналогових пристроїв САЦП за функціональною ознакою, можна виділити вхідний пристрій, дискретизатор і квантувач. Зазначені пристрої відрізняються методами перетворення сигналів, що дозволяє провести роздільний аналіз їхніх похибок, а також розробити окремі й узагальнені критерії оптимального проектування. Тим самим будуть сформовані вихідні дані для синтезу і дослідження структурних і схемних рішень аналогових пристроїв.

2.2. Визначення взаємозв'язків між критеріями ефективності й метрологічними характеристиками АЦП

В основі запропонованого підходу щодо системного проектування аналогових пристроїв САЦП покладено критерії якості й ефективності. Стосовно АЦП розроблене значне число таких критеріїв [63...65]. Як правило, вони зводяться до комплексного врахування точності, швидкодії, конструктивних параметрів і вартості при розв'язанні певного класу завдань. З розвитком техніки аналого-цифрового перетворення змінювалися й деталізувалися критерії якості

й ефективності. Так В. Б. Смоловим [63] запропоновано показник відносної швидкодії, обумовлений як відношення максимальної частоти перетворення до середньої собівартості АЦП. Е. Й. Гітисом [64] розглянуто інформаційно-апаратурний критерій у вигляді відношення пропускну здатності до апаратурних витрат. В. С. Мойсєєвим [65] показано, що узагальнений критерій ефективності може будуватися на основі трьох складових: точності або швидкодії, надійності й вартості. Запропонований евристичний алгоритм синтезу критеріїв ефективності по зазначених складових приводить до розгляду інформаційної продуктивності як функції від похибки АЦП при заданій швидкодії. О. І. Кондалєвим [5] уведено поняття автономної й системної ефективності, які визначаються відповідно власними характеристиками перетворювачів і їхніх властивостей при роботі у складі систем. Виділено також критерії: комерційної, утилітарної (споживчої) і потенційної (номінальної) ефективності.

Перераховані критерії не повною мірою характеризують особливості аналогових пристроїв САЦП в їхньому взаємозв'язку із загальною ефективністю вимірювальної системи. Особливо це позначається на етапі розробки. Тому доцільно використовувати критерії ефективності, які відповідають повному складу всіх параметрів. Покажемо, що забезпечення ефективності аналогових пристроїв САЦП для ІВС на етапі розробки може бути зведене до оптимізації цільової функції від метрологічних характеристик при заданих обмеженнях за вартістю й надійністю.

Поняття потенційної ефективності тісно пов'язане з поняттям потенційної системи, що використовується при аналізі й синтезі складних систем [66]. При цьому можна сформулювати завдання багатокритеріальної оптимізації як пошук максимуму цільової функції ефективності, представленої у вигляді [67]

$$F(k_1, k_2, \dots, k_n) = \sum_{i=1}^n a_i \left(\frac{k_i - k_{инг}}{k_{инк} - k_{инг}} \right)^{b_i}, \quad (2.1)$$

де a_i – ваговий коефіцієнт, що враховує важливість i -го параметра для конкретної галузі застосування АЦП;

k_i – числове значення окремого критерію (параметра);

$k_{инк}$, $k_{инг}$ – відповідно найкраще й найгірше значення i -го параметра в межах його змінення;

b_i – показник ступеня нелінійності, що характеризує лінійну ($b_i = 1$), увігнуту ($b_i > 1$) або опуклу ($0 < b_i < 1$) ділянки S -подібної кривої вдосконалення i -го параметра на даній стадії розвитку

техніки [68], враховує витрати на наближення k_i до $k_{\text{інк}}$.

У загальному випадку пошук максимуму цільової функції (2.1) може базуватися на врахуванні обмежень у вигляді нерівностей

$$\Psi_j(k_1, k_2, \dots, k_n) < 0, \quad j \leq i. \quad (2.2)$$

Основні труднощі складання цільової функції (2.1) складаються в необхідності застосування експертних методів для визначення a_i і b_i . Водночас (2.1) можна розглядати як найпростіший приклад багатокритеріальної цільової функції, що вказує на необхідність розробки набору окремих критеріїв ефективності.

Однією з вимог набору окремих критеріїв, які враховуються, є їхня повнота, однозначність і незалежність. Щодо метрологічних характеристик АЦП виходимо на необхідність визначення комплексу статичних і динамічних характеристик, що використовуються для нормування похибок засобів вимірювань.

Основними вимогами для складання комплексу нормованих метрологічних характеристик є [69]:

достатність (повнота) характеристик, що входять до складу комплексу для розрахунку похибок результатів вимірювань;

однозначність і можливість перевірки відповідності реальних значень характеристик нормованим;

незалежність нормованих характеристик одна від одної та від зовнішніх факторів.

Таким чином, оцінювання ефективності технічних рішень АЦП є невіддільним від аналізу метрологічних характеристик. Останні можуть слугувати частинними критеріями цільової функції ефективності. З іншого боку, комплекс нормованих статичних і динамічних характеристик по своїй повноті й однозначності повинен забезпечувати виявлення взаємозв'язку похибок АЦП і ІВС у цілому з похибками їх окремих аналогових пристроїв і вузлів. Іншими важливими моментами є незалежність даних, які входять у комплекс нормованих метрологічних характеристик, простота їхнього оцінювання і вимірювання при проведенні досліджень і випробувань. Аналогічно, при оцінюванні ефективності також необхідно прагнути незалежності окремих критеріїв, тому що це зменшує число обмежень (2.2) і спрощує пошук екстремуму цільової функції (2.1).

Нормуванню і визначенню статичних і динамічних характеристик АЦП присвячене значне число праць [63...65]. Статичні характеристики (інтегральна й диференціальна нелінійності, абсолютна похибка) досліджені досить повно, тому що вони властиві широкому класу цифрових вимірювальних приладів і просто піддаються оцінюванню

по статичній перетворювальній характеристиці. Динамічні характеристики відпрацьовані значно гірше, а стандартні методики, що рекомендують, їхнього оцінювання (ДСТУ 8.009-91, РД 50-14Р) за допомогою вимірювання перехідної характеристики, часу перетворення, похибки датування відліків для високоточних АЦП часто важко реалізуються. З іншого боку, для застосування АЦП у низькочастотній (звуковий) техніці й у системах оброблення сигналів висуваються певні вимоги щодо динамічних характеристик у частотній області. До останніх, наприклад, відносяться: амплітудно- і фазочастотні характеристики, нелінійні спотворення, відношення сигнал/шум.

Очевидно, що необхідність урахування багатьох складових статичної і динамічної похибок відпала б у випадку, якби було встановлено функціональний взаємозв'язок між вхідною напругою АЦП $U_{вх}(t)$ і його вихідним кодом $K_{вих}$ з урахуванням усіх похибок:

$$K_{вих} = F(U_{вх}(t), S, d), \quad (2.3)$$

де S і d - відповідно множини значень статичних і динамічних похибок. Із цих множин і можна виділити окремі критерії якості K_i , що входять до цільової функції ефективності (2.1), призначити вагові коефіцієнти a_i залежно від призначення АЦП і показники ступеня b_i залежно від складності одержання найкращих значень K_i . Обмеження за вартістю й надійністю АЦП можна розглядати у вигляді нерівностей (2.2). У такий спосіб вдалося б одержати в явному вигляді всі вихідні дані для оптимізації цільової функції (2.1), тобто вирішити завдання синтезу АЦП із максимальною ефективністю.

Задача опису АЦП моделлю з різних позицій ставилася й раніше. В [65] розглядається інформаційно-статистичний підхід, недоліком якого є труднощі переходу від загальноприйнятих характеристик до їхньої імовірнісної інтерпретації й навпаки. В [5] відзначається, що аналогову частину АЦП можна було б описувати диференційними рівняннями, а цифрову – апаратом дискретної логіки, однак взаємне узгодження цих описів ускладнено. Запропонований спосіб опису за допомогою операторних схем алгоритму функціонування є зручним для синтезу й аналізу структур АЦП і ЦАП, але не для аналізу похибок перетворення.

Пропонується інший підхід до побудови моделі аналого-цифрового перетворення типу (2.3). Суть його є такою:

1) метою аналізу є встановлення взаємозв'язку між вхідним сигналом АЦП, передатними функціями і похибками окремих аналогових пристроїв (вхідного пристрою, дискретизатора,

квантувача) з вихідним кодом;

2) рівняння або його окремі складові повинні передбачати можливість виділення окремих критеріїв ефективності цільової функції (2.1);

3) функціонали й змінні повинні мати простий фізичний зміст, бути доступними вимірюванню і водночас основою побудови комплексу нормованих статичних і динамічних характеристик. Повинні також приводитися взаємозв'язки між використовуваними змінними й загальноприйнятим трактуванням метрологічних характеристик;

4) залежності можуть бути представлені як в аналітичному, так і в алгоритмічному вигляді, зручному для моделювання на ЕОМ;

5) повинна бути виділена специфіка АЦП, що самокоригуються за рахунок зменшення похибок, які можуть бути піддані коригуванню.

2.3. Аналіз статичних і спектральних моделей і похибок вхідного пристрою

Виконаємо побудову моделі аналого-цифрового перетворення в аналітико-алгоритмічному виді, тобто у вигляді аналітичних виражень і алгоритмічних операцій, доступних для реалізації у вигляді програми однією з мов високого рівня або математичним пакетом [70]. Відповідно до прийнятої в підрозділі 2.1 розбивки АЦП, що самокоригується, на вхідний пристрій, дискретизатор і квантувач, вираз (2.3.) можна зобразити у вигляді:

$$K_{\text{вих}} = F_{\kappa}(F_{\partial}(F_{\text{ен}}(U_{\text{вх}}(t))))), \quad (2.4)$$

де $F_{\text{ен}}$, F_{∂} , F_{κ} – функції перетворення вхідного пристрою, дискретизатора й квантувача відповідно. Наведений вираз прямо не є добутком передатних функцій послідовно з'єднаних чотириполосників, оскільки дискретизатор і квантувач є істотно нелінійними пристроями й вносять розриви як за часом, так і за амплітудою сигналу.

Функцію перетворення вхідного пристрою представимо у вигляді композиції статичної передатної характеристики $U_{\text{вих.ен}} = f(U_{\text{вх}})$, комплексної частотно-частотно-залежної характеристики $K_{\text{ен}}(j\omega t)$ і наведених по входу шумів $\zeta(t)$. Статична передатна характеристика може бути апроксимована багаточленом:

$$U_{\text{вих.ен}}(U_{\text{вх}}) = a_0 + a_1 \cdot U_{\text{вх}} + \sum_{i=2}^{\infty} a_i \cdot U_{\text{вх}}^i, \quad (2.5)$$

де a_0 – адитивна складова (зсув "нуля");

a_1 - мультиплікативна складова (коефіцієнт підсилення);

a_i - нелінійні коефіцієнти, що характеризують відхилення форми статичної передатної характеристики від прямої лінії. Як правило, у розрахунках обмежуються $i \leq 5$.

Відхилення a_0, a_1, a_i от ідеальних значень a_{0u}, a_{1u}, a_{iu} визначають похибки:

адитивну

$$\Delta_0 = a_{0u} - a_0, \quad (2.6)$$

мультиплікативну

$$\Delta_m = \frac{a_1}{a_{1u}}, \quad (2.7)$$

і похибку лінійності

$$\Delta_l = \max_{U_{ex}} \left[\frac{\sum_{i=2}^{\infty} (a_i - a_{iu}) \cdot U_{ex,i}}{a_1 \cdot U_{ex}} \right]. \quad (2.8)$$

Вираз (2.6) описує абсолютну, а (2.7) і (2.8) – відносні похибки. У більшості випадків ідеальні значення адитивної похибки й нелінійності дорівнюють нулю, тому (2.6) і (2.8) можуть бути спрощені. Необхідно також відзначити, що експериментально a_0 і a_1 як правило, визначаються по апроксимуючій прямій, тому розрахунок Δ_l по вираженню (2.8) замінюється розрахунком максимального відхилення значень $U_{вих.сп}$ від прямої:

$$U'_{вих.сп} = a'_0 + a'_1 \cdot U_{ex}, \quad (2.9)$$

тобто

$$\Delta'_l = \max_{U_{ex}} (U'_{вих.сп} - U_{вих.сп}). \quad (2.10)$$

Описаний спосіб визначення похибок передатної характеристики застосуємо не тільки до вхідного пристрою, але й до дискретизатора, квантувача й АЦП у цілому, за умови "гладкої" (інтегральної) нелінійності характеристик останніх.

Оцінимо можливості коригування похибок статичної передатної характеристики вхідного пристрою в АЦП, що самокоригуються.

Очевидно, що для зменшення адитивної і мультиплікативної похибки застосовні методи автокалібрування шляхом підключень на вхід нульової й опорної напруг із визначенням і наступним урахуванням зсуву "нуля" і змінення коефіцієнта підсилення:

$$\tilde{\Delta}_0 = U_{\text{вих}}(0); \quad (2.11)$$

$$\tilde{\alpha}_1 = \frac{U_{\text{вих}}(U_{\text{дон}}) - U_{\text{вих}}(0)}{U_{\text{дон}}}, \quad (2.12)$$

де $U_{\text{дон}}$ - напруга ДОН.

Зазначений спосіб автокалібрування найпростіший, але водночас оцінки $\tilde{\Delta}_0$ й $\tilde{\alpha}_1$, що є в (2.5), визначаються з похибкою лінійності статичної характеристики в точках $U_{\text{вх}}=0$ і $U_{\text{вх}}=U_{\text{дон}}$ відповідно. Коригування похибки лінійності є складнішим, тому, що вимагає для визначення складових нелінійності i -го порядку відповідного числа вхідних вузлових відліків опорної напруги. При цьому може бути виконана інтерполяція статичної передатної характеристики поліномом Лагранжа [70]:

$$U_K(U_x) = \sum_{j=0}^n U_{\text{дон},j} \frac{(U_x - U_0)(U_x - U_1) \dots (U_x - U_{j-1})(U_x - U_{j+1}) \dots (U_x - U_n)}{(U_j - U_0)(U_j - U_1) \dots (U_j - U_{j-1})(U_j - U_{j+1}) \dots (U_j - U_n)}, \quad (2.13)$$

де $U_{\text{дон},j}$, $j=0 \dots n$ -вузлові напруги ДОН;

U_j , $j=0 \dots n$ -вхідні напруги, що відповідають $U_{\text{дон},j}$;

U_x - вихідна напруга в довільній точці діапазону;

$U_K(U_x)$ - відкориговане значення U_x .

Поліном Лагранжа (2.13) для безпосереднього обчислення у ОКБ АЦП досить складний, крім того, апаратурні витрати на побудову ДОН з рівнями опорної напруги можуть бути істотними. Зменшення числа обчислень при незначному зниженні точності може бути досягнуто методом кусочно-лінійної інтерполяції, коли враховуються тільки сусідні відліки статичної характеристики:

$$U_K(U_x) = \frac{U_{\text{дон},j}(U_x - U_{j-1}) - U_{\text{дон},j+1}(U_x - U_j)}{(U_x - U_{j+1})} \quad (2.14)$$

для $U_j \leq U_x \leq U_{j+1}$; $j=0, n-1$.

Апаратурної ж витрати на побудову ДОН значно скорочуються, якщо ґрунтуватися не на абсолютних значеннях опорних напруг, а на співвідношеннях між ними:

$$\left. \begin{aligned} U_0/U_1 &= b_1 \\ U_0/U_2 &= b_2 \\ &\vdots \\ U_0/U_j &= b_j \\ &\vdots \\ U_0/U_n &= b_n \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

Коефіцієнти $b_1 \dots b_n$ у системі рівнянь (2.15) визначаються або на етапі виготовлення ДОН, або, як це запропоновано в [71], безпосередньо при самокоригування АЦП після коригування лінійності квантувача. Запропонований метод є ефективним при коригуванні нелінійності швидкодіючих або гальванічно розв'язаних підсилювачів.

Розглянемо динамічні характеристики вхідного пристрою. У частотному представленні вхідний пристрій як лінійний чотирьохполосник характеризується комплексною передатною характеристикою $K(j=0)$, що складається з амплітудно-частотної і фазо-частотної характеристик (АЧХ і ФЧХ). Взаємозв'язок між вхідним $U_{вх}(t)$ і вихідним сигналом $U_{вих}(t)$ установлюється через $K(j\omega)$ зворотним перетворенням Фур'є

$$U_{вих}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} E(\omega) \cdot K(j\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega, \quad (2.16)$$

де $E(\omega)$ – спектральна щільність вхідного сигналу:

$$E(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_{вх}(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot d\omega. \quad (2.17)$$

Відзначимо, що співвідношення між $U_{вих}(t)$ і $U_{вх}(t)$ може бути представлене також за допомогою не частотних, а часових функцій. Інакше кажучи, для аналізу ланцюга можна використати як спектральний метод, так і метод інтеграла накладення [72]. Однак, при проектуванні підсилювачів, що нормують, і особливо фільтрів як складових частин вхідного пристрою прийнято аналізувати частотні характеристики. Водночас, часові характеристики пристрою – імпульсна характеристика $g(t)$ (реакція на одиничний імпульс у вигляді дельта-функції) або перехідна функція $h(t)$ (реакція на одиничний стрибок) пов'язані з передатною функцією й між собою:

$$K(j\omega) = \int_0^{\infty} g(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot d\omega; \quad (2.18)$$

$$h(t) = \int_0^t g(x) \cdot dx. \quad (2.19)$$

Тому аналіз вхідного пристрою в частотній галузі відбиває і його часові характеристики, будучи в цьому випадку більше простим і адекватним методом дослідження. Навпаки, як буде показано нижче, для аналізу перехідних процесів у пристрої дискретизації доцільно розглядати часові характеристики, отримані шляхом безпосереднього їхнього вимірювання.

Амплітудно-частотна характеристика являє собою функцію модуля комплексної передатної характеристики:

$$A(\omega) = (\operatorname{Re}(K(j\omega)))^2 + (\operatorname{Im}(K(j\omega)))^2 \quad (2.20)$$

фазочастотна – її аргументу:

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(K(j\omega))}{\operatorname{Re}(K(j\omega))}. \quad (2.21)$$

Оцінювання АЧХ і ФЧХ вхідного пристрою пропонується здійснювати у трьох частотних смугах: смуга пропускання, перехідна смуга й смуга придушення. Зміст зазначених смуг збігається з аналогічними поняттями, прийнятими при проектуванні фільтрів [73]. Специфіка полягає в урахуванні похибок, пов'язаних із застосуванням АЦП. Насамперед позначається необхідність зіставлення потенційної точності АЦП і похибок АЧХ і ФЧХ у смузі пропускання. Нерівномірність АЧХ у смузі вхідних частот від ω_s до ω_n прийнято розраховувати виходячи з максимального відхилення від опорного значення $A(\omega_0)$:

$$\Delta_{AЧХ} = \max |A(\omega) / A(\omega_0)|. \quad (2.22)$$

Якщо значення опорної частоти ω_0 не задано, то за $A(\omega_0)$ може бути обране середнє, мінімальне або максимальне зі значень $A(\omega)$. Звичайно висувається вимога до значення $\Delta_{AЧХ}$ у вигляді

$$\Delta_{AЧХ} \leq \Delta_{АЦП}, \quad (2.23)$$

де під $\Delta_{АЦП}$ мається на увазі одна з характеристик АЦП,

наприклад, пов'язана з його розрядністю $\Delta_{AЧХ} = 1/2^N$.

Незважаючи на простоту наведених вище виразів, зазначений метод оцінювання АЧХ має ряд недоліків. По-перше, $\Delta_{AЧХ}$, обчислена за формулою (2.22), є точковою оцінкою, тобто не відтворює відхилення АЧХ від ідеальної у всьому діапазоні частот. По-друге, "ціна" відхилення АЧХ на різних частотах неоднакова. Оскільки спектр вхідного сигналу $E(\omega) = |E(j\omega)|$ у багатьох випадках не є рівномірним, то на форму сигналу на виході вхідного пристрою основний вплив здійснюють ділянки АЧХ із більшою щільністю спектра.

Виходячи з вищесказаного, пропонується ввести інтегральну оцінку похибки АЧХ у смузі пропускання з урахуванням модуля спектральної щільності вхідного сигналу:

$$\Delta_{AЧХ}^i = \frac{1}{(\omega_s - \omega_n) \cdot E(\omega_0)} \int_{\omega_n}^{\omega_s} E(\omega) \cdot \left| 1 - \frac{A(\omega)}{A(\omega_0)} \right| \cdot d\omega. \quad (2.24)$$

Як видно з порівняння (2.24) і (2.16), запропонований вираз для оцінювання нерівномірності АЧХ по виду підінтегральної функції аналогічний виразу для розрахунку вихідного сигналу $U_{вих}(t)$ по спектральній щільності вхідного сигналу $E(j\omega)$ і передатній характеристиці $K(j\omega)$.

Врахування спектральної щільності вхідного сигналу в розрахунку в ряді застосувань значно змінює вимоги до вхідного пристрою АЦП. Так, наприклад, якщо вхідний пристрій 16-розрядного АЦП для роботи в зоні звукових частот від 20 Гц до 20 кГц має однополосну АЧХ вигляду:

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega}{\omega_c}}}, \quad (2.25)$$

де ω_c - частота зрізу, оцінювана за рівнем спаду АЧХ

$$A(\omega_0)/A(0) = 1/\sqrt{2} \approx 0.707 \quad (-3 \text{ дБ}).$$

Якщо для обчислення нерівномірності АЧХ застосувати формулу (2.22), то, відповідно до нерівності (2.23), для $\Delta_{AЧХ} \leq 0.0015\%$ можна одержати, що частота зрізу ω_c повинна в 300 разів перевищувати верхню частоту звукового діапазону $\omega_s = 20$ кГц, тобто бути рівної $\omega_s = 6$ МГц. Однак необхідно врахувати, що усереднений спектр звукових сигналів має спад на вищих частотах 5-20 кГц до

25-40 дБ (20-100 разів) [7]. Тоді, скориставшись уведеною інтегральною оцінкою $\Delta_{AЧХ}^i$ за формулою (2.24) можна показати, що частота зрізу вхідного пристрою ω_s повинна бути всього лише в 20 разів вище ω_n , тобто становити $\omega_s=400$ кГц. Розробка такого вхідного пристрою АЦП, звичайно, є значно простішою.

Уведемо, користуючися тими ж міркуваннями, інтегральну оцінку нелінійності ФЧХ:

$$\Delta_{\PhiЧХ}^i = \frac{1}{(\omega_s - \omega_n) \cdot E(\omega_0)} \int_{\omega_n}^{\omega_s} E(\omega) \cdot |\varphi(\omega) - \varphi_n(\omega)| \cdot d\omega, \quad (2.26)$$

де $\varphi(\omega)$ може бути представлена у вигляді багаточлена, аналогічно статичній передатній характеристиці

$$\varphi(\omega) = b_0 + b_1 \cdot \omega + \sum_{i=2}^{\infty} b_i \cdot \omega^i. \quad (2.27)$$

Звідси визначається лінійна частина $\varphi_n(\omega)$

$$\varphi_n(\omega) = b_0 + b_1 \cdot \omega. \quad (2.28)$$

Лінійна частина ФЧХ обрана як база порівняння через те, що пристрій з лінійною ФЧХ являє собою елемент затримки й не вносить спотворень у форму сигналу. Іншими словами, для лінійної ФЧХ характерною є сталість групового часу запізнювання $g(\omega)$:

$$g(\omega) = -\frac{d\varphi_n(\omega)}{d\omega} = const. \quad (2.29)$$

Розглянемо вплив характеристик ФНЧ у перехідній смузі і смузі подавлення на точність АЦП. При цьому визначальною є необхідність придушення спектральних складових вхідного сигналу, що перевищують половину частоти дискретизації АЦП. Порушення цієї умови приводить до ефектів антинакладення спектрів [75], пов'язаних із дзеркальним відбиттям спектра вхідного сигналу від частоти дискретизації й кратних їй частот ω_g , $2\omega_g$, $3\omega_g$ і т.д. Визначимо інтегральні похибки антинакладення спектрів при відомих АЧХ фільтра $A(\omega)$ і модулі частотного спектра сигналу $|E(\omega)|$ як відношення частки позасмугових складових сигналу (частоти понад $\omega_g/2$) до частки унутрішньосмугових на виході фільтра НЧ:

$$\Delta_a = \frac{\int_{\omega_g/2}^{\infty} |E(\omega)| \cdot A(\omega) \cdot d\omega}{\int_0^{\omega_g/2} |E(\omega)| \cdot A(\omega) \cdot d\omega}, \quad (2.30)$$

де $|E(\omega)|$ й $A(\omega_0)$, як і раніше, являють собою модуль спектральної характеристики вхідного сигналу й АЧХ фільтра НЧ відповідно.

Уведені вираження (2.24), (2.26) і (2.30) для інтегральних оцінок нерівномірності АЧХ, нелінійності ФЧХ і похибки антинакладення спектрів дозволяють визначити вимоги до вхідних підсилювачів і фільтрів. При цьому, як було продемонстровано на прикладі вхідного підсилювача для звукових сигналів, ці оцінки можуть істотно змінити підхід до проектування.

Водночас, проблема побудови вхідних пристроїв для високоточних АЦП залишається актуальною. Особливо це стосується активних фільтрів НЧ. Розрахунки показують, що для тих же звукових частот для типового 16-ти розрядного АЦП із частотною дискретизацією 48 кГц в ідеалі необхідний ФНЧ із нерівномірністю АЧХ у смузі 20 Гц – 24 кГц не більше 0,0015 дБ, перехідною смугою 20-24 кГц і придушенням у смузі згасання від 24 кГц більше 80 дБ [2]. Спільне врахування зазначених параметрів призводить до значних витрат на реалізацію ФНЧ. Водночас зниження вимог до ФНЧ може бути досягнуто підвищенням частоти дискретизації АЦП із подальшою цифровою фільтрацією й децимацією [21]. Такий підхід найбільш привабливий за наявності цифрових фільтрів-дециматорів в інтегральному виконанні. Стримуючим фактором є також обмежена швидкодія АЦП. З іншого боку, за наявності у вимірювальній системі високоточних ЦАП і обчислювального пристрою виявляється можливим організувати спеціальну процедуру коригування АЧХ і ФЧХ фільтрів НЧ.

Вище розглянуто частотні характеристики вхідного пристрою, які повною мірою можуть бути поширені й на характеристики АЧХ і ФЧХ, пристрою дискретизації й АЦП у цілому. Ще більший ступінь впливу мають нелінійні спотворення й шуми. Вони практично однаковою мірою позначаються на проектуванні вхідного пристрою, дискретизатора й квантувача. У вхідному пристрої основним джерелом нелінійних спотворень є нелінійність статичної передатної характеристики, зменшена глибина зворотного зв'язку на високих частотах. Шуми визначаються вхідними каскадами підсилювачів і т.д. У дискретизаторі нелінійні спотворення виникають в основному як

наслідок обмеженої швидкості відстеження зростання сигналу, похибки датування відліків, через проходження сигналу на вихід ПВЗ у режимі зберігання. У квантувачі спотворення й шуми пов'язані з інтегральною й диференціальною нелінійністю, з перехідними процесами при зрівноважуванні. Таким чином, нелінійні спотворення й шуми слугують одними з основних узагальнюючих параметрів для аналізу похибок аналогових пристроїв і АЦП у цілому.

Нелінійні спотворення прийнято вимірювати при подачі на вхід пристрою гармонійного сигналу частотою ω_0 і оцінювати за рівнем гармонік вихідного сигналу з кратними частотами $2\omega_0, 3\omega_0, \dots, n\omega_0$. Коефіцієнт нелінійних спотворень прийнято визначати як відношення середньоквадратичних сум напруги гармонік до напруги сумарного сигналу на виході

$$K_{nn}(\omega) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n U^2(i\omega_0)}}{\sqrt{\sum_{i=1}^n U^2(i\omega_0)}}. \quad (2.31)$$

Поряд з коефіцієнтом нелінійних спотворень може застосовуватися коефіцієнт гармонік

$$K_2(\omega) = \sqrt{\sum_{i=2}^n U^2(i\omega_0)} / U(\omega_0). \quad (2.32)$$

Очевидно, що для розрахунку числових значень напруг гармонік $U(i\omega_0)$ може бути застосоване розкладання вихідного сигналу в ряд Фур'є. При цьому для більшості сигналів ряд Фур'є є спадаючим, тому, як правило, у виразах (2.31) і (2.32) обмежуються числом $n \leq 5$. Однак на частотах, близьких до верхньої межі смуги пропускання ω , неможливо виділити гармоніки $i\omega_0$ для їхнього застосування у виразах (2.31) або (2.32). Тому вимірювання проводять методом різницевого тону [74]. Тестовий сигнал формується у вигляді суми двох гармонік:

$$U_{ax}(t) = U_1 \cdot \sin(\omega_1 t) + U_2 \cdot \sin(\omega_2 t), \quad (2.33)$$

де $U_1 = U_2$, $(\omega_1 - \omega_2) \leq \omega_e / 2$

Пройдення сумарного сигналу через нелінійний пристрій приводить до появи напруг з комбінаційними частотами $(\omega_1 - \omega_2)$, $(2\omega_1 - \omega_2)$, $(2\omega_2 - \omega_1)$ і т.п. Прийнято розрізняти нелінійні спотворення другого порядку:

$$K_{p2} = 2 \frac{U(\omega_1 - \omega_2)}{U(\omega_1) + U(\omega_2)}, \quad (2.34)$$

і нелінійні спотворення третього порядку :

$$K_{p3} = \frac{4}{3} \cdot \frac{U(2\omega_2 - \omega_1) + U(2\omega_1 - \omega_2)}{U(\omega_1) + U(\omega_2)}. \quad (2.35)$$

Шуми пристроїв і АЦП у цілому можна розділити на інтегральні, зважені, шуми дискретизації й квантування. Інтегральні шуми вимірюються при відсутності вхідного сигналу. Вони виникають в аналогових пристроях АЦП за рахунок теплових флуктуацій струмів в електрорадіоелементах (через завади від цифрової частини) від зовнішніх електричних і магнітних полів. В остаточному підсумку інтегральні шуми можуть бути наведені по входу аналогового пристрою або АЦП у вигляді джерела еквівалентної напруги шуму $e_{шi}$. При цьому рівень шуму можна зв'язати із вхідним діапазоном напруг у вигляді відношення сигналу до діючого значення шуму, проінтегрованого по частотному спектру

$$S_{шi} = \frac{U_{ex.max}}{\sqrt{\int_{\omega_n}^{\omega_g} e_{ш}^2(\omega) \cdot d\omega}} \quad (2.36)$$

Зважений шум визначається через інтегральний з урахуванням частотозалежної вагової функції $V(\omega)$, що виражає ступінь значимості шуму на конкретній частоті:

$$S_{шз} = \frac{U_{ex.max}}{\sqrt{\int_{\omega_n}^{\omega_g} e_{ш}^2(\omega) \cdot V(\omega) \cdot d\omega}} \quad (2.37)$$

Наприклад, у звуковій техніці під $V(\omega)$ мають на увазі помітність шумів, пов'язану із чутливістю людського вуха. При цьому зважений шум називають психометричним, а вагову функцію $V(\omega)$ приводять у стандартах на характеристики звукової апаратури [74]. При зміні спектральних складових шуму $e_{ш}(\omega)$ на виході АЦП за допомогою дискретного перетворення Фур'є [75] інтеграл у виразах (2.36) і (2.37) замінюється середньоквадратичною сумою:

$$\sqrt{\int_{\omega_n}^{\omega_s} e_{ш}^2(\omega) \cdot d\omega} \approx \sqrt{\sum_{i=0}^N e_{ш}^2(\omega_i)}, \quad (2.38)$$

де N – число спектральних відліків аналізованих у діапазоні частот від ω_n до ω_s .

Шуми дискретизації й квантування на відміну від інтегрального й зваженого шумів характеризують властивості АЦП при впливі сигналу. Розрахунок цих видів шумів аналогічний розрахунку інтегрального шуму за винятком спектральних складових вхідного сигналу і його гармонік $e(j\omega)$, що враховують як нелінійні спотворення:

$$S_{шдк} = \frac{U_{ax, max}}{\sqrt{\int_{\omega_n}^{\omega_s} \left(e_{ш}(\omega) - e_c(\omega) - \sum_{i=1}^n e(i\omega) \right) \cdot d\omega}}. \quad (2.39)$$

Проаналізовані статичні й динамічні характеристики вхідного пристрою у своїй більшості аналогічні таким, що використовуються в теорії лінійних підсилювальних пристроїв. Водночас, специфіка САЦП для систем вимірювання й оброблення низькочастотних сигналів вимагає введення таких параметрів, як інтегральні оцінки нерівномірності АЧХ, нелінійності ФЧХ, похибка від антинакладення спектрів. У процесі аналізу виявлена також можливість коригування адитивної і мультиплікативної похибок, нелінійності статичної перетворювальної характеристики, похибок АЧХ і ФЧХ вхідного пристрою.

2.4. Аналіз динамічних похибок дискретизатора

При аналізі пристрою дискретизації інтерес у першу чергу викликають динамічні характеристики, оскільки статична передатна характеристика не має особливостей порівнянно з аналогічною характеристикою вхідного пристрою. Введені вище частотні характеристики (АЧХ, ФЧХ, спотворення й шуми) також можуть застосовуватися для опису комутаторів після встановлення перехідних процесів і для опису ПВЗ у режимі відстеження вхідного сигналу (режим вибірки). Динамічні ж характеристики комутаторів і ПВЗ з урахуванням перехідних процесів мають специфіку, що вимагає їхнього окремого аналізу в часовому представленні.

Запишемо вихідні напруги комутатора після встановлення

перехідних процесів комутації у вигляді

$$U_{\text{вих.к}}(t) = \sum_{i=1}^N m_i U_{\text{axi}}(t), \quad (2.40)$$

де $U_{\text{axi}}(t)$ – вхідна напруга по i -ому вхідному каналі;

N – число входів комутатора;

m_i – комутаційний коефіцієнт.

Уведений комутаційний коефіцієнт m_i відбиває властивості комутатора відключати джерела сигналів по невикористаних входах і може бути записаний у вигляді

$$m_i = K_i + \alpha_i(1 - K_i), \quad (2.41)$$

де $K_i = \overline{0, 1}$ – елемент вектора керування комутатором: якщо $K_i=1$, то i -й ключ замкнений, при цьому інші $j \neq i$ розімкнений, $K_{j \neq i}=0$; α_i – похибка від неповного вимикання i -го ключа: якщо $K_i=1$, то $m_i=1$; якщо $K_i=0$, то $m_i=0+\alpha_i$. Змінна α_i характеризує ступінь проходження сигналу через виключений ключ і в загальному випадку є функцією від частоти вхідного сигналу $\alpha_i = \alpha_i(\omega)$

Визначимо, використовуючи (2.40), похибку від прямого проходження сигналу через закритий j -й ключ комутатора як максимум відношення вихідної до усередненої суми вхідних напруг

$$\Delta_{\text{ППК}_j} = \max_t \left[\frac{\sum_{i=1, i \neq j}^N m_i \cdot U_{\text{axi}}(t)}{\sum_{i=1, i \neq j}^N \frac{U_{\text{axi}}(t)}{N-1}} \right]. \quad (2.42)$$

При вимірюваннях $\Delta_{\text{ППК}_j}$ зручно вважати $U_{\text{axj}}(t)=0$, а для виявлення найгіршого випадку на закриті ключі подавати напруги максимальної вхідної амплітуди U_{max} із частотою, що дорівнює верхній частоті вхідного діапазону $\omega = \omega_g$:

$$U_i(t) = U_{\text{max}} \cdot \sin(\omega_g t), \quad \text{для } i \neq j. \quad (2.43)$$

При цьому, після підстановки (2.43) і (2.41) в (2.42) і спрощення можна одержати

$$\Delta_{\text{ППК}_j} = \sum_{i=1, i \neq j}^N m_i,$$

або після підстановки m_i з виразу (2.41) для значень $K_i=0$

$$\Delta_{ППК_j} = \sum_{i=1, i \neq j}^N \alpha_i(\omega_{\theta}). \quad (2.44)$$

Після вимірювань $\Delta_{ППК_j}$ по всіх $j = \overline{1, N}$ вхідних каналах може бути складена з виразів (2.44) і розв'язана відносно $\alpha_i(\omega_{\theta})$ система рівнянь.

У такий спосіб розглянуто модель комутатора після закінчення перехідних процесів (2.40), і (2.41) і визначено взаємозв'язок з похибкою від прямого проходження сигналу через закриті ключі (2.42) за допомогою врахування похибок від неповного вимикання α_i . Відзначимо, що похибкою від неповного вимикання зручно користуватися й при аналізі прямого проходження сигналу на вихід ПВЗ у режимі зберігання.

Розглянемо тепер перехідні процеси, що виникають при комутації i -го каналу (напряга U_i) на $(i+1)$ -ий (напряга U_{i+1}), або, що аналогічно, при переході ПВЗ від зберігання напруги U_i на вибірку напруги U_{i+1} . Врахуємо, що реальним комутаторам і ПВЗ притаманні дві характеристики інерційності:

максимальна швидкість наростання вихідного сигналу V_{max} і постійна часу встановлення перехідних процесів τ . Відповідно, перехідний процес при стрибкоподібному змінненні напруги з U_i на U_{i+1} протікає у два етапи. На першому етапі протягом часу $t < t_x$ вихідний сигнал $U_{вих1}(t)$ змінюється за лінійним законом із максимальною швидкістю V_{max} :

$$U_{вих1}(t) = \text{sign}[U_{ex.(i+1)} - U_{ex.i}] \cdot V_{max} \cdot t + U_{ex.i}, \quad t \leq t_x, \quad (2.45)$$

де sign – функція знака, визначає напрямок зміни сигналу.

На другому етапі, починаючи з моменту часу t_x і досягнутого значення напруги $U(t_x)$, продовжується подальше експонентне доустановлення вихідної напруги

$$U_{вих2}(t) = (U_{ex.(i+1)} - U_{вих1}(t_x)) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t-t_x}{\tau}}\right) + U_{вих1}(t_x), \quad t > t_x. \quad (2.46)$$

Момент часу t_x визначається з умови

$$\frac{dU_{вих2}(t)}{dt} = V_{max} \quad (2.47)$$

і таким чином відповідає швидкості наростання експонентного процесу, не перевищуючого можливості по максимальному значенню V_{max} пристрою. З (2.46) маємо:

$$\frac{dU_{aux2}(t)}{dt} = (U_{ex.(i+1)} - U_{aux1}(t_x)) \cdot \frac{t_x}{\tau} \cdot e^{-\frac{t_x}{\tau}}. \quad (2.48)$$

$$V_{max} := 10 \cdot 10^6 \quad \tau := 1 \cdot 10^{-6} \quad U_i := -5 \quad U_{i1} := 5$$

$$U1(t) := [2 \cdot \pi \cdot (U_{i1} - U_i) - 1] \cdot V_{max} t + U_i$$

$$t := 0$$

$$tx := \text{root} \left[(U_{i1} - U1(t)) \cdot \frac{1}{\tau} \cdot \exp\left(\frac{-t}{\tau}\right) - V_{max} t, t \right]$$

$$U2(t) := (U_{i1} - U1(tx)) \cdot \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau}\right) \right) + U1(tx)$$

$$k := 0..100$$

$$x_k := k \cdot 0.05 \cdot 10^{-6}$$

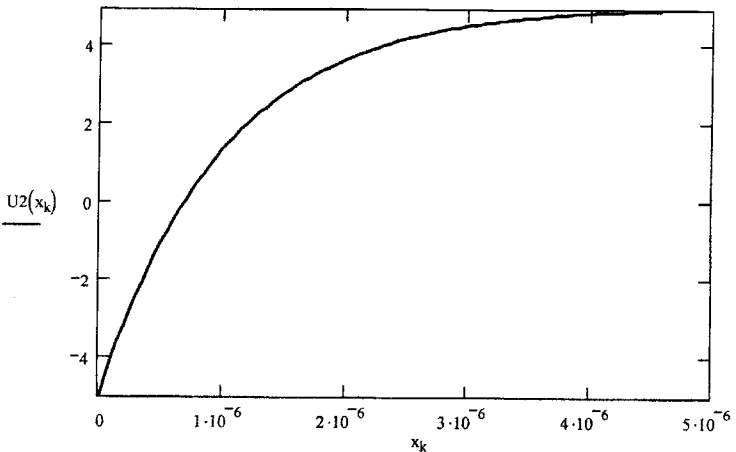


Рисунок 2.2. Модель перехідного процесу в дискретизаторі

Порівнюючи праві частини виразів (2.47) і (2.48) дійдемо до

нелінійного відносно t_x рівняння:

$$\left(U_{\text{вх.}(i+1)} - U_{\text{вх}I}(t_x) \right) \cdot \frac{t_x}{\tau} \cdot e^{-\frac{t_x}{\tau}} - V_{\text{max}} = 0, \quad (2.49)$$

де $U_{\text{вх}}(t_x)$ визначається за виразом (2.45).

Таким чином, для опису перехідного процесу необхідно спільне розв'язання системи рівнянь, складеної з (2.45), (2.46) і (2.49). При цьому вихідними даними служать напруги $U_{\text{вх}i}$, $U_{\text{вх}i+1}$ максимальна швидкість наростання V_{max} і постійна часу τ .

Характеристикою, яка визначає похибку перехідного процесу, слугує відносне значення напруги з:

$$\varepsilon(t) = \frac{U_{\text{вх}}(t) - U_{\text{вх}i}}{U_{\text{вх}(i+1)} - U_{\text{вх}i}}. \quad (2.50)$$

На рис.2.2 наведено результати моделювання перехідного процесу по вищевикладеному алгоритму у середовищі пакета MathCAD.

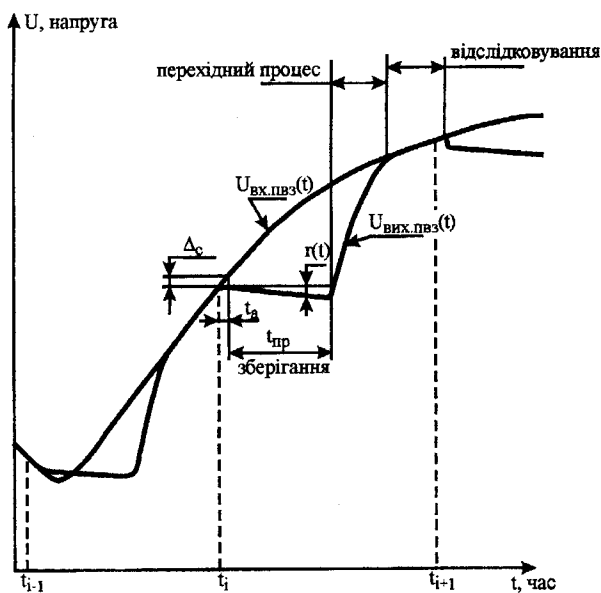


Рисунок 2.3. Функціонування підсилювача вибірки-зберігання

Розглянемо особливості функціонування ПВЗ. На рис.2.3 наведено форму вхідного сигналу $U_{\text{вх}}(t)$ і форма вихідного сигналу $U_{\text{вих}}(t)$. У моменти часу t_i і t_{i+1} відбувається перехід від режиму вибірки (слідкування) до режиму зберігання. Час зберігання визначається часом перетворення $t_{\text{пр}}$. У момент часу $(t_i+t_{\text{пр}})$ починається перехідний процес переходу від напруги $U_{\text{вих}}(t_i+t_{\text{пр}})$ до напруги $U_{\text{вих}}(t_{i+1})$, що характеризується похибкою $\varepsilon(t)$, розглянутої вище:

$$U_{\text{вих}}(t) = U_{\text{вх}}(t) + \varepsilon(t) \quad \text{для} \quad t_{\text{пр}} + t_i < t < t_{i+1}, \quad (2.51)$$

де

$$\varepsilon(t) = \frac{U_{\text{вих}}(t) - U_{\text{вх}}(t_i)}{U_{\text{вх}}(t_{i+1}) - U_{\text{вх}}(t_i)}. \quad (2.52)$$

Перехід від режиму вибірки в режим зберігання характеризується так званою апертурною похибкою або похибкою датування відліків [76], що виражається в часовій затримці t_a моменту початку зберігання від моменту t_i подачі на ключ ПВЗ керуючого впливу. Крім того, у момент переходу до зберігання виникає похибка стрибка Δ_c , пов'язана з комутаційною перешкодою на запам'ятовуючий елемент. У загальному випадку Δ_c є функцією вхідної напруги $\Delta_c(U_{\text{вх}})$ і залежить від схемотехнічної реалізації ключа. У режимі зберігання запам'ятовуючий елемент ПВЗ (конденсатор) розряджається струмами витоку ключа й через власний опір ізоляції. Виникає похибка саморозряду ПВЗ, що з великим ступенем точності за час перетворення може вважатися лінійно-залежною від часу $r(t-t_i)$, де r визначає швидкість розряду. З урахуванням вищесказаного запишемо вираз для вихідної напруги ПВЗ у режимі зберігання:

$$U_{\text{вих}}(t) = U_{\text{вх}}(t_i + t_a) + \Delta_c(U_{\text{вх}}(t_i)) - r(t - t_i). \quad (2.53)$$

Таким чином, вирази (2.51) і (2.53) описують ПВЗ у режимах вибірки й зберігання за допомогою розглянутих похибок: стрибка, саморозряду й апертурної похибки. В АЦП, що самокоригуються, можливе коригування похибок стрибка при реалізації ПВЗ, що виключає залежність значення стрибка від амплітуди вхідної напруги [77]. Питання автокомпенсації похибки саморозряду в самокоригувальних АЦП на основі надлишкових систем числення було викладено в роботі [42].

Розглянемо більш детально складові апертурної похибки t_a .

Розрізняються систематична складова (постійна затримка Δt_a) і випадкова складова (апертурна невизначеність \tilde{t}_a):

$$t_a = \Delta t_a + \tilde{t}_a. \quad (2.54)$$

Систематична складова не відбивається на формі сигналу після дискретизатору й може бути врахована відповідним вибором часу стробування ПВЗ. Дослідженню апертурної невизначеності АЦП і методам її оцінювання присвячено ряд праць [76, 78, 79]. Невирішеною проблемою цих методів є виділення похибок апертурної невизначеності на тлі інших похибок – шуму квантування, нелінійних спотворень, шумів і наведень на аналогові ланцюги й т.д. Апертурна невизначеність моменту дискретизації призводить до виникнення динамічної похибки, прямо пропорційної швидкості змінення аналогового сигналу [79]:

$$\Delta U_a = \left| \frac{dU_{ax}(t)}{dt} \right| \tilde{t}_a + R(t, t_a), \quad (2.55)$$

де $R(t, t_a)$ - нелінійної складової похибки, що мають малі значення.

При вхідному гармонійному сигналі

$$U_{ax}(t) = U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.56)$$

максимальне значення ΔU_a досягається в момент часу $t = n\pi/\omega$ (n - ціле) і за абсолютним значенням дорівнює:

$$\max(\Delta U_a) = U_m \cdot \omega \cdot \frac{\tilde{t}_a}{2}. \quad (2.57)$$

Наведена оцінка відповідає максимальній швидкості зростання вхідного сигналу. Середню похибку від апертурної невизначеності за період вхідного сигналу $2\pi/\omega$ одержимо, проінтегрувавши модуль (2.56) з урахуванням (2.55):

$$\Delta \bar{U}_a = \frac{\int_0^{2\pi/\omega} \tilde{t}_a \cdot \omega \cdot U_m |\cos(\omega t + \varphi)| dt}{2\pi/\omega},$$

звідки

$$\Delta \bar{U}_a = U_m \cdot \omega \cdot \frac{\tilde{t}_a}{\pi}. \quad (2.58)$$

Таким чином, як максимальна (2.57), так і середня (2.58) похибки дискретизації прямо пропорційні часу апертурної невизначеності, амплітуді й частоті вхідного сигналу.

Більш узагальнений показник апертурної невизначеності може бути отримано при спектральному аналізі дискретизованого сигналу. В [78] показано, що спектр шумів дискретизації не залежить від періоду дискретизації і конкретних значень миттєвих відліків сигналу, а визначається законом розподілу щільності ймовірності значень перетвореного сигналу й апертурною невизначеністю, зв'язаною тільки з властивостями використаних у ПВЗ електронних ключів. Рівні шумів АЦП визначається дисперсією апертурної невизначеності, положенням спектра перетвореного сигналу і рівнем шумів квантування. Проте, одержати зі спектра вихідного сигналу АЦП статистичні характеристики апертурної невизначеності при однократних вимірюваннях неможливо.

Пропонується методика оцінювання апертурної невизначеності спектральним методом, що дозволяє виділити похибку дискретизації на тлі похибок, викликаних шумами аналогової частини, зовнішніми завадами, шумами квантування. При цьому на вхід досліджуваного АЦП необхідно подавати гармонійний вхідний сигнал, що описується виразом (2.56). Аналіз спектра сигналу з метою виділення шумів необхідно проводити за методикою спектрального аналізу спотворень і шумів, описаної раніше в підрозділі 2.3. Для виявлення значущих факторів використаємо таку вихідну інформацію:

1) шуми аналогової частини й наведення не залежать від вхідного сигналу, їх можна віднести до шумів вхідного пристрою (2.57);

2) як показано вище (2.58), похибки апертурної невизначеності, отже й шуми дискретизації, пропорційні амплітуді U_m і частоті сигналу ω , від фази φ не залежать;

3) шум квантування від амплітуди U_m сигналу безпосередньо не залежить, а пов'язаний з конкретними відліками вхідного сигналу, тобто буде змінюватися в ході експерименту залежно від початкової фази φ при фіксованих U_m і ω .

Теоретично шум квантування визначається значенням молодшого розряду АЦП q_0 , а його середньоквадратичне значення можна визначити з виразу [80]:

$$e_{шк} = q_0^2 / 12. \quad (2.59)$$

З урахуванням вищенаведеного, вираз для шуму АЦП, отриманий в результаті одного експерименту, може бути записаний у вигляді:

$$e_{АЦП} = \sqrt{e_{швн}^2 + \left(U_m \cdot \omega \cdot \frac{\tilde{t}_a}{\pi} \right)^2 + \frac{q_0^2}{12} \cdot K(\varphi)}, \quad (2.60)$$

де $e_{швн}$ – шуми аналогової частини й зовнішні завади, приведені до вхідного пристрою;

$K(\varphi)$ – коефіцієнт впливу шумів квантування, функціонально пов'язаний з початковою фазою конкретної реалізації вхідного сигналу.

При багаторазових вимірюваннях спектра з різними початковими фазами $\varphi = 0, 2\pi$, коефіцієнтом $K(\varphi)$ можна знехтувати, тому що результати будуть усередненими. Як впливає з (2.60) при вимірюваннях на низьких частотах ($\omega \rightarrow 0$) впливом апертурної невизначеності також можна знехтувати. Отже, можна одержати оцінку тільки шумів вхідного пристрою й шумів квантування:

$$e_{АЦП}^{нч} \approx \sqrt{e_{швн}^2 + \frac{q_0^2}{12}}. \quad (2.61)$$

Розв'язавши (2.60) щодо часу апертурної невизначеності, \tilde{t}_a одержимо

$$\tilde{t}_a = \frac{\pi}{U_m \cdot \omega} \cdot \sqrt{e_{АЦП}^2 - \left(e_{швн}^2 + \frac{q_0^2}{12} \right)}. \quad (2.62)$$

Підставимо (2.61) в (2.62)

$$\tilde{t}_a = \frac{\pi}{U_m \cdot \omega} \cdot \sqrt{e_{АЦП}^2 - \left(e_{АЦП}^{нч} \right)^2}. \quad (2.63)$$

Слід зазначити, що апертурна невизначеність при кожному окремому аналого-цифровому перетворенні є випадковою величиною. Оцінка \tilde{t}_a , отримана в (2.63), є середньоквадратичною, тому що вихідний вираз (2.63) записано з урахуванням середніх значень, а для вилучення $K(\varphi)$ передбачено багаторазові вимірювання спектра.

Виведена формула дозволяє розрахувати \tilde{t}_a , провівши вимірювання шуму по спектру вихідного сигналу АЦП. Для цього необхідно спочатку визначити шуми $e_{АЦП}^{нч}$ при низькочастотному вхідному сигналі ($\omega \rightarrow 0$). Далі, не змінюючи амплітуду випробувального сигналу ($U_m = const$), визначити $e_{АЦП}$ на частоті, близької до верхньої частоти смуги пропускання ($\omega \rightarrow \omega_e$). Як у першому, так і в другому випадках необхідно усереднювати результати вимірювань, отриманих при різних початкових фазах φ . Підставивши результати вимірювань в (2.63) одержимо оцінку часу апертурної невизначеності при дискретизації.

Розглянемо приклад. Нехай вимірювання при $U_m = 10$ В на низькій частоті отримано напругу шумів $e_{АЦП}^{нч} = 0,2 \cdot 10^{-3}$ В (S/N=94 дБ), а на частоті $10 \cdot 10^3$ Гц сумарні шуми склали $e_{АЦП} = 1 \cdot 10$ В (S/N=80 дБ). Тоді, розраховане по (2.63) значення апертурної невизначеності дискретизатора складе $\tilde{t}_a = 4,9 \cdot 10^{-9}$ секунди, що добре узгоджується з експериментальними даними.

Скориставшись (2.63), можна також визначити вимоги щодо \tilde{t}_a залежно від частоти і заданого допуску на збільшення шумів. Так, якщо допустити, що шуми дискретизації не перевищують шуми квантування N - розрядного АЦП $\left(\sqrt{e_{АЦП}^2 - (e_{АЦП}^{нч})^2} / U_m \leq 1 / (2^N - 1) \right)$, то одержимо:

$$\tilde{t}_a \leq \frac{\pi}{\omega(2^N - 1)} = \frac{1}{2 \cdot f \cdot (2^N - 1)}, \quad (2.64)$$

де f - частота вхідного сигналу.

Так, для 16-ти розрядного АЦП для $f = 20$ кГц одержимо $t_a \leq 0,38 \cdot 10^{-9}$ с, що можна вважати типовою вимогою для високоякісного перетворення сигналів звукового діапазону.

2.5. Аналіз статичних і динамічних похибок квантувача

Виконаємо аналіз характеристик квантувача. При цьому, з огляду на те, що статичні характеристики квантувача АЦП досліджені досить повно, обмежимося їхньою систематизацією і виявленням можливостей коригування похибок. Динамічну ж характеристику квантувача розглянемо шляхом побудови моделі перехідних процесів при зрівноважуванні.

Функцію перетворення ідеального квантувача можна

представити у вигляді східчастої кривої, описаною формулою [69]

$$Y = q_0 \text{Int}(X/q_0 + 0,5 \text{Sign}(X)), \quad (2.65)$$

де X , Y – вхідна й вихідна величини;

q_0 – величина кванта;

$\text{Int}()$ – оператор цілої частини;

$\text{Sign}()$ – оператор знака числа.

Ідеальному квантувачу властива методична похибка, що являє собою різницю між вихідною й вхідною величинами:

$$\Delta_{\text{met}} = Y - X = q_0 \text{Int}(X/q_0 + 0,5 \text{Sign}(X)) - X. \quad (2.66)$$

Методична похибка в принципі є не випадковою, тобто систематичною похибкою стосовно конкретних значень вхідної величини x . Однак, на множини всіх заздалегідь невідомих величин x , що підлягають вимірюванню, Δ_{met} виступає як випадкова величина стосовно результатів вимірювань. Методична похибка ідеального перетворювача за абсолютним значенням не перевищує значення $\pm q_0/2$, розподілена за рівномірним законом в інтервалі від $(y - q_0/2)$ до $(y + q_0/2)$, і характеризується нульовим математичним сподіванням і дисперсією [81]:

$$\sigma(\Delta_{\text{met}}) = q_0 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (2.67)$$

Відомі методи коригування методичної похибки засновані на введенні в процес квантування випадкового сигналу, порівнянного за рівнем з q_0 . При цьому відбувається рандомізація Δ_{met} і можливо її зменшення за рахунок усереднення результатів вимірювань [81].

Викладені класичні принципи теорії ідеального квантувача вимагають деякого коригування для випадку аналого-цифрового перетворення з використанням надлишкових позиційних систем числення з недвійковою основою $1 < \alpha < 2$. У цьому випадку, як ми вже відзначали, кожна вхідна величина x може бути представлена не одним (як у двійковій системі числення), а декількома наборами вихідних кодів $y_i(x)$. Крім того, дрібна основа призводить у загальному випадку до нерівномірного квантування. Зазначені властивості являють собою предмет окремих досліджень [82]. Тут же відзначимо, що методична похибка квантування в АЦП на основі НПСЧ вимагає свого розгляду не тільки в сенсі перетворення аналогової величини в код на основі НПСЧ, але й у сенсі

перетворення цього коду у двійковий. Крім того, під час самокоригування АЦП відбувається визначення реальних ваг старших розрядів на основі молодших по алгоритму подвійного зрівноважування, розглянутому в підрозділі 1.3.

З урахуванням викладеного для компенсації методичної похибки квантування в АЦП на основі НПСЧ необхідно, як показано в [39], уведення додаткових молодших розрядів. У результаті моделювання на ЕОМ встановлено [83], що для здійснення правильного самокалібрування досить, щоб відхилення ваги молодшого неточного розряду було менше половини ваги молодшого основного розряду:

$$q_{0\alpha} \leq q_{02}/2. \quad (2.68)$$

Інструментальна похибка квантування виникає за рахунок апаратних похибок, які можуть бути поділені на статичні й динамічні. Основними джерелами статичних складових інструментальної похибки квантувача АЦП послідовного наближення є технологічні похибки ваг розрядів, їх часові, температурні зміни, похибки суперпозиції при підсумовуванні ваг, нелінійність схеми порівняння, похибка зсуву "нуля" і похибка коефіцієнта перетворення. Динамічні складові інструментальної похибки прийнято поділяти на похибки першого й другого роду [10]. Динамічна похибка першого роду утворюється за рахунок виникнення перехідних процесів при зрівноважуванні і визначається швидкістю аналогових вузлів квантувача, а також зовнішніми й внутрішніми наведеннями. Динамічна похибка другого роду виникає внаслідок зміни вхідного сигналу за час перетворення й визначається похибками саморозряду й прямого проходження сигналу (див. підрозділ 2.4). Інструментальну похибку поділяють на систематичну й випадкову. Систематичні похибки, в принципі, можуть бути визначені й скориговані в результаті вимірювань. Випадкові похибки коригуванню не піддаються, однак можливим є їх врахування за рахунок додаткової статистичної оброблення результатів вимірювань (оцінювання довірчих інтервалів, сортування, усереднення й т.п.)

Теорія інструментальних похибок квантування, особливо для статичних складових, добре розроблена [63, 64, 69]. Зупинимося на основних параметрах, достатніх для повного опису реальної статичної перетворювальної характеристики квантувача й АЦП у цілому. До них відносяться:

Δ_{abc} – абсолютна похибка ;

Δ_0 – адитивна похибка (зсув "нуля");

K_m – мультиплікативна похибка (похибка чутливості);

S_{in} – інтегральна нелінійність;

S_{dn} – диференціальна нелінійність;

σ_{do} – середньоквадратичне значення випадкової складової похибки квантування.

Абсолютна, адитивна й мультиплікативна похибки квантувача визначаються аналогічно одноіменним похибкам вхідного пристрою (див. підрозділ 2.3). Інтегральна нелінійність являє собою максимальне відхилення реальної статичної передатної характеристики від деякої апроксимуючої прямої. Основні способи задання такої прямої: по крайніх відліках реальної характеристики, на рівному віддаленні від максимальних додатнього і від'ємного відхилень, по прямій, що апроксимує реальну характеристику по методу найменших квадратів. У всіх випадках передбачається подача на вхід АЦП l каліброваних рівнів постійної напруги U_{axi} , $i = \overline{1, l}$. У результаті аналого-цифрового перетворення будуть отримані цифрові еквіваленти U_{vixi} . Нелінійність статичної передатної характеристики в методі найменших квадратів оцінюється відносно апроксимуючої прямої:

$$U_i = K_m \cdot U_{axi} + \Delta_0, \quad (2.69)$$

де K_m - масштабний коефіцієнт;

Δ_0 - зсув "нуля".

$$K_m = \frac{\left(\sum_{i=1}^l U_{vixi} \cdot \sum_{i=1}^l U_{axi} \right) / N - \sum_{i=1}^l (U_{vixi} \cdot U_{axi})}{\sum_{i=1}^l (U_{axi})^2 / N - \sum_{i=1}^l (U_{vixi})^2}, \quad (2.70)$$

$$\Delta_0 = \frac{\sum_{i=1}^l U_{vixi}}{l} - \frac{K_m \cdot \sum_{i=1}^l U_{axi}}{l}. \quad (2.71)$$

Після обчислення K_m і Δ_0 у кожній i -й точці характеристики розраховується значення нелінійності:

$$\delta_{ini} = \frac{U_i - K_m \cdot U_{axi} - \Delta_0}{U_{vixi} - U_{vixi}} \cdot 100\%. \quad (2.72)$$

Найбільше зі значень δ_{ini} для $i = \overline{1, l}$ й виражає значення інтег-

ральної нелінійності

$$\delta_{in} = \max_{i=1,l} \delta_{ini}. \quad (2.73)$$

У цей час є високоточні калібратори постійних напруг, у тому числі й з керуванням від ПЕОМ, які дозволяють вимірювати похибку інтегральної лінійності на рівні тисячних часток відсотка. Нагромадження результатів аналого-цифрового перетворення і їхнє опрацювання по формулах (2.69) ... (2.73) на ПЕОМ дозволяє автоматизувати вимірювання й за короткий час здійснити вимірювання по великому числу відліків. У НТЦ "Аналого-цифрові системи" ВНТУ за участю авторів розроблена автоматизована установка для вимірювання характеристик високоточних аналого-цифрових перетворювачів, що використовується в тому числі при дослідженнях і випробуваннях аналогових пристроїв [84].

Одночасно з вимірюванням інтегральної нелінійності виявляється можливим оцінити й диференціальну нелінійність статичної передатної характеристики. Із цією метою для кожного i -го відліку за допомогою калібратора задаються дві напруги U_{exi} і $U_{exi} + \Delta U_{ex}$. Значення ΔU_{ex} порівняє із значенням одного або декількох молодших розрядів АЦП. Диференціальна нелінійність в i -й точці діапазону визначається з виразу:

$$\delta_{\partial n} = (U'_{vixi} - U_{vixi}) - \Delta U_{ex}, \quad (2.74)$$

де U'_{vixi} - результат аналого-цифрового перетворення напруги $U_{exi} + \Delta U_{ex}$.

Оцінювання диференціальної нелінійності АЦП у цілому:

$$\delta_{\partial n} = \max_{i=1,l} |\delta_{\partial ni}|. \quad (2.75)$$

Систематичне значення абсолютної похибки являє собою максимальну різницю вхідних і вихідних відліків:

$$\Delta_{abc} = \max_{i=1,l} |U_{exi} - U_{vixi}|. \quad (2.76)$$

У ряді випадків використовують відносну $-\Delta_{abc}/U_{exi}$ і наведену $-\Delta_{abc}/(U_{ex,max} - U_{ex,min})$ оцінку абсолютної похибки.

Розрахунок середньоквадратичного відхилення випадкової складової похибки квантування також здійснюється для кожної i -ї точки шляхом нагромадження числа m відліків:

$$\sigma_k = \frac{\sqrt{\sum_{j=1}^m (U_{вих\ i, j} - \bar{U}_{вих\ i})^2}}{m-1}, \quad (2.77)$$

де

$$\bar{U}_{вих\ i} = \frac{\sum_{j=1}^m U_{вих\ i, j}}{m}. \quad (2.78)$$

Оцінювання математичного сподівання вихідного результату $U_{вих\ i}$ здійснюється по вибірці з m відліків. Значення $U_{вих\ i}$ може застосовуватися для обчислення інтегральної й диференціальної нелінійності по раніше наведених формулах з метою вилучення випадкових похибок. Значення середньоквадратичного відхилення $\sigma_{до}$ визначає шуми квантування АЦП при постійному вхідному сигналі. Оцінювання шумів квантування в діапазоні вхідних частот необхідно здійснювати за методикою спектральних випробувань, розглянутій при аналізі вхідного пристрою (підрозділ 2.3) і з урахуванням шумів дискретизації (підрозділ 2.4).

Як ми вже відзначали, динамічна похибка у квантувачі виникає через перехідні процеси під час зрівноважування. При розгляді способів збільшення швидкодії квантувача АЦП [10, 49, 50], як правило, користуються найпростішою одноекспонентною моделлю встановлення перехідних процесів на виході схеми порівняння:

$$U_{вих\ сн}(t) = U_{осн} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (2.79)$$

де $U_{осн}$ – амплітуда стрибка напруги на виході схеми порівняння;

τ – постійна часу встановлення.

Однак, як показує практика, такий підхід є справедливим в АЦП послідовного наближення тільки при порівняно великій тривалості такту зрівноважування й при використанні повільних схем порівняння на основі операційних підсилювачів. При тривалості такту порівняння, менше 1 мкс необхідно враховувати й іншу складову динамічної похибки квантування: через складну форму АЧХ схеми порівняння, через затримки вмикання й вимикання розрядів і через перехідну комутаційну заваду в момент перемикавання. На рис.2.4

показано частини перехідного процесу, зумовлені зазначеними складовими.

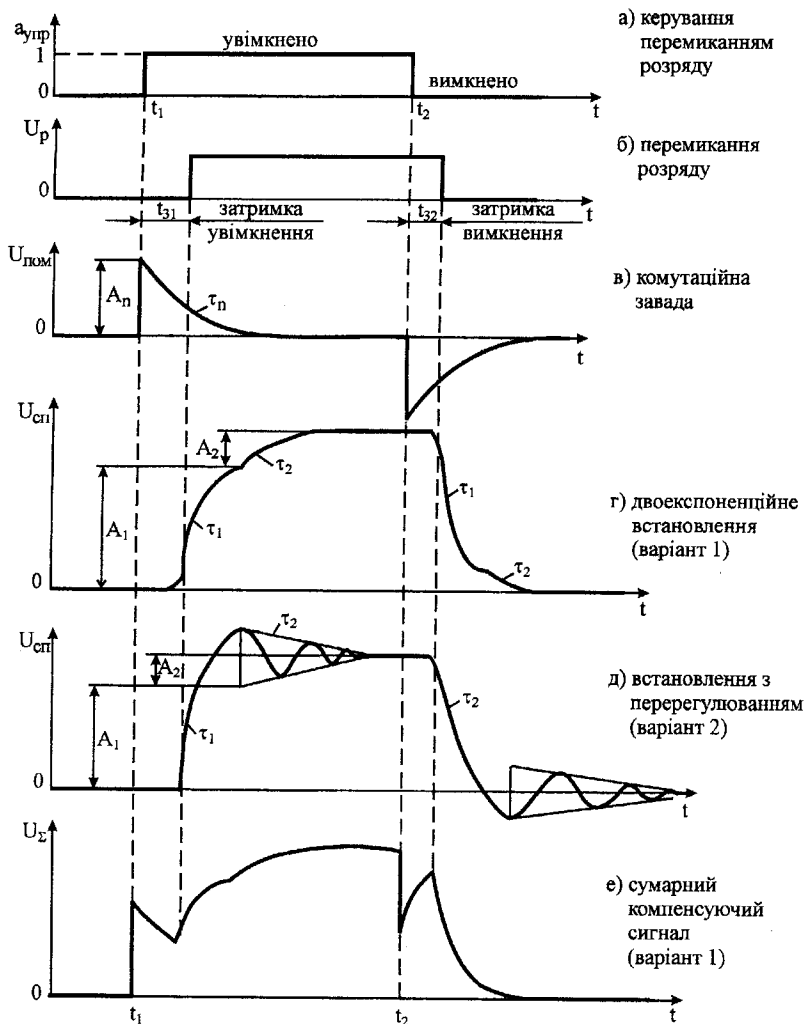


Рисунок 2.4 Перехідні процеси у квантувачі під час перемикання розряду

Затримки вмикання t_{31} і вимикання t_{32} розряду виникають у ключах перетворювачів код-струм або код-напруга відносно моментів

часу t_1 і t_2 керуючих сигналів $a_{кер} = \overline{0, 1}$ (рис.2.4а, б). Напруга U_p еквівалентна вазі розряду на виході схеми порівняння з урахуванням зазначених затримок при вмиканні розряду:

$$U_p^{вми} = a_{кер}(t - t_{31})U_0, \quad (2.80)$$

при вимиканні розряду:

$$U_p^{вим} = a_{кер}(t - t_{32})U_0, \quad (2.81)$$

де U_0 - номінальне значення ваги розряду.

Комутаційна завада ("глітч") виникає в момент подачі керуючого сигналу на ключі за рахунок паразитних ємнісних зв'язків ланцюга керування з шиною підсумовування ваг розрядів. Перехідний процес комутаційної завади визначається еквівалентним ланцюгом, що диференціює, при вмиканні розряду:

$$U_{ном}^{вми}(t) = A_n e^{-\frac{t}{\tau_n}}, \quad (2.82)$$

при вимиканні розряду:

$$U_{ном}^{вим}(t) = -A_n e^{-\frac{t}{\tau_n}}, \quad (2.83)$$

де A_n - амплітудне значення викиду в момент перемикання;
 τ_n - постійна часу еквівалентного ланцюга, що диференціює.

Установлення сигналу на виході схеми порівняння в загальному випадку, як уже вказувалося, протікає за складним законом. Крім неідеальності АЧХ схеми порівняння на форму перехідного процесу впливають ефекти обмеження великого сигналу за рахунок нелінійного зворотного зв'язку. Дослідження перехідних процесів в операційних схемах присвячене значне число робіт [85...87]. Однак, виведення аналітичних виразів для перехідної характеристики схеми з довільної АЧХ, а тим більше з нелінійним зворотним зв'язком залишається досить складним завданням. Водночас, сучасні засоби моделювання аналогових схем на ЕОМ (пакети SPICE, MICROCAP і ін.) дозволяють одержувати перехідні характеристики без побудови аналітичної моделі. При моделюванні, як і при експериментальних дослідженнях, виникає необхідність в оперативному і досить точному оцінюванні параметрів перехідного процесу за формою вихідного сигналу.

З цією метою для оцінювання й порівняння перехідних характеристик різних схем порівняння пропонується використати більш складну модель. На рис.2.4г наведено вигляд двоетапного перехідного процесу, що складається із "швидкої" експоненти з амплітудою A_1 , постійної часу τ_1 і "повільної" експоненти з амплітудою A_2 , постійної часу τ_2 . У режимі обмеження великого сигналу "швидка" експонента відповідає спрацьовуванню ланцюга обмеження у зворотному зв'язку, а "повільна" – установленню в лінійній зоні. При аналізі схеми порівняння в лінійній зоні двоетапний перехідний процес відповідає частотному дублету в районі другого полюса АЧХ [85]. На рис.2.4д ілюструється визначення параметрів A_1 , τ_1 , A_2 , τ_2 при встановленні з перерегулюванням. В обох випадках $A_1 + A_2 = U_0$. При вмиканні розряду перехідний процес на виході схеми порівняння з урахуванням вищесказаного можна описати виразом:

$$U_{cn}^{вми}(t) = A_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) + A_2 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right), \quad (2.84)$$

а при вимиканні розряду:

$$U_{cn}^{вми}(t) = A_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + A_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}}. \quad (2.85)$$

З огляду на вираз для затримки (2.79), (2.80) і комутаційної перешкоди (2.81), (2.82), сумарний перехідний процес на виході схеми порівняння буде описуватися такою моделлю –

при вмиканні розряду:

$$U_{\Sigma}^{вми}(t) = A_n e^{-\frac{t}{\tau_n}} + a_{кеп}(t - t_{31}) \left[A_1 \left(1 - e^{-\frac{t - t_{31}}{\tau_1}} \right) + A_2 \left(1 - e^{-\frac{t - t_{32}}{\tau_2}} \right) \right], \quad (2.86)$$

при вимиканні розряду:

$$U_{\Sigma}^{вми}(t) = -A_n e^{-\frac{t}{\tau_n}} + a_{кеп}(t - t_{32}) \left[A_1 e^{-\frac{t - t_{31}}{\tau_1}} + A_2 e^{-\frac{t - t_{32}}{\tau_2}} \right]. \quad (2.87)$$

На рис.2.4 е наведено можливу форму сумарного сигналу, що компенсує, на виході схеми порівняння з урахуванням вибраної моделі. На рис.2.5 і рис.2.6 наведено результати моделювання

переднього й заднього фронтів перехідного процесу по сформованій моделі в середовищі пакета Mathcad. Експериментальні дослідження квантувачів АЦП послідовного наближення (підрозділ 3.6) підтверджують адекватність вибраної моделі як достатньої для більшості випадків.

$$A1 := 0.7 \quad A2 := 0.3 \quad Ap := 0.5$$

$$\tau_p := 20 \cdot 10^{-9} \quad \tau_1 := 50 \cdot 10^{-9} \quad \tau_2 := 300 \cdot 10^{-9}$$

$$tz1 := 20 \cdot 10^{-9} \quad tz2 := 100 \cdot 10^{-9} \quad t1 := 100 \cdot 10^{-9}$$

$$tl(r) := \text{if}(r < 0, 1000, r) \quad ts(r) := \text{if}(r < 0, 0, r)$$

$$U1(t) := Ap \cdot \exp\left(\frac{-tl(t - t1)}{\tau_p}\right) + A1 \cdot \left(1 - \exp\left(\frac{-ts(t - tz1 - t1)}{\tau_1}\right)\right) + A2 \cdot \left(1 - \exp\left(\frac{-ts(t - tz2 - t1)}{\tau_2}\right)\right)$$

$$k := 1..700$$

$$t_k := k \cdot 10^{-9}$$

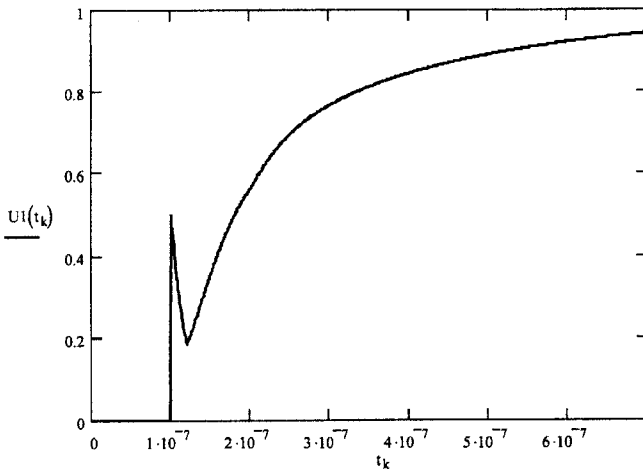


Рисунок 2.5. Модель перехідних процесів у квантувачі при вмиканні розряду

Таким чином, уточнена одноекспонентна модель перехідних процесів (2.80) є більш адекватною (2.86), (2.87) з урахуванням затримок на вмикання t_{31} і вимикання розряду t_{32} , амплітуди A_n і

постійної часу τ_n комутаційної перешкоди, амплітуд A_1, A_2 і постійних часу τ_1, τ_2 двоетапного процесу встановлення сигналу, що компенсує. Застосування запропонованої моделі при дослідженні перехідних процесів в АЦП послідовного наближення на основі НПСЧ дозволяє більш точно оцінити можливості квантувача по компенсації динамічних похибок першого роду. Урахування факторів, використаних при побудові моделі, дозволяє також відпрацювати схемотехніку вузлів квантувача для досягнення найбільшої швидкодії САЦП.

$$A1 := 0.7 \quad A2 := 0.3 \quad Ap := 0.5$$

$$\tau_p := 20 \cdot 10^{-9} \quad \tau_1 := 50 \cdot 10^{-9} \quad \tau_2 := 300 \cdot 10^{-9}$$

$$tz1 := 20 \cdot 10^{-9} \quad tz2 := 100 \cdot 10^{-9} \quad t1 := 100 \cdot 10^{-9}$$

$$td(r) := \text{if}(r < 0, 1000, r) \quad ts(r) := \text{if}(r < 0, 0, r)$$

$$U1(t) := -Ap \cdot \exp\left(\frac{-td(t - t1)}{\tau_p}\right) + A1 \cdot \exp\left(\frac{-ts(t - tz1 - t1)}{\tau_1}\right) + A2 \cdot \exp\left(\frac{-ts(t - tz2 - t1)}{\tau_2}\right)$$

$$k := 1..700$$

$$t_k := k \cdot 10^{-9}$$

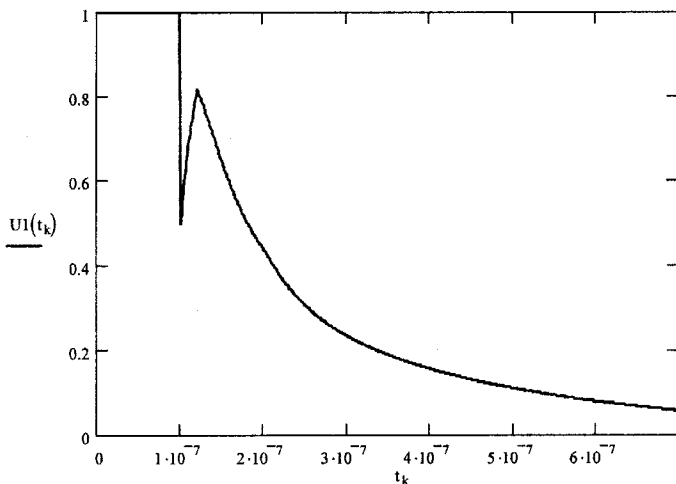


Рисунок 2.6. Модель перехідних процесів у квантувачі при вимиканні розряду

2.6. Систематизація характеристик і параметрів аналогових пристроїв АЦП, що самокоригуються

У підрозділі 2.2 здійснювався аналіз моделей статичних і динамічних похибок аналогових пристроїв АЦП, що самокоригуються: вхідного пристрою, дискретизатора й квантувача. Метою цього аналізу є одержання метрологічного комплексу характеристик, які повністю й однозначно описують точність і швидкодію АЦП. На основі такого комплексу можуть бути сформовані критерії цільової функції ефективності АЦП (2.1). У процесі аналізу виявлено джерела виникнення статичних і динамічних похибок у розглянутих аналогових пристроях. Побудовано аналітичні моделі, що описують статичні передатні, амплітудночастотні, фазочастотні й перехідні характеристики. Наведено уточнені, параметри, що описують точність і швидкодію аналогових пристроїв АЦП, що самокоригуються.

У результаті аналізу визначено, що вхідний пристрій АЦП повинен проектуватися з урахуванням параметрів і похибок:

Δ_0 – адитивна похибка;

Δ_m, K_m – мультиплікативна похибка;

Δ_l – похибка лінійності;

$\Delta_{АЧХ}^i$ – інтегральна нерівномірність АЧХ у смузі частот вхідного сигналу з урахуванням щільності спектра сигналу;

$\Delta_{ФЧХ}^i$ – інтегральна нелінійність ФЧХ у смузі частот вхідного сигналу;

Δ_a – похибка антинакладення спектрів;

$K_{нп}$ – коефіцієнт нелінійних спотворень;

K_{p2}, K_{p3} – коефіцієнт різницевого тону 2-го й 3-го порядків;

$S_{ш1}$ – відношення сигнал/інтегральний шум;

$S_{шз}$ – відношення сигнал/зважений шум;

$\varepsilon(t)$ – похибка при стрибкоподібній зміні вхідного сигналу.

У АЦП, що самокоригуються здійснюється коригування адитивної і мультиплікативної похибок шляхом самокалібрування. Коригування монотонної нелінійності вхідного пристрою також є можливим при використанні кінцевого числа вхідних опорних рівнів з інтерполяцією статичної передатної характеристики поліномом Лагранжа (2.13). Шуми вхідного пристрою можуть бути відфільтровані після нагромадження деякого числа відліків вхідного сигналу. Нерівномірність АЧХ і нелінійність ФЧХ у смузі вхідних частот може бути скоригована при наявності у вимірювальній системі поряд з АЦП високоточного ЦАП. Зазначене коригування здійснюється на полігармонійному аналоговому сигналі з

використанням обчислювальних можливостей зовнішньої ПЕОМ. Нелінійні спотворення й похибки не можуть бути скориговані й повинні бути зменшені схемотехнічно.

До основних динамічних параметрів аналогового комутатора й ПВЗ дискретизатора крім характерних для вхідного пристрою належать:

Δ_0 – похибка прямого проходження сигналу через закриті ключі багатовходового комутатора;

$\varepsilon(t)$ – похибка із при перемиканні каналів або стрибкоподібній зміні вхідного сигналу;

t_a – систематична складова апертурної похибки при дискретизації;

\tilde{t}_a – середньоквадратичне значення апертурної невизначеності при дискретизації;

V_{max} – максимальна швидкість наростання вихідного сигналу в режимі вибірки;

Δ_c – похибка стрибка при переході від вибірки до зберігання;

r – швидкість саморозряду запам'ятовуючого конденсатора в режимі зберігання;

$S_{шдк}$ – відношення сигнал/шум дискретизації.

При відповідній реалізації ПВЗ можуть бути скориговані похибки стрибка й систематична складова апертурної похибки. В модифікованому й адаптивному алгоритмах перетворення [49,50] можлива автокомпенсація похибки саморозряду.

Квантувач АЦП характеризується такими параметрами:

Δ_{abc} – систематичне значення абсолютної похибки статичної передатної характеристики (СПХ)

S_{in} – інтегральна нелінійність СПХ;

S_{dn} – диференціальна нелінійність СПХ;

Δ_0 – адитивна похибка СПХ;

K_m – мультиплікативна похибка СПХ;

$\sigma_{до}$ – середньоквадратичне значення випадкової складової похибки квантування;

$S_{шдк}$ – відношення сигнал/шум квантування.

Динамічні похибки квантування залежать від швидкості зміни сигналу, що компенсує. На кожному з тактів перетворення динамічна похибка може бути описана моделлю перехідного процесу (2.86), (2.87). Модель ураховує затримки вмикання й вимикання розряду, комутаційну заваду й двоекспоненційне встановлення сигналу на виході схеми порівняння. При реалізації АЦП, що самокоригуються, на основі НПСЧ, як показано в підрозділі 1.3, можливе коригування

більшості статичних і автокомпенсація динамічних похибок квантувача. Похибками, які не можна скоригувати, є значні температурні й тимчасові змінення ваг "точних" розрядів, порушення принципу суперпозиції при підсумовуванні розрядів, змінення ваги розряду при його перемиканні, незакінчення перехідних процесів до кінця перетворення, підвищений рівень низькочастотних дрейфів і високочастотних шумів схеми порівняння.

Узагальнюючи наведені параметри й похибки аналогових пристроїв, сформуємо статичні (табл. 2.1) і динамічні (табл. 2.2) складові комплексу нормованих метрологічних характеристик високоточних САЦП.

Таблиця 2.1.

Статичні складові комплексу нормованих метрологічних характеристик високоточних САЦП

Найменування параметра або похибки АЦП	Взаємозв'язок із похибками			Спосіб коригування
	вхідного пристрою	дискретизатора	квантувача	
1. Розрядність вихідного двійкового коду	+	+	+	Комплексне коригування
2. Систематичне значення абсолютної похибки СПХ	+	+	+	Визначення реальних ваг розрядів ПКС, калібрування СПХ вхідного пристрою
3. Інтегральна нелінійність СПХ	+	+	+	те ж
4. Диференціальна нелінійність СПХ	-	-	+	те ж
5. Адитивна похибка СПХ	+	+	+	Калібрування "нуля"
6. Мультиплікативна похибка СПХ	+	+	+	Калібрування коефіцієнта передачі
7. Напряга шумів, наведена до входу	+	+	+	Усереднення й цифрова фільтрація
8. Вхідні опір, ємність і струм виток	+	-	-	немає

Таблиця 2.2.

Динамічні складові комплексу нормованих метрологічних характеристик високоточних САЦП

Найменування параметра або похибки АЦП	Взаємозв'язок із похибками			Спосіб коригування
	вхідного пристрою	дискретизатора	квантувача	
1. Час перетворення	–	–	+	Автокомпенсація
2. Інтегральна нерівномірність АЧХ	+	+	–	Калібрування АЧХ у системі, що містить ЦАП
3. Інтегральна нелінійність ФЧХ	+	+	–	те ж для ФЧХ
4. Похибка антинакладення спектрів	+	–	–	немає
5. Коефіцієнт нелінійних спотворень	+	+	+	немає
6. Коефіцієнт різницевого тону 2-го й 3-го порядків	+	+	+	немає
7. Відношення сигнал-шум дискретизації й квантування	–	+	+	те ж
8. Систематичне значення апертурної похибки	+	+	–	Затримка при стробуванні ПВЗ
9. Середньоквадратичне значення апертурної невизначеності	–	+	–	немає
10. Похибка встановлення при зміні вхідного сигналу або при перемиканні каналів	+	+	–	немає
11. Похибка взаємовпливу між каналами	–	+	–	немає

Таким чином, у процесі аналізу моделей похибок аналогових пристроїв САЦП вдалося вирішити одну з поставлених завдань даної монографії, а саме: розробити комплекс нормованих метрологічних характеристик високоточних САЦП для систем вимірювання й оброблення низькочастотних сигналів. Одночасно вирішене й друге завдання, що полягає в розробці моделей аналогових пристроїв, виявлені взаємозалежності між параметрами пристроїв і АЦП у цілому, визначені можливі способи врахування й коригування похибок.

3. ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ ВХІДНИХ ПРИБОРІВ, ДИСКРЕТИЗАТОРІВ І КВАНТУВАЧІВ САЦП

3.1. Особливості схемотехнічної реалізації вимірювальних підсилювачів для САЦП

У підрозділі 2.1 запропоновано розглядати вхідний пристрій АЦП, що самокоригується як сукупність вхідних підсилювачів, що нормують (НП), фільтрів низької частоти ФНЧ, джерела опорної напруги ДОН, формувача допоміжних сигналів ФДС і комутатора входів КВ (рис.2.1). НП й ФНЧ характерні для всіх типів АЦП системного застосування, а ДОН, ФДС і КВ є специфічними вузлами АЦП, що самокоригуються. Детальний аналіз статичних і динамічних характеристик вхідного пристрою наведено в підрозділі 2.3. Зупинимось на виборі структурних і схемотехнічних рішень вхідного пристрою.

Основою підходу до проектування НП й ФНЧ, як і інших аналогових вузлів САЦП, є структурні методи зменшення коригованих похибок спільно зі схемотехнічними методами мінімізації некоригованих похибок. Тому підсилювач на вході АЦП, що самокоригується, схемотехнічно повинен забезпечити мінімум похибок за рахунок власних вхідних опор, ємності, струмів витоку входу, несиметричності входів. Крім того, підсилювачі змінного струму повинні схемотехнічним шляхом забезпечувати рівень нелінійних спотворень, похибки АЧХ і ФЧХ, шуми, порівнянні з характеристиками АЦП. Для вимірювальних підсилювачів постійного струму визначальними є абсолютна похибка, адитивна й мультиплікативна складові якої можуть бути досить просто скориговані шляхом калібрування. Шуми й завади, що виникають у підсилювачах постійного струму, можуть бути частково зменшені за рахунок усереднення і цифрової фільтрації в АЦП. Нелінійність статичної передатної характеристики також може бути зменшена шляхом інтерполяції по вузлових відліках ([71], підрозділ 3.2). При роботі САЦП у складі вимірювальної системи АЧХ і ФЧХ підсилювачів змінного струму можуть бути скориговані разом з АЧХ і ФЧХ фільтрів ([88], підрозділ 4.4).

З урахуванням вищесказаного розглянемо шляхи схемотехнічної реалізації високоточних програмованих вимірювальних підсилювачів для АЦП, що самокоригуються. Такого роду підсилювачі призначено для роботи з низькорівневими давачами фізичних величин: тензорезистивними мостами, термопарами, терморезисторами й т.п.

Поряд з вимірювальними підсилювачами окрему групу становлять попередні підсилювачі для роботи разом зі швидкодіючими АЦП у діапазоні звукових частот. Багато в чому схемотехніка й способи коригування попередніх і вимірювальних підсилювачів подібні. Крім того, попередні підсилювачі часто доцільно поєднувати з фільтрами НЧ. Тому зупинимося в першу чергу на особливостях схемотехніки вимірювальних підсилювачів.

Типові вимоги до вимірювального підсилювача для високоточних АЦП, що самокоригуються (виходячи з характеристик давачів вхідних сигналів) можна сформулювати в такий спосіб:

1) програмовані діапазони вхідних напруг - від 10 мВ до 1 В при коефіцієнтах підсилення K_n від 10 до 1000 разів;

2) систематична складова наведеної похибки - від 0,01% ($K_n=10$) до 0,1% ($K_n=1000$);

3) середньоквадратичне значення шумів, наведених по входу, не більше - від 1 мкВ до 10 мкВ;

4) вхідний опір, не менше - 10 МОм;

5) коефіцієнт подавлення завад загального виду, не менше від 80 - до 100 дБ.

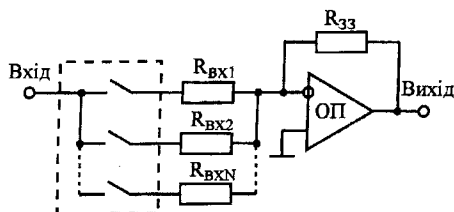
Можна виділити три основних вузли вимірювального підсилювача: вхідний каскад, підсилювач із програмованим коефіцієнтом підсилення й низькорівневий ДОН. По своїй схемотехніці програмовані підсилювачі досить відпрацьовані [85...87, 102]. Відомі схеми діляться, в основному, по типу елемента, що керує коефіцієнтом підсилення: на польовому транзисторі, на аналоговому комутаторі, на ЦАП, що помножує і т.п. Керування підсиленням за допомогою польового транзистора дозволяє плавно змінювати коефіцієнт підсилення, однак має істотний недолік, пов'язаний із дрейфом власного опору каналу транзистора. Схеми із ЦАП дозволяють програмувати необхідний коефіцієнт підсилення, однак, як показали дослідження інтегральних помножуючих ЦАП, це доцільне тільки для підсилювачів невисокої точності через внесені нелінійні спотворення, шуми, дрейф тонкоплівкових резисторів і ключів. Аналогові комутатори дозволяють одержати різноманітні схеми підсилювачів із програмованим підсиленням. Дві найпростіші з них наведено на рис.3.1а й б, і вони побудовані на основі схеми, що інвертує. Причому, вмикання аналогового комутатора за схемою на рис.3.1а при однаковій складності значно програє по точності схемі на рис.3.1б. В останньої, аналогового комутатора включено в точку „квазі-нуля” ОП, чим усувається залежність опору відкритого каналу ключа від рівня вхідної напруги й забезпечує високу лінійність підсилювача в цілому. Коефіцієнт

підсилення схеми становить

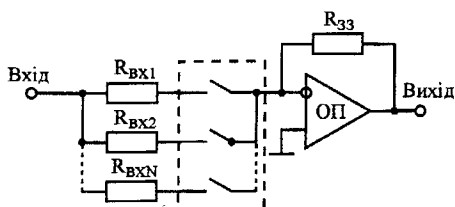
$$K_n = \frac{R_{зз}}{R_{вхi} + R_{кл}}, \quad (3.1)$$

де $R_{кл}$ - опір відкритого ключа аналогового комутатора.

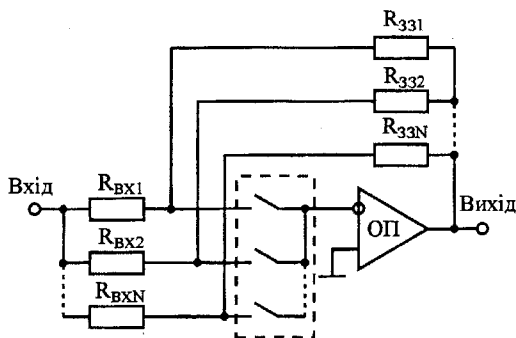
У схемі на рис.3.1в опір ключів взагалі вилучено з розрахунку коефіцієнта підсилення, тому що воно включено послідовно з високим вхідним опором ОП:



а)



б)



в)

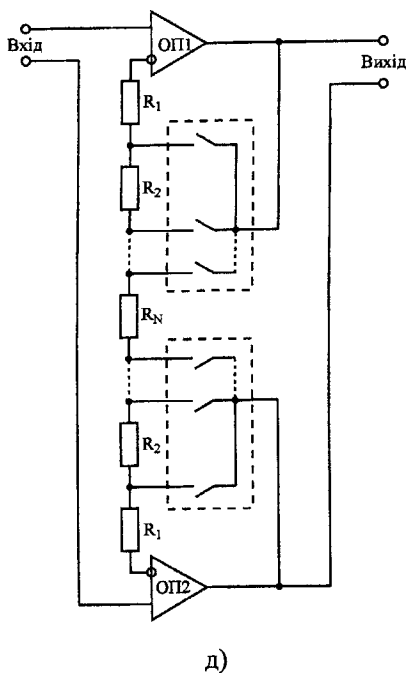
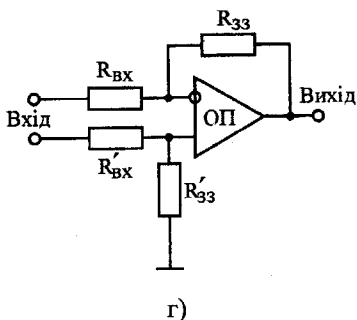


Рисунок 3.1. Варіанти схем програмованих підсилювачів

$$K_n = \frac{R_{ззі}}{R_{оxi}} \quad (3.2)$$

Крім того, при такій схемі вмикання виявляється можливим застосування достатньо низькоомних резисторів, а це знижує шуми й збільшує робочий діапазон частот.

Наведені схеми призначено для підсилення несиметричних (недиференціальних) відносно "нуля" напруг. Як правило, вихідні сигнали давачів для зниження перешкод прийнято передавати по диференціальних симетричних ланцюгах. Тому перед підсилювачами на рис.3.1а,б,в потрібно включити каскад з перетворенням симетричного входу в несиметричний вихід, наведений на рис.3.1г. У ряді випадків вихід підсилювача виконується просторово рознесеними із входом АЦП, наприклад, при вбудовуванні підсилювачів безпосередньо в давачах. У цих випадках доцільно вихідні сигнали підсилювача також формувати диференціальними. Схему програмованого підсилювача з диференціальними входами й виходами наведено на рис.3.1д. Коефіцієнт підсилення такого підсилювача:

$$K_n = 2 \cdot \frac{\sum_{j=1}^i R_j}{\sum_{j=i+1}^n R_j} \quad (3.3)$$

Так само, як і в схемі на рис.3.1в аналогові комутатори $AK1$ і $AK2$ включено за схемою, що усуває вплив опорів відкритих ключів.

Вхідний каскад вимірювальних підсилювачів безпосередньо з'єднується з давачами низькорівневих сигналів і тому повинен мати високий вхідний опір, малими струмами витоку входу, схемою захисту від перенапруг. Зазначеним умовам задовольняє схема повторювача на ОП з ланцюгами захисту входу на діодах [89]. На загальній функціональній схемі вимірювального підсилювача, наведеної на рис.3.2, вхідні каскади виконано на повторювачах $OP1$ і $OP2$. Коло захисту $OP1$ складається з струмообмежуючого резистора $R1$, захисних діодів $VD1...VD4$, резистора $R2$ і стабілітронів $VD5$ і $VD6$, що задають рівень обмеження [89]. Особливість схеми захисту, що дозволяє застосовувати її в прецизійних підсилювачах, полягає в тому, що струм витоку діодів $VD1$ і $VD2$ у нормальному режимі практично відсутній за рахунок вирівнювання потенціалів на їхніх виводах за допомогою резистора $R2$. Експериментальні дослідження наведеної схеми захисту на ОП типу 544УД1 із входом на польових транзисторах і діодах широкого застосування типу КД521 показали, що струм витоку входу в діапазоні температур від мінус 10 до + 50°C становить не більше 10 нА при вхідному опорі близько 1 ГОм. Ще на порядок струм витоку входу зменшується при застосуванні як захисних $VD1$ і $VD2$ польових транзисторів з р-п переходом типу КП103, КП303 і т.д.

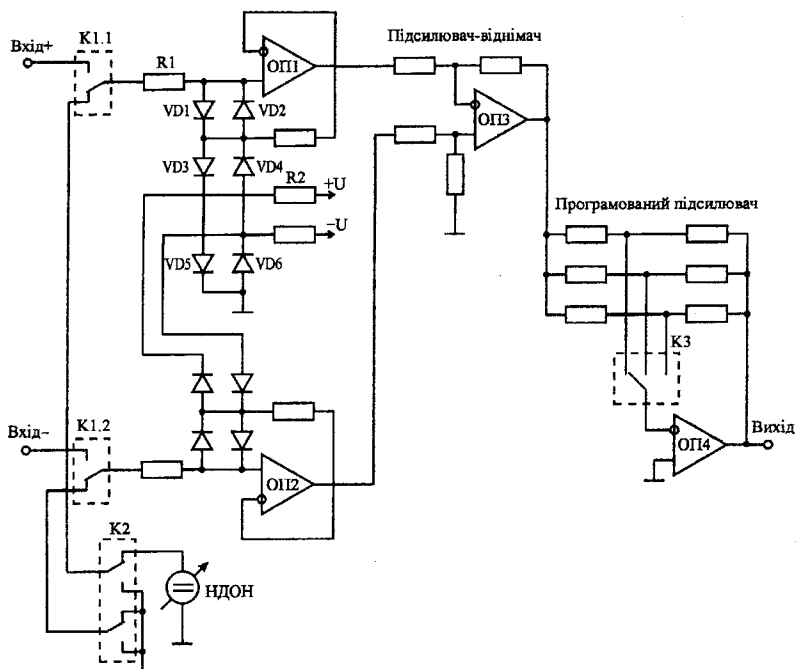


Рисунок 3.2. Функціональна схема вимірювального підсилювача

Функціональна схема вимірювального підсилювача на рис.3.2 містить також вузли, необхідні для коригування адитивної і мультиплікативної похибок статичної перетворювальної характеристики. Входи підсилювача підключено до герконових реле $K1.1$ і $K1.2$ з мінімальними витокami струмів і термо-е.р.с контактів. У режимі самокоригування реле $K1.1$ і $K1.2$ підключають входи підсилювачів до комутатора $K2$, через який подаються потенціали "нуля" і програмованого низькорівневого джерела опорної напруги (НДОН). Зазначені рівні підсилюються й кодується АЦП при всіх коефіцієнтах підсилення, що задаються комутатором $K3$. Оскільки напруги НДОН є високостабільними й їх коди зберігаються в ПЗП САЦП, то в режимі самокалібрування можливе визначення реальних коефіцієнтів підсилення вимірювального підсилювача. По закінченні самокоригування у ОКБ АЦП здійснюється перерахунок вихідного коду з урахуванням зсуву "нуля" і коефіцієнта підсилення підсилювача. Розрахункові співвідношення, використані при цьому, розглянуто в підрозділі 2.3.

3.2. Коригування нелінійності статичної передатної характеристики вимірювального підсилювача

Методи коригування адитивної і мультиплікативної похибок статичної перетворювальної характеристики за рахунок автокалібрування використовуються в багатьох автоматичних вимірювальних приладах і не є новими. Водночас, абсолютна похибка вимірювання, як зазначено в підрозділі 2.3, визначається також і нелінійністю статичної перетворювальної характеристики. Проблема забезпечення лінійності підсилювачів, порівнянної з лінійністю 16-20-розрядних АЦП 0,0001-0,0015%, стає особливо актуальною при реалізації гальванічно-розв'язаних і швидкодіючих підсилювачів. Так, кращі із закордонних модульних гальванічно-розв'язаних підсилювачів мають похибку лінійності на рівні 0,01-0,05% [90]. У роботі [71] запропоновано метод коригування похибки лінійності вимірювального підсилювача, підключеного до входу АЦП, що самокоригується.

Розглянемо метод коригування нелінійності статичної передатної характеристики вимірювального підсилювача при його роботі у складі АЦП, що самокоригується. На рис.3.3 наведено структурну схему пристрою, що реалізує запропонований метод. Вона містить аналоговий вхід, джерело опорної напруги, загальну шину, коригуючий цифроаналоговий перетворювач (КЦАП), дільник напруги на резисторах $R1$ і $R2$, перший аналоговий комутатор (АК1), власне підсилювач (ПС), другий аналоговий комутатор (АК2), квантувач і обчислювально-керуючий блок (ОКБ).

Найбільш близьким до цієї схеми є пристрій, що містить тракт підсилення сигналу, аналого-цифровий перетворювач, мікропроцесорну систему і цифроаналоговий перетворювач у колі зворотного зв'язку [91]. Даний прототип дозволяє коригувати систематичні похибки, обумовлені зсувом нуля й невідповідністю реального значення коефіцієнта передачі тракту сигналу номінальному значенню. Недоліком прототипа є, по-перше, необхідність застосування взірцевого цифроаналогового перетворювача зі стабільними температурними й часовими характеристиками й, по-друге, неможливість коригування похибок нелінійності тракту посилення.

Разом з тим, побудова АЦП на основі НПСЧ дозволяє в запропонованому пристрої здійснити цикл самокоригування квантувача, забезпечивши тим найвищу його лінійність. Можливо також визначення за допомогою лінійного квантувача точних співвідношень між вузловими напругами $\{U_{axi}\}$, відтвореними по виході КЦАП. Далі відображення масиву $\{U_{axi}\}$ у відповідний масив вихідних значень

$\{U_{вихі}\}$ підсилювача виконується за допомогою лінійного резистивного дільника, комутатора АК1 і нелінійного підсилювача ПС.

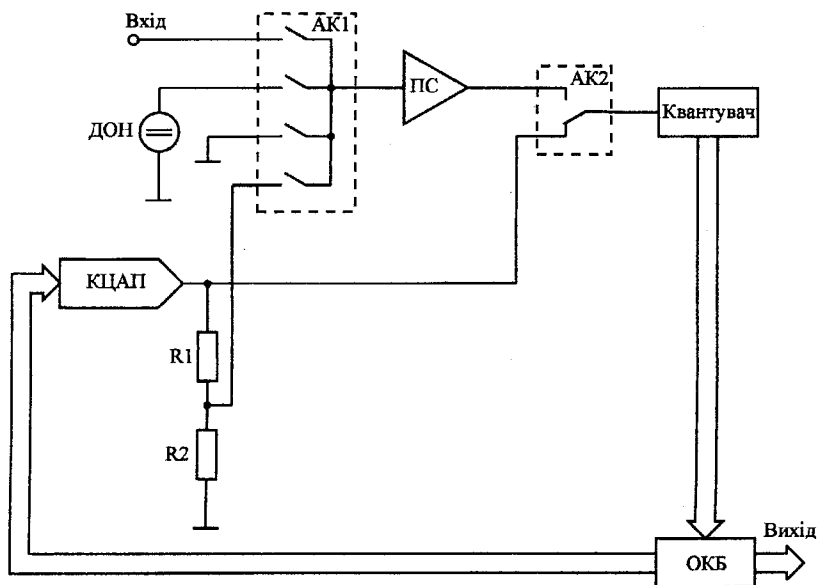


Рис 3.3. Структурна схема АЦП з коригуванням нелінійності підсилювача

Таким чином, в ОКБ може бути сформована таблиця відповідностей між вхідними й вихідними відліками нелінійної статичної передатної характеристики підсилювача ПС.

Лінеаризація характеристики можлива шляхом розв'язання в ОКБ системи рівнянь (2.15) (підрозділ 2.3) або ж, що значно простіше, шляхом запропонованого алгоритму кусково-лінійної інтерполяції. При цьому кожний i -та ділянка перетворювальних характеристик описується лінійною залежністю:

$$U_{вих} = \Delta'_i + S'_i \cdot U_{вх}, \quad (3.4)$$

де Δ'_i – зсув нульового рівня на i -й лінійній ділянці;

S'_i – крутизна на i -й ділянці;

$U_{вх}$ – напруга, що подається на вхід підсилювача;

$U_{вих}$ – вихідна напруга підсилювача, що відповідає вхідній напрузі.

Запропонований пристрій функціонує у двох режимах: у режимі самокоригування й у режимі безпосереднього перетворення. Режим самокоригування складається з трьох етапів. На першому етапі після запуску пристрою ОКБ видає сигнал, що комутує вихід КЦАП на вхід квантувача через АК2. На вході КЦАП послідовно формуються коди K_1, K_2, \dots, K_N . Кожному відповідають сигнали A_1, A_2, \dots, A_N . За допомогою квантувача в ОКБ для кожного з цих сигналів формується масив кодів вхідних значень $\{K_i\}$. Далі вихід резистивного дільника комутується за допомогою АК1 на вхід підсилювача, а вихід підсилювача за допомогою АК2 – на вхід квантувача. ОКБ послідовно видає коди K_1, K_2, \dots, K_N на вхід КЦАП. Відповідні ним значення вихідного сигналу A_1, A_2, \dots, A_N надходять через дільник напруги й АК2 на вхід підсилювача:

$$A'_i = A_i \cdot K_{\text{дн}} \quad (3.5)$$

де $K_{\text{дн}}$ – коефіцієнт поділу дільника напруги на резисторах R_1 і R_2 причому, $K_{\text{дн}} \approx 1/K_{\text{нс}}$ ($K_{\text{нс}}$ – коефіцієнт підсилення).

Сигнал з виходу підсилювача надходить на вхід квантувача АЦП, на вихідній шині якого формується відповідний код K'_i . У результаті у блоці оперативної пам'яті ОКБ формується масив вихідних значень $\{K'_i\}$ статичної перетворювальної характеристики підсилювача. ОКБ обчислює коефіцієнти чутливості характеристики для кожного i -го інтервалу перетворювальної характеристики підсилювача:

$$S'_i = (K'_{i+1} - K'_i) / (K_{i+1} - K_i) \quad (3.6)$$

і зворотної перетворювальної характеристики: $S_i = 1/S'_i$.

Зсув нульового рівня на i -ому інтервалі лінійності прямої перетворювальної характеристики підсилювача обчислюється за формулою:

$$\Delta'_i = K'_{i+1} - K_{i+1} \cdot S'_i \quad (3.7)$$

а зворотної перетворювальної характеристики:

$$\Delta_i = -\Delta'_i / S'_i \quad (3.8)$$

Таким чином, результатом роботи пристрою на першому етапі режиму самокоригування є сформовані у блоці оперативної пам'яті ОЗП таблиці коефіцієнтів $\{A_i\}$, $\{S_i\}$.

На початку наступного етапу режиму самокоригування на вхід підсилювача через АК1 підключається шина "нуля" і квантувач АЦП формує відповідний код K_{zero} . Отриманий код необхідно скоригувати з урахуванням нелінійності підсилювача. При цьому ОКБ визначає приналежність значення K_{zero} одному з інтервалів лінійності зворотної перетворювальної характеристики шляхом послідовного порівняння величини K_{zero} із граничними значеннями інтервалів $K1, K2, \dots, KN$, отриманими на першому етапі режиму самокоригування й, що зберігаються в блоці оперативної пам'яті ОКБ. З таблиці коефіцієнтів, сформованої на першому етапі режиму самокалібрування, залучаються відповідні певному k -му робочому інтервалі зворотної перетворювальної характеристики значення Δ_k і S_k .

Скоригований вихідний код обчислюється за формулою:

$$K_{zero} = K'_{zero} \cdot S_k + \Delta_k. \quad (3.9)$$

Отримане значення K_{zero} використовується для коригування адитивної похибки (похибки нуля) перетворювальної характеристики підсилювача.

Аналогічним чином кодується напруга ДОН і з отриманого результату усувається похибка лінійності підсилювача. Крім того, з отриманого коду $K_{дон}$ віднімається похибка зсуву нуля.

$$K_{дон} = K'_{дон} - K_{zero}. \quad (3.10)$$

Отримане значення відрізняється від коду $K_{окк}$, що відповідає вихідній напрузі джерела опорної напруги. Значення $K_{окк}$ вимірюється на етапі виготовлення пристрою й заноситься в блок постійної пам'яті ОКБ. Кориговальний масштабний коефіцієнт K_m визначається зі співвідношення

$$K_m = K_{окк} / K_{дон}. \quad (3.11)$$

Для коригування похибки масштабу кожне значення масиву коефіцієнтів $\{\Delta_{ij}\}$ і $\{S_{ij}\}$ множиться на знайдений коефіцієнт K_m .

У режимі безпосереднього перетворення вхідний аналоговий сигнал $U_{вх}$ надходить на шину "Вхід" пристрою, і через АК1, підсилювач і АК2 - на вхід квантувача. На виході квантувача після аналого-цифрового перетворення формується код $K_{вих}$, що надходить в ОКБ. ОКБ виконує коригування похибок лінійності, адитивної і мультиплікативної складових з урахуванням даних, отриманих у режимі самокоригування. Визначається приналежність значення $K_{вих}$ одному з інтервалів лінійності зворотної перетворювальної

характеристики шляхом послідовного порівняння значення $K_{вих}$ зі значеннями K_1, K_2, \dots, K_N , отриманими на першому етапі режиму самоперевірки й, що зберігаються в блоці оперативної пам'яті. З таблиці коефіцієнтів відбираються відповідні k -му робочому інтервалу зворотної перетворювальної характеристики значення Δ_k і S_k , скоригований вихідний код обчислюється за формулою

$$K_{вих} = K'_{вих} \cdot S_k + \Delta_k - K_{zero} \quad (3.12)$$

і надходить на вихідну шину пристрою "Вихід". На цьому робота в режимі безпосереднього перетворення закінчується.

Оцінимо ефективність запропонованого методу коригування нелінійності. Вважаємо, що вихідна нелінійність вимірювального підсилувача прототипу й запропонованого пристрою однакова. При цьому оцінюємо зниження вимог до точності цифроаналогового перетворювача. Зниження вихідної нелінійності вимірювального підсилувача досягається за рахунок застосування кусково-лінійної апроксимації його перетворювальної характеристики. При кусково-лінійній апроксимації нелінійна функція $Y(X)$ у всьому інтервалі $X \in [X_{min}, X_{max}]$ розбивається на m ділянок довжиною l і на кожному з них замінюється прямою лінією

$$Y'(X) = Y'(X_j) + \frac{Y'(X_{j+1}) - Y'(X_j)}{X_{j+1} - X_j} \cdot (X - X_j), \quad (3.13)$$

де $Y'(X_{j+1}), Y'(X_j)$ - значення багатокутної ламаної на межах j -ї ділянки.

Число ділянок m і число границь ділянок N визначаються по заданій похибці апроксимації ε . З цією метою було розроблено моделюючу програму. Для нелінійної функції $Y(X) = X + A \sin(2\pi \cdot X(X_{max} - X_{min}))$ при вихідній нелінійності функції 0,1% коефіцієнт A розраховується за формулою: $A = 0,1 \cdot (Y_{max} - Y_{min}) / 100$. Нелінійність функції в i -й точці визначається зі співвідношення:

$$\varepsilon_i = \frac{|Y(X_i) - Y'(X_i)|}{|Y(X_{max}) - Y(X_{min})|} \cdot 100\%, \quad (3.14)$$

де $Y(X_i)$ - значення нелінійної функції в i -й точці;

$Y'(X_i)$ - значення апроксимуючої прямої в i -й точці;

$|Y(X_{\max}) - Y(X_{\min})|$ - діапазон змінення вихідного значення.

У табл.3.1 наведено результати розрахунку значень m і N , що забезпечують зниження вихідної нелінійності до необхідного значення ε . Зона задання аргументу $[X_{\min} X_{\max}]$ розбивалася на рівні відрізки довжиною

$$l = \frac{X_{\max} - X_{\min}}{m} = \text{const} \quad (3.15)$$

Таблиця 3.1

Значення вихідної нелінійності, %	Задана похибка апроксимації, %	Кількість лінійних ділянок	Кількість граничних точок	Розрядність КЦАП, біт
1	0,01	23	24	5
0,1	0,01	7	8	3
0,1	0,001	23	24	5

Аналіз результатів показує, що для зниження вихідної нелінійності в 10 разів ($\varepsilon=0,01\%$) необхідна розбивка функції на сім лінійних ділянок, які визначаються вісьмома граничними точками. Це забезпечується використанням у пристрої 3-х розрядного коригувального цифроаналогового перетворювача.

Таким чином, запропонований метод коригування підсилювача й описаний пристрій дозволяє на один-два порядків зменшити похибку лінійності статичної перетворювальної характеристики при використанні коригувального ЦАП невисокої точності. Метод природно доповнює алгоритми коригування, реалізовані в АЦП, що самокоригуються на основі НПСЧ, і не вимагає особливих витрат, тому що основні використані вузли - ОКБ, ДОН, АК1 і т.д. у САЦП є. Додатково уведено тільки КЦАП, резистивний дільник і АК2.

3.3. Схемотехніка термостатованих джерел опорної напруги

При розробці вхідних пристроїв вимірювальних АЦП, що самокоригуються, потрібне джерело опорної напруги з відносним температурним дрейфом не більше $0,5 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ і коефіцієнтом стабілізації по напрузі живлення не менш 10^5 . Побудова такого ДОН засобами інтегральної технології стало можливим тільки останнім часом. При цьому інтегральний ДОН являє собою мікросхему з температурною стабілізацією режиму. Вітчизняний аналог одного з перших закордонних ДОН типу LM199 [93] освоювався протягом ряду років і дотепер випускається в обмеженій кількості по спеціаль-

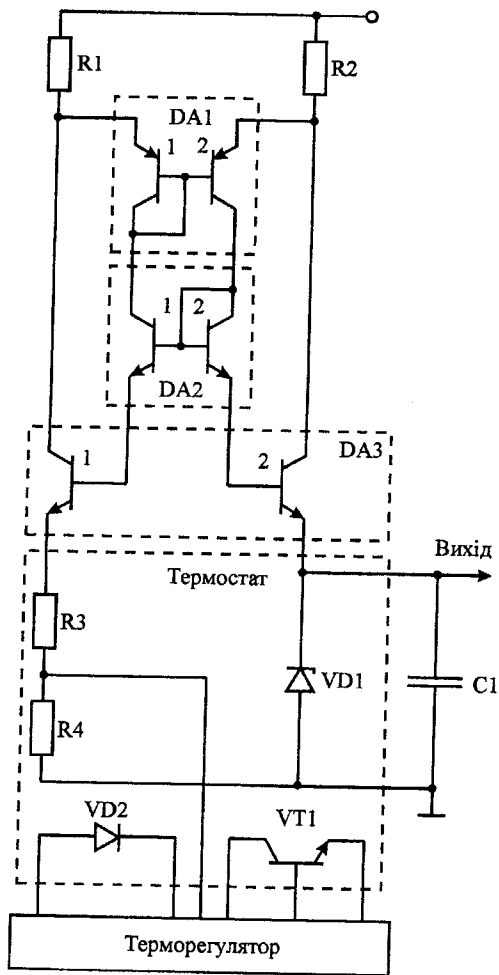


Рис.3.4. Схема термостатованого джерела опорної напруги

для високоточних АЦП використання термокомпенсованого стабілітрона виявляється ефективним лише тоді, коли струм стабілізації останнього заданий джерелом струму, а всі елементи схеми підтримуються при постійній температурі за рахунок активного термостатування. Однак, потужність, розсіювана нагрівальним елементом, час виходу на задану температуру й градієнт температур у робочому об-

них замовленнях. З іншого боку, промисловістю серійно випускаються прецизійні стабілітрони, у тому числі й з нормованими тимчасовими характеристиками й на широкий діапазон напруг. Природно, що при розробці високоточних АЦП, що самокоригуються проблема ДОН виникла в першу чергу й вирішувалася схемотехнічними й конструктивними шляхами, що становлять певну наукову новизну й безсумнівний практичний інтерес [94, 95]. Далі розглянемо схеми побудови термостатованих ДОН на основі серійних прецизійних стабілітронів, наведемо розрахункові й експериментальні дані їхньої температурної стабільності. Причому, розглянемо як ДОН для роботи у вхідному діапазоні напруг АЦП 0-10 В, так і низькорівневі ДОН для калібрування вимірювальних підсилювачів.

У відомих шляхах вирішення проблеми побудови прецизійних ДОН

сязі термостата в багатьох випадках виявляються неприпустимо великими внаслідок незадовільних конструктивних характеристик термостата.

На рис.3.4 показано розроблену функціональну схему ДОН, у якій термостатуванню підлягають тільки стабілітрон і струмозадаючі резистори [94, 95]. Всі інші компоненти схеми за рахунок симетричної побудови відбивача струму кільцевого типу забезпечують необхідні характеристики в робочому діапазоні температур від мінус 20 до +70°C.

Розглянемо особливості роботи наведеної схеми. При подачі напруги живлення E_n стабілітрон $VD1$ запускається початковим струмом, що протікає по колу: резистор $R2$, транзистори $DA1.2$, $DA2.2$, $DA3.3$.

При цьому на виході джерела струму, у колі колектора транзистора $DA3.1$ буде протікати струм, рівний:

$$I_{DA3.1} = \frac{U_{cm} + \Delta U_{6e DA2.DA3}}{R3 + R4} - I_{6 DA2.1}, \quad (3.16)$$

де U_{cm} – опорна напруга, що задається стабілітроном $VD1$;
 $\Delta U_{6e DA2, DA3}$ – різниця напруг база-емітер складових транзисторів зборки $DA2$ і $DA3$;

$I_{6 DA2.1}$ – струм бази транзистора $DA2.1$.

Базовий струм транзистора $DA3.1$, рівний $I_{DA3.1}/\beta_{DA3.1}$ протікає через транзистор $DA2.1$, давач струмового дзеркала на транзисторі $DA1.1$ і резисторі $R1$. На виході відбивача струму (колектор транзистора $DA1.2$) формується струм $I_{DA1.2}$, рівний:

$$I_{DA1.2} = \frac{U_{R1} + \Delta U_{6e DA1}}{R2} - I_{6 DA1.2}, \quad (3.17)$$

де U_{R1} – значення напруги на резисторі $R1$, рівне:

$$U_{R1} = (I_{DA3.1} + I_{DA3.1}/\beta - I_{6 DA1}) \cdot R1, \quad (3.18)$$

де $I_{6 DA1.2}$ – струм бази транзистора $DA1.2$;

$\Delta U_{6e DA1}$ – різниця напруг база-емітер транзисторів зборки.

Вихідний струм відбивача струму $I_{DA1.2}$, протікаючи через давач на резисторі $R2$, є одночасно базовим струмом транзистора $DA3.1$, колекторний струм якого протікає через стабілітрон $VD1$ і визначається виразом

$$I = (I_{DA1.2} - I_{6 DA2.1}) \cdot \beta_{DA3.1} \quad (3.19)$$

Застосування узгоджених пар транзисторів у зборках $DA1, DA2, DA3$, дозволяє мінімізувати різницю напруг база-емітер. Щільність струмів, що протікають через вищевказані пари транзистрів, з метою мінімізації температурного дрейфу повинна бути однаковою. Це досягається вибором однакових за значенням резисторів $R1$ і $R2$. Причому, на похибку відбиття впливає не абсолютна різниця номіналів зазначених резисторів, а відносна. Ця обставина дозволяє не піддавати резистори $R1$ і $R2$ термостатуванню, і реалізовувати їх в єдиному технологічному процесі. Наприклад, при тонкоплівковому напилюванні досить дотриматися однаковості їхніх розмірів і мінімальності температурного градієнту.

Після спільної підстановки виразів (3.16)...(3.17) в (3.19) і вилучення струму стабілітрона

$$I_{cm} = \frac{\frac{U_{cm} + \Delta U_{6 DA2.DA3}}{R3 + R4} \cdot \frac{R1}{R2} \cdot \left(1 - \frac{2}{\beta_{DA2} \cdot \beta_{DA3}}\right) + \frac{\Delta U_{6e DA1}}{R2}}{1 + \frac{1}{\beta_{DA1} \cdot \beta_{DA3}}} \quad (3.20)$$

Розрахункове значення температурного дрейфу вихідної напруги стабілітрона розрахуємо як суму струмової складової й власного дрейфу напруги стабілізації:

$$\Delta U_{вих} = r_{cm} \cdot \Delta I_{cm} + \Delta U_{cm}, \quad (3.21)$$

де r_{cm} – динамічний опір стабілітрона.

Дрейф струму ΔI_{cm} визначимо на основі виразу (3.20), після чого вираз набуде (3.21) такого вигляду:

$$\Delta U_{cm} = r_{cm} \cdot \left[\left(\frac{\Delta U'_{6e DA2.DA3}}{R3 + R4} + \Delta I_{6 DA2.1} + \frac{\Delta U'_{6e DA1}}{R2} + \frac{U_{B2}}{R2} + \Delta I_{6 DA1.2} \right) \cdot \Delta t_{en} + \frac{U_{cm} \cdot TCO_{abc}}{R3 + R4} \cdot \Delta t_m \right] + TCO_{сiд} \cdot U_{cm} \cdot \Delta t_m \quad (3.22)$$

де $\Delta U'_{6e DA1}, \Delta U'_{6e DA2, DA3}$ – змінення різниці значень напруг "база-емітер" від температури відповідних пар транзистрів;

TCO_{abc} – абсолютне змінення сумарного опору резисторів на один градус;

$TKO_{від}$ – відносне змінення опору між резисторами на один градус;

$\Delta I_{6 DA2.1}$, $\Delta I_{6 DA2.2}$ – змінення базового струму транзистрів $DA1.2$ і $DA2.1$ на градус температури, відповідно рівні:

$$\Delta I_{6 DA1.2} = I_{cm} \cdot \frac{\Delta \beta_{DA2}}{\beta_{DA2}} \cdot \frac{\Delta \beta_{DA3}}{\beta_{DA3}}; \quad \Delta I_{6 DA2.1} = I_{cm} \cdot \frac{\Delta \beta_{DA1}}{\beta_{DA1}} \cdot \frac{\Delta \beta_{DA2}}{\beta_{DA2}}$$

При використанні резисторів із $TKO_{омн}=1 \cdot 10^{-6} 1/^{\circ}C$ рівним $TKO_{abc}=50 \cdot 10^{-6} 1/^{\circ}C$, стабілітронів КС191Ф с $TKO_{cm}=0,5 \cdot 10^{-6} 1/^{\circ}C$, транзисторних зборок з температурним дрейфом різниці напруг "база-емітер", рівним $\Delta U'_{be}=10 \cdot 10^{-6} В/^{\circ}C$, дрейфом базового струму $\Delta I_6=1\%/^{\circ}C$ при $\beta=100$ ($\Delta \beta/\beta=1 \cdot 10^{-4} 1/^{\circ}C$) і за умови, що $R3+R4=1$ кОм, $I_{cm}=10$ мА, допускаючи змінення температури зовнішнього середовища $\Delta t_{вн}=100^{\circ}C$ і похибки підтримки температури усередині термостата $\Delta t_m=2^{\circ}C$, одержуємо: $\Delta U_{cm}=0,25 \cdot 10^{-3}$ В. Таким чином, при напрузі стабілізації рівній $U_{cm}=+9$ В, відносний дрейф вихідної напруги складе:

$$\frac{\Delta U_{cm}}{U_{cm} \cdot \Delta t_{вн}} = 0,28 \cdot 10^{-6} 1/^{\circ}C$$

Отриманий числовий результат підтверджує ефективність розглянутого методу побудови ДОН.

Схема підтримки постійної температури усередині термостата може бути реалізована як показано на рис.3.5. Термочутливим елементом слугує діод $VD2$, водночас опорна напруга знімається з резистивного дільника $R3-R4$, термостатування якого дозволяє одержати високу стабільність підтримки температури. Елементом, що нагріває, слугує транзистор $VT1$. Регулюючий елемент – операційний підсилювач ОП керує нагріванням за релейним законом регулювання, що забезпечує просту схемну реалізацію. Конструктивно термостат у дискретному варіанті виконується шляхом розміщення елементів у теплоізолюваний металевий нагрівач мінімального об'єму. У гібридному варіанті елементи термостата розміщуються на мікропідкладці розміром 3×3 мм, причому резистори $R3$ і $R4$ виконано напилюванням, транзистор $VT1$, напаяно на металізовану поверхню, а стабілітрон $VD1$ (типу 2С164М1) і діод наклеюються. Для зменшення градієнта температур по мікропідкладці термостата її покривають теплопровідною пастою, а для термоізоляції – покривають ізолюючою сполукою. Всі інші елементи схеми, включаючи відбивач струму й терморегуля-

тор, виконуються на ситаловій підкладці й термостатуванню не підлягають.

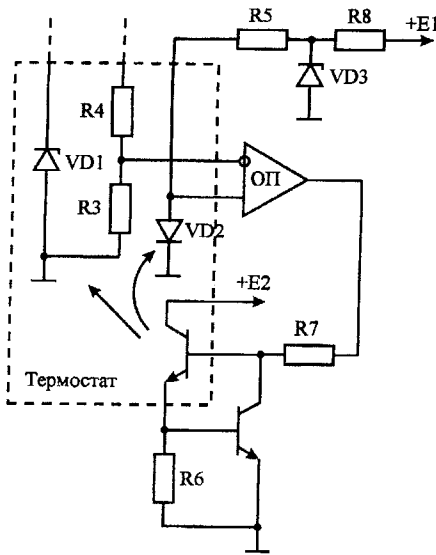


Рис.3.5. Схема регулятора температури ТДОН

Експериментальні зразки гібридної інтегральної схеми описуваного термостатованого джерела виконані в 14-вивідних корпусах типу 155.15.4 і мають такі характеристики:

- вихідна напруга – 6-7 В;
- вихідний диференціальний опір – не більше 100 Ом;
- температурний дрейф вихідної напруги в діапазоні зовнішніх температур від мінус 20 до +60°C $TKH=0,3-0,4 \cdot 10^{-6} 1/^{\circ}C$;

споживана потужність – не більше 250 мВт.

При розробці низькорівневого ДОН для вимірювального підсилювача виникає проблема зі стабілізацією коефіцієнта поділу напруги стабілітрона за допо-

могою резистивного дільника. Вирішити завдання також виявляється можливим за рахунок термостатування. Підключення резистивного дільника паралельно стабілізатору в схемі ДОН на рис.3.4 виявляється недоцільним через додатковий дрейф струму стабілізації I_{cm} . Використання резистивного дільника як струмозадаючого ($R3, R4$) також не приведе до очікуваного результату через дрейф різниці напруг база-емітер збірки $DA3$. Вихід був знайдений у схемі на рис.3.6. Прецизійний операційний підсилювач виконує функції підтримки струму стабілізації на рівні

$$I_{cm} = \frac{U_{cm} \cdot \left(\frac{R2}{R3 + R4} + 1 \right) - U_{cm}}{R1} \quad (3.23)$$

або

$$I_{cm} = U_{cm} \cdot \frac{R2}{R1 \cdot (R3 + R4)} \quad (3.24)$$

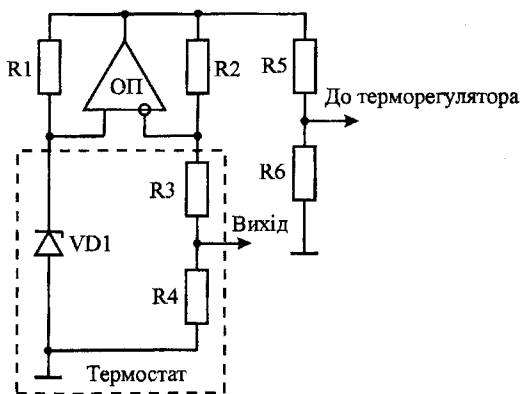


Рис 3.6. Схема низькорівневого ДОН на ОП

рис.3.4. Так для ОП типу К140УД17 температурний коефіцієнт зсуву не перевищує $0,3 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$, а вхідного струму $0,12 \text{ нА}/^\circ\text{C}$.

Необхідно також відзначити, що для низькорівневих ТДОН на першому плані виникають проблеми, пов'язані з наявністю термо-е.р.с контактів і витокami струмів на поверхні друкованої плати. Після вжиття спеціальних конструктивних заходів (вирівнювання потенціалів напруги й мінімізації температурних градієнтів) у схемі на рис.3.6 удалося забезпечити температурний коефіцієнт напруги близько $2 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ для опорної напруги 1 В и $10 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ для опорної напруги 100 мВ.

Таким чином, розглянуті схеми ТДОН дозволяють вирішити проблему створення АЦП, що самокоригуються і вимірювальних підсилювачів з приведеною похибкою $0,005\%$ при вхідній напрузі 10 В і $0,01\%$ при вхідній напрузі 100 мВ для роботи в діапазоні температур від мінус 20 С до $+70^\circ\text{C}$.

3.4. Вибір активних фільтрів низьких частот для вхідних пристроїв САЦП

Активні фільтри низьких частот (ФНЧ) у складі вхідних пристроїв АЦП виконують функції обмеження спектра вхідних сигналів і запобігання ефекту антинакладення спектрів. У підрозділі

2.3 проаналізовано похибки АЧХ і ФЧХ фільтрів і запропоновано критерії для їхнього адекватного оцінювання. Незважаючи на те, що теорія власне аналогових фільтрів добре розроблена, стосовно АЦП, особливо до високоточних, вона не адаптована. З іншого боку, розробники перетворювачів форми інформації найчастіше розглядають ФНЧ як зовнішні пристрої. Причому, якщо для сигнальних ЦАП сама наявність ФНЧ (для відновлення вихідного сигналу) сприймається як природне, то для АЦП – часто ігнорується. В останньому випадку виникають методичні похибки, що значно перевищують похибки АЦП.

При виборі ФНЧ для вхідного пристрою АЦП необхідно ґрунтуватися на таких основних вихідних даних:

співвідношення між частотою дискретизації й частотою зрізу f_s/f_c ;

допустима інтегральна нерівномірність АЧХ у смузі $\Delta^I_{АЧХ}$ пропускання;

допустима інтегральна нелінійність ФЧХ у смузі $\Delta^I_{ФЧХ}$ пропускання;

допустима інтегральна похибка внаслідок антинакладення спектрів Δ_a ;

допустимий коефіцієнт нелінійних спотворень (КНП);

допустиме відношення сигнал-шум;

наявність змінюваної частоти зрізу.

У процесі проектування ФНЧ необхідно визначити тип фільтра, його порядок, схемотехніку кіл, розрахувати елементи, уточнити АЧХ, ФЧХ і перехідну характеристику.

При аналізі типу фільтра для АЦП необхідно керуватися інформацією з їхніх особливостей [102]. З великого розмаїття фільтрів виділимо як характерні фільтри Баттерворта, Чебишева й Бесселя. Фільтр Баттерворта має монотонну АЧХ у смузі пропускання, що різко спадає за частотою зрізу. Перехідна характеристика такого фільтра має коливальний характер. ФЧХ фільтра Баттерворта в смузі пропускання монотонна й має прийнятну лінійність. Щодо цього фільтр Баттерворта дозволяє врахувати й скоригувати його АЧХ і ФЧХ при спектральному аналізі вихідного сигналу АЦП. Фільтр Чебишева виділяється великою крутістю спаду АЧХ у перехідній смузі й рівномірній хвилеподібній нерівномірності в смузі пропускання. При однаковому з фільтром Баттерворта порядку тривалість перехідного процесу фільтра Чебишева більше. Такий фільтр потрібен при невеликих відношеннях f_s/f_c і не дуже жорстких

вимогах по $\Delta^I_{АЧХ}$. Фільтр Бесселя має оптимальну перехідну характеристику внаслідок лінійності ФЧХ. Навпроти, крутість спаду фільтра Бесселя в перехідній смузі менше, ніж у попередніх фільтрах. Фільтр Бесселя найкраще забезпечує збереження форми входних сигналів АЦП. При організації відповідних часових затримок на перемикання зазначений фільтр може встановлюватися після аналогового комутатора, що значно скорочує апаратні витрати.

Визначення порядку фільтра, аналіз їх АЧХ, ФЧХ і перехідної характеристики на етапі вибору типу доцільно проводити на основі довідкових даних [92]. Після вибору типу фільтра на основі табульованих функцій або розрахунком на ЕОМ визначають коефіцієнти для розрахунку елементів. При реалізації активних ФНЧ на операційних підсилювачах з RC-ланцюгами побудова фільтрів високих порядків є можливою за рахунок покаскадного нарощування ланок першого-третього порядків.

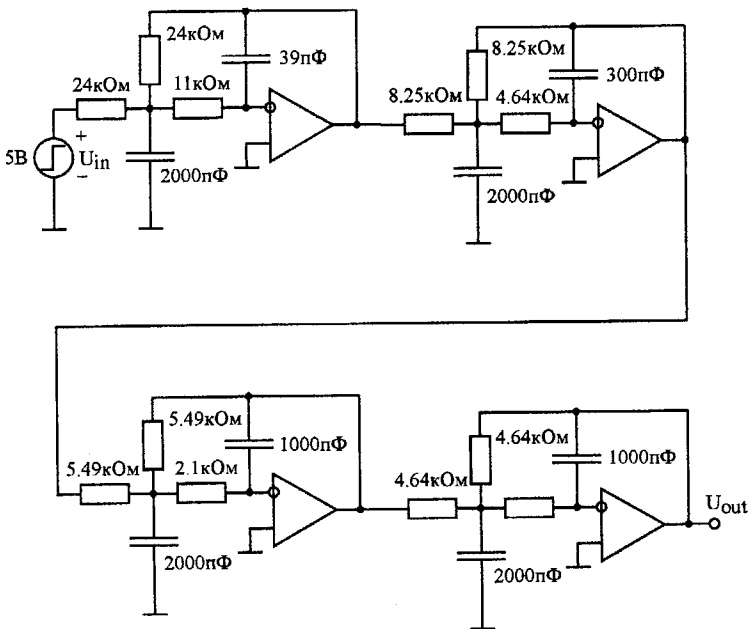


Рисунок 3.7. Схема ФНЧ Баттерворта 8-го порядку

Необхідним і надзвичайно ефективним етапом у проектуванні фільтрів є моделювання їхніх схем пакетами схемотехнічного аналізу

типу PSPICE, MICROCAP і т.д. У цьому випадку можлива як перевірка прийнятих рішень і розрахунків, так і виявлення чутливості характеристик фільтра до зміни складових його елементів (аналіз чутливості). У процесі моделювання різних схем фільтрів для 16-ти розрядного САЦП звукового діапазону частот встановлено, що фільтри Баттерворта 6-10 порядків мають компромісне поєднання властивостей АЧХ, ФЧХ і перехідної характеристики. Фільтр Чебишева при мінімізації нерівномірності АЧХ у смузі пропускання переходить у фільтр Баттерворта. Лінійність ФЧХ фільтра Баттерворта в першій частині смуги пропускання незначно уступає аналогічній характеристиці фільтра Бесселя. Крім того, фільтри Баттерворта значно простіші в налаштуванні й мають порівняно невелику чутливість до зміни параметрів. Як приклад на рис.3.7 наведено схему фільтра Баттерворта 8-го порядку з частотою зрізу 25 кГц, на рис.3.8 - його АЧХ, ФЧХ і ГВЗ, а на рис.3.9 – перехідну характеристику. Аналіз виконаний у середовищі пакета MICROCAP.

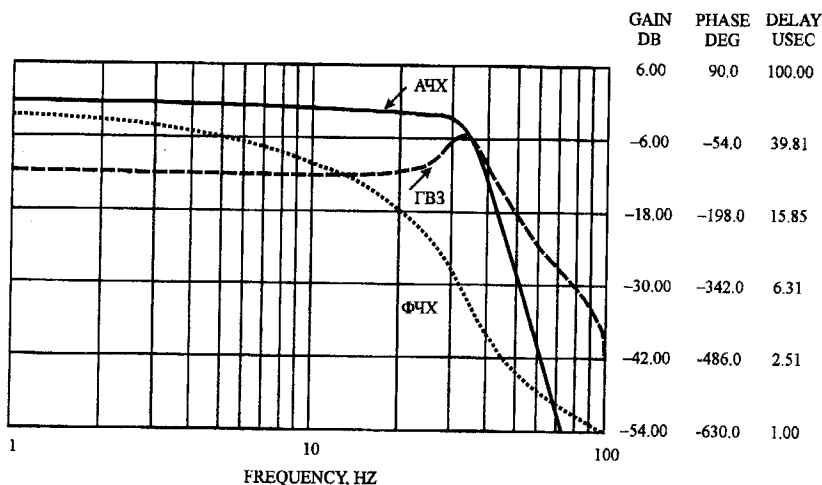


Рисунок 3.8. АЧХ, ФЧХ, ГВЗ фільтра Баттерворта

Зупинимося на виборі схемотехніки ланок активних ФНЧ. Існують дві основні схеми ланки другого порядку на одному ОП [102]: з додатнім зворотним зв'язком (ДЗЗ) (рис.3.10) і зі складним від'ємним зворотним зв'язком (ВЗЗ) (рис.3.11). Зазначені схеми з різними типами ОП були експериментально перевірені на предмет мінімуму нелінійних спотворень. Частота зрізу ФНЧ становила

25 кГц, амплітуда вхідного сигналу – 5 В, частота – 6 кГц, коефіцієнт підсилення – одиничний. Як витікає з наведених у табл.3.2 експериментальних результатів, схема з ВЗЗ має явні переваги перед схемою ДЗЗ.

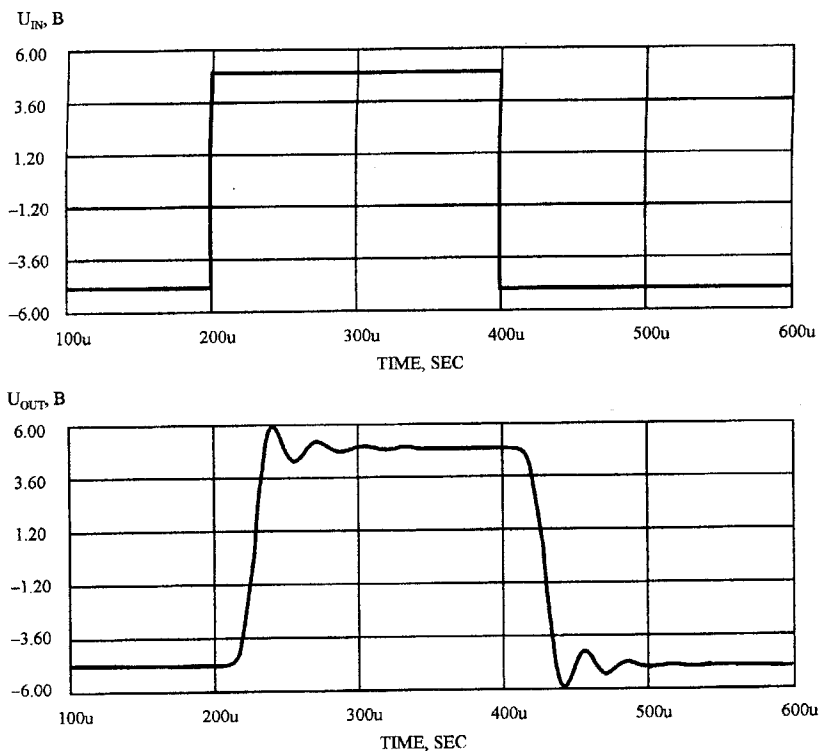


Рисунок 3.9. Перехідна характеристика ФНЧ Баттерворта

Отриманий результат пояснюється тим, що за змінним струмом ОП в схемі з ВЗЗ включено як прилад з нескінченним підсиленням, а у схемі з ДЗЗ – з фіксованим, обумовленим співвідношенням резисторів $R1$ і $R3$. Отже, ефективна сигнальна смуга по колу зворотного зв'язку для схеми з ВЗЗ значно ширше й сягає аж частоти зрізу фільтра f_s . У схемі з ВЗЗ можливо також застосування швидкодіючих ОП без внутрішніх ланцюгів коригування, тоді як у схемі з ДЗЗ це приводить до самогенерування. Додатковою перевагою схеми з ВЗЗ є відносна простота реалізації ФНЧ із частотами зрізу, що переключаються. На рис.3.12 наведено схему ланки такого ФНЧ із резисторами зворотного

зв'язку, що переключуються за допомогою спарених аналогових комутаторів *AK1.1* і *AK1.2*. Істотним у запропонованій схемі є те, що номінали резисторів пропорційні частоті зрізу, число конденсаторів не збільшується, а аналогові комутатори включено за постійним струмом в точку „квазі-нуля” ОП, що знижує внесені ними похибки.

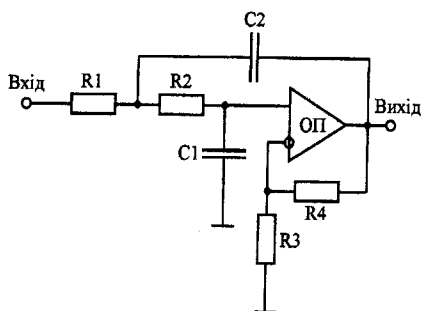


Рисунок 3.10. Схема ланки ФНЧ 2-го порядку з ДЗЗ

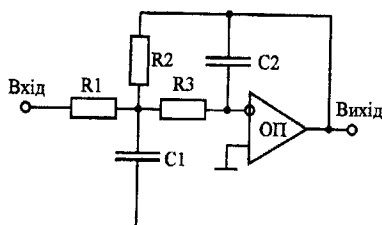


Рисунок 3.11. Схема ланки ФНЧ 2-го порядку з ВЗЗ

Таблиця 3.2

Тип ОП	КНП схеми з ДЗЗ, %	КНП схеми з ВЗЗ, %
К140УД6	0,02	0,004
К544УД1	0,018	0,0035
К140УД11	0,004	0,002

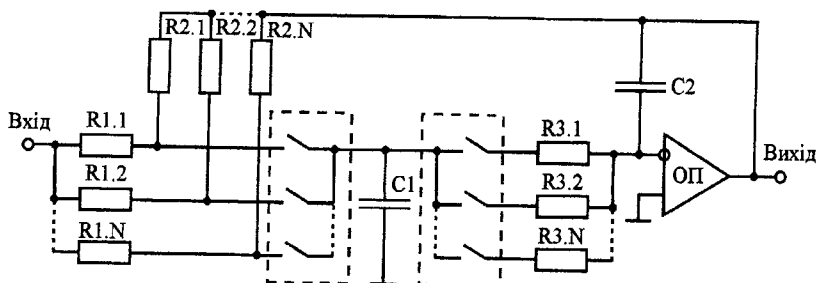


Рисунок 3.12. Схема ланки з ВЗЗ із перемикальною частотою зрізу ФНЧ

Таким чином, розглянувши в цьому підрозділі особливості

різних фільтрів, робимо висновок, що для ряду застосувань високоточних АЦП, що самокоригуються, кращим є вибір фільтра Баттерворта. При розгляді схемотехніки активних ланок ФНЧ на ОП показано, що кращими є схеми ланок другого порядку з ВЗЗ. При цьому для останніх запропонована схема перемикання частоти зрізу фільтра. Вибір за тип ФНЧ фільтра Баттерворта із гладкими АЧХ і ФЧХ дозволяє в принципі здійснити коригування останніх. Таке коригування здійснено в автоматизованому аналізаторі параметрів звукових трактів на базі АЦП, що самокоригуються, і ЦАП, підключених до ПЕОМ (підрозділ 4.4).

3.5. Синтез структур підсилювачів вибирання-зберігання для пристроїв дискретизації САЦП

Як було показано в підрозділі 2.4, саме пристроєм дискретизації визначається ряд найважливіших динамічних параметрів АЦП, пов'язаних з комутацією, вибіркою й зберіганням вхідного сигналу. Основною частиною пристрою дискретизації є підсилювач вибірки-зберігання (ПВЗ). В [42, 57] показано, що для АЦП, що самокоригуються, кращим є використання ПВЗ інтеграторного типу із загальним від'ємним зворотним зв'язком. Структурну схему найпростішого інтеграторного ПВЗ наведено на рис.3.13. Істотною перевагою ПВЗ інтеграторного типу є адитивний характер похибок стрибка й зсуву нуля, що дозволяє визначати їх у циклі самокалібрування САЦП і враховувати у цифровому вигляді при безпосередньому аналого-цифровому перетворенні. Крім того, аналоговий ключ інтеграторного ПВЗ $Kл$ може працювати в режимі перемикання струмів, чим забезпечуються потенційні можливості зменшення апертурних похибок і похибок прямого проходження сигналу.

Основним недоліком найпростішого ПВЗ інтеграторного типу, наведеного на рис.3.13, є відносно низька швидкодія, обумовлена постійною часу заряду:

$$\tau_3 = (R_{ex} \parallel R_{z3} + R_{кл}) \cdot C, \quad (3.25)$$

де $R_{кл}$ – опір ключа $Kл$, призначення R_{ex} , R_{z3} і $C_{зб}$ ясно з рис.3.13. Зазначений недолік можна усунути шляхом уведення до структури ПВЗ (перед ключем $Kл$) повторювача напруги (ПН). При цьому постійна часу заряду τ_3 за рахунок вилучення з (3.25) опорів R_{ex} і R_{z3} зменшується на один-два порядки.

З метою збільшення швидкодії й зменшення апертурних похибок ключ ПВЗ, як показано на рис.3.14, виконується звичайно у

вигляді мостового діодного ключа (МДК) із джерелами струму, що перемикаються (ДС1 і ДС2). Перемикання з режиму вибірки в режим зберігання здійснюється різнополярними і протифазними сигналами, зформованими формувачами керуючого сигналу $\Phi КС1$ і $\Phi КС2$.

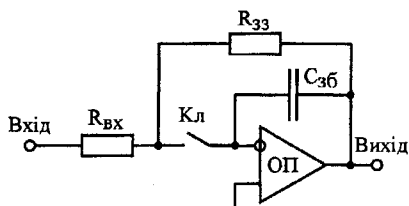


Рисунок 3.13. Структурна схема ПВЗ інтеграторного типу

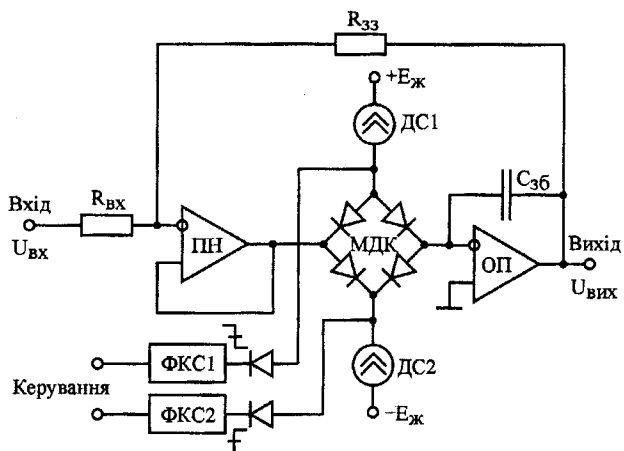


Рисунок 3.14. Функціональна схема ПВЗ із МДК

До додаткових переваг МДК відноситься також надзвичайно низьке пряме проходження сигналу, що становить рівень мінус 110-120 дБ [77]. Характерною особливістю розглянутого інтеграторного ПВЗ є наявність залежності більшості його параметрів від значення струму МДК. Так, з метою зменшення часу перезаряду конденсатора значення цих струмів необхідно збільшувати. Однак, при цьому неминуче збільшуються апертурні похибки і похибки стрибка при переході від вибірки до зберігання.

Розглянемо залежність похибки відслідковування ПВЗ від початкового струму МДК. Очевидно, чим більше розбаланс між

плечима мосту, тим більший струм відгалужується в емність зберігання $C_{\text{зб}}$. Водночас, вольт-амперна характеристика діодів МДК нелінійна, що обумовлює нелінійний взаємозв'язок між струмом заряду емності й напругою розбалансу мосту U_a .

Залежність струму через діод від прикладеної напруги U_{∂} :

$$I_{\partial} = I_0 \cdot \exp \frac{U_{\partial}}{U_m}, \quad (3.26)$$

де U_m – тепловий потенціал ($U_m \approx 25 \cdot 10^{-3}$ при $t = 25^{\circ}\text{C}$);

I_0 – зворотний струм.

З (3.26):

$$U_{\partial} = U_m \cdot \ln \frac{I_{\partial}}{I_0} \quad (3.27)$$

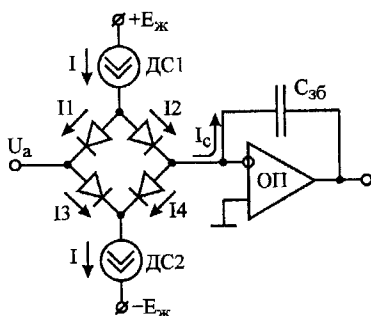


Рис 3.15. Розподіл струмів в МДК інтеграторного ПВЗ

Для розподілу струмів МДК (рис.3.15) справедлива система рівнянь:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_2 - I_4 = I_c; \\ I_1 + I_2 = I; \\ I_3 + I_4 = I; \\ U_m \cdot \ln \frac{I_2}{I_0} - U_m \cdot \ln \frac{I_1}{I_0} = U_a; \\ U_m \cdot \ln \frac{I_3}{I_0} - U_m \cdot \ln \frac{I_4}{I_0} = U_a; \end{array} \right. \quad (3.28)$$

з якої видно:

$$\begin{cases} I_c = I_2 - I_4; \\ I_1 = I - I_2; \\ I_3 = I - I_4; \\ U_a = U_m \cdot \ln \frac{I_3}{I_4}; \\ U_a = U_m \cdot \ln \frac{I_2}{I_1}; \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_c = I_2 - I_4; \\ U_a = U_m \cdot \ln \frac{I_2}{I - I_2}; \\ U_a = U_m \cdot \ln \frac{I - I_4}{I_4}; \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_c = I_2 - I_4; \\ I_2 = (I - I_2) \cdot \exp \frac{U_a}{U_m}; \\ I - I_4 = I_4 \cdot \exp \frac{U_a}{U_m}; \end{cases} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \begin{cases} I_c = I_2 - I_4; \\ I_2 = \ln \frac{\exp \frac{U_a}{U_m}}{1 + \exp \frac{U_a}{U_m}}; \\ I_4 = I \cdot \frac{1}{1 + \exp \frac{U_a}{U_m}}; \end{cases} \Rightarrow I_c = I \cdot \frac{\exp \frac{U_a}{U_m} - 1}{\exp \frac{U_a}{U_m} + 1}$$

Струм заряду конденсатора зв'язано зі швидкістю змінення вихідного сигналу

$$I_c = C \frac{dU}{dt}. \quad (3.30)$$

При гармонійному вихідному сигналі $U = U_0 \sin(2\pi ft)$

$$I_c = 2\pi f \cdot U_0 \cos(2\pi ft) \cdot C. \quad (3.31)$$

Після підстановки (3.31) в (3.30) і розв'язання рівняння відносно U_a можна одержати:

$$U_a = U_m \ln \frac{1 + \frac{C}{I_0} \cdot 2\pi f \cdot U_0 \cos(2\pi ft)}{1 - \frac{C}{I_0} \cdot 2\pi f \cdot U_0 \cos(2\pi ft)}. \quad (3.32)$$

Рівняння (3.32) описує залежність напруги розбалансу діодного мосту в режимі вибірки сигналу частотою f амплітудою U_0 . Напруга

U_a являє собою динамічний зсув нуля схеми, що інвертує, тому необхідно врахувати його внесок у вихідну напругу:

$$U_{вих} = U_{ex} + \left(1 + \frac{R_{33}}{R_{ex}} \right) \cdot U_a. \quad (3.33)$$

На основі виразів (3.32) і (3.33) проведено розрахунок спектру вихідного сигналу ПВЗ $U_{вих}$ як функції від значення струму спокою мосту I_0 . Розрахунок виконано за допомогою моделюючої програми. Спектр сигналу отриманий методом швидкого перетворення Фур'є. У табл.3.3 наведено чисельні значення амплітудного значення U_a , рівнів непарних 1-ої й 3-її гармонік U_{β} і $U_{\beta 1}$, коефіцієнта нелінійних спотворень КНС вихідного сигналу й спаду амплітудно-частотної характеристики $\Delta_{ЛЧХ}$. Дані отримані при $C=500 \cdot 10^{-12}$ Ф, $U_0=5$ В, $f=20 \cdot 10^3$ Гц. Для інших початкових умов доцільно користуватися коефіцієнтом $f \cdot U_0 \cdot C / I$.

Таблиця 3.3
Залежність між струмом МДК і похибками ПВЗ

I_0 , мА	$\frac{f \cdot U \cdot C}{I_0}$	$U_{a,max}$ мВ	$U_{\beta 1}$, дБ	$U_{\beta 3}$, дБ	КНС, %	$\Delta_{ЛЧХ}$
0.5	0.1	38.5	-64.2	-86.7	0.062	0.13
0.7	0.071	25.8	-74.6	-104	0.0185	0.086
1.0	0.05	16.95	-84	-120	0.0058	0.059
1.25	0.04	13.4	-90	-130	0.003	0.046
1.7	0.029	9.74	-98	-144	0.0012	0.034
2.0	0.025	8.25	-103	-150	0.00069	0.029
4.0	0.0125	4.1	-120	-220	0.000085	0.0743

Отримані результати узгоджуються з експериментальними даними й результатами моделювання програмою аналізу електронних схем MICROCAP на ПЕОМ. Еквівалентна схема аналізованого ПВЗ із МДК наведено на рис.3.16, графіки вихідної напруги й напруги в т. А наведені на рис.3.17.

Наявність у спектрі вихідного сигналу непарних гармонік пов'язана з обмеженням швидкості наростання ПВЗ. З табл.3.3 можна визначити мінімальне значення початкового струму МДК, при якому коефіцієнт нелінійних спотворень КНС нижче заданого рівня. Так, для 16-ти розрядного АЦП зі $C_{xp}=500$ пФ на частоті $f=20$ кГц і амплітуді сигналу $U_0=5$ В початковий струм МДК не повинен бути менше 1,7 мА.

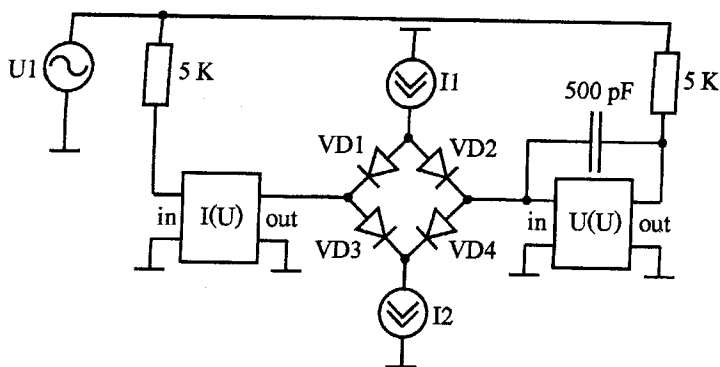


Рис.3.16. Еквівалентна схема ПБЗ з МДК

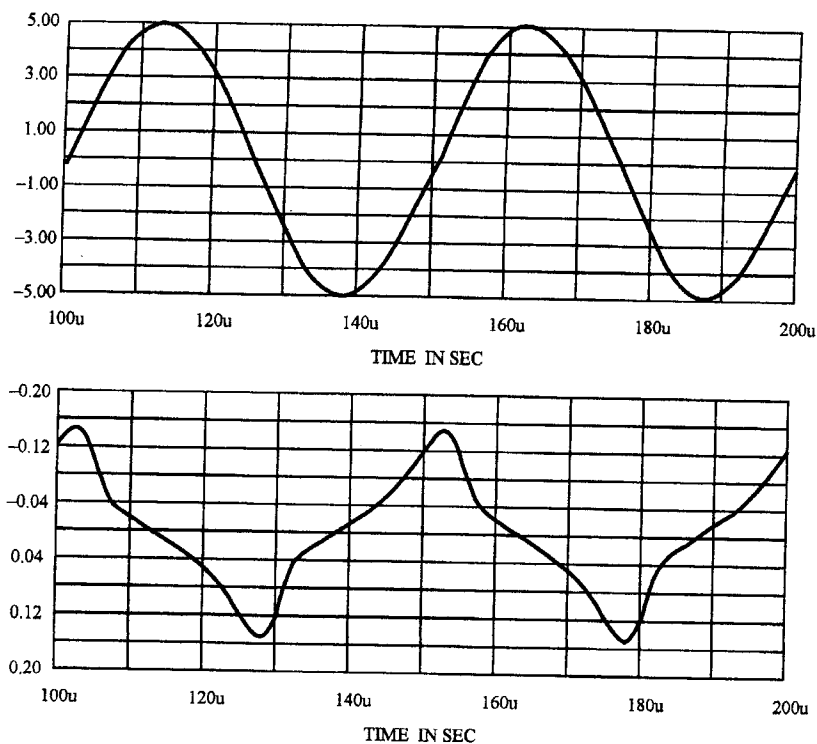


Рис 3.17. Нелінійні спотворення в МДК ($I_0=0,3\text{ mA}$)

Розглянемо тепер залежність часу вибірки ПБЗ

ступінчастозмінюваного сигналу. Робота ПВЗ у такому режимі потрібна, наприклад, у багатоканальних АЦП. На основі рівнянь (Д.4.4) і (Д.4.5) можна записати:

$$\frac{dU_{\text{вих}}}{dt} = \frac{I}{C} \cdot \frac{\exp \frac{U_a}{U_m} - 1}{\exp \frac{U_a}{U_m} + 1}. \quad (3.34)$$

З (3.33) при $R1=R2$:

$$U_a = \frac{U_{\text{вих}} - U_{\text{вх}}}{2}. \quad (3.35)$$

Після підстановки (Д.4.10) в (Д.4.9) одержуємо диференціальне рівняння відносно $U_{\text{вих}}$. Інтегруюче рівняння розв'язано чисельним методом Рунге-Куты четвертого порядку за допомогою моделюючої програми.

У табл.3.4 наведені результати розрахунків часу встановлення з похибкою 0,01% і 0,001% при перепаді напруг $U_{\text{вх}} - U_{\text{вих}} = 10$ В, $C_{xp} = 500$ пФ залежно від струму МДК. Перехідний процес складається з лінійної й нелінійної ділянок. Лінійна ділянка заряду ємності супроводжується значним перекосом плеч МДК, нелінійна – при підході МДК до балансу.

Таблиця 3.4

Залежність часу вибірки ПВЗ із МДК від початкового струму

I , мА	$t_{\text{уст}}$, мкс, $\Delta < 0,01\%$		$t_{\text{уст}}$, мкс, $\Delta < 0,001\%$	
	сумарний	лінійна ділянка	сумарний	лінійна ділянка
5.0	1.07	0.97	1.075	0.98
3.0	1.77	1.65	1.78	1.62
1.5	3.5	3.2	4.0	3.3
1.0	5.2	4.9	5.6	5.0
0.4	13.0	12.2	14.0	12.5
0.2	26.1	24.2	27.0	24.5
0.1	52.2	48.7	53.5	49.0

З результатів розрахунку з табл.3.4 можна зробити такі висновки:

1) час установлення практично прямо пропорційний струму МДК;

2) частка нелінійної ділянки становить 10-15% сумарного часу встановлення;

3) час установлення при однаковому струмі від заданої похибки залежить непропорційно й визначається в основному нелінійною ділянкою.

Таким чином, проведений аналіз нелінійних спотворень і часу вибірки ПВЗ залежно від початкового струму МДК дозволяє правильно здійснити вибір початкового струму у схемах з одним і з двома МДК. Крім цього, з результатів аналізу витікає висновок про доцільність розробки ПВЗ із часозалежним струмом МДК – більшим під час вибірки й меншим під час зберігання. Такі залежності досягаються в ПВЗ із експонентними струмами МДК і в ПВЗ зі струмовим передпідсилювачем.

Результати математичного моделювання й схемотехнічного аналізу на ПЕОМ дозволяють зробити висновок, що зниження динамічних похибок інтеграторного ПВЗ у режимі вибірки може бути досягнуте при збільшенні початкового струму МДК. Причому, більш значні вимоги, як витікає з порівняння даних табл.3.3 і табл.3.4, визначаються заданим часом вибірки стрибкоподібного сигналу. Так, наприклад, для вибірки з похибкою 0,001% за час 1 мкс потрібен струм спокою 5 мА (табл.3.4) водночас, як для слідкування нелінійного спотвореннями 0,0012% - струм 1,7 мА (табл.3.3). Числові значення струмів отримані при однакових вихідних даних і відповідають реальному АЦП для звукового діапазону частот.

Відомо, що збільшення струму спокою МДК крім втрат потужності позначається також і на збільшенні похибки апертурної невизначеності t_a , розглянутої в підрозділі 2.4. Виявляється, що для розглянутих високоточних АЦП зазначені фактори вступають у протиріччя, розв'язати яке вдається тільки синтезом більш складних ПВЗ інтеграторного типу. В [96] запропонована структура ПВЗ інтеграторного типу із двома МДК – потужнострумовим (МДК1) і слабкострумовим (МДК2). Схему такого ПВЗ наведено на рис.3.18. Одночасне вмикання двох МДК на початку вибірки гарантує форсований перезаряд конденсатора $C_{зб}$. По закінченні вибірки потужнострумовий МДК1 відключається, а слідкування й фіксацію сигналу здійснює слабкострумовий МДК2. Тим самим досягається компроміс між високою швидкістю й малими апертурними похибками. При всій ефективності запропонованого рішення, структура із двома МДК має недоліки – підвищену складність й

велику розсіювану потужність. Тому доцільно розробляти такі структури МДК, в яких струм змінювався б у часі – великий на початковій ділянці вибірки й невеликий при слідкуванні й зберіганні сигналу.

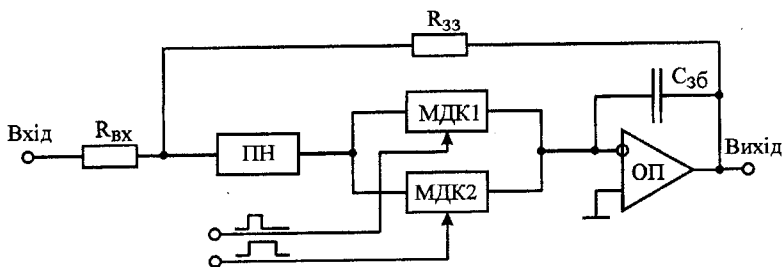


Рисунок 3.18. Структурна схема ПЗЗ із двома МДК

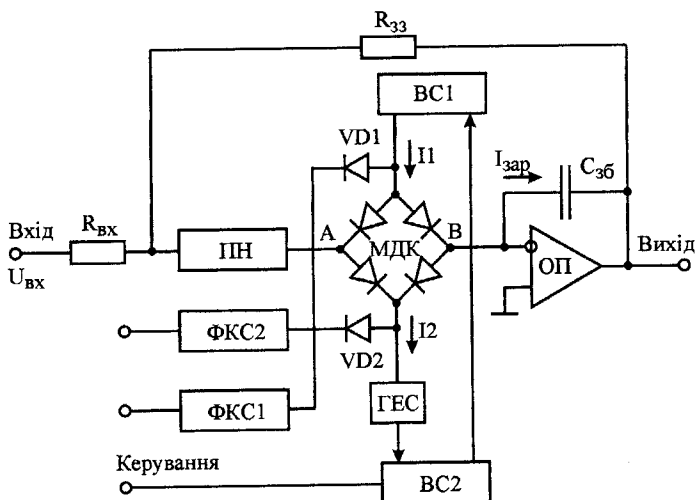
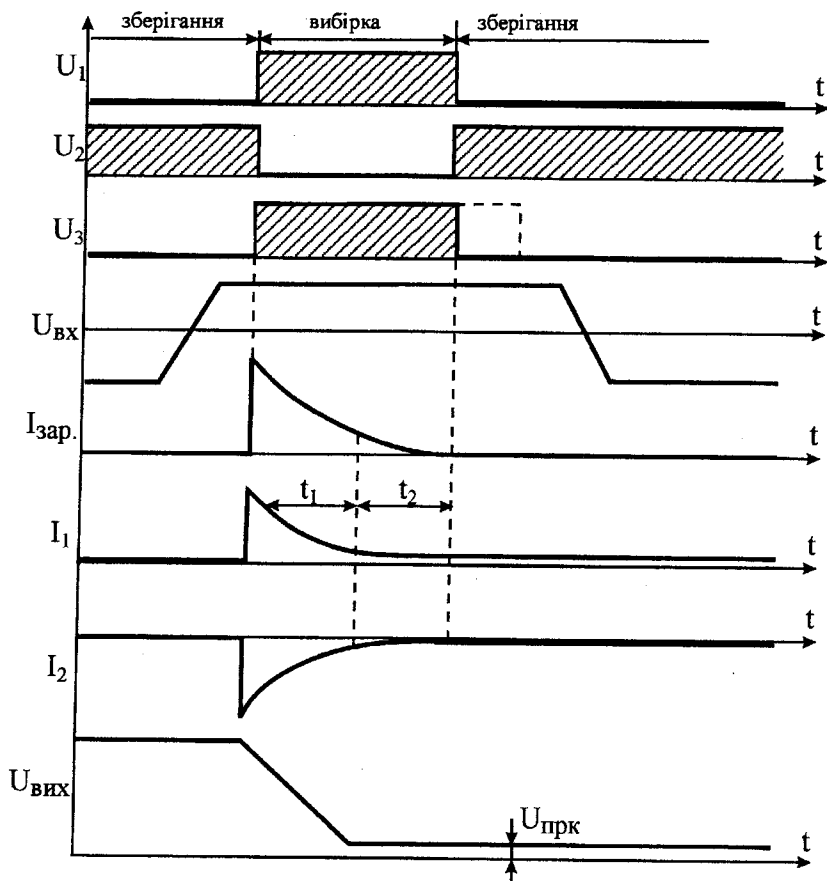


Рис 3.19. Функціональна схема ПЗЗ з експонентними джерелами струмів

Завдання створення ПЗЗ, порівняного з раніше описаним по швидкодії й точності, але такого, що розсіює меншу потужність, було вирішено розробкою джерел струму з експонентною залежністю змінення вихідного параметра. При цьому було досягнуто не тільки основну мету поставленого завдання, але й вилучено один МДК, тобто зменшено апаратні витрати [97].



- t_1 – час, протягом якого заряд накопичувального елемента визначається більшими початковими струмами;
- t_2 – час, протягом якого провадиться дозаряд накопичувального елемента малими струмами;
- $U_{прк}$ – похибка перемикання при переході ПВЗ у режим зберігання.

Рис 3.20. Часові діаграми функціонування ПВЗ з експоненційними ДС

Функціональну схему ПВЗ із МДК і джерелами струму з

експонентною залежністю струму від часу представлено на рис.3.19. ПВЗ містить повторювач напруги (ПН), що забезпечує узгодження виходу джерела сигналу із входом мостового діодного ключа. Операційний підсилювач (ОП), мостовий діодний ключ МДК, генератор експонентних струмів (ГЕС), який через відбивачі струму ВС1 і ВС2 і мостовий діодний ключ заряджає конденсатор зберігання $C_{зб}$, діоди $VD1$, $VD2$, які за допомогою керуючих сигналів формувачів сигналів ФКС1 і ФКС2, здійснюють перемикання мостового діодного ключа.

При переході з режиму зберігання в режим вибірки на перший і

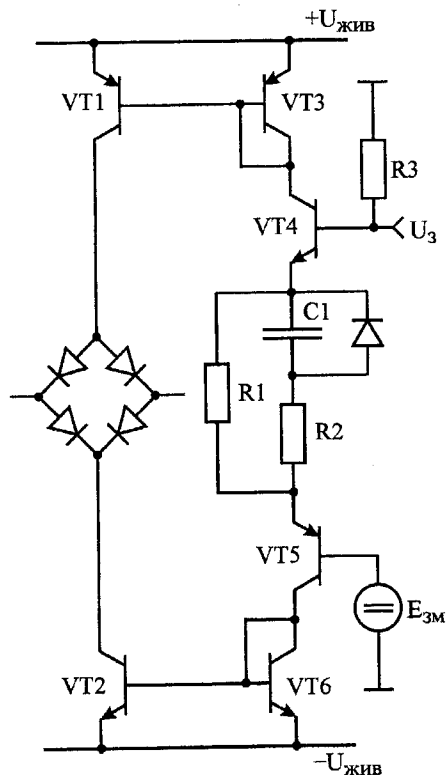


Рис 3.21. Приклад реалізації генератора експоненційних струмів

другий керуючі входи ПВЗ подаються такі ТТЛ-рівні сигналів, при яких діоди $VD1$ і $VD2$ закриті й струми течуть через відкритий мостовий діодний ключ. Водночас, як показано на рис.3.20, на третій керуючий вхід пристрою подається імпульс напруги, стрибком збільшує вихідний струм генератора експонентних струмів ГЕС. Подальше змінення цього струму відбувається за експонентним законом. При цьому відбувається заряд накопичувального елемента й напруга на виході пристрою починає відслідковувати напругу на його вході. При змінненні логічних рівнів сигналів керування U_1 і U_2 на протилежні діоди $VD1$ і $VD2$ відкриваються, а діоди мостового діодного ключа закриваються, при цьому пристрій переходить у режим зберігання. Вибираючи режим генератора експонентних сигналів так, щоб його початковий вихідний струм I_{\max} був набагато

більше сталого постійного вихідного струму, можна забезпечити

швидку вибірку за рахунок великого початкового струму й малу похибку перемикання за рахунок малого сталого струму. Маючи велику швидкодію й малу похибку перемикання, пристрій не розсіює при цьому великої потужності, тому що генератор експонентних струмів працює в режимі великих струмів тільки нетривалий час. На рис.3.21 показано приклад схемної реалізації генератора експонентних струмів.

Визначимо коефіцієнт зменшення розсіюваної потужності у даному ПВЗ порівняно з ПВЗ, що має два МДК. При цьому задамося такими струмами заряду накопичувальних елементів, щоб похибки перемикання й швидкодії обох ПВЗ були однакові. Швидкодія ПВЗ визначається часом вибірки до заданої точності. Час вибірки ПВЗ із двома МДК дорівнює [96]:

$$t_{\text{виб II МДК}} = \frac{U_{\text{ex.max}} \cdot C_{\text{зб}}}{I_{\text{кл}}} + R_{\text{ex}} \cdot C_{\text{зб}} \cdot \ln \frac{2,4 \cdot \lambda_m}{\delta \cdot U_{\text{ex.max}}}, \quad (3.36)$$

де $U_{\text{ex.max}}$ – максимальна вхідна напруга ПВЗ;

$I_{\text{кл}}$ – струм потужнострумовевого МДК;

R_{ex} – вхідний опір ПВЗ;

λ_m – температурний потенціал, рівний 25 мВ при $T = 20^\circ\text{C}$;

δ – припустима похибка вибірки ПВЗ.

Наведений вираз описує два цикли заряду конденсатора, перший доданок – лінійний заряд, обумовлений постійним струмом джерел струму, а другий – експонентний. Лінійний заряд ємності зберігання буде відбуватися до того часу, поки різниця вхідної й вихідної напруги ПВЗ буде перевищувати 60 мВ. Напруга розбалансування мостового діодного ключа також буде перевищувати 60 мВ, при цьому струм, що тече через одне з плечей МДК та заряджає конденсатор зберігання, буде більше $0,8 \cdot I_{\text{кл}}$, і до моменту, коли $U_{\text{разб}}$ стане рівним 60 мВ, вихідна напруга буде змінюватися з постійною швидкістю. При по-дальшому зменшенні напруги розбалансування МДК, струм заряду конденсатора буде зменшуватися за експонентним законом. Відрізок часу, за який вихідна напруга змінюється експоненційно, враховується другим доданком у виразі. Час вибрання ПВЗ з експонентними ДС дорівнює [97]

$$t_{\text{виб.e}} = \tau \cdot \ln \left[\left(1 - \frac{C_{\text{зб}} \cdot U_{\text{ex.max}}}{I_{\text{max}} \cdot \tau} \right)^{-1} \right] + R_{\text{ex}} \cdot C_{\text{зб}} \cdot \ln \frac{2,4 \cdot \lambda_m}{\delta \cdot U_{\text{ex.max}}}, \quad (3.37)$$

де τ – постійна часу генератора експонентних струмів;

I_{\max} – максимальний струм генератора експонентних струмів. Наведений вираз, також описує два цикли заряду конденсатора, але обидва цикли відбуваються за експонентним законом. Перший доданок визначається експонентним струмом генератора експонентних струмів. Другий доданок, визначає заряд накопичувального елемента, коли $U_{\text{разб. МДК}}$ менше 60 мВ. Для знаходження максимального струму I_{\max} генератора експонентних струмів необхідно порівняти $t_{\text{виб II МДК}}$ й $t_{\text{виб.е}}$. У цьому випадку похибки перемикання й швидкодії обох ПВЗ будуть рівні

$$t_{\text{виб II МДК}} = t_{\text{виб.е}}. \quad (3.38)$$

Підставивши у вираз (3.38) формули (3.36) і (3.37), одержимо

$$\frac{U_{\text{вх. max}} \cdot C_{\text{зб}}}{I_{\text{кл}}} = \tau \cdot \ln \left[\left(1 - \frac{C_{\text{зб}} \cdot U_{\text{вх. max}}}{I_{\text{max}} \cdot \tau} \right)^{-1} \right], \quad (3.39)$$

звідки

$$I_{\text{max}} = \frac{C_{\text{зб}} \cdot U_{\text{вх. max}}}{\tau} \cdot \frac{C_{\text{зб}} \cdot \frac{C_{\text{зб}} \cdot U_{\text{вх. max}}}{I_{\text{кл}} \cdot \tau}}{C_{\text{зб}} \cdot \frac{C_{\text{зб}} \cdot U_{\text{вх. max}}}{I_{\text{кл}} \cdot \tau} - 1}. \quad (3.40)$$

При $C_{\text{зб}}=100$ пФ; $I_{\text{кл}}=1$ мА; $U_{\text{вх. max}}=5$ В; $\tau=300 \cdot 10^{-9}$ с одержимо $I_{\text{max}}=2,055$ мА. Для цього випадку розрахуємо коефіцієнт зменшення розсіюваної потужності для ПВЗ із експонентними джерелами струму порівняно з ПВЗ на двох МДК:

$$P_{\text{II МДК}} = U_{\text{жив}} \cdot I_{\text{кл}}, \quad (3.41)$$

де $U_{\text{жит}}$ – напруга живлення ПВЗ.

Потужність розсіювання ПВЗ із експонентними ДС

$$P_e = U_{\text{жив}} \cdot \frac{1}{T_{\text{пер.}}} \cdot \int_0^{t_{\text{виб}}} I_{\text{max}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} dt, \quad (3.42)$$

де $T_{\text{пер.}}$ – період перетворення АЦП.

Тоді

$$K_p = \frac{P_{\text{МДК}}}{P_e} = \frac{U_{\text{жив}} \cdot I_{\text{кл}}}{U_{\text{жив}} \cdot \frac{1}{T_{\text{пер}}} \cdot \int_0^{t_{\text{виб}}} I_{\text{max}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} dt} \quad (3.43)$$

Підставляючи: $U_{\text{пит}}=20$ В, $I_{\text{max}}=2,055$ мА, $T_{\text{пер}}=10 \cdot 10^{-6}$ с, $t_{\text{виб}}=1 \cdot 10^{-6}$ с, $\tau=300 \cdot 10^{-9}$ с, отримаємо $K_p=16,8$.

Таким чином, реалізація ПВЗ інтеграторного типу з експонентними джерелами струму й одним МДК дозволила при збереженні на незмінному рівні точності й швидкодії значно зменшити потужність розсіювання даного пристрою порівняно з інтеграторним ПВЗ на двох МДК.

Всі розглянуті вище інтеграторні ПВЗ мають дві загальні властивості. Це використання повторювача напруги як передпідсилювача, а як комутатор – мостових діодних ключів. І те, і інше рішення має свої недоліки. Наявність вхідного повторювача напруги при простоті його схемотехнічної реалізації не дозволяє збільшити при необхідності крутизну передатної характеристики тракту заряду конденсатора зберігання. Даний недолік проявляється особливо чітко в заключній фазі циклу вибірки, коли невелика напруга розбалансу МДК (менш 60 мВ) істотно збільшує час дозаряду конденсатора. Причому, можливість застосування у цьому випадку підсилювача напруги обмежена досить суворими вимогами до його частотної характеристики (для мінімізації внесеного додаткового фазового зсуву). Наявність мостових діодних ключів ускладнює оптимальне узгодження параметрів ДС зі струмом I_c , що вимагається для перезаряду конденсатора зберігання. Причому, навіть у випадку використання експонентних ДС неможливо забезпечити необхідне узгодження між параметрами ДС (струмом $I_{dc}(t)$) і струмом I_c . Так при $I_{dc}(t) > I_c$ відбудеться збільшення потужності, що розсіюється понад номінальне значення, а у випадку $I_{dc}(t) < I_c$ буде обмежено швидкодію вибірки.

Виявляється, що вирішити зазначені вище проблеми можна використанням замість повторювача напруги струмового передпідсилювача. Структурна схема ПВЗ зі струмовим передпідсилювачем показана на рис.3.22. Пристрій складається із вхідного повторювача, що є одночасно перетворювачем вхідної різницевої напруги у струм заряду конденсатора зберігання C_{zb} , формувача рівнів, вихідного підсилювача із ВЧ-каналом, резисторів зворотного зв'язку. Особливістю розробленої схеми є те, що в ній вилучено джерела струму, що задають максимальний струм заряду конденсатора, а також мостові струмові ключі.

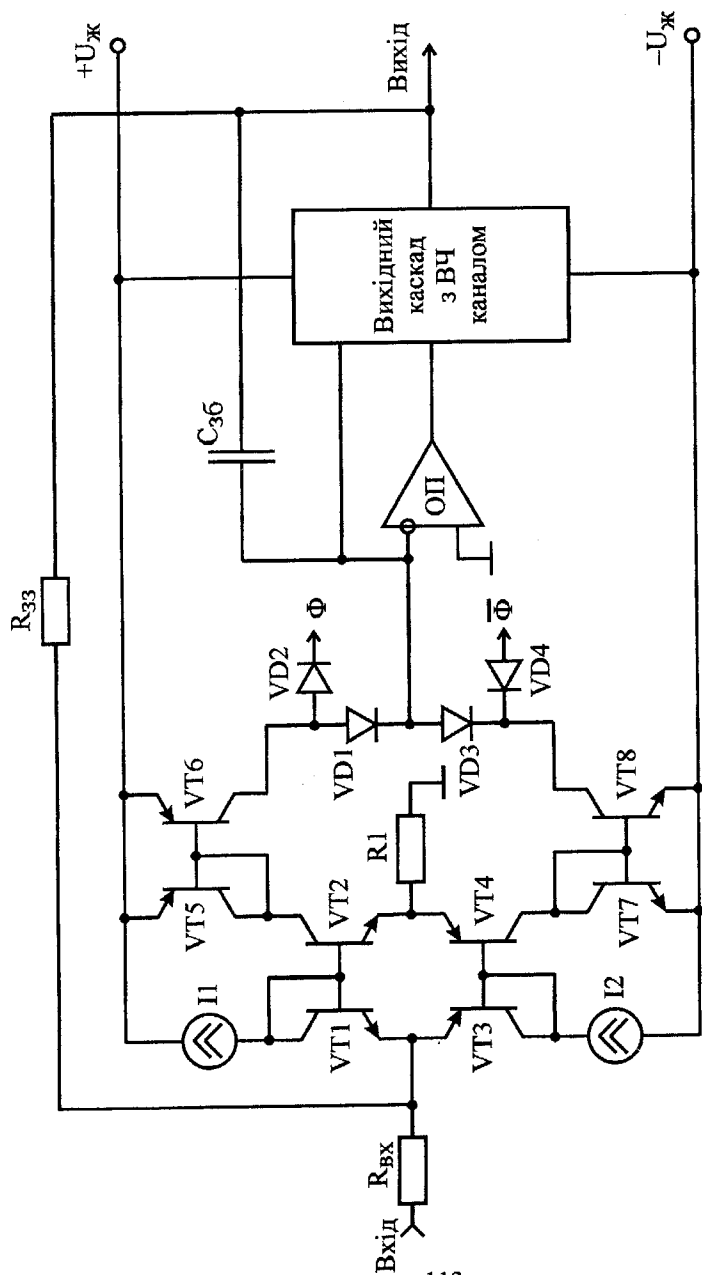


Рисунок 3.22. Функціональна схема ПВЗ зі струмовим передпідсилювачем

Така структура дозволила органічно поєднати у схемі вхідного повторювача функції джерел струму і діодних ключів, а також усунути залежність струму заряду ємності зберігання від значення струму ДС. Порівняно зі схемами, що розглядаються раніше, схема дозволяє одержати ряд переваг:

- зменшення апаратних витрат;
- зменшення струму спокою в режимі вибірки;
- програмованість максимального струму заряду конденсатора і, як наслідок, можливість збільшення номіналу конденсатора зберігання.

Вхідний струмовий підсилювач складається із джерела струму початкового зсуву I_1 і I_2 , симетричного емітерного повторювача, резистора $R1$ перетворювача напруги у струм, струмових відбивачів, реалізованих на транзисторах $VT5...VT8$, діодних ключів $VD1...VD4$. Початковий струм вхідного підсилювача струму заданий джерелами струму I_1 і I_2 . Для постійного струму зсуву перший каскад являє собою відбивач струму, виконаний на транзисторах $VT1$, $VT2$ і $VT3$, $VT4$. Другий каскад, виконаний на транзисторах $VT5$, $VT6$ і $VT7$, $VT8$ являє собою відбивач струму, навантаженням якого є діодні ключі. Початковий струм вхідного струмового підсилювача не перевищує 100-300 мкА, на відміну від 5-10 мА у схемі із двома МДК.

У динамічному режимі струм заряду конденсатора зберігання буде визначатися співвідношенням:

$$I_{зар} = \frac{\Delta U_{ax}}{2 \cdot R1}, \quad (3.44)$$

де ΔU_{ax} – змінення напруги на вході ПВЗ за час зберігання. Особливо варто підкреслити, що струм заряду конденсатора не буде обмежуватися початковим струмом джерел струму й повністю від нього не залежить.

Схема, наведена на рис.3.22, відповідає найпростішому ПВЗ зі струмовим передпідсилювачем. Її експериментальні дослідження показали ряд недоліків. По-перше, розбаланс струмів джерел I_1 і I_2 відкладається на опорах R_{ex} і $R_{зз}$, чим створюється додатковий зсув "нуля" ПВЗ. По-друге, у режимі слідкування струмовий передпідсилювач має досить великі нелінійні спотворення, пов'язані з похибками відбивачів струмів. По-третє, у режимі зберігання струмовий передпідсилювач не відключається, а продовжує відпрацьовувати вхідний сигнал, що приводить до істотних перепадів напруги на закритих діодах $VD1$ і $VD3$. У результаті, незважаючи на шунтувальну дію формувачів керуючих сигналів Φ та $\bar{\Phi}$, виникає значна похибка прямого проход-

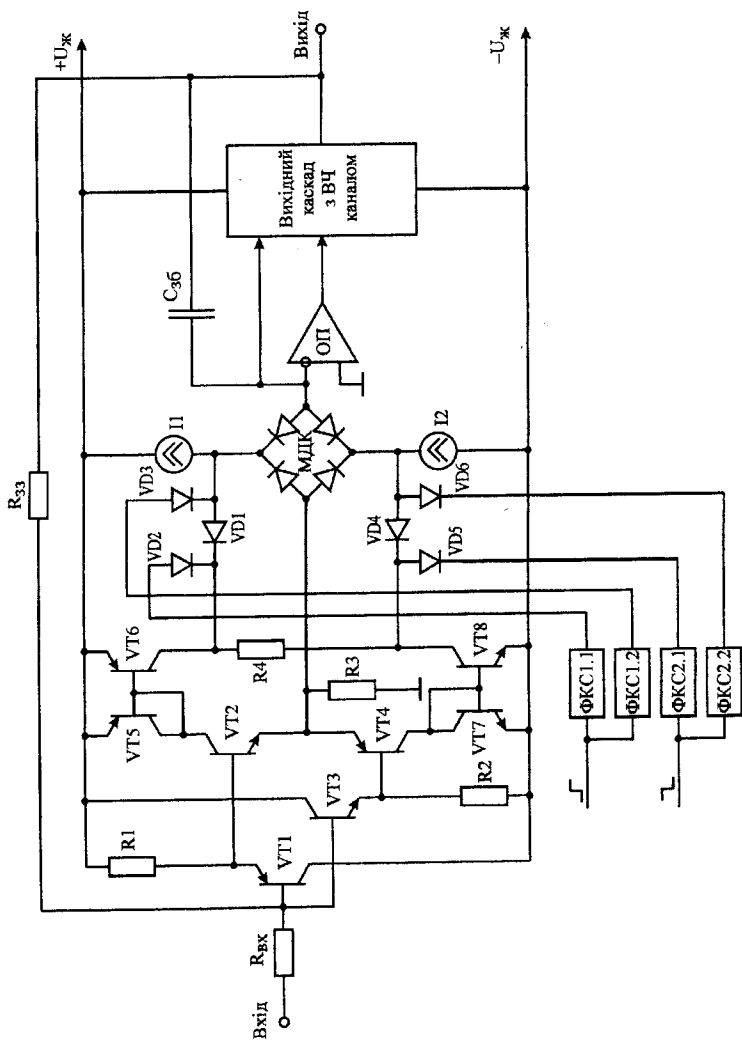


Рисунок 3.13. Функціональна схема ГІС ПНВ з струмовим передіслювачем та МДК

ження сигналу 50-60 дБ, неприпустима у високоточних 16-ти розрядних АЦП.

У процесі аналізу зазначених недоліків було запропоновано схему інтеграторного ПВЗ зі струмовим передпідсилювачем і МДК, наведену на рис.3.13. Розглянемо, як саме усунуто перераховані вище недоліки першої схеми. По-перше, вхідний каскад виконано за самоповнюючоюся схемою, чим у $\beta=50-150$ разів зменшені вхідні струми й, отже, додаткові зсув "нуля". По-друге, початковий струм струмового передпідсилювача й опір резистора $R4$ обрано так, що після вибірки, під час відслідковування, діоди $VD1$ і $VD4$ закрито. Отже, нелінійні властивості струмового передпідсилювача не позначаються на спотвореннях ПВЗ. Слідкування забезпечується струмом МДК, струми I_1 і I_2 якого обрано відповідно до попередніх рекомендацій. І, по-третє, значно зменшити рівень прямого проходження сигналу під час зберігання вдалося введенням подвійного шунтування сигналу через діоди $VD1$ (закриваючі діоди $VD2$ і $VD3$) і $VD4$ (закриваючі діоди $VD5$ і $VD6$). Для одержання захищеності від прямого проходження на рівні 100-120 дБ був необхідним також поділ формувачів керуючих сигналів $\Phi КС1.1$ і $\Phi КС1.2$, $\Phi КС2.1$ і $\Phi КС2.2$. Описану схему реалізовано у вигляді ПС. Причому, для зручності вхідний каскад ПВЗ і вихідний пристрій із ВЧ-каналом реалізовані окремо в 14-вивідних корпусах типу 155.15.4. Мікросхема вихідного пристрою із ВЧ-каналом розроблена раніше й докладно описана в [42]. ПВЗ на основі зазначених ПС характеризується часом вибірки 2 мкс і коефіцієнтом нелінійних спотворень не більше 0.003% у діапазоні частот вхідного сигналу 0-20 кГц.

3.6. Розробка прецизійних аналогових комутаторів

При проектуванні аналогових комутаторів як складової частини пристрою дискретизації високоточних АЦП виникає ряд проблем, пов'язаних із забезпеченням високої точності. Перехідні процеси при комутації вхідних сигналів розглянуті в підрозділі 2.4 і в цілому аналогічні процесам в ПВЗ. Специфікою комутаторів є вимоги мінімізації прямого проходження сигналу через закриті ключі.

Розглянемо еквівалентну схему найпростішого аналогового комутатора на два входи, наведеного на рис.3.24. Напруга в точці А (на виході комутатора) як функція напруг відключеного e_1 і включеного e_2 джерел напруг

$$U_a = e_1 \cdot \frac{(R_{ax} \| 1/j\omega C_{ax}) \| (R_{кн2} + R_{u2})}{R_{u1} + (R_1 \| 1/j\omega C_1) + (R_{ax} \| 1/j\omega C_{ax}) \| (R_{кн2} + R_{u2})} + \quad (3.45)$$

$$+ e_2 \cdot \frac{(R_{ax} \| 1/j\omega C_{ax}) \| (R_{u1} + R_1 \| 1/j\omega C_1)}{(R_{кн2} + R_{u2}) + (R_{ax} \| 1/j\omega C_{ax}) \| (R_{u1} + R_1 \| 1/j\omega C_1)}$$

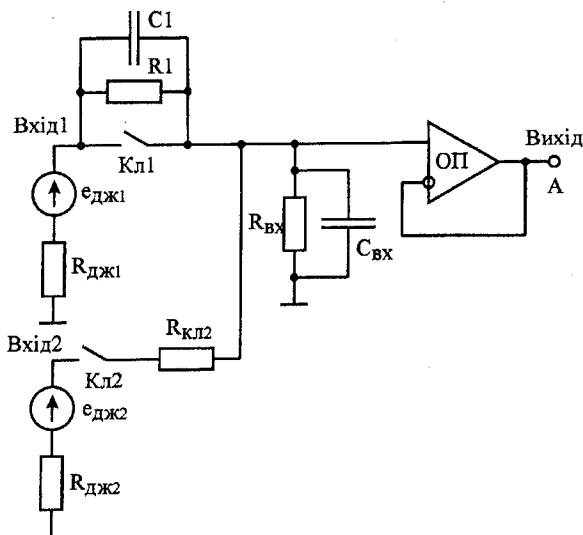


Рисунок 3.24. Еквівалентна схема аналогового комутатора

Перший доданок виразу (3.45) визначає частку прямого проходження напруги e_1 через закритий ключ $K_{кн1}$, другий – частку підключеної через відкритий ключ $K_{кн2}$ напруги e_2 . Як видно з наведеного виразу, похибка комутатора в значній мірі визначається складовою $R_{u1} + R_1 \| 1/j\omega C_1$, що характеризує внутрішній опір джерела R_{u1} , опір R_1 і ємність C_1 закритого ключа $K_{кн1}$. Зі зростанням частоти сигналу ω модуль опору ключа зменшується. При цьому пряме проходження збільшується, а частка скомутованої напруги e_2 зменшується, що призводить до додаткових похибок комутатора. Нехай, наприклад, $R_{u1} = R_{u2} = 1 \cdot 10^3$ Ом, $R_1 = 10 \cdot 10^6$ Ом, $C_1 = 10 \cdot 10^{-12}$ Ф, $R_{ax} = 10 \cdot 10^6$ Ом, $C_{ax} = 10 \cdot 10^{-12}$ Ф, $K_{кн2} = 100$ Ом, $\omega/2\pi = 20 \cdot 10^3$ Гц. Зазначені числові значення характерні для аналогових комутаторів на основі мікросхем серії 590КН. Вираз (3.45) після підстановки числових значень і взяття модуля набуває вигляду

$$U_a \approx 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot e_1 + 0,997 \cdot e_2. \quad (3.46)$$

Таким чином, частка прямого проходження напруги e_1 стосовно e_2 в розглянутому прикладі склала 0,15% або мінус 56 дБ, що, природно, не задовольняє вимогам до високоточних АЦП. Отже, найпростішу схему вхідного аналогового комутатора в діапазоні звукових частот можна застосовувати тільки в АЦП низької розрядності (10-12 розрядів). Для одержання точності комутації, порівнянної з точністю АЦП високої роздільності (16-18 розрядів), необхідне застосування спеціальних схемотехнічних рішень.

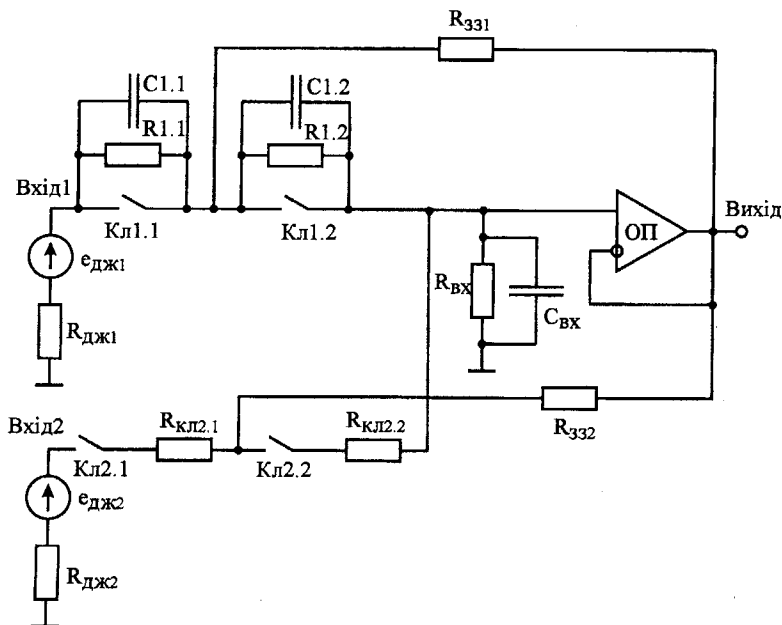


Рисунок 3.25. Еквівалентна схема прецизійного аналогового комутатора

На рис.3.25 наведено еквівалентну схему прецизійного аналогового комутатора із двома послідовно включеними за Т-образною схемою ключами в кожному з каналів: $K_{1.1}$ і $K_{1.2}$, $K_{2.1}$ і $K_{2.2}$. Шунтуючу дію створюють опори резисторів R_{331} і R_{332} , включені у зворотний зв'язок з виходу комутатора. Аналогічно (3.45) можна записати:

$$\begin{aligned}
 U_a \approx e_1 \cdot \frac{(R_{\text{вх}} \| 1/j\omega C_{\text{вх}}) \| (R_{\text{кн}2.1} + (R_{\text{кн}2.2} + R_{u2}) \| R_{\text{оц}2})}{(R_{1.2} \| 1/j\omega C_{1.2}) + (R_{\text{вх}} \| 1/j\omega C_{\text{вх}})} \times \\
 \times \frac{R_{\text{оц}1}}{R_{u1} + (R_{\text{кн}1.1} \| 1/j\omega C_{1.1}) + R_{\text{оц}1}} + \\
 + e_2 \cdot \frac{(R_{\text{вх}} \| 1/j\omega C_{\text{вх}}) + (R_{1.2} \| 1/j\omega C_{1.2} + R_{\text{оц}1})}{R_{u2} + R_{\text{кн}2.2} + R_{\text{кн}2.2} \| R_{\text{оц}2} + (R_{\text{вх}} \| 1/j\omega C_{\text{вх}}) + (R_{1.2} \| 1/j\omega C_{1.2} + R_{\text{оц}1})}
 \end{aligned} \quad (3.47)$$

При тих же вихідних даних, що й у попередньому прикладі, та при $R_{331}=R_{332}=10 \cdot 10^3$ Ом, одержимо

$$U_a \approx 2,0 \cdot 10^{-5} \cdot e_1 + 0,999 \cdot e_2. \quad (3.48)$$

З отриманих результатів видно, що частка прямого проходження напруги e_1 стосовно e_2 склала 0,002% або мінус 94 дБ, що відповідає вимогам до 16-розрядного АЦП. Зменшилася також похибка передачі напруги e_2 , наблизившись до рівня, обумовленого опорними джерелами сигналу R_{u2} , ключів $R_{\text{кн}2.1}$ і $R_{\text{кн}2.2}$, вхідного опору $R_{\text{вх}} \| 1/j\omega C_{\text{вх}}$. Подальше зменшення похибки передачі може бути досягнуто підвищенням вхідного опору $R_{\text{вх}}$ і зменшенням вхідної ємності $C_{\text{вх}}$.

Результати аналізу еквівалентних схем дозволяють спроектувати схему прецизійного аналогового комутатора на N входів, що наведена на рис.3.26. Перші ключі виконано на окремих польових транзисторах $VT1 \dots VTN$ для мінімізації перехресних ємнісних зв'язків. Мікросхема аналогового комутатора $KN1$ виконує функцію ключів другого щабля. Резистори $R_{331} \dots R_{33n}$ і другий аналоговий комутатор $KN2$ виконують функцію формування керуючих напруг на затвори польових транзисторів. Одночасно із замиканням i -го ключа $KN1$ замикається також і i -й ключ $KN2$, на затвор транзистора VTi подається напруга з виходу ОП, рівна вхідній напрузі по i -ому входу. Тим самим на джерелі й затворі VTj установлюються однакові потенціали, підтримуючи j -й транзистор у відкритому стані. На затворах інших транзисторів установлюється замикаюча напруга $-U_{\text{жив}}$. Через резистори $R_{331} \dots R_{33n}$ у точки з'єднання стоків транзисторів $VT1 \dots VTN$ і входів комутатора $KN1$ подається напруга j -го входу. В такий спосіб на всі входи $KN1$ подається скомпонована напруга i -го входу, чим і забезпечується високе придушення сигналів по невибраних входах. Експериментальні дослідження й випробування запропонованого прецизійного комутатора показали його високу ефективність і відповідність розрахунковим значенням заглушення сигналів прямого проходження.

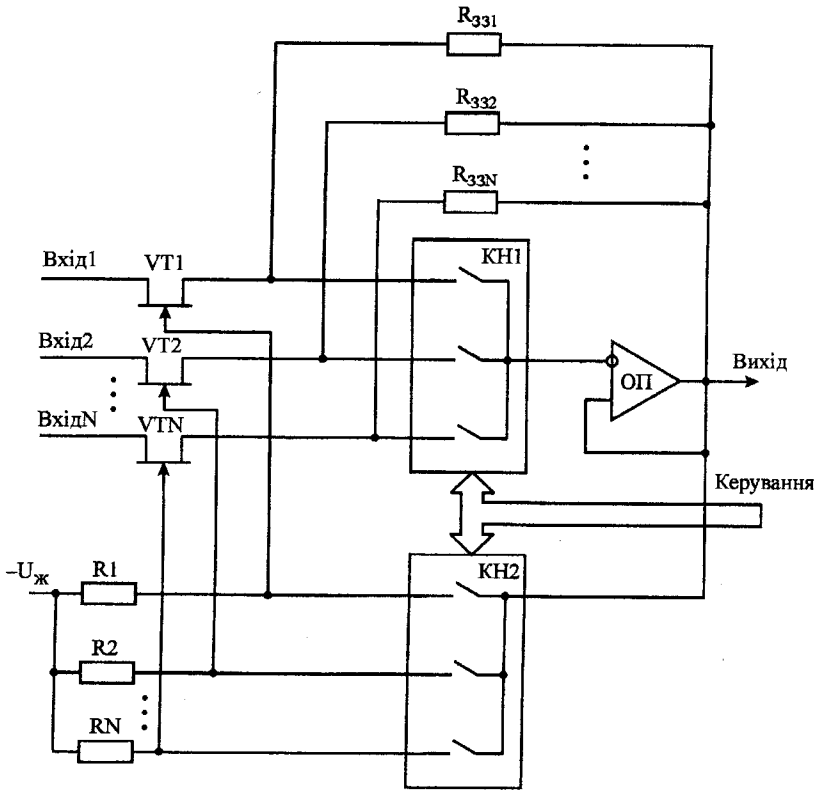


Рисунок 3.26. Функціональна схема прецизійного аналогового комутатора

3.7. Дослідження шляхів зменшення статичних похибок пристрою квантування

Як було прийнято в підрозділі 2.1, пристрій квантування розглянемо як сукупність перетворювача код-струм (ПКС) і схеми порівняння струмів (СПС). Конструктивні й технологічні методи підвищення точності й швидкодії ПКС і СПС для високоточних АЦП стримуються рядом принципів обмежень. Висока точність (на рівні понад 14-ти двійкових розрядів) вимагає прецизійних операцій виготовлення резистивних матриць ПКС, застосування надтермостабільних матеріалів і забезпечення надмалих часових дрейфів. Причому, зазначені проблеми в гібридній технології мають свої

особливості [98]. Так, точне припасування "під розрахунковий номінал" тільки резисторів струмозадаючої матриці не забезпечують результуючої точності розрядних струмів. Це пояснюється тим, що при підключенні матриці до активних елементів джерел струмів останні вносять похибки, які накопичуючися на молодших розрядах ПКС, можуть у десятки разів погіршити точність матриці. Значні труднощі встають перед розроблювачами й при досягненні необхідної температурної й часової стабільності ПКС і СПС. Дрейф розрядів ПКС призводить до виникнення інтегральної й диференціальної нелінійності статичної перетворювальної характеристики квантувача. Нестабільність СПС позначається на дрейфі зсуву "нуля" АЦП, а в деяких випадках також може призвести й до виникнення нелінійності.

Багато з вищевказаних проблем ефективно вирішуються при використанні АЦП, що самокоригуються на основі НПСЧ. При цьому виявляється, що по-перше, можлива повна відмова від лазерного припасування при виготовленні ПС ПКС, оскільки припустима технологічна похибка може становити значення 3-5%. По-друге, вимоги до температурного й часового дрейфу параметрів ПКС і СПС можуть бути істотно нижче, ніж в "класичних" двійкових АЦП за рахунок можливості проведення самокоригування при змінненні зовнішніх умов. З іншого боку, потенційний рівень точності, досяжний у САЦП, вимагає ретельного проектування ПКС і СПС із урахуванням ряду похибок, що не підлягають коригуванню.

Під основними статичними характеристиками ПКС будемо мати на увазі максимальну технологічну похибку виконання ваг розрядів, їх абсолютний температурний і часовий дрейф, статичну похибку суперпозиції й значення струмів витоку виключених джерел струмів. Схема порівняння струмів (СПС) АЦП, що самокоригується, являє собою сукупність перетворювача струм-напруга (ПСН) і компаратора напруг (КН). Під статичними характеристиками СПС будемо мати на увазі чутливість, початковий зсув і його температурний дрейф.

Еквівалентну структурну схему, що дозволяє проаналізувати статичні характеристики пристрою квантування, показано на рис.3.27,

де $E_{жив}$ – джерело напруги;

R_m – масштабний резистор, перетворювач вхідної напруги в струм;

ПКС - перетворювач код-струм;

R_0 – еквівалентний опір резистивних ділянок секцій між сегментами ПКС;

$R_{зз}$ – еквівалентний опір зворотного зв'язку ПСН;

$E_{зм.псн}$ – напруга зсуву ПСН;

$I_{зм.пнс}$ – струм зсуву ПНС;
 $e_{зм.кн}$ – напруга зсуву компаратора напруг;
 $E_{вн}$ – джерело вхідної напруги.

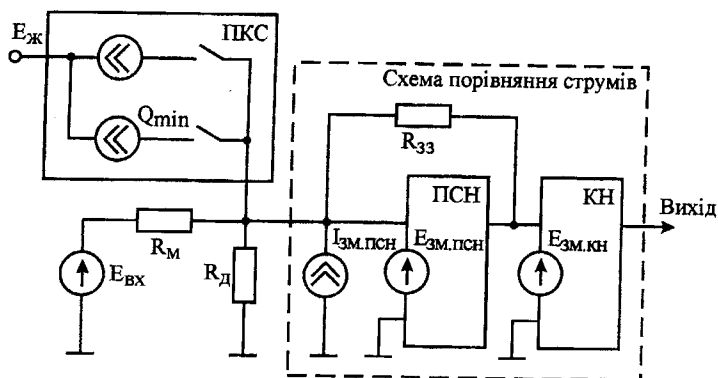


Рисунок 3.27. Еквівалентна схема розрахунку статистичних похибок СПС

Визначимо чутливість СПС як мінімально помітний рівень різниці вхідного й струмів, що компенсує, при якому відбувається достовірне перемикання компаратора напруг. Запишемо рівняння, що визначає стан блоку порівняння струмів при повному зрівноважуванні вхідного сигналу, що компенсує, в кінці циклу кодування:

$$(E_{вх} - e_{зм.пнс})/R_M - \sum_{i=1}^n a(i) \cdot Q_i + e_{зм.пнс}/(R_M \parallel R_д) + I_{зм.пнс} + e_{зм.кн}/R_{зз} < q. \quad (3.49)$$

Вираз (3.49) справедливий, якщо чутливість схеми порівняння перевищує значення молодшого розряду ПНС

$$(U_{кн}/R_{зз.екв}) \leq q, \quad (3.50)$$

де $U_{кн}$ – чутливість компаратора напруг. Значення зсуву нуля, наведеного до входу АЦП і обумовленого початковими зсувами ПНС і КН, а також струмом зсуву ПНС, може бути виражено в такому вигляді:

$$U_{зм.вх} = \left(\frac{e_{зм.пнс}}{R_M \parallel R_д} + I_{зм.пнс} + \frac{e_{зм.кн}}{R_{зз}} \right) \cdot R_M. \quad (3.51)$$

Числовий аналіз вищенаведеного виразу показує, що основними джерелами дрейфу напруги зсуву квантувача є струм зміщення $I_{зм.пнс}$ і напруга зсуву $e_{зм.пнс}$ ПСН. Водночас, напруга зсуву КН істотно не впливає, тому що перераховується до входу шляхом розподілу на відношення опорів резисторів зворотного зв'язку $R_{зз}$ і масштабного резистора R_m . Зазначене відношення, як правило, становить 20-100 разів. Оскільки напруга зсуву в АЦП, що самокоригуються, компенсується, то його абсолютне значення не критичне, що різко спрощує схемотехніку як ПНС, так і вхідних каскадів. Однак сумарна напруга зсуву, наведена до входу, повинна бути такою, щоб кодуватися молодшими точними вагами розрядів. Для 16-ти розрядного САЦП початковий зсув повинне бути в межах від 0 до 0,3% діапазону вхідного напруг. Температурний дрейф напруги зсуву в зазначених межах також коригується, однак він повинен бути таким, щоб за час безперервних вимірювань не сприйматися як інфранизькочастотна складова вхідного сигналу.

Розрахунки, виконані по наведених вище виразах, також показують, що сумарний дрейф напруги зсуву АЦП, що самокоригується, не повинен перевищувати $100 \cdot 10^{-6}$ В/С° (при діапазоні вхідних напруг 10 В). Це сумарне значення може бути розподілене з урахуванням складностей технічної реалізації між складовими похибок у такий спосіб:

дрейф струму зсуву ПСН – не більше $20 \cdot 10^{-9}$ А/С° (наведений до входу - не більше $20 \cdot 10^{-6}$ В/С°);

дрейф напруги зсуву ПСН – не більше $30 \cdot 10^{-6}$ В/С°;

дрейф напруги зсуву пристрою дискретизації (комутатори, підсилювач вибрання-зберігання) – не більше $50 \cdot 10^{-6}$ В/С°.

Як показано в [42, 104], застосування в ролі ПСН підсилювача струму забезпечує разом із модифікованим і адаптивним алгоритмами перетворення високу швидкодію, не досягну при використанні операційних підсилювачів. Розробці СПС на базі струмового ПСН присвячений ряд праць авторів [55, 104, 105]. При проектуванні таких СПС у вигляді ПС одночасно вирішуються завдання забезпечення найбільшої швидкодії при викладених вище обмеженнях на значення й температурний дрейф зсуву. У [105] розглянуто схему ПСН на підсилювачі струму і спосіб схемотехнічної компенсації температурного дрейфу. Наведена схема практично реалізована у вигляді ПС і застосовується в 16-ти розрядному САЦП-21 із часом перетворення 10 мкс.

У ряді системних застосувань АЦП інтервал часу роботи без самокоригування може досягати декількох годин. При цьому

актуальне завдання забезпечення малого значення температурного й часового дрейфу ваг розрядів ПКС протягом періоду часу, що розділяє цикли самокоригування. У протилежному випадку мультиплікативна складова зазначеного дрейфу буде модулювати перетворений сигнал по амплітуді, а різницева складова дрейфу між вагами розрядів призведе до виникнення диференціальної нелінійності. Сказане вище відноситься до групи старших каліброваних ваг розрядів. Температурний дрейф групи молодших ("точних") ваг розрядів призводить до методичних похибок алгоритму самокалібрування, обмежуючи тим самим температурний діапазон достовірного функціонування АЦП, що самокоригується.

Розглянемо схемотехнічні способи компенсації дрейфу ваг розрядів у джерелах струму ПКС. На рис.3.28...3.30 показано приклади реалізації групи з трьох джерел струму в гібридному виконанні на основі поширених транзисторних зборок типу 198НТ1 (n-p-n) і 198НТ5 (p-n-p).

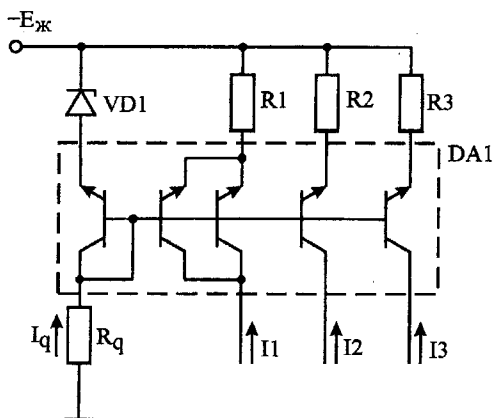


Рисунок 3.28. Джерела струму з ваговими резисторами

Рис.3.28 відповідає найпростішій схемі побудови джерел струму, що, через більші рівні базового струму транзисторів може використатися тільки на молодших розрядах ПКС. Розглянемо на прикладі цієї схеми основні розрахункові співвідношення. Можна виділити такі основні джерела температурного дрейфу:

1) дрейф базового струму, що проявляється в температурній залежності коефіцієнта підсилення по струму β у схемі із загальним емітером і має рівень порядку $1\% / ^\circ\text{C}$;

2) дрейф різниці напруг база-емітер між транзистором-давачом і транзистором-формувачем струму. Ця величина в першу чергу визначається відношенням струмів, що протікають через відповідні р-п переходи. Напруги зсуву при цьому дорівнюють

$$\Delta U_{be} [mB] = 60 \cdot \lg \frac{I_1}{I_0}, \quad (3.52)$$

а приріст дрейфу ΔU_{be} при зміні зовнішньої температури задовільняє значенню [87]:

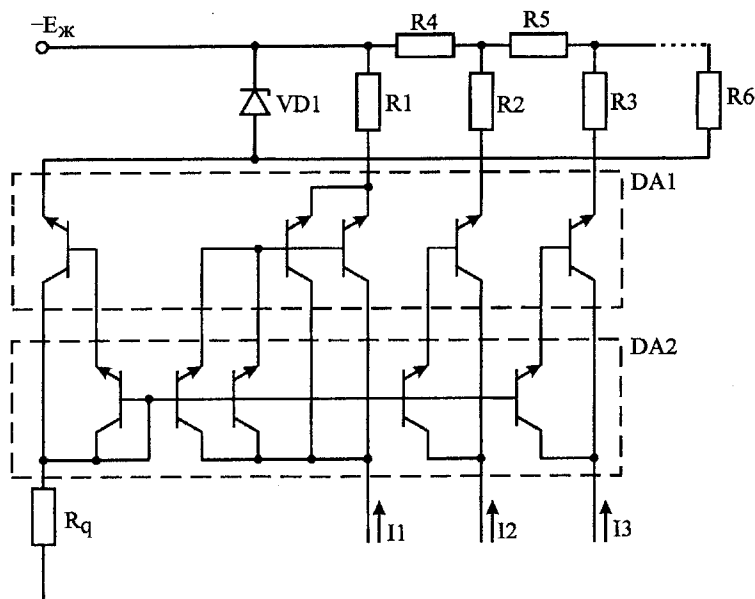


Рисунок 3.29. Джерела струму з матрицею резисторів драбинкового типу

$$\delta(\Delta U_{be}) [mB] \approx 2 \cdot \frac{\Delta U_{be} [mB]}{600} \cdot \Delta t_{on} [C]; \quad (3.53)$$

3) дрейф номіналу струмозадаючого резистора визначається через ТКСа_{абс} резисторів $R1 \dots R3$;

4) дрейф напруги стабілізації опорного стабілітрона визначається через ТКН стабілітрона;

5) дрейф напруги стабілізації опорного стабілітрона, виклика-

ний зміною струму давача й відкладений на внутрішньому динамічному опорі стабілітрона τ_{en} .

Кожне з наведених джерел температурного дрейфу може бути перераховане у відповідний дрейф вихідного струму. Звичайно такі розрахунки ведуться на "гірший випадок", коли знаки всіх дрейфових складових підсумовуються.

На рис.3.29 показано спосіб зменшення першої складової дрейфу за рахунок використання схеми Дарлінгтона. Однак, у цьому випадку збільшуються похибки, пов'язані з розбалансом напруг баз-емітер транзисторів. Використання схеми Шиклаї, як показано на рис.3.30, усуває зазначений недолік, однак схему можна рекомендувати тільки для не критичних по швидкодії вузлів. Вихідний динамічний опір такої схеми істотно нижче, що призводить до проходження сигналу перемикання на струмозадаючі резистори навіть при наявності буферного каскаду.

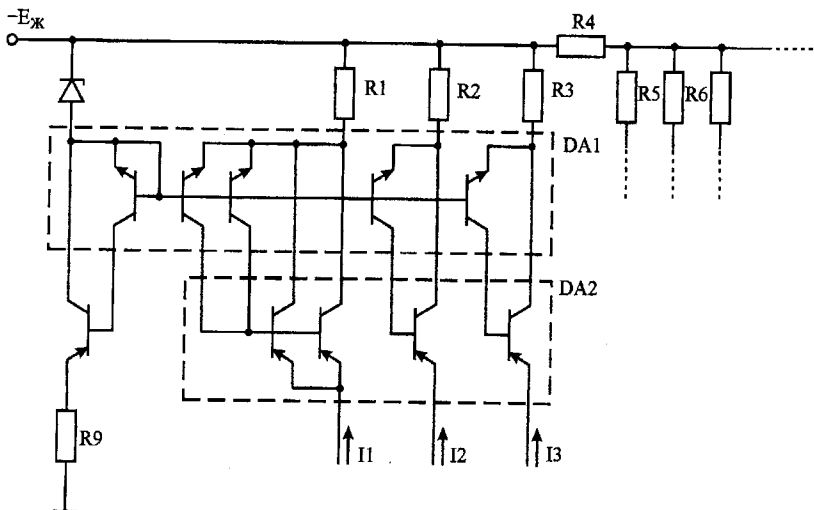


Рисунок 3.30 Джерела струму з матрицею резисторів змішаного типу

Рис.3.28...3.30 відрізняються також способом побудови резистивної матриці. Рис.3.28 відповідає застосуванню так званих "вагових" резисторів. Перевага схеми полягає у відсутності взаємовпливів між джерелами струму, недолік – у більших значеннях номіналів резисторів і їхньої неоднорідності, що ускладнює реалізацію тонкоплівкових технологій. На рис.3.29 наведено драбинковий ланцюг, номінали

резисторів якої для системи числення з основою α розраховуються в такий спосіб:

$$R1 = R2 = R3 = \frac{U_{cm}}{I_1}, \quad (3.54)$$

де U_{cm} – опорна напруга на стабілітроні VD1;
 I_1 – струм першого старшого розряду;

$$R4 = R5 = \frac{(\alpha - 1)^2}{\alpha} \cdot R1; \quad (3.55)$$

$$R6 = (\alpha - 1) \cdot R1. \quad (3.56)$$

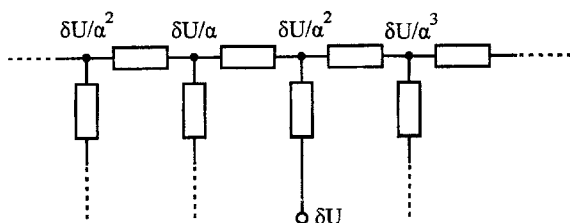


Рисунок 3.31. Передавання змінювань потенціалів у резистивній матриці драбинкового типу

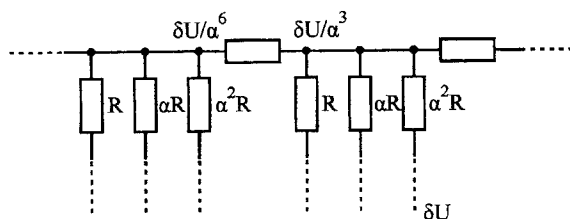


Рисунок 3.32 Передавання змінювань потенціалів в резистивній матриці змішаного типу

Перевага такого ланцюга – однорідність структури. Недолік – нагромадження похибок на молодших розрядах і взаємовплив розрядів один на одного. Останнє проявляється в порушенні суперпозиційності розрядних струмів. Можна показати, що зміна напруги в точці підключення емітера, що формує i -тий струм транзистора, на значення δU передається в $(i-1)$ -ий і $(i+1)$ -ий вузли з коефіцієнтом $1/\alpha$. На рис.3.31 представлено графічну ілюстрацію

цього процесу. На рис.3.32 показано, що в драбинковому ланцюзі із трьох вагових резисторів передача потенціалів зменшена в α^2 разів при збереженні невеликої різниці номіналів резисторів.

Таким чином, варто вважати оптимальним для побудови джерел струму гібридних ПКС застосування схеми групового драбинкового ланцюга (див. рис.3.32), джерела струмів старших розрядів ПКС доцільно будувати на основі схеми Дарлінгтона (див. рис.3.29), молодші – за найпростішою схемою на як на рис.3.30.

У ряді праць обговорюється питання щодо можливості коригування похибок суперпозиції ваг розрядів ПКС [28, 83]. Основою такого коригування може служити або виявлення функціональної залежності між значенням похибки суперпозиції й кодом на вході ПКС або факт пропорційності зазначеної похибки значенню ваги розряду. У другому випадку, наприклад, удалося б провести визначення реальних ваг комбінацій старших розрядів, використовуючи ваги молодших розрядів. Джерелом суперпозиційної похибки є різниця потенціалів у точках підключення резисторів до ключів, що виникає при перемиканні розрядів. У результаті моделювання встановлено, що рівень зазначеної похибки не залежить від ваги розряду й не виявлено досить простого її взаємозв'язку з видом вхідного коду. Отже, розглянуті вище схемотехнічні рішення джерел струмів ПКС актуальні, тому що дозволяють звести некориговану похибку суперпозиції до прийняттого рівня.

Практично найбільший внесок у сумарний температурний дрейф складає дрейф опорів струмозадаючих резисторів. При відпрацьовуванні даного питання технологічно вдалося знизити температурний коефіцієнт опору тонкоплівкових резисторів з $250-300 \cdot 10^{-4}$ до $50-100 \cdot 10^{-4}$ [99]. Однак і ці значення у багатьох випадках залишаються критичними. Одночасно відомо, що відносний дрейф тонкоплівкових резисторів, реалізованих в одному технологічному циклі, на один-два порядки нижче абсолютного. Ця властивість використовує в інтегральних ЦАП і АЦП, в яких масштабний резистор перетворювача струм-напруга в ЦАП або перетворювач напруга-струм в АЦП виготовляється разом з резистивною сіткою [100, 101]. У такий спосіб вдається істотно знизити температурний дрейф, наведений до входу АЦП або виходу ЦАП.

При побудові високоточних АЦП і ЦАП необхідно також урахувати, що ефекти саморозігріву масштабного резистора й змінення його номіналу залежно від рівня прикладеної напруги призводять до некоригованої інтегральної нелінійності. Тому масштабний резистор розраховується з багаторазовим запасом потужності, що

розсіюється (від 10 до 30 разів), що значно збільшує його габарити. Застосування дискретного масштабного резистора не дозволяє використати викладений вище метод компенсації абсолютного дрейфу резисторів, а виконання його на підкладці ГС ПКС недоцільно через велику займану площу. Крім того, таке рішення мало ефективно через наявність в одному пристрої двох або трьох підкладок ПКС.

На рис.3.33 показано спосіб компенсації абсолютного дрейфу резисторів з використанням окремої ГС, у якій розміщується масштабний резистор R_M , джерела опорних струмів на мікросхемах $DA1...DA3$, резисторах $R1..R3$ і опорному резисторі $R_{оп}$.

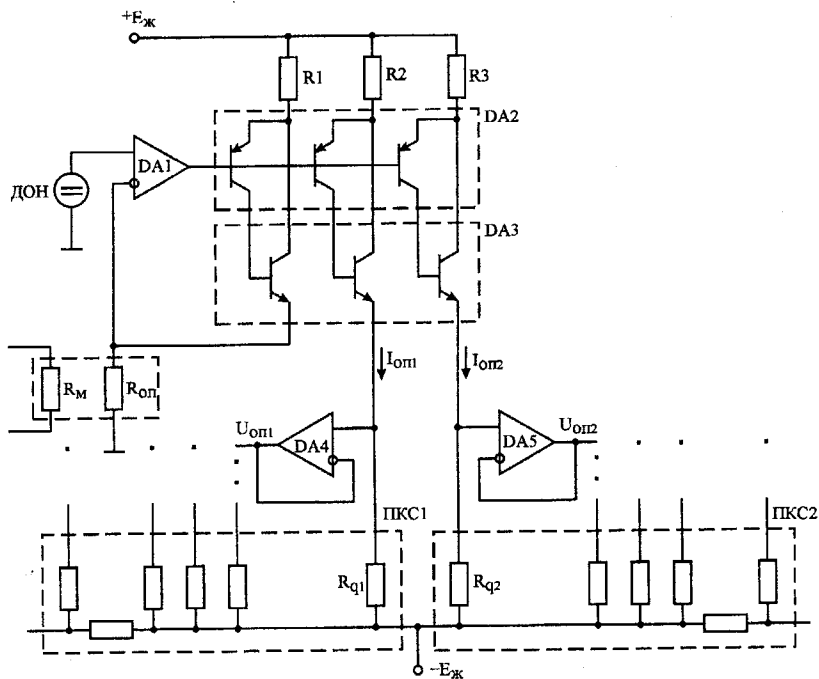


Рисунок 3.33. Схематична компенсація абсолютного дрейфа опорів резистивної матриці ПКС

Генеровані струми протікають через резистори-давачі R_{d1} , R_{d2} , реалізовані разом із резистивними сітками відповідних ПКС, а отримана в такий спосіб напруга з виходів повторювачів на мікросхемах $DA4$ і $DA5$ використовується як опорна замість опорної напруги стабілітрона V_{D1} , показаного на рис.3.28...3.30.

Механізм компенсації простежимо на такому прикладі. Нехай під впливом температури зменшився номінал масштабного резистора. Якщо струми ПКС при цьому залишаються незмінними, то значення відповідних їм напруг, наведених по входу АЦП за допомогою множення струмів на R_m , також повинні зменшитися. Однак, той же вплив температури зменшує також і номінал опорного резистора R_{on} . А це, у свою чергу, збільшує опорні струми I_{on1} і I_{on2} , які, протікаючи через резистори R_{o1} і R_{o2} ПКС, збільшать опорну напругу для резистивних сіток пропорційно зменшенню номіналу резистора R_m . Таким чином, наведена до входу напруга, що відповідає вагам розрядів ПКС, залишиться без змінення. Аналогічно компенсується й дрейф резисторів ПКС, тому що резистори-давачі R_{o1} і R_{o2} змінюють свій опір пропорційно абсолютній зміні опорів резистивної сітки. Необхідно також підкреслити, що наведена функціональна схема джерел струмів на мікросхемах $DA1...DA3$ і резисторах $R1...R3$ вносить дуже малу частку температурних похибок, тому що базові струми й напруги $\Delta U_{бз}$ транзисторів $DA2$ і $DA3$, а також абсолютний дрейф резисторів $R1...R3$ компенсуються введенням зворотного зв'язку. Як джерело опорної напруги використовується вузол, наявний у структурній схемі АЦП. Експериментальні дослідження наведеної схеми показують, що вона дозволяє практично на порядок зменшити вплив абсолютного дрейфу тонкоплівкових резисторів і одержати його значення на рівні $20\text{-}30 \cdot 10^{-6}$, що дозволяє забезпечити для САЦП широкий температурний діапазон функціонування.

3.8. Збільшення швидкодії пристрою квантування

Як вже відзначалося, в АЦП послідовного наближення на основі НПСЧ може бути досягнуте істотне скорочення часу перетворення за рахунок автокомпенсації похибок сигналу, що компенсує (підрозділ 1.3). Водночас, як видно з аналізу перехідних процесів у пристрої квантування (підрозділ 2.5), динамічні характеристики останнього описуються затримками вмикання й вимикання розрядів, комутаційною перешкодою, параметрами двоекспоненційного (у загальному випадку) устанавлення. Розглянемо, як зазначені параметри враховуються при проектуванні ПКС і СПС тобто основних вузлів квантувача АЦП, що самокоригується.

Динамічні характеристики ПКС у першу чергу визначаються схемотехнікою струмових ключів. Водночас із цією метою використовують три основні різновиди перемикачів: диференціальні струмові ключі на біполярних транзисторах [100], КМОП- ключі [101] і діодні ключі [102]. Диференціальні струмові ключі на біполярних транзисто-

рах характеризуються високою швидкістю, однак мають ряд особливостей. Збільшені струми витoku закритого ключа, наявність базових струмів досить високого рівня, складність схеми керування для узгодження із ТТЛ і КМОН-логікою дозволяє застосовувати їх в основному для побудови мікроелектронних АЦП і ЦАП підвищеної швидкодії, але невисокої розрядності. Ключі, реалізовані за КМОН-технологією, наприклад, вітчизняних мікросхем 590 серії, відрізняються невисокою швидкістю (порядку 100-300нс), різною тривалістю процесів вмикання й вимикання, а також великою амплітудою сигналу керування, що призводить до появи істотних сплесків у момент комутації.

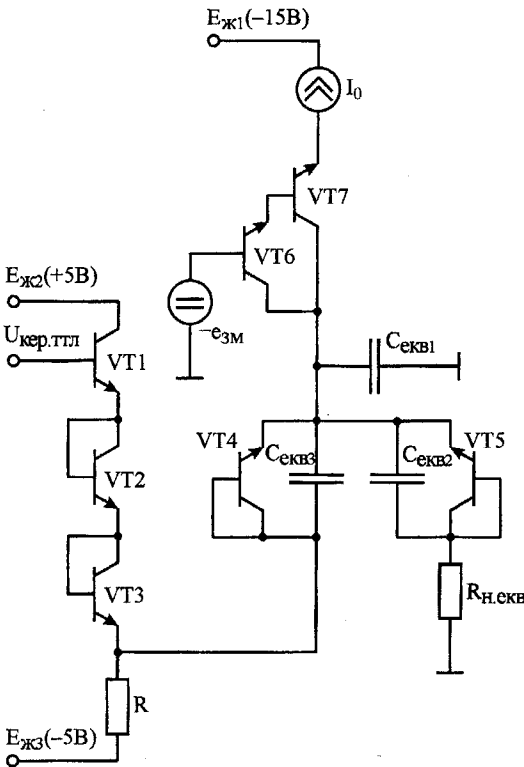


Рисунок 3.34. Функціональна схема діодного струмового ключа

Діодні ключі, з урахуванням вищевикладеного, найбільш придатні для застосування у теперішній час для побудови гібридних ПКС. Вони характеризуються невеликими апаратними витратами й низьким рівнем витоків у закритому стані, що дозволяє застосувати ПКС на їх основі для побудови АЦП і ЦАП високої розрядності. Основним недоліком діодних ключів є дещо великий перепад напруги в точці комутації при перемиканні. Тривалість цього процесу, обумовлена перерозрядом паразитних ємностей монтажу й елементів схеми, обмежує швидкість. Зазначений перепад напруг призводить також і до ефектів саморозі-

гріву активних елементів, що змінюють при цьому свої характеристики. Розглянемо прояв викладених особливостей при проектуванні ГС ПКС. На рис.3.34 наведено схему діодного струмового ключа в гібридному виконанні, в якому перемикальними служать діоди на транзисторах $VT4$ і $VT5$. Формування біполярного керуючого сигналу здійснюється схемою зсуву ТТЛ-рівнів на транзисторах $VT1...VT3$ і резисторі R . Буферний каскад на транзисторах $VT6$ і $VT7$ запобігає проходженню сигналу перемикання на джерело струму. Застосування в буферному каскаді схеми Дарлінгтона необхідно для мінімізації впливу саморозігріву $VT6$ на змінення базового струму. Еквівалентний опір навантаження $R_{н.екв}$ являє собою низькоомний вхідний опір перетворювача струм-напруга блоку порівняння струмів, або вхідний опір сегментного дільника струмів. В обох випадках $R_{н.екв} \leq 200$ Ом.

Розглянемо процеси, що відбуваються при перемиканні. Якщо рівень керуючої напруги $U_{кер.тти}$ змінюється від 0,2 до 3,6 В, а падіння напруги на одному р-п переході дорівнює 0,6 В, то в точці комутації А це буде відповідати зміні потенціалів від мінус 0,6 В (струм тече в R_n) до 1,2 В (струм тече в схему зміщення рівня). Зазначені перепади напруг встановлюються після повної комутації. У перший же момент часу відбувається перезаряд еквівалентної ємності в точці комутації $C_{екв}$ і розсмоктування зарядів, що нагромадилися в зоні бази відкритого до цього моменту діода ($VD4$ або $VD5$).

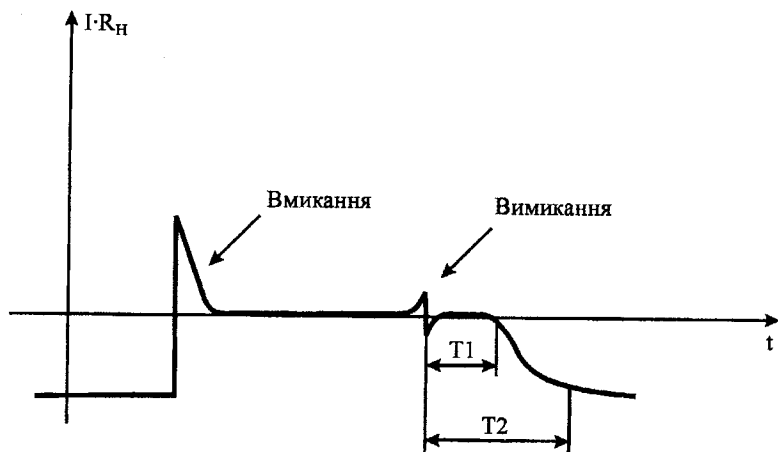


Рисунок 3.35. Перехідні процеси при комутації струму в діодному ключі ПКС

На рис.3.35 показаний процес перемикання у вигляді напруги на резисторі $R_{н.екв}$. Причому, перезаряд еквівалентної ємності $C_{екв1}$ при вмиканні діода $VT5$ здійснюється самим джерелом струму, що комутується, а вимикання діода $VT5$ і вмикання $VT4$ – схемою зсуву рівня на $VT1...VT3$, що має низький вихідний опір. Цим і обумовлюється несиметрія часів вмикання й вимикання. Експериментально встановлено також, що амплітуда й постійна часу перехідної завади при перемиканні пропорційні ємності діода, підключеного до $R_{н.екв}$, а час затримки вмикання зменшується при збільшенні ємності діода $VT4$.

У табл.3.5 зведені експериментальні дані залежностей часу затримки вмикання $T1$ і часу встановлення $T2$ вихідних струмів до рівня 0,9 від номінального значення. Крім значення струму I_0 , що комутується, наведено також залежність від номіналу резистора R , що визначає вихідний динамічний опір схеми зсуву рівня. Як $VT1...VT4$ використані транзистори збірки 198НТ1, а в якості $VT5...VT7$ - НВЧ-транзистори КТС398.

Таблиця 3.5

Номінал, R	Затримка вмикання, нс	I_0 , мкА	100	200	400	800
1,2 кОм	T1	150	60	30	20	
	T2	200	100	40	20	
2,4 кОм	T1	200	90	40	20	
	T2	250	120	55	30	
4,7 кОм	T1	210	100	50	20	
	T2	250	120	65	35	
10 кОм	T1	240	120	60	30	
	T2	270	130	80	40	
20 кОм	T1	275	150	70	40	
	T2	300	170	90	55	

Отримані дані дозволили розробити 11-розрядну ГС швидкодіючого ПКС, час установаження струмів кожного з розрядів якої до рівня 0,9 не перевищує 100 нс [56]. Найменший струм, що комутується, у кожній із двох секцій такого ПКС обмежено значенням 280 мкА, найбільший – 4 мА. Для одержання рівномірного співвідношення між вагами розрядів надлишкового коду з основою $\alpha=1,7$ між секціями ПКС включаються сегментні дільники струмів.

Швидкодія квантувача САЦП визначається як розглянутими характеристиками ПКС, так і динамічними параметрами СПС. Причому,

задана швидкодія СПС повинна бути досягнута з урахуванням значних вимог по чутливості. Як показано в [104] СПС на основі підсилювача струму має істотні переваги по швидкодії перед серійними операційними підсилювачами із входним диференціальним каскадом. За своєю структурною побудовою підсилювач струму, схему якого розглянуто в [105]: схема із загальною базою по входу, підсилювач за схемою із загальним емітером і каскодна розв'язка по виходу. Однак, використання нової схеми задання струму спокою дозволяє не тільки зменшити дрейф вхідного струму й напруги зсуву, але й використати в підсилювальному каскаді двотранзисторні НВЧ-збірки типу КТС393 і КТС398. Таким чином, потенційно висока швидкодія СПС визначається як струмовим принципом підсилення, так і елементною базою. Зразки розробленої ПС струмового підсилювача характеризуються типовим значенням постійної часу встановлення 100 нс при еквівалентній чутливості ПСН, рівній 100 кОм.

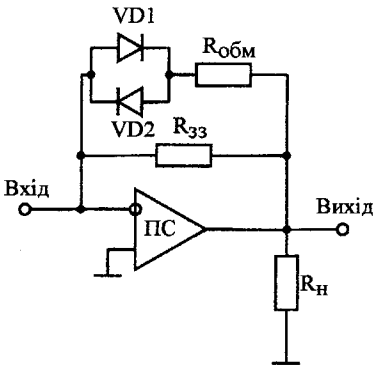


Рисунок 3.36. Зворотний зв'язок, що обмежує, в ПСН на основі ПС

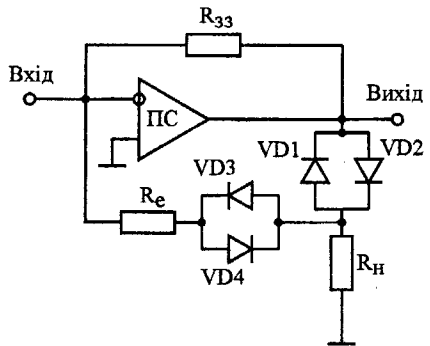


Рисунок 3.37. Комбінований зворотний зв'язок у ПСН на основі ПС

Експериментальні результати, наведені вище, отримано для режиму малого сигналу. Водночас, у квантувачах високоточних АЦП динамічний діапазон порівнюваних струмів дуже високий. У 16-ти розрядному АЦП він становить близько 100 дБ: від 10 мА на старших тактах до 100 нА на молодших. Тому обов'язковим у ПСН СПС є застосування схеми обмеження, що у найпростішому випадку здійснюється вмиканням діодів паралельно резистору зворотного зв'язку підсилювача струму, як показано на рис.3.36. При цьому, для усунення самозбудження схеми при відкриванні діодів, ланцюг

зворотного зв'язку доповнюється обмежуючим резистором $R_{обм}$ і резистором навантаження R_n . Покажемо, що таке рішення істотно знижує потенційну швидкодію ПСН. Для цього проаналізуємо, як ланцюги зворотного зв'язку підсилювача струму впливають на його на чутливість і постійну часу встановлення.

Резистор навантаження R_n не тільки визначає коефіцієнт петльового підсилення, рівний

$$\beta \approx 1 + \frac{R_{зз}}{R_n}, \quad (3.57)$$

як розглядалося в [42], але й впливає на значення чутливості ПСН. Останнє обумовлюється тим, що вихідний каскад має струмовий вихід. Вихідний струм відкладається на R_n у вигляді вихідної напруги:

$$U_{вих} = I_{вих} \cdot R_n. \quad (3.58)$$

По колу зворотного зв'язку на вхід повертається струм, рівний

$$i_{зз} = \frac{U_{вих}}{R_{зз}}. \quad (3.59)$$

Вихідний струм визначається через збільшену в коефіцієнт підсилення по струму K_I раз різницю вхідного струму $i_{вх}$ і струму зворотного зв'язку:

$$I_{вих} = (i_{вх} - i_{зз}) \cdot K_I. \quad (3.60)$$

З огляду на співвідношення (3.58)...(3.60), можна записати рівняння, що визначає характеристику ПСН:

$$U_{вих} = \left(i_{вх} - \frac{U_{вих}}{R_{зз}} \right) \cdot R_n \cdot K_I; \quad (3.61)$$

$$U_{вих} = i_{вх} \cdot \frac{K_I \cdot R_n \cdot R_{зз}}{K_I \cdot R_n + R_{зз}}; \quad (3.62)$$

$$R_{екв.зз} = R_{зз} \parallel (K_I \cdot R_n). \quad (3.63)$$

З останнього виразу видно, що, наприклад, для одержання чутливості $R_{екв.зз} = 100 \cdot 10^3$ Ом при $K_I = 100$ можливі такі варіанти:

- 1) $R_{зз} = 200$ кОм, $R_n = 200$ Ом;

- 2) $R_{33}=\infty$, $R_n=100 \text{ Ом}$;
 3) $R_{33}=100 \text{ кОм}$, $R_n=\infty$;

Розходження вищенаведених варіантів виникає через залежність швидкодії, обумовленої коефіцієнтом петльового підсилення (3.18), мінімальне значення якого в третьому варіанті забезпечує найбільшу швидкодію. Експериментальні дослідження також підтверджують цей висновок. Таким чином, варто вважати оптимальним варіант, при якому резистор навантаження підсилювача струму або відсутній, або його значення досить високо.

Сказане вище відноситься і до рівня малого сигналу, при якому не потрібна робота обмежуючих ланцюгів. При відкриванні діодів зворотного зв'язку спостерігається самозбудження підсилювача струму. Це можна пояснити зсувом робочої точки на АЧХ підсилювача в зону, що впливає за другим полюсом. Самозбудження при перевантаженні вдалося перебороти при використанні двоступінчастого ланцюга обмежуючого зворотного зв'язку, показаного на рис.3.27. При рівнях вихідної напруги

$$-0,6 \text{ В} < U_{\text{вих}} < 0,6 \text{ В} \quad (3.64)$$

діоди $VD1$ і $VD2$ закриті, і опір R_n до виходу не підключено. У цьому випадку забезпечується максимальна швидкодія на рівні малого сигналу. При порушенні нерівності (3.64) діоди $VD1$ і $VD2$ відкриваються й підключають R_n . При подальшому збільшенні до значень

$$-1,2 \text{ В} > U_{\text{вих}} > 1,2 \text{ В} \quad (3.65)$$

відкриваються діоди $VD3$ і $VD4$, замикаючи ланцюг струмовідвідного обмежуючого зв'язку. У такий спосіб усувається самозбудження, оскільки для сигналів великого рівня еквівалентна схема підсилювача струму містить підключене R_n . Наведена схема дозволяє також ефективно нейтралізувати ємність діодів $VD3$ і $VD4$, істотно погіршуючих швидкодію, особливо при більших номіналах R_{33} за рахунок ефекту Міллера. Можна показати, що у випадку схеми, наведеної на рис.3.36, на АЧХ підсилювача виникне низькочастотний полюс, обумовлений постійною часу ланцюга зворотного зв'язку:

$$\tau_{33} = R_{\text{екв.33}} + C_{\text{д33}} \left\| \left(C_n / K_1 \right) \right\|, \quad (3.66)$$

де $C_{\text{д33}}$ – сумарна ємність замовлень зворотного зв'язку й монтажною ємності вихід-вхід,

C_n – еквівалентна ємність, підключена паралельно виходу.

Так, при $R_{екв.зз}=100 \cdot 10^3$ Ом і $C_{зз}=10 \cdot 10^{-12}$ Ф отримаємо $\tau_{зз}=1 \cdot 10^{-6}$ С, що істотно більше рівня, одержуваного в схемі підсилювача струму за відсутності зворотного зв'язку ($\tau_{нс}<0,15 \cdot 10^{-6}$ С).

При використанні схемотехнічного рішення, показано на рис.3.37, ємність діодів зворотного зв'язку $VD3$ і $VD4$ на малих рівнях нейтралізується, оскільки на них відсутній перепад напруг. При перевантаженнях же $R_{екв.зз}$ різко зменшується за рахунок підключення R_n і R_d , що зменшує $\tau_{зз}$. Опираючися на викладений спосіб організації ланцюга зворотного зв'язку, вдалося розробити ГС підсилювача струму (ПС) з еквівалентною чутливістю $R_{екв.зз}=100 \cdot 10^3$ Ом і постійної часу перехідного процесу $\tau_{нс}<0,15 \cdot 10^{-6}$ С у діапазоні вхідних струмів від 10 мА до 100 нА (100дБ). Спроектовані з урахуванням викладених у даному підрозділі принципів ГС ПКС і ПС підтвердили свої динамічні характеристики при роботі в складі 16-розрядного, що самокоригується, САЦП-021 із часом перетворення 10 мкс, що функціонує на основі адаптивного способу порозрядного зрівноважування.

4. РЕАЛІЗАЦІЯ САЦП І ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ

4.1. Мікропроцесорний вимірювальний АЦП, що самокалібрується

Серед найефективніших галузей застосування АЦП, що самокоригуються на основі НПСЧ у системах вимірювання й обробки низькочастотних сигналів можна виділити два основних напрямки:

1) високоточне перетворення абсолютних значень напруги постійного струму у вимірювальних системах автоматизації виробництва;

2) високолінійне перетворення сигналів низької частоти в системах вимірювання, реєстрації й обробки сигналів.

У зазначених напрямках і розвивалися роботи зі створення САЦП і вимірювальних комплексів на їхній основі. Протягом останніх двадцяти років ці роботи в НТЦ "Аналого-цифрові системи" Вінницького національного технічного університету втілилися в дослідні й дрібносерійні зразки виробів, які по ряду своїх характеристик не мають аналогів у країнах колишнього СРСР. Внесок авторів в проведених роботах полягає в розробці теорії, а також практичних рекомендацій щодо побудови аналогових пристроїв, розглянутих у даній дисертації, так і в розробці структурних схем і алгоритмів роботи виробів у цілому.

Розглянемо структурну схему, особливості аналогових пристроїв і технічні характеристики типового представника АЦП для вимірювальних систем автоматизації виробництва аналого-цифрового перетворювача, що самокоригується, мікропроцесорного САЦП-МКЗ [46, 106]. При розробці САЦП-МКЗ максимум зусиль було спрямовано на одержання простого й недорогого перетворювача із граничними параметрами по точності перетворення напруг постійного й змінного (частотою 0-200 Гц) струмів.

Аналогові пристрої представлено на структурній схемі САЦП-МКЗ на рис.4.1, де:

АК – аналоговий комутатор;

ТДОН – термостатоване джерело опорної напруги;

ФДС – формувач допоміжного сигналу;

ПН – повторювач напруги;

ПВЗ – підсилювач вибірки-зберігання;

Р – реле-комутатор *ПН-ПВЗ*;

R_m – масштабний резистор (перетворювач напруга - струм);

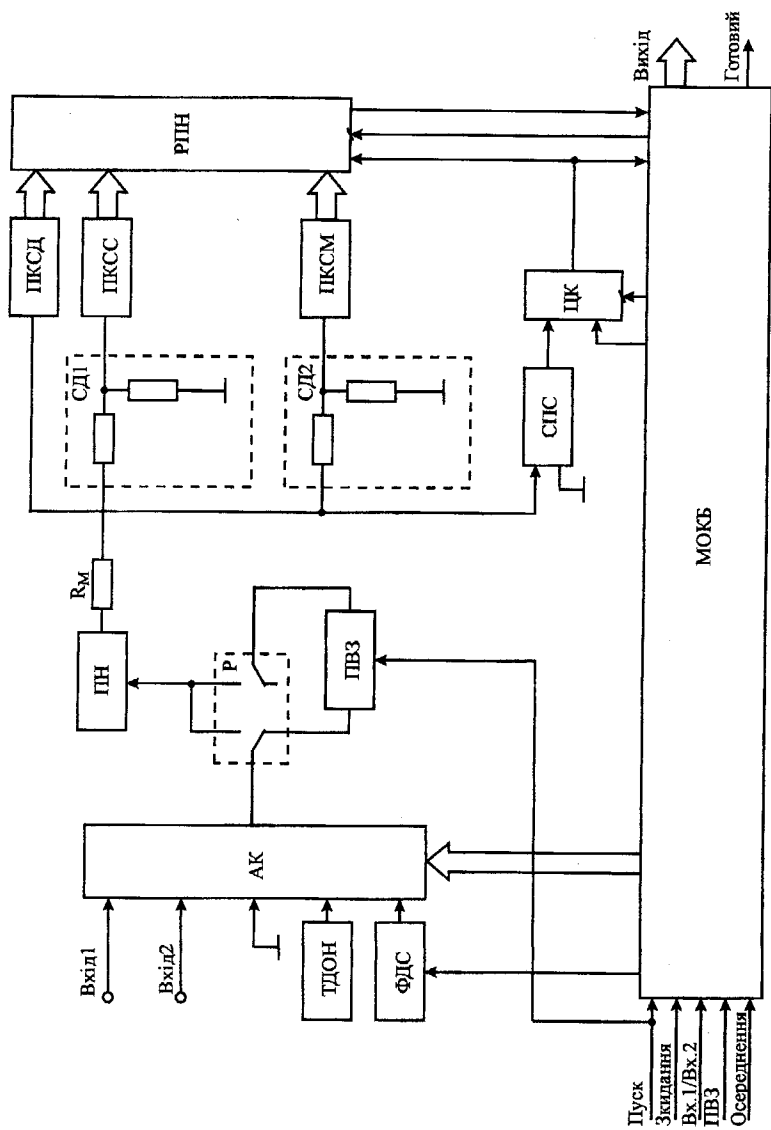


Рисунок 4.1. Структурна схема САЦП-МК3

ПКСД, ПКСС, ПКСМ – перетворювачі код-струм відповідно групи дискретних, старших і молодших розрядів;

СПС – схема порівняння струмів;

РПН – регістр послідовного наближення;

ЦК – цифровий комутатор;

МОКБ – мікропроцесорний обчислювально-керуючий блок.

Не вдаючися у детальний опис структурної схеми, відзначимо, що САЦП-МКЗ являє собою перетворювач послідовного наближення. Зрівноважування виконується представленим струмом і компенсуючим сигналом. Вхідний сигнал перетвориться у струм масштабним резистором R_m , струм, що компенсує, надходить від розрядів *ПКСД, ПКСС, ПКСМ*, керованих від *РПН* по сигналах зворотного зв'язку, генерованих у *СПС*. Цифровий комутатор *ЦК* дозволяє примусово від *ОКБ* вмикати або забороняти вмикання розрядів у *РПН*, що необхідно при самокоригуванні. *ПКСС* і *ПКСМ* виконано у вигляді гібридних схем зі співвідношенням ваг розрядів, рівним "золотій пропорції" ($\alpha=1,618$). *ПКСД* для зменшення ряду похибок було реалізовано дискретно зі співвідношенням між вагами $\alpha=1,9$. У *ПКСД* уведено також знаковий розряд. *СД1* і *СД2* призначено для узгодження струмів *ПКС*. Загальна внутрішня розрядність *ПКС* становить 24 розряди надлишкового коду. Вихідна розрядність САЦП-МКЗ – 18 двійкових розрядів. Функції керування перетворенням і самокалібруванням виконує *МОКБ* на основі мікропроцесорного комплекту.

САЦП-МКЗ працює у двох основних режимах – самокалібрування й безпосереднього перетворення. Режим самокалібрування складається у визначенні реальних ваг старших розрядів, зсуву нуля й коефіцієнта перетворення. Основи алгоритму самокоригування викладено в підрозділі 1.3 і наводилися в літературі [44]. У САЦП-МКЗ уперше застосований запропонований авторами метод формування допоміжного сигналу за рахунок *ФДС* на основі генератора сигналу, що лінійно-змінюється. Використання такого *ФДС* значно спростило й здешевило перетворювач, оскільки до цього *ФДС* реалізовувався у вигляді ГІС *ПКС* з інверсними струмами стосовно основного *ПКС*.

У режимі безпосереднього перетворення принцип функціонування САЦП-МКЗ практично нічим не відрізняється від класичного АЦП порозрядного наближення. Різниця полягає в тому, що отриманий на виході *РПН* код перетвориться у вихідний двійковий шляхом підсумовування у *МОКБ* ваг включених розрядів і віднімання зсуву "нуля". Але, оскільки ваги розрядів уточнені в циклі самокоригування, то вихідний код виявляється скоригованим відносно адитивних, мультиплікативних похибок і похибок лінійності. Виходячи зі

структурної схеми, в САЦП-МКЗ при роботі в режимі безпосереднього перетворення може використатися вбудований підсилювач вибрання-зберігання, в якому за допомогою АК підключаючи перший або другий вхід. Для фільтрації постійних сигналів від мережевого наведення й високочастотних завад у МОКБ реалізоване цифрове усереднення відліків з періодом нагромадження 20 мс. Час же однократного перетворення САЦП-МКЗ становить 500 мкс і зумовлюється в першу чергу швидкодією мікропроцесора.

Під час проектування аналогових пристроїв, істотними є завдання їхнього спрощення. І незважаючи на те, що вимоги по швидкодії не були високими, для забезпечення точності на серійній елементній базі треба було застосування ряду схемотехнічних рішень, розглянутих при аналізі ПВЗ, ПКС, ТДОН.

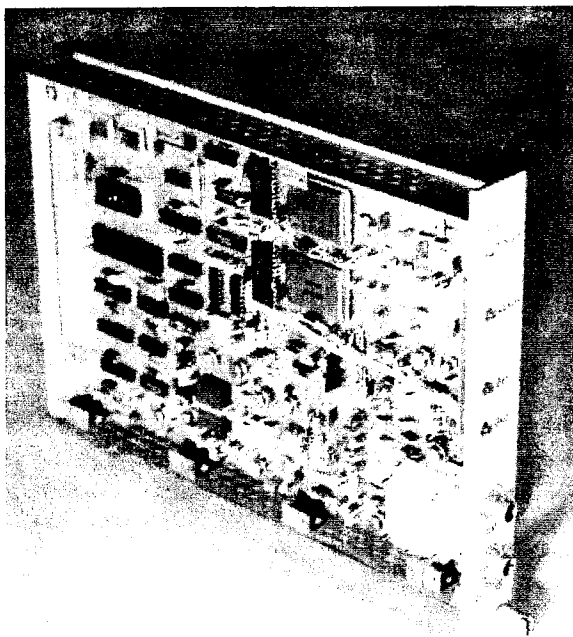


Рисунок 4.2. Мікропроцесорний 18-ти розрядний аналого-цифровий перетворювач САЦП-МКЗ, що самокоригується

У результаті досліджень, проведених на етапі розробки, впровадження у виробництво й дослідної експлуатації САЦП-МКЗ, удалося забезпечити такі основні технічні характеристики:

- 1) діапазон вхідних напруг – від мінус 10 В до +10 В;
- 2) розрядність вихідного двійкового коду – 18 (17 + знак);
- 3) час однократного перетворення – не більше 500 мкс;
- 4) роздільна здатність – 100 мкВ;
- 5) абсолютна похибка перетворення в діапазоні робочих температур від -10° до $+55^{\circ}$ С – не більше $\left(400 + \frac{U_{\text{вх}}}{10} \cdot 500\right)$ мкВ де

$U_{\text{вх}}$ – вхідна напруга, В;

6) похибка інтегральної й диференціальної нелінійності в діапазоні робочих температур – не більше 0,002%;

7) вхідний опір із ПН – не більше 10 МОм, з ПВЗ – 300 кОм+1%;

8) габаритні розміри, не більше 315×35×220 мм;

9) маса – не більше 1,5 кг.

Зовнішній вигляд САЦП-МКЗ наведено на фотокартці (рис.4.2) і являє собою одноплатний модуль, виконаний у конструктиві типу "КАМАК". САЦП-МКЗ впроваджений у системах автоматизації виробництва й у науково-дослідних установках ряду організацій. Досягнуті високі статичні характеристики САЦП-МКЗ підтверджують ефективність використаних методів проектування аналогових пристроїв.

4.2. Високолінійний швидкодіючий АЦП для систем цифрового оброблення сигналів

Аналого-цифровий перетворювач, що самокоригується, САЦП-021 є представником другого напрямку розробок АЦП на НПСЧ, пов'язаного з обробленням сигналів. На відміну від розглянутого раніше САЦП-МКЗ, при розробці САЦП-021 основним завданням висувалося одержання високих динамічних характеристик при роботі зі змінними напругами низькочастотного (звукового) діапазону частот (0-25 кГц). Це вимагало досягнення високої швидкодії (час перетворення 10 мкс) при високій розрядності вихідного коду (16 двійкових розрядів).

Структурну схему САЦП-021 наведено на рис.4.3, де:

АК – аналоговий комутатор;

ДОН – джерело опорної напруги;

ФДС – формувач допоміжного сигналу;

ПН – повторювач напруги;

ПВЗ – підсилювач вибрання-зберігання;

P – реле - комутатор перетворення-самокоригування;

R_м – масштабний резистор (перетворювач напруга - струм);

Зр – знаковий розряд;

ПКСС, ПКСМ – перетворювачі код-струм відповідно групи старших і молодших розрядів;

ПС – підсилювач струму;

КН – компаратор напруг;

БЛЕ "АБО" – блок логічних елементів "АБО";

ПЗП – постійний запам'ятовувальний пристрій;

ЛЧ – лічильник адреси;

РПН – регістр послідовного наближення;

ЦК – цифровий комутатор;

ОКБ – обчислювально-керуючий блок.

У САЦП-021 для збільшення швидкодії реалізовано адаптивний спосіб порозрядного наближення [50], проаналізований у підрозділі 1.3. Як відзначалося, застосування зазначеного способу перетворення не вимагає додаткового введення аналогових пристроїв. У структурну схему, з метою організації адаптивного алгоритму, уведено цифрові вузли – *ЛЧ, ПЗП, БЛЕ "АБО"*. Збільшення швидкодії вимагає також і ретельного відпрацьовування основних аналогових вузлів – *ПКС, ПС, ПВЗ*, розгляну-тих у розділі 3. Всі вони реалізовані у вигляді ПС. Навпаки, оскільки жорсткі вимоги по абсолютній похибці до САЦП-021 не висуваються, то його ДОН не термостатується й до того ж він простіше, ніж *ТДОН* САЦП-МКЗ.

Необхідно також відзначити, що застосування САЦП-021 для перетворення сигналів змінного струму вимагало й нового підходу до методів випробувань і оцінювання динамічних характеристик. На перше місце при цьому було висунуто такі параметри, як коефіцієнт нелінійних спотворень, відношення сигнал-шум, нерівномірність АЧХ і ФЧХ, апертурна невизначеність, розглянуті детально в розділі 2.

Схема вимірювання динамічних характеристик наведена на рис.4.4. Амплітуда вихідного сигналу, коефіцієнт нелінійних спотворень (КНС) і відношення сигнал-шум розраховуються на ПЕОМ по спектру вихідного сигналу АЦП і співвідношенням, наведеним у підрозділі 2.3. Особливістю проведених вимірювань і алгоритму розрахунку (рис.4.5) є потреба усунення методичних похибок, що виникають через "витік спектру" [73]. Це досягається заданням частоти вхідного сигналу f_c кратної роздільної здатності по частоті:

$$f_c = m \cdot \frac{f_\delta}{N}, \quad (4.1)$$

де m – ціле число;
 f_δ – частота дискретизації;
 N – число оброблюваних відліків.

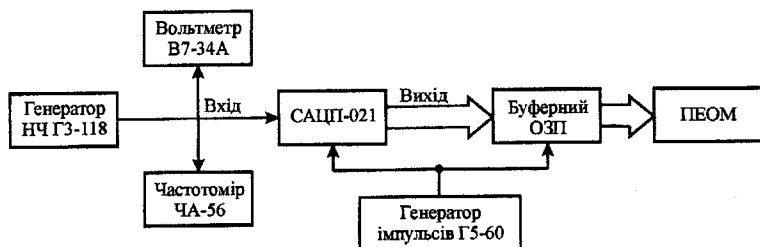


Рисунок 4.4. Схема вимірювання динамічних характеристик САЦП-021

Частота вхідного сигналу f_c , задається низькочастотним генератором, а число відліків N – ємністю буферного ОЗП (N повинне бути кратним степеню двійки: $N=2^K$, K – ціле). Вольтметр і частотомір призначені для контролю амплітуди й частоти вхідного сигналу відповідно. При оброблянні масиву вихідних відліків $U(i)$ на ПЕОМ, як показано на рис.4.5, передбачається також і накладення вагової функції вікна перед процедурою швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Вікно становить спадаючу по краях функцію й додатково заглушує ефекти несинхронізації й витоку спектра [107]. У процесі моделювання й експериментальних вимірювань найкращу ефективність показали вікна Хемінга:

$$\omega(i) = 0,5 \cdot \left(1 + \cos \left(2\pi \cdot \left(\frac{i-1}{N-1} - 0,5 \right) \right) \right), \quad i = \overline{0, N-1} \quad (4.2)$$

і Блекмана-Херіса:

$$\omega(i) = 0,35875 - 0,48829 \cdot \cos \left(i \cdot \frac{2\pi}{N} \right) + 0,14128 \cdot \cos \left(i \cdot \frac{4\pi}{N} \right) - 0,01168 \cdot \cos \left(i \cdot \frac{6\pi}{N} \right), \quad i = \overline{0, N-1} \quad (4.3)$$

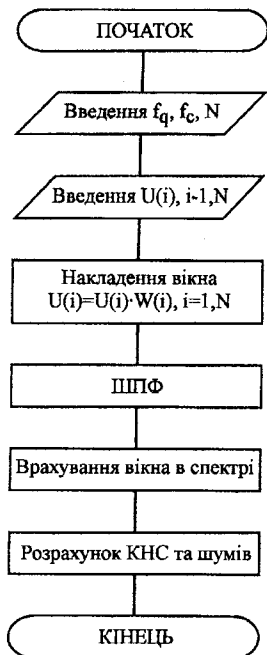


Рисунок 4.5. Блок-схема розрахунку нелінійних спотворень і шумів

Вплив вікон на спектр вихідного сигналу зводиться до виникнення навколо основної частоти f_0 бічних гармонік: 2-х для вікна Хемінга й 6-тьох для вікна Блекмана-Херіса. Водночас, всі інші гармоніки (продукти нелінійних спотворень і шумів АЦП) виявляються вільними від впливу ефекту несинхронізації. При описаному підході виявляється можливим здійснювати вимірювання динамічних характеристик при відносній похибці завдання частоти вхідного сигналу f_c до 0,1%, що легко забезпечити в наведеній на рис.4.4 схемі.

Багато в чому завдяки розглянутому підходу вдалося експериментально дослідити і відпрацювати схемотехніку САЦП-021 і його аналогових пристроїв (у першу чергу - ПВЗ). Дослідні зразки САЦП-021 мають такі технічні характеристики:

- 1) діапазон вхідних напруг – від мінус 5 В до +5 В;
- 2) розрядність вихідного двійкового коду – 16 (15 + знак);

- 3) час однократного перетворення – не більше 10 мкс;
- 4) діапазон частот вхідного сигналу 0-25 кГц;
- 5) похибка інтегральної й диференціальної лінійності в діапазоні робочих температур від 0° С до +40° С – не більше 0,004%;
- 6) коефіцієнт нелінійних спотворень – не більше 0,01%;
- 7) відношення сигнал-шум – не менш 86 дБ;
- 8) похибка коефіцієнта перетворення – не більше 0,1%;
- 9) вхідний опір – 5 кОм;
- 10) габаритні розміри, не більше 265×250×45 мм;
- 11) маса – не більше 2 кг.

Конструктивно САЦП-021 виконано у вигляді двошарового модуля на платах типу E2 відповідно до стандарту "Євромеханіка" (див. фотографію на рис.4.6). Зовнішні інтерфейсні сигнали повністю гальванічно відділено від аналогової частини. Застосування ПС і

конструктивні заходи по екрануванню аналогової частини полегшують використання САЦП-021 у складі ІВС.

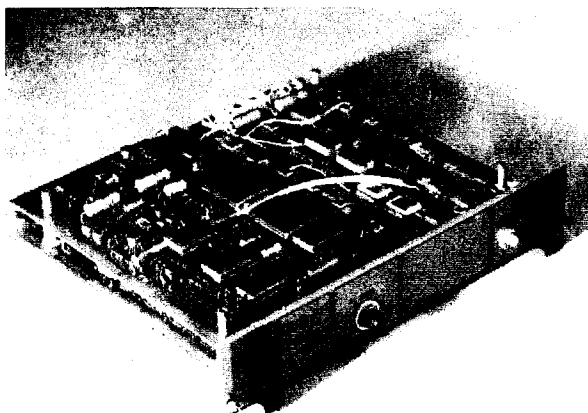


Рисунок 4.6. Швидкодіючий 16-розрядний аналого-цифровий перетворювач САЦП-021

Таким чином, у перетворювачі САЦП-021 практично втілено розглянуті раніше методи забезпечення динамічних характеристик. При цьому високі значення останніх досягаються як за рахунок властивостей автокомпенсації похибок з в АЦП на НПСЧ, так і за рахунок структурних і схемотехнічних способів збільшення швидкодії аналогових пристроїв.

4.3. Вимірювальна система атестації тензоелементів

Прикладом ефективного застосування САЦП-МКЗ (підрозділ 4.1) і вимірювальних підсилювачів (підрозділ 3.1) стала розробка на їхній основі вимірювальної системи атестації тензомодулів САТ [108, 109]. САТ використовується в технологічному процесі виготовлення давачів тиску типу "Сапфір" (ВО "Манометр", м. Москва).

Структурну схему вимірювальної частини САТ наведено на рис.4.7, де:

КЖ – комутатор живлення;

КВ – комутатор входів;

КК – комутатор коригування;

ЗТЕ – зразковий тензоелемент;

ТЕ1...TEN – тензоелементи, що атестуються;

ДН – джерело напруги для прогріву тензоелементів;

ТДС – термостатоване джерело струму для вимірювального тензоелементу;

ТДОН – термостатоване джерело опорної напруги для підсилювача;

ПП – програмувальний підсилювач;

КФНЧ – керований фільтр низької частоти;

контролер – виконує функції керування й підтримки інтерфейсу між САЦП-МКЗ, ПЕОМ, *КП*, *КВ*;

ШУ1 – шина керування вхідними пристроями від *ОКБ* САЦП-МКЗ;

ШУ2 – шина керування комутаторами *КЖ* і *КВ* від контролера.

Конструктивно резистивні мостові тензоелементи *ЗТЕ* й *ТЕ1...ТЕН* закріплюються на трубі, в якій за допомогою спеціального пристрою, створюються однакові рівні гідростатичного тиску. Шляхом послідовного вимірювання вихідних напруг тензоелементів здійснюється поточкове оцінювання їхньої перетворювальної характеристики. Зразковий тензоелемент *ЗТЕ* слугує для точного вимірювання заданого тиску. Комутатор живлення *КЖ* дозволяє підключати джерело струму *ТДС* до тензоелементу, вихідний сигнал якого вимірюється. При цьому всі інші тензоелементи перебувають під напругою *ДН*, що дозволяє зберегти постійною їхню температуру й запобігти перехідним тепловим процесам при перемиканні тензоелементів. Комутатор коригування *КК* підключає в режимі самокоригування на вхід програмованого підсилювача *ПП* шину "нуля" і *ТДОН*. Керований аналоговий фільтр *КФНЧ* заглушує високочастотні шуми й перешкоди на виході *ПП* при вимірюванні вихідної напруги тензоелементів. У моменти перемикання комутаторів *КФНЧ* відключається, чим зменшується тривалість перехідних процесів.

Час вимірювання напруг по виходах тензоелементів, а їхнє число *N* може становити від 10 і більше, що було одним з головних критеріїв при розробці САТ. Це пов'язане з тим, що по-перше, тиск, установлений у вимірювальній установці не може довго підтримуватися на постійному рівні. По-друге, необхідно забезпечити також вимірювання деяких динамічних характеристик тензоелементів, пов'язаних з якістю клею, що використовується під час виготовлення. У цьому зв'язку, застосування у складі САТ серійних інтегруючих вольтметрів виявилось недоцільним, оскільки їхній час перетворення на рівні 100 мВ виявляється неприпустимо великим (200-1000 мс). Час перетворення САЦП-МКЗ з урахуванням установлення перехідних

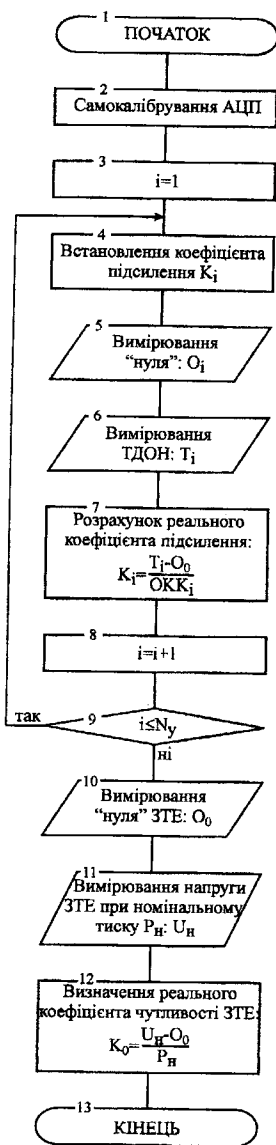


Рисунок 4.8. Блок-схема алгоритма самокалібрування САТ

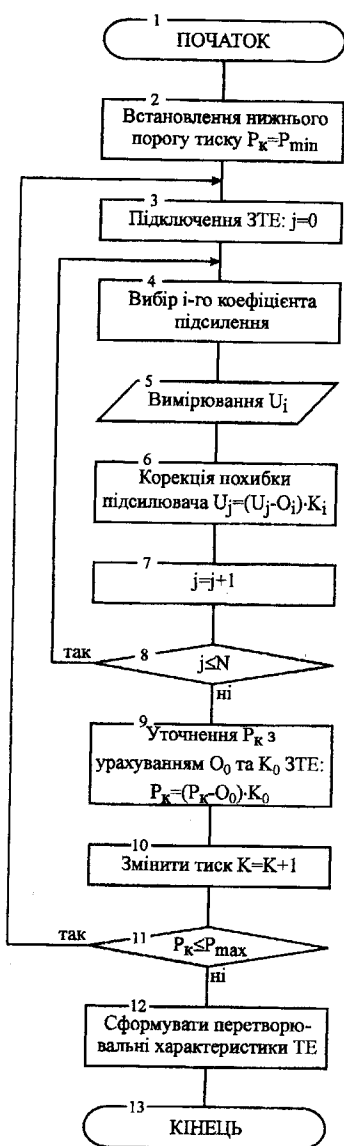


Рисунок 4.9. Блок-схема алгоритма вимірювань САТ

процесів після комутації й цифрового усереднення становить 40 мс. Крім того, побудова САТ на основі АЦП, що самокоригується із убудованим обчислювально-керуючим блоком (ОКБ) дозволило комплексно вирішити завдання самокоригування вимірювальної системи в цілому.

На рис.4.8 наведено блок-схема алгоритму самокалібрування САТ. Після самокалібрування САЦП-МКЗ (блок 2) його ОКБ проводить калібрування програмувального підсилювача на всіх N_j коефіцієнта підсилення (блоки 3...9). Далі, під керуванням ПЕОМ відбувається калібрування пристрою задання тиску, зсуву "нуля" O_c і коефіцієнта чутливості K_0 зразкового тензоелементу (блоки 10...12).

У режимі вимірювання, блок-схема алгоритму якого наведено на рис.4.9 здійснюється поточкове зняття перетворювальної характеристики TE в діапазоні тисків від P_{min} до P_{max} (цикл 2...11). При цьому для кожної точки діапазону провадиться вимірювання вихідної напруги зразкового тензоелементу $ЗТЕ$ й вимірювання вихідних напруг всіх $N TE$ (цикл 5...8). У програмувальному підсилювачі під керуванням ОКБ САЦП-МКЗ відбувається автоматичний вибір i -го коефіцієнта підсилення, максимального для даної вхідної напруги U_j (блок 4). Коригування результатів вимірювань (блок 6) здійснюється з урахуванням зсуву нуля O_i і коефіцієнта підсилення K_i . По закінченні вимірювань вихідних напруг всіх TE провадиться уточнення заданого тиску P_k з урахуванням калібрування "нуля" O_0 і коефіцієнта чутливості K_0 $ЗТЕ$ (блок 9). Формування перетворювальних характеристик всіх атестованих TE з одночасним контролем характеристик і одержанням індивідуального паспорта здійснюється в ПЕОМ (блок 12).

Таким чином, розглянуті алгоритми самокалібрування й вимірювань САТ демонструють поширення принципів цифрового коригування похибок як на електронні (АЦП, підсилювач), так і на механічні елементи САТ (пристрій задання тиску, зразковий тензоелемент).

Основні технічні характеристики САТ:

- 1) діапазони вхідних напруг $+0,1$ В і $+0,5$ В;
- 2) число вхідних каналів 10;
- 3) час вимірювання по одному каналі – не більше 40 мс;
- 4) наведена похибка вимірювання вхідних напруг у діапазоні робочих температур від $+10^\circ$ до $+40^\circ$ С – не більше $+0,02\%$ для вхідного діапазону $+0,1$ В, не більше $+0,01\%$ для вхідного діапазону $+0,5$ В;
- 5) середньоквадратична напруга шумів, наведених по входу: без усереднення – не більше 10 мкВ, з усередненням – не більше 3 мкВ;
- 6) вхідний опір – не менше 10 МОм;

- 7) коефіцієнт придушення синфазної завади – не менше 80 дБ;
- 8) нестабільність вихідного струму ТДС за 200 годин роботи й у діапазоні робочих температур – не більше +0,02%;
- 9) конструктивне виконання електронної частини САТ – автономний блок розмірами не більше 250×350×250 мм, масою не більше 10 кг.

Застосування САТ у процесі технологічного контролю й атестації тензоелементів дозволило за рахунок автоматизації на порядок збільшити продуктивність праці. Якість продукції також зросла, оскільки розширилося число оцінюваних показників тензоелементів, а самі вимірювання стали об'єктивнішими через усунення суб'єктивних помилок оператора, що здійснює вимірювання.

4.4. Аналізатор параметрів звукових трактів на базі АЦП, що самокалібруються, і ЦАП, з'єднаних з ПЕОМ

Однією з успішних розробок, виконаних у НТЦ "АЦ-системи" за участю авторів, є аналізатор параметрів звукових трактів (АПЗТ). Розробка виконана за замовленням телерадіокомпаній України й ґрунтується на дослідженнях із застосування АЦП і ЦАП, що самокоригуються, підключених до ПЕОМ типу IBM PC [98, 110, 111]. У складі АПЗТ розглянутий у підрозділі 4.2 САЦП-021 і аналогічний йому по характеристиках СЦАП-05. В АПЗТ входять також аналогові пристрої (підсилювачі, комутатор, ФНЧ), розглянуті в розділі 3. Крім того, в основу алгоритмів, що використовуються у програмному забезпеченні, покладено співвідношення, проаналізовані в розділі 2 даної монографії.

Аналізатор призначений для швидких вимірювань у паузах звукових програм параметрів трактів: амплітудної, амплітудно-і фазочастотної характеристик (АЧХ і ФЧХ), інтегральних і психометричних шумів, нелінійних і інтермодуляційних спотворень, характеристики групового часу запізнювання (ГВЗ), перехідних завад між каналами й т.п. Аналізатор може ефективно використовуватися при розробці, виготовленні й експлуатації як звукових трактів, так і інших низькочастотних пристроїв (підсилювачів, фільтрів, акустичної апаратури і т.д.).

Програмне забезпечення ПЕОМ аналізатора-передавача формує тестовий сигнал, що після цифроаналогового перетворення надходить на вхід вимірюваного тракту. Вихідний сигнал тракту після аналого-цифрового перетворення обробляється в ПЕОМ аналізатора приймача методами спектрального аналізу, в результаті чого розраховуються характеристики тракту й формується його електричний паспорт.

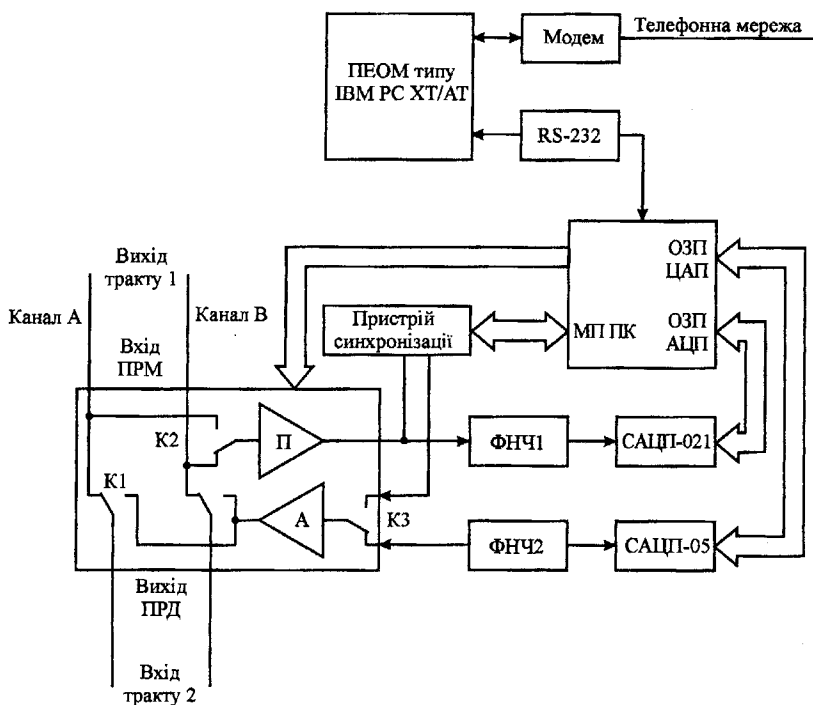


Рисунок 4.10. Структурна схема аналізатора параметрів звукових трактів

На рис.4.10 наведено узагальнена схема виробу. Основу аналізатора становлять 16-ти розрядні АЦП і ЦАП, що самокоригуються, із часом перетворення 10 і 5 мкс відповідно. На вході АЦП і ЦАП включено активні фільтри низької частоти (ФНЧ) Баттєрворта 8-го порядку. Пристрій узгодження із трактом складається з програмно-керованих атенюатора (А), входного підсилювача (В) і трьох комутаторів (К1,К2,К3). Атенюатор і підсилювач мають диференціальні входні-вихідні ланцюги з 600-омним імпедансом. Комутатори необхідні для підключення до тракту на час вимірювань (К1), для перемикавання каналів (К2) і для комутації сигналу запуску (К3). Можливе підключення зовнішнього комутатора на вісім стереотрактів. Керування виробом, підтримка інтерфейсу типу RS-232 для зв'язку з ПЕОМ забезпечує контролер з мікропроцесорним пристроєм керування (МП ПК). У контролері

реалізовані буферне *ОЗП* відліків тестового сигналу (що подається на ЦАП) і буферне *ОЗП* для прийому відліків з АЦП.

Синхронізація аналізатора-передавача, що знаходиться на початку тракту, й аналізатора-приймача на його кінці здійснюється пристроєм синхронізації, що генерує і детектує сигнал запуску певної форми. Крім того, підготовка до вимірювань на рівні програмного забезпечення ПЕОМ підтримується резидентною програмою, що зв'язує поточний час із часом початку вимірювань. План вимірювань розсилається від аналізатора-передавача до аналізаторів-приймачів по телефонному модему, вбудованому в ПЕОМ. По модему здійснюється також обмін результатами вимірювань. Апаратна частина аналізатора-передавача й аналізатора-приймача повністю ідентичні, завдання режимів роботи забезпечується програмними засобами.

В аналізаторі застосовано два рівні коригування похибок аналогових пристроїв – самокалібрування АЦП і ЦАП і коригування загальних похибки виробу під керуванням ПЕОМ. Остання підрозділяється на статичну, у результаті якої визначаються адитивні й мультиплікативні похибки передатної характеристики, і на динамічну, котра включає коригування АЧХ і ФЧХ підсилювача й фільтрів НЧ.

Розглянемо принцип самокоригування динамічних похибок докладніше, тому що він ілюструє можливість включення в контур коригування фільтрів НЧ у складі вимірювального комплексу, про що згадувалося в підрозділах 2.3 і 3.2. Динамічне самокоригування здійснюється з використанням тестового аналогового сигналу, що являє собою суму m гармонік різних частот:

$$A(f) = \sum_{i=1}^m A_i \sin(2\pi f_i + \varphi_i). \quad (4.4)$$

Розглянемо проходження зазначеного сигналу без самокоригування АПЗТ. На рис.4.11 зображений тракт проходження тестового сигналу, де амплітуда вихідного тестового сигналу, сформованого в ПЕОМ, аналізатора-передавача позначена як $A_0(f)$, а фаза – $P_0(f)$. У процесі проходження через апаратні частини аналізатора-передавача (ПРД), аналізатора-приймача (ПРМ) і власне тракту (Т) у ПЕОМ приймача надходить сигнал, амплітуда якого дорівнює добутку сигналу й коефіцієнтів передавання:

$$A_{\Sigma}(f) = A_0(f) \cdot A_{\text{прд}}(f) \cdot A_m(f) \cdot A_{\text{прм}}(f), \quad (4.5)$$

а фаза – сумі фазових зсувів:

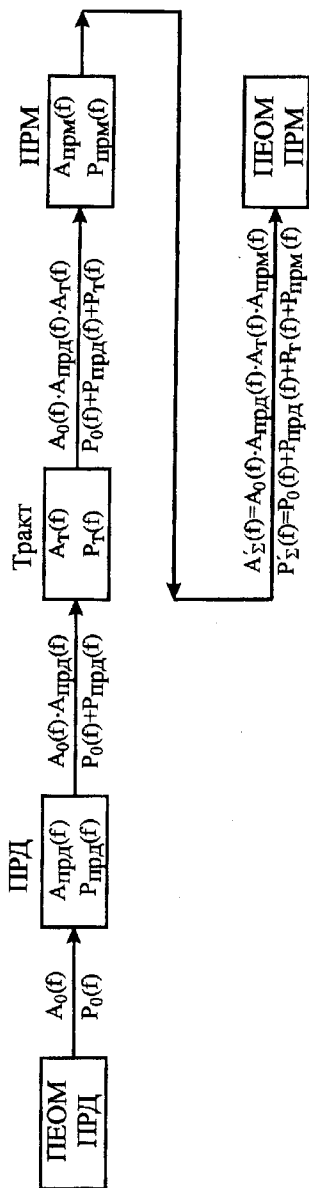


Рисунок 4.11. Проходження тестового сигналу з урахуванням похибок АЦХ та ФЧХ аналізаторів

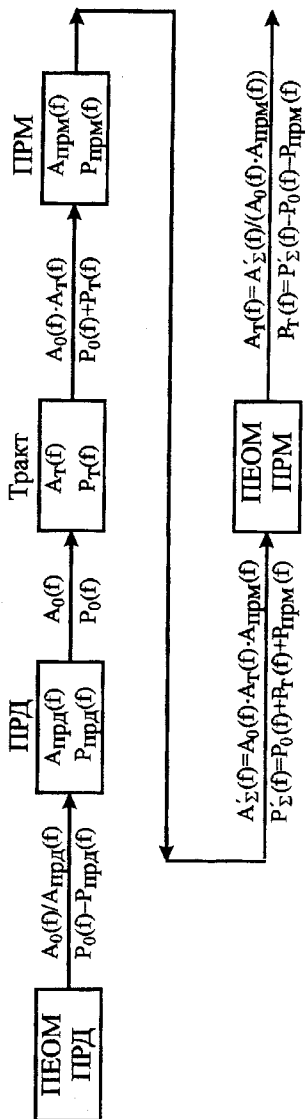


Рисунок 4.12. Формування і проходження тестового сигналу після проведення динамічного самокалібрування аналізаторів

$$P_{\Sigma}(f) = P_0(f) + P_{\text{прод}}(f) + P_m(f) + P_{\text{прм}}(f). \quad (4.6)$$

Тому для одержання характеристик тракту $A_m(f)$ і $P_m(f)$ за результатами самокоригування, ПЕОМ аналізатора-передавача повинна сформувати сигнал амплітудою $A_0(f)/A_{\text{прод}}(f)$ і фазою $P_0(f) - P_{\text{прод}}(f)$, а ПЕОМ аналізатора-приймача після одержання сумарних характеристик повинна виконати їхній перерахунок у такому вигляді:

$$A_m(f) = \frac{A'_{\Sigma}(f)}{A_{\text{прм}}(f) \cdot A_0(f)}, \quad (4.7)$$

$$P_m(f) = P'_{\Sigma}(f) - P_{\text{прм}}(f) - P_0(f). \quad (4.8)$$

На рис.4.12 наведено ілюстрацію проходження скоригованого тестового сигналу.

Не підлягають коригуванню й повинні бути зменшені схемотехнічно нелінійні спотворення й шуми аналогових пристроїв ПСТ-02, ФНЧ-03, вхідні ланцюги АЦП і вихідні ланцюги ЦАП.

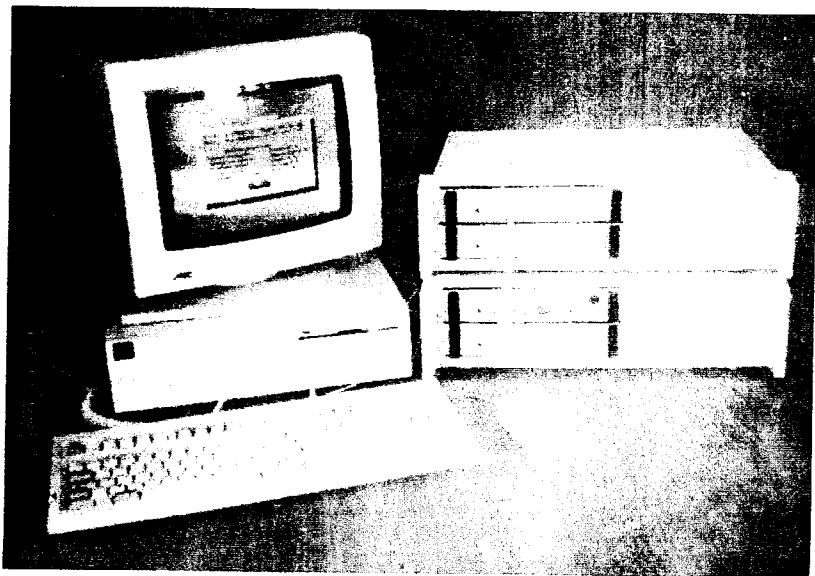


Рисунок 4.13. Аналізатор параметрів звукових трактів АПЗТ-02

АПЗТ розроблений як вимірювальний комплекс, що по ряду своїх функціональних можливостей і точності вимірювань не має вітчизняних аналогів. Апаратна частина АПЗТ забезпечує власні нелінійні спотворення не більше 0,02%, відношення сигнал-шум не менш 80 дБ, нерівномірність АЧХ – не більше 0,03 дБ. Технічні характеристики аналізатора при вимірюванні параметрів трактів звукового мовлення наведено у свідоцтві про метрологічну атестацію АПЗТ, виданому ДНД "Система" (м. Львів). Конструктивно АПЗТ реалізовано у приладовому блочно-модульному виконанні й має габаритні розміри не більше 490×300×350 мм. Зовнішній вигляд апаратної частини АПЗТ наведено на фотографії (рис.4.13), а на рис.4.14 – його сучасний варіант, що керується від ноутбука – АПЗТ-А3.

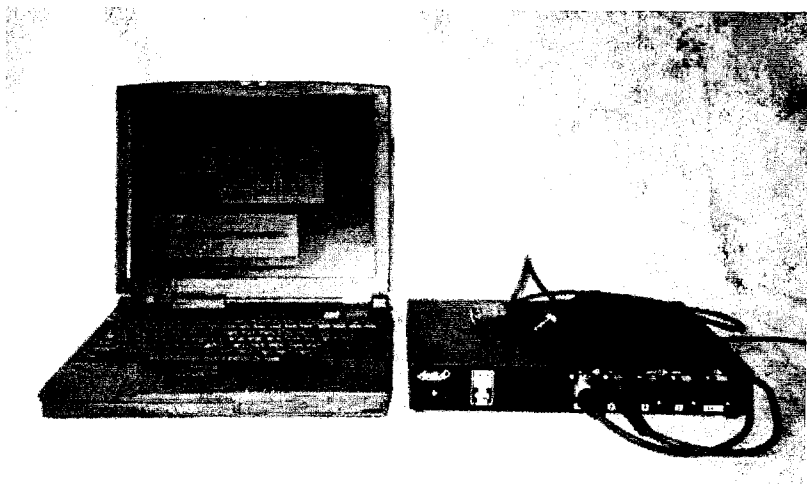


Рисунок 4.13. Аналізатор параметрів звукових трактів АПЗТ-А3

Високих метрологічних характеристик в АПЗТ удалося досягти шляхом комплексного поєднання можливостей аналогових і цифрових пристроїв, обчислювальних засобів і програмного забезпечення. Коригування похибок АЧХ і ФЧХ забезпечується програмним забезпеченням ПЕОМ, що означає розповсюдження методів коригування на вимірювальну систему в цілому.

ЛІТЕРАТУРА

1. Крупельницкий Л.В. Аналоговые устройства самокорректирующихся АЦП для систем измерения и обработки низкочастотных сигналов: Автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.11.13 / – Винниц. политех. ин-т. – Винница, 1994. – 16 с.
2. Азаров О.Д. Основы теории аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 260 с.
3. Романов В.А. Теория, методы построения и техническая реализация микропроцессорных преобразователей формы информации с повышенной надежностью и производительностью: Автореф. дис. ... д-ра техн. наук: 05.13.05 / НАН Украины: Ин-т кибернетики им.В.М.Глушкова. – К.: 1994. – 34 с.
4. Орнатский П. П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые) – 5-е изд., перераб. и доп.– К.: Вища школа, 1986 г.
5. Высокопроизводительные преобразователи формы информации./ А. И. Кондалев, В. А. Багацкий, В. А. Романов, В. А. Фабричев. – К.: Наукова думка, 1987.
6. Swager A.W. High-resolution A/D converters // EDN.–1989.– vol. 34, №15.
7. Jeffrey Child. High-resolution ADCs gain speed and onchip functions // Computer Design. – 1990. – №1.
8. Гудинаф Ф. Новые области применения аналого-цифровых преобразователей с высоким разрешением // Электроника. – 1991. – №7. – С.39-42
9. Гудинаф Ф. 20-разрядные дельта-сигма АЦП для измерительной аппаратуры // Электроника. – 1991. – №8. – С.23-28
10. Островерхов В.В. Динамические погрешности АЦП. – М.:Энергия, 1975.
11. A 250 KS/S 13-bit pipelined A/D converter/ Sutarja Sehat, Gray Paul R. // IEEE Int. Solid State Circuits Conf. – 1988.– Febr.
12. Курылю Р.Э. Принципы построения высокоразрядных БИС АЦП с экстремальным быстродействием // Проблемы создания преобразователей формы информации. Тез. докл. 6-го Всесоюзного симпозиума. – Киев, 1988. – С.66-67
13. Коул Б. Первый 12-бит параллельный аналого-цифровой преобразователь компании Cristal Semiconductor // Электроника. – 1987. – №25/26.
14. Goodenough F. New high-speed high-resolution ADCs. //

Electronic Design. – 1990. – vol. 38, №17.

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

16. Полонников Д.Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. – М.: Энергоатомиздат, 1983.

17. Палмер У. Быстродействующий прецизионный усилитель-преобразователь сопротивлений // Электроника. – 1988. – №6. – С.31-35

18. Исследование путей создания прецизионных ЦАП и АЦП на основе специализированных (полузаказных) БИС на БМК. Отчет о НИР (заключит.) / Винницкий политехнический институт. Рук. Азаров А. Д. – №ГР01890074916. – Винница – 1991.

19. Devis H., Fine R., Regimbal D. Merging Data Converters and DSPs for Mixed-Signal Processors // IEEE Int. Symp. Circuits and Syst. – 1990. – October.

20. Goodenough F. Serial-Output 1c ADCs Span DC to Audio Range // Electronic Design. – 1989. – vol. 27.

21. Ангело А. 16-ти разрядные преобразователи – ключ к построению высококачественных аудиосредств для персональных компьютеров // Электроника. – 1990. – №15. – С.23-24

22. Hurst P., Levinson R. Delta-sigma A/Ds with reduced sensitivity to op AMP noise and gain // IEEE Int. Symp. Circuits and Syst. – 1989. – vol. 1.

23. Мулявка Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами: Пер. с польск. – М.: Мир, 1992 г.

24. Goodenough F. Dual 18-bit ADC chip grabs 20-kHz audio // Electronic Design. – 1989. – vol. 14.

25. Naylor J., Metzger J. Zwei 18-bit-AD-Umsetzer auf einem Chip // Electronic Industrie. – 1989. – №9.

26. Mosley J.D. Self-calibrating 16-bit A/D converter quarantees no missing codes to 50 kHz // EDN. – 1987. – vol. 32, №2.

27. Попов В.Н. Точные аналого-цифровой и цифроаналоговый преобразователи // Автометрия. – 1982. – №2. – С.56-59

28. Аналого-цифровые периферийные устройства микропроцессорных систем. Р. И. Грушвицкий, А. Х. Мурсаев, В. Б. Смолов – Л.: Энергоатомиздат. Ленинград. отд-ние, 1989.

29. Вьюхин В. Н., Касперович А. Н. Вопросы проектирования аналого-цифровых преобразователей предельной разрядности // Автометрия. – 1985. – №5. – С.15-19

30. Клочан П. С., Лаврентьев В. Н. Автоматическая коррекция в аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователях. – Киев: Изд.

об-ва "Знание" УССР, 1980 г.

31. Гладильщиков М. Л., Елхин О. А. Двадцатиразрядный АЦ-, ЦА-преобразователь с автоматической калибровкой // Техн. Средств связи, серия Радиоизмерительная техника. – М. – 1988. – вып. 4.

32. Стахов А. П. Коды золотой пропорции. – М.: Радио и связь, 1984.

33. Воробьев Н. Н. Числа Фибоначчи – М.: Наука, 1978.

34. Стахов А. П. Введение в алгоритмическую теорию измерений. – М.: Сов.радио, 1972.

35. Стахов А. П. Алгоритмическая теория измерений и основания компьютерной арифметики // Измерения, контроль, автоматизация – 1988. – №2. – С.17-23

36. Помехоустойчивые коды (компьютер Фибоначчи). – М: Знание, 1989. – 64 с.

37. Стахов А. П., Лужецкий В. А. Машинная арифметика ЦВМ в кодах Фибоначчи и "золотой" пропорции. – М.: Предв. публ. АН СССР, 1987.

38. Кодирование в информационных регистрирующих системах. Стахов А. П., Лихтциндер Б. Я., Орлович Ю. П., Сторожук Ю. А. – Киев: 1985.

39. Азаров А. Д. Исследование принципов построения и разработка преобразователей информации на основе кодов с иррациональными основаниями: Автореф. дис. канд. техн. наук. – Харьков: ХИРЭ, 1980.

40. Моисеев В. Й. Разработка и исследование высокоточных АЦП и ЦАП на основе избыточных измерительных кодов: Автореф. дисс. канд. техн. наук. – Киев: РИО ИК АН УССР, 1984.

41. Марценюк В. П. Разработка и исследование высокопроизводительных АЦП для прецизионных систем весоизмерения: Автореф. дис. канд. техн. наук. – Киев: РИО ИК АН УССР, 1985.

42. Стейскал В. Я. Быстродействующие самокорректирующиеся аналого-цифровые преобразователи для высококачественной цифровой магнитной записи: Автореф. дис. канд. техн. наук – Киев: РИО ИК АН УССР, 1988.

43. Boyacigiller Z., Sockolov S. Increase analog system accuracy with a 14-bit monolithic ADC // EDN. – 1982. – August, №18.

44. Семнадцатиразрядный самокорректирующийся АЦП. Азаров А. Д., Моисеев В. И., Марценюк В. П., Стейскал В. Я. // Приборы и системы управления. – 1986. – №1. – С.44-48

45. Высокоточный АЦП, сопряженный с микро-ЭВМ. Стахов А. П., Азаров А. Д., Моисеев В. И., Марценюк В. П., Стейскал В. Я. //

Управляющие системы и машины. – 1985. – №5. – С.23-29

46. Высокоточный самокорректирующийся микропроцессорный преобразователь САЦП-МКЗ. Стахов А. П., Моисеев В. И., Стейскал В. Я., Крупельницкий Л. В., Майстришин В. Я. // Информационный листок №88-006 о научно-техническом достижении. – Винницкий МТЦНТИ, 1988.

47. Стахов А. П., Моисеев В. И., Стейскал В. Я., Лысюк В. В. Высокоточный быстродействующий АЦП поразрядного кодирования // Методы и микрорелектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. Тез. докл. конф. – Рига, 1990.

48. Стейскал В. Я., Азаров А. Д., Коваленко Е. А. Высокопроизводительный аналого-цифровой преобразователь для измерителей параметров звуковых трактов // Техника средств связи. Техника радиовещательного приема и акустики. – 1989. – вып. 1.

49. А.С.№1304172 СССР, МКИ4 Н00М 1/26. Способ аналого-цифрового преобразования / Стахов А. П., Азаров А. Д., Стейскал В. Я., Моисеев В. И., Марценюк В. П. – Оpubл. 15.04.87, Бюл. №14.

50. А.С.№1388985 СССР, МКИ4 Н00М 1/26. Способ аналого-цифрового преобразования / Стейскал В. Я. – Оpubл. 15.04.88, Бюл. №14.

51. А.С.№1495993 СССР, МКИ Н03М 1/26. Аналого-цифровой преобразователь / Стахов А. П., Моисеев В. И., Стейскал В. Я., Лысюк В. В., Рафалюк А. Е., Васильева Т. Н., Крупельницкий Л. В., Майстришин В. Я. – Оpubл. 23.07.89, Бюл. №27.

52. А.С.№571761, МКИ Н03М 1/46. Аналого-цифровой преобразователь / Стахов А.П., Моисеев В.И., Стейскал В.Я., Крупельницкий Л.В. – Оpubл. 15.06.90, Бюл. №22.

53. А.С.№1591182, МКИ Н03М 1/46. Аналого-цифровой преобразователь / Крупельницкий Л. В., Стейскал В. Я., Азаров А. Д., Моисеев В. И. – Оpubл. 07.09.90, Бюл. №33.

54. А.С.№1534440, МКИ G05F 1/56. Стабилизатор постоянного тока / Азаров А. Д., Стейскал В. Я., Крупельницкий Л. В., Волков В. П. – Оpubл. 07.01.90, Бюл. №1.

55. А.С.№1554128 СССР, Н03К5/24, G 05 В 1/01. Входное устройство схемы сравнения токов. / Азаров А.Д., Стейскал В.Я., Степайко Ю.М., Крупельницкий Л. В. (СССР). – 4 с.

56. Крупельницкий Л. В., Лысюк В. В., Душко О. Г. Термостабильный преобразователь код-ток повышенного быстродействия // Методы и микрорелектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. Тез. докл. конф. – Рига, 1990. – С.121-122

57. Рафалюк А. Е., Стейскал В. Я., Крупельницкий Л. В. Высо-

- коточное интеграторное аналоговое запоминающее устройство // Методы и микроэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. Тез. докл. конф. – Рига, 1990. – С.91-92
58. Голубев А. П., Крупельницкий Л. В. Минимизация погрешностей восстановления звуковых сигналов в цифроаналоговом преобразователе // Методы и микроэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. Тез. докл. конф. – Рига, 1990.
59. Майстришин В. Я., Крупельницкий Л. В., Стейскал В. Я. Параллельно-последовательный АЦП на основе избыточных систем счисления // Проблемы и перспективы развития цифровой звуковой техники. Тез. докл. второй Всесоюзной научно-технической конф. – Ленинград, 1990. – С.55-56
60. Крупельницкий Л. В. Аналоговые устройства самокорректирующихся АЦП // Вопросы проектирования и практического использования ПФИ в управляющих и вычислительных комплексах. Тез. докл. республиканской конф. – Одесса, 1990. – С.33-34
61. Крупельницкий Л. В. Коррекция статических и динамических погрешностей аналоговых устройств в самокорректирующихся АЦП // Проблемы создания преобразователей формы информации. Тез. докл. 7-го симпозиума. – Киев, 1992. – С.98-104
62. Чернов В. Г. Устройства ввода-вывода аналоговой информации для цифровых систем сбора и обработки данных. – М.: Машиностроение, 1988 .
63. Смоллов В. Б., Угрюмов Е. П., Шмидт В. К. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации. – Л.: Энергия, 1976.
64. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. – М.: Энергия, 1975.
65. Моисеев В. С. Системное проектирование преобразователей информации. – Л.: Машиностроение, 1982.
66. Кузьмин И.В. Оценка эффективности и оптимизация АСКУ. – М.: Сов. радио, 1971.
67. Основы моделирования сложных систем / Под. ред. Кузьмина И.В. – К.: Вища школа, 1981.
68. Саркисян С. А., Ахундов В. М., Минаев Э. С. Большие технические системы. Анализ и прогноз развития. – М.: Наука, 1977.
69. Вострокнутов Н. Н. Цифровые измерительные устройства. Теория погрешностей, испытания, поверка. – М.: Энергоатомиздат, 1990.
70. Аладьев В. З., Гершгорн Н. А. Вычислительные задачи на персональном компьютере. – К.: Техника, 1991.

71. А.С.№1571761 СССР Н03М 1/46. Аналого-цифровой преобразователь / Стахов А. П., Моисеев В. И., Крупельницкий Л. В. и др. – Оpubл. 15.06.90, Бюл. №22.

72. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы – 4-е изд. перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1986.

73. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978.

74. Глухов А. А., Зорин И. Ф., Никонов А. В. Измерение и контроль в трактах звукового вещания . – М.: Радио и связь, 1984.

75. Залманзон Л. А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. – М.: Наука, 1989.

76. Боровская Л. И., Ковальчук В. Т. Апертурная погрешность аналого-цифрового преобразования / Техника средств связи. Радиоизмерительная техника. – 1987. – вып. 3.

77. Рафалюк А. Е., Стейскал В. Я., Крупельницкий Л. В. Высокоточное интеграторное запоминающее устройство // Методы и микрорезультронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. Тез. докл. конф. – Рига, 1990. – С.31-32

78. Ципоренко В. Г., Ципоренко Е. Д. Спектральная оценка погрешности аналого-цифрового преобразования сигналов // Радиотехника. – 1990. – №10. – С.26-29

79. Бородатый В. И., Коновалов В. И., Семенюк А. С. Оценивание погрешности измерительных каналов в динамическом режиме // Радиотехника. – №10. – С.19-25

80. Семенов О. Б. Нелинейные искажения при цифровом представлении сигналов // Радиотехника. – 1989. – №2. – С.41-44

81. Орнатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. – К.: Вища школа, 1976.

82. Азаров А. Д. Проектирование самокорректирующихся преобразователей информации на основе оптимальных избыточных систем счисления // Проблемы создания преобразователей формы информации. Тез. докл. 7-го симпозиума. – Киев, 1992.

83. Майстришин В. Я., Левачкова И. С., Крупельницкий Л. В. Моделирование статических погрешностей 16-разрядного самокорректирующегося АЦП // Вопросы проектирования и практического использования ПФИ в управляющих и вычислительных комплексах. Тез. докл. республиканской конф. – Одесса, 1990.

84. Крупельницкий Л. В. Автоматизация измерения характеристик самокорректирующихся АЦП и их аналоговых устройств // Тез. конф. – преподавателей и сотрудников ВПИ. – Винница, 1991. – С.77-82

85. Полонников Д. Ю. Операционные усилители. Принципы построения, теория, схемотехника. – М.: Энергоатомиздат, 1983.

86. Достал С. Операционные усилители: Пер.англ. – М.: Мир,1982.

87. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ. – М.: Мир, 1988.

88. Крупельницкий Л.В., Голубев А.П., Позняк Д.Ю., Скалозуб В.В. Анализатор параметров звуковых трактов на базе самокорректирующийся АЦП и ЦАП, сопряженных с ПЭВМ // Проблемы создания преобразователей формы информации. Тез. докл. 7-го симпозиума. – Киев, 1992. – С.66-70

89. Бровченко В.Г., Сергеев А.В., Шафиркин В.В. Усилитель – нормализатор для полупроводникового коммутатора // Приборы и техника эксперимента. – 1987.– №4. – С.51-54

90. Splending Isolation/ELRAD,Hannover.– 1991.– Heft 11.

91. Мирский Г.Я. Микропроцессоры в измерительных приборах. – М.: 1984.

92. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров: Пер. с нем. – М.: Радио и связь, 1983.

93. Допкин Р.К. Монолитная ИС термостабилизированного опорного источника // Электроника.– 1976.– №19. – С.72-77

94. Азаров А.Д., Стейскал В.Я., Крупельницкий Л.В., Герасимчук В.В. ГИС термоститированного источника опорного // Технология ГИС и вопросы их производства. Тез. докл. Второй Всесоюзной научно-технической конф. – Ярославль, 1988. – С.33-35

95. Азаров А.Д., Стейскал В.Я., Крупельницкий Л.В., Коваль О.В. ГИС термоститированного источника опорного напряжения для самокорректирующихся ПФИ // Проблемы создания преобразователей формы информации. Тез. докл. 6-го Всесоюзного симпозиума. – Киев, 1988. – С.41-42

96. А.С.№ 1485309 СССР, МКИ G 11 C27/00. Аналоговое запоминающее устройство / Азаров А.Д., Стейскал В.Я., Голубев А.П., Крупельницкий Л.В. – Оpubл. 07.06.89., Бюл. №21.

97. А.С.№ 1552231 СССР, МКИ G 11 C27/00. Аналоговое запоминающее устройство / Азаров А.Д., Стейскал В.Я., Голубев А.П., Крупельницкий Л.В. – Оpubл. 23.03.90., Бюл.№11.

98. Быстродействующий преобразователь код-ток в гибридном исполнении для высокоточных преобразователей формы информации. Стейскал В.Я., Крупельницкий Л.В., Рафалюк А.Е., Лысюк В.В. // Технология ГИС и вопросы их производства. Тез. докл. Второй Всесоюзной научно-технической конф.– Ярославль, 1988. – С.88-95

99. Получение пленок РС магнетронным распылением и их стабилизация. Гриценко С.А., Барановский В.Л., Магдий Е.И. // Технология ГИС и вопросы их производства. Тез. докл. Второй Всесоюзной научно-технической конф. – Ярославль, 1988. – С.12-15

100. Быстродействующие интегральные микросхемы АЦП и ЦАП и измерение их параметров / Под ред. А-И.К. Марцинкявичюса, Э-А.К.Багданскиса. – М.: Радио и связь, 1988.

101. Федорков Б.Г., Телец В.А., Дегтяренко В.П. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи. – М.: Радио и связь, 1984.

102. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М.: Мир, 1982.

103. Грешищев Ю.М., Сагайтис В.В., Вонятыцкий А.Ю. Схемотехнические особенности интегральных схем сверхскоростных ЦАП // Проблемы создания преобразователей формы информации. Тез. докл. 6-го Всесоюзного симпозиума. – Киев, 1988. – С.21-22

104. Азаров А.Д., Стейскал В.Я., Степайко Ю.М., Крупельницкий Л.В. ГИС устройства сравнения токов // Технология ГИС и вопросы их производства. Тез. докл. Второй Всесоюзной научно-технической конф. – Ярославль, 1988. – С.31-32

105. А.С.№1529434 СССР, МКИ Н 03 К 5/24. Входное устройство схемы сравнения токов / Азаров А.Д., Стейскал В.Я., Степайко Ю.М., Крупельницкий Л.В.– Оубл. 15.12.89, Бюл. №46.

106. Стахов А.П., Моисеев В.И., Стейскал В.Я., Крупельницкий Л.В., Майстришин В.Я. САЦП-МКЗ – микропроцессорный аналого-цифровой преобразователь на основе кода "золотой пропорции" // Проблемы создания преобразователей формы информации. Тез. докл. 6-го Всесоюзного симпозиума.– Киев, 1988. – С.45-49

107. Хэррис Ф. Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИЭР.– 1988. – т. 66, №1.

108. Моисеев В.И., Крупельницкий Л.В., Майстришин В.Я., Левачкова И.С. Измерительный комплекс линеаризации характеристик датчиков на основе самокорректирующегося микропроцессорного АЦП. // Проблемы создания преобразователей формы информации. Тез. докл. 6-го Всесоюзного симпозиума.– Киев, 1988. – С.55-61

109. Высокоточный измерительный контроллер для работы с датчиками физических величин. Майстришин В.Я., Скалозуб В.В., Стейскал В.Я., Лысок В.В., Крупельницкий Л.В., Голубев А.П.// Проблемы создания преобразователей формы информации. Тез. докл. 7-го симпозиума. – Киев, 1992. – С.32-37

110. Моисеев В.И., Стейскал В.Я., Крупельницкий Л.В. Блок преобразования формы информации для измерителя параметров звуковых трактов // Проблемы и перспективы развития цифровой звуковой техники. Тез. докл. второй Всесоюзной научно-технической конф. – Ленинград, 1990. – С.70-74

111. Червинчук Н.В., Стейскал В.Я., Крупельницкий Л.В. Автоматизация контроля параметров трактов звукового вещания //Контроль и управление в технических системах. Тез. докл. научно-технической конф. стран СНГ. – Винница, 1992. – С.21-27

112. Коваленко Е.А. Разработка и исследование самокалибрующихся вычислительных АЦП и ЦАП для цифровой обработки аналоговой информации. Автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.13.05 / – Винниц. гос. техн. ун-т. – Винница, 1997. – 16 с.

113. Захарченко С.М. Исследование и разработка самокалибрующихся АЦП с накопителем заряда на основе избыточных позиционных систем счисления. Автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.13.08 / – Винниц. гос. техн. ун-т. – Винница, 1997. – 16 с.

114. Азаров О.Д., Архипчук О.А., Захарченко С.М. Високолінійні порозрядні АЦП з ваговою надлишковістю для систем реєстрації і оброблення сигналів. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 125 с.

Наукове видання

**Крупельницький Леонід Віталійович
Азаров Олексій Дмитрович**

**АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ПРИСТРОЇ СИСТЕМ, ЩО
САМОКОРИГУЮТЬСЯ, ДЛЯ ВИМІРЮВАНЬ І
ОБРОБЛЕННЯ НИЗЬКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ**

Монографія

Редактор Т. А. Ягельська

Оригінал-макет підготовлено О. Д. Азаровим

Видавництво ВНТУ «УНІВЕРСУМ – Вінниця»
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001 р.
21021, м.Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ, ГНК, к.114
Тел.: (0432) 44-05-32

Підписано до друку 06.05.2005 р.
Формат 29,7×42¼ Папір офсетний
Гарнітура Times New Roman.
Друк різнографічний. Ум. друк. арк. 9,7
Наклад 100 прим. Зам. № 2005-072

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі
Вінницького національного технічного університету
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001
21021, м.Вінниця, Хмельницьке шосе, 95
Тел.: (0432) 44-01-59