

71-33
Азаров О. Д., Марценюк В. П., Біліченко Н. О.

Аналого-цифрові інтерфейси ЕОМ

Навчальний посібник для студентів спеціальностей

**”Комп’ютерні системи та мережі” і ”Захист інформації
в комп’ютерних системах та мережах”**

**Міністерство науки і освіти України
Вінницький національний технічний університет**

Азаров О. Д., Марценюк В. П., Біліченко Н. О.

Аналого-цифрові інтерфейси ЕОМ
Навчальний посібник для студентів спеціальностей
"Комп'ютерні системи та мережі" і "Захист інформації в
комп'ютерних системах та мережах"

Рекомендовано Міністерством освіти і науки України як навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів, які навчаються за спеціальностями "Комп'ютерні системи та мережі" і "Захист інформації в комп'ютерних системах та мережах"

Рецензенти:

Є. Т. Володарський, доктор технічних наук, професор

В. П. Тарасенко, доктор технічних наук, професор

Р. Н. Кветний, доктор технічних наук, професор

Рекомендовано до видання Міністерством освіти і науки України.
Лист № 14/18.2 – 1703 від 22.10.03р.

Азаров О. Д., Марценюк В. П., Біліченко Н. О.

А 35 Аналого-цифрові інтерфейси ЕОМ. Навчальний посібник. —
Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. — 179с.

ISBN 966-641-176-8

Навчальний посібник присвячено аналізу інформаційних основ та принципів побудови структур і елементів аналого-цифрових інтерфейсів ЕОМ, які виконують функції узгодження аналогової та цифрової форм інформації, дозволяють взаємодіяти з ЕОМ різноманітним джерелам та користувачам інформації, що передається в аналоговій (безперервній) формі.

Посібник призначено для студентів спеціальностей "Комп'ютерні системи та мережі" і "Захист інформації в комп'ютерних системах та мережах" при вивченні ними курсів "Теорія інформації та кодування" (ТК), "Периферійні пристрої" (ПП), "аналого-цифрова техніка" (АЦТ) та "Цифрові системи зв'язку" (ЦСЗ) і може бути корисним студентам суміжних спеціальностей.

УДК 681.305

ISBN 966-641-176-8

ПЕРЕДМОВА.....	5
Тематичний вступ	6
Розділ 1 Основи теорії інформації та дискретизації сигналів.....	10
1.1 Основні поняття теорії інформації.....	10
1.2 Спектральне зображення періодичних сигналів.....	13
1.3 Дискретизація аналогових сигналів.....	15
1.4 Особливості спектрів дискретизованих аналогових сигналів.....	18
1.5 Методи дискретизації.....	23
1.6 Самоконтроль знань	26
Розділ 2 Основи кодування в інформаційних каналах	28
2.1 Класифікація та характеристики методів кодування	28
2.2 Кодування з ущільненням.....	29
2.3 Завадостійке кодування	32
2.4 Канальне кодування.....	37
2.5 Питання для самоконтролю.....	41
Розділ 3 Алгоритми та структури аналого-цифрового інтерфейсу	42
3.1 Узагальнені структури та алгоритми АЦ.....	42
3.2 Системні особливості побудови АЦ інтерфейсу.....	46
3.3 Самоконтроль знань	59
Розділ 4 Аналого-цифрові вузли інтерфейсів ЕОМ.....	60
4.1 Первинні перетворювачі фізичних величин в електричний сигнал	60
4.1.1 Класифікація датчиків	60
4.1.2 Характеристики датчиків.....	62
4.1.3 Активні датчики.....	64
4.1.4 Пасивні датчики.....	67
4.2 Узгоджувально-нормувальні пристрої.....	74
4.3 Мультиплексори аналогових сигналів	79
4.4 Схеми вибирання та зберігання аналогових сигналів.....	92
4.5 Питання для самоконтролю.....	100
Розділ 5 Аналого-цифрові перетворювачі.....	102
5.1 Характеристики АЦП і ЦАП.....	102
5.2 Системні перетворювачі інформації.....	111
5.3 Підвищення точності АЦП з використанням НПСЧ	120
5.4 Підвищення швидкодії з використанням НПСЧ	129
5.5 Структурні елементи АЦ перетворювачів	133
5.5.1 Цифро-аналогові перетворювачі.....	133
5.5.2 Регістри порозрядного врівноважування	136
5.5.3 Перетворювачі струм – напруга.....	139
5.5.4 Компаратори напруг і струмів.....	140
5.6 Питання для самоконтролю.....	145
Розділ 6 Передача даних в аналого-цифрових інтерфейсах.....	146
6.1 Типова структура каналу передачі даних.....	146

6.2 Класифікація та характеристики каналів передачі даних.....	147
6.3 Стандартизація каналів передача даних.....	151
6.4 Методи модуляції та демодуляції.....	155
6.5 Багатоканальна передача даних	160
6.7 Hayes (AT) – команди.....	170
6.8 Питання для самоконтролю.....	176
Список використаної літератури	177

ПЕРЕДМОВА

Розробка навчального посібника "Аналого-цифрові інтерфейси ЕОМ" має допомогти студентам факультету "Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія" у засвоєнні матеріалів курсів.

Базовою літературою з питань, що розглядаються, слід вважати джерела [1-8] відповідно до списку літератури. В той же час вказані книги не охоплюють всіх аспектів курсів ППК, АЦТ, ЗТСМ та СІІ у частині теорії дискретної обробки інформації, нових методів перетворення інформації, методів каналного та ущільнювального кодування та деяких інших питань. Все це вимагає від студентів при самостійному вивченні питань курсів звертання до цілого ряду інших літературних джерел, кількість яких в бібліотечному фонді ВНТУ обмежена. Необхідно також врахувати, що значна частина студентів змушена працювати і навчатися, враховуючи економічні умови життя, і не має достатнього часу для самостійного вивчення курсів за цих умов. В той же час даний навчальний посібник дозволяє надати допомогу практично всім студентам при підготовці до атестаційної перевірки знань як за модульно - рейтинговою системою, так і на екзамені. Окрім того вся навчальна література із вказаних дисциплін російськомовна, що додатково ускладнює роботу студентів, які навчаються державною мовою.

Тематичний вступ

Контроль та управління складними інформаційно - вимірвальними та технологічними процесами забезпечується шляхом аналізу досить значної кількості параметрів цих процесів. На практиці ця кількість коливається від декількох одиниць до декількох сотень, в залежності від типу процесу. Більшість процесів дозволяє зняти інформацію про їх параметри в автоматичному режимі за допомогою так званих первинних перетворювачів інформації. Як правило, первинний перетворювач інформації у якості вхідного сигналу має фізичні величини, що характеризують процес, такі, наприклад, як температура, тиск, вологість, швидкість і таке інше. Вихідний сигнал формується у вигляді струму, напруги або частоти. Він додатково характеризується такими параметрами, як динамічний діапазон зміни сигналу та ширини смуги частотного спектру.[1,2,3]

Одержані від первинних перетворювачів, як правило, безперервні (аналогові) сигнали напруги, струму або частоти необхідно ввести в ЕОМ в дискретній формі, обробити за вибраним алгоритмом та вивести, можливо в аналоговій формі, для подальшого управління технологічним процесом. Необхідність виконання цих операцій обумовлює проведення ряду перетворень інформаційних сигналів з аналогової форми в дискретну та навпаки, передачу сигналів по інформаційних каналах (в тому числі по лініях зв'язку) в аналоговій або дискретній формі, комутацію інформаційних каналів від різних первинних перетворювачів, узгодження характеристик елементів і ряду інших операцій. Ця задача реалізується за допомогою деякої сукупності пристроїв та елементів, що можна визначити як аналого-цифровий інтерфейс (АЦІ) ЕОМ. Узагальнена структура аналого-цифрового інтерфейсу може мати вигляд рис 1.

В структурній схемі прийняті такі аббревіатури:

ПП₁-ПП₂ – первинні перетворювачі інформації;

УНП – узгоджувально-нормувальні пристрої;

АФ – аналогові фільтри;

МС – мультиплексори;

АЦП – аналого-цифровий перетворювач;

МД – апаратура передачі даних (модем);

ЛЗ – лінія зв'язку;

ДМ – апаратура приймання даних (модем);

ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач;

ДМС – демультимплексор сигналів;

ПП – підсилювач потужності;

ВО – виконавчий орган.

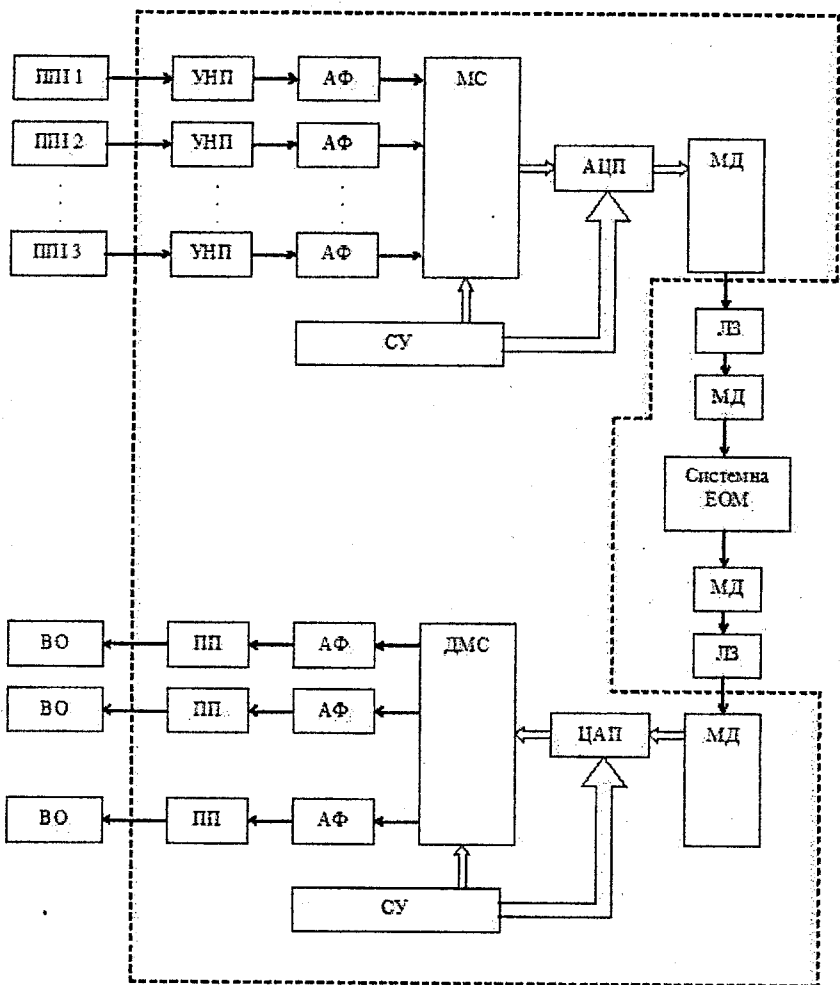


Рисунок 1 – Узагальнена структура АЦ інтерфейсу

Аналогові фізичні величини формують на виході первинних перетворювачів інформації (ПП) сигнали напруги (струму, частоти та інш.), функція зміни яких пропорційна функції зміни параметрів інформаційно-технологічних процесів. Ці сигнали характеризуються, перш за все, динамічним діапазоном $D_X(t)$ в децибелах, де

$$D_X(t) = 20 \lg A_{\max} / A_{\min}$$

A_{\max} – максимальне значення амплітуди сигналу $X(t)$ в абсолютних одиницях (В, А, Гц);

A_{\min} – мінімальне значення сигналу в абсолютних одиницях (В, А,

Гц) та смугою частот в спектрі сигналу $x(t)$ від f_H до f_B в герцах (кГц, мГц).
Графічно це виглядає згідно з рис.2:

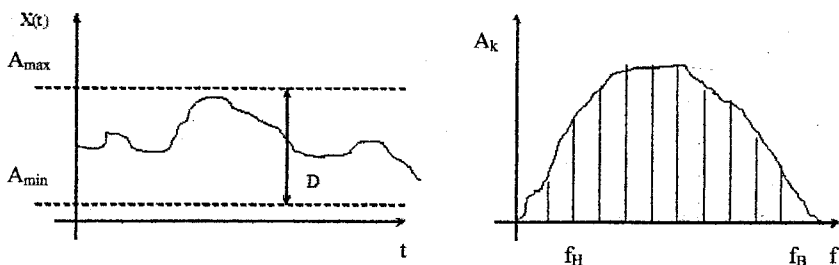


Рисунок 2 – Характеристики сигналу $X(t)$

Окрім цих параметрів потрібно враховувати вплив вихідних імпедансів ($R_{вих\text{ПІІ}}$) та похибок характеристики передачі (перш за все нелінійностей) первинних перетворювачів. Передача сигналу $X(t)$ в схему АЦ інтерфейсу не повинна супроводжуватись додатковими похибками або їх величина не повинна перевищувати встановленої частки значення A_{min} (у більшості випадків це $1/4A_{min}$). Тому на вході АЦ інтерфейсу зазвичай встановлюють узгоджувально-нормувальні пристрої (УНП), основна функція яких полягає в забезпеченні вхідного імпедансу на рівні $R_{вх\text{УНП}} \geq (5/10)R_{вих\text{ПІІ}}$. Це дозволяє усунути вплив вхідних кіл АЦ інтерфейсу на вихідний опір ПІІ як джерела сигналу.

Окрім функції узгодження імпедансів, УНП виконує також функції нормування (підсилення або послаблення) сигналу $X(t)$. Така необхідність виникає в тих випадках, коли вихідний сигнал ПІІ має низьке значення A_{max} (на рівні мікрвольт або мілівольт). Основні функції УНП та функції аналогового фільтра (АФ) на практиці можна інколи забезпечувати одним елементом, використовуючи операційні підсилювачі. Якщо це неможливо, то аналоговий фільтр встановлюють додатково. До функцій аналогового фільтра відносять обмеження спектра частот сигналу $X(t)$ значеннями f_H та f_B . При цьому відсікаються всі складові, що не належать до сигналу $X(t)$. Аналоговий фільтр додатково застосовується для усунення ефекту накладання спектрів при дискретизації, а також для відновлення безперервних (аналогових) сигналів з дискретної (цифрової) форми.

Якщо інформаційно-технологічний процес характеризується значною кількістю параметрів, що обробляються N -ю кількістю ПІІ, то до складу АЦ необхідно вводити мультиплексори аналогових (або цифрових) сигналів. Мультиплексори сигналів (МС) дозволяють забезпечити перетворення N сигналів $X(t)$ з аналогової форми в цифрову за допомогою одного аналого-цифрового перетворювача (АЦП). Для забезпечення такого перетворення необхідно мати АЦП, розрядність якого забезпечує динамічний діапазон $Dx(t)$.

$$n \geq D_x(t)/G, \text{ де } G = 20 \lg 2 \approx 6$$

Цей АЦП повинен мати частоту дискретизації в N раз вищу такої, що потрібна для перетворення в дискретну форму (дискретизації) сигналу $X(t)$ по одному каналу.

$$f_{g\text{АЦП}} \geq N \cdot f_{g\text{ } x(t)}$$

Передача такої дискретної (цифрової) інформації до системної ЕОМ може здійснюватись на значні відстані, в тому числі і по телефонних мережах. Така передача забезпечується пристроями передачі даних, у якості яких можуть використовуватись модеми (МД) під управлінням схем управління (СУ) АЦП [4,5,6,7,8].

У випадку необхідності організації зворотного інформаційного каналу передача цифрових даних здійснюється на значні відстані також за допомогою модему. Потім відбувається перетворення інформації з дискретної (цифрової) форми в аналогову за допомогою цифро-аналогового перетворювача (ЦАП). Розділ інформації по каналах здійснює демультиплексор (ДМС) (в даній структурі - аналоговий) сигналів. Подальшу фільтрацію високочастотних складових більших f_b здійснює аналоговий фільтр. Сигнал $x(t)$ підсилюється підсилювачем потужності і управляє роботою виконавчого органа (ВО). Загальне управління роботою всіх елементів АЦП знову ж здійснює схема управління (СУ), що може бути побудована на основі мікропроцесора.

1.1 Основні поняття теорії інформації

Під інформацією, в широкому розумінні цього слова, мають на увазі нові відомості про навколишній світ. Ці відомості людина одержує внаслідок своєї взаємодії з цим світом. В той же час Комітет з наукової термінології дає таке визначення інформації:

Інформація – це відомості, які є об'єктом зберігання, передачі та перетворення [3,6].

При цьому інформацію пов'язують зі здатністю людини вивчати зовнішній світ через його відображення за допомогою інформаційних процесів. Ці процеси встановлюють зв'язки між об'єктами вивчення (об'єкти живої та неживої природи), що є джерелом інформації, та людиною, що є одержувачем цієї інформації.

Серед різних видів інформації два основних види – це біологічна та соціальна інформація. Під біологічною інформацією розуміють таку інформацію, яка описує функціонування окремо взятого біологічного організму. До різновидностей біологічної інформації відносять генетичну інформацію, яка забезпечує збереження того чи іншого виду живого організму.

Соціальна інформація нероздільно пов'язана з практичною діяльністю людини, а тому може бути розділена за видами цієї діяльності. Так розрізняють політичну, економічну, технічну, технологічну та інші види інформації. Можлива також класифікація соціальної інформації шляхом її розподілу на масову інформацію і інформацію спеціального призначення. Масова інформація адресована усім членам суспільства, незалежно від їхніх занять. В той же час інформація спеціального призначення адресована тільки певним групам людей (вченим, інженерам, економістам, вчителям, робітникам тощо). В подальшому ми будемо орієнтуватися на спеціальні види інформації.

Необхідно також відрізнити поняття "інформація" та "повідомлення". Повідомлення являє собою певну обмежену в часі форму передачі інформації. Так, наприклад, при передачі інформації по телеграфному каналу ця інформація набуває форми тексту телеграми. Таким чином, текст телеграми це повідомлення. Для передачі повідомлення по телеграфному (або іншому) каналу це повідомлення повинно бути перетворено в певний тип сигналу. При цьому під сигналом слід розуміти фізичну величину, зміна параметрів якої відображає суть інформаційного повідомлення, що передається. В якості такої фізичної величини, яка являє собою матеріальний носій інформації, використовуються електричні, електромагнітні, світлові, механічні, звукові та інші величини, найчастіше коливання у вигляді хвиль. Зміна параметрів

таких хвильових коливань під дією характеристик повідомлення і утворює сигнал певного роду, який переносить інформацію повідомлення.

Всі сигнали за характером їх зміни в часі можна розділити на безперервні та дискретні, періодичні та неперіодичні, а також на детерміновані та випадкові. Безперервні сигнали (рис. 1.1,а) відображаються функцією, безперервною в часі на відрізку спостереження $x(t)$, а дискретні (рис. 1.1,б) надходять тільки в певні моменти часу та відображаються дискретною функцією.

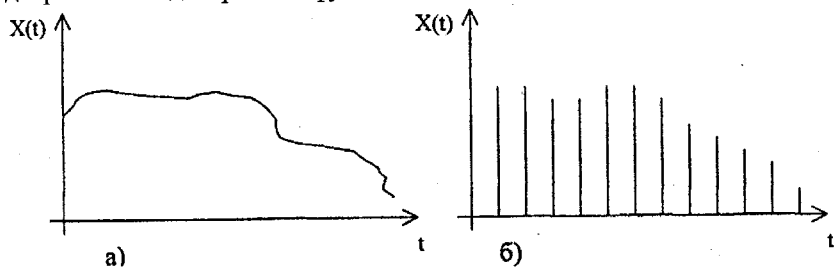


Рисунок 1.1 – Безперервні та дискретні сигнали:
а – безперервний сигнал; б – дискретний сигнал

Періодичні сигнали повторюються повністю через фіксований проміжок часу, який називається періодом T (рис. 1.2,а), а неперіодичні сигнали такого періоду повторення не мають (рис. 1.2,б).

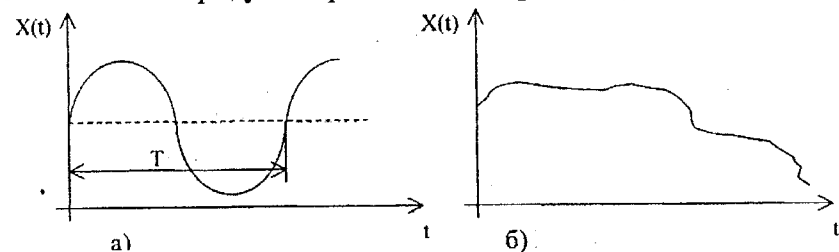


Рисунок 1.2 – Періодичні та неперіодичні сигнали
а – періодичний сигнал; б – неперіодичний сигнал

Детерміновані сигнали визначені в кожний момент часу, а випадкові такого визначення не мають.

Відомо, що сигнал – це фізична величина, яка забезпечує передачу інформації по каналу зв'язку. В більшості інформаційних систем в якості інформаційного носія використовуються електричні сигнали струму або напруги.

Поділ сигналів на безперервні та дискретні а також на детерміновані та випадкові умовний. Практично неможливо виділити повністю безперервні і повністю детерміновані сигнали. Будь-який сигнал

перервний в часі та просторі. Він може мати властивості безперервності тільки на кінцевих відрізках часу. Також неможливо точно передбачити значення сигналу в будь-який момент часу. Якщо б це стало можливим, то такий сигнал був би неінформативним. Окрім того реальний сигнал зазнає впливу цілого ряду зовнішніх факторів, що додатково надає йому випадкового характеру. В той же час дослідження як неперервних, так і детермінованих сигналів цікаво тим, що математичний апарат для таких сигналів порівняно простий, а висновки можуть бути використані для аналізу дискретних випадкових сигналів.

В залежності від методів аналізу інформаційних систем використовуються два основних методи відображення сигналів: відображення сигналів в функції часу $x(t)$; відображення сигналів в функції частоти $x(f)$. При аналізі процесу проходження безперервного детермінованого сигналу через лінійну інформаційну систему цей сигнал зручно зображати у вигляді сукупності елементарних сигналів. Знаючи реакцію системи на елементарний сигнал, можна методом накладання (суперпозиції) визначити реакцію системи на будь-який сигнал довільної форми. До таких елементарних сигналів відносять одиничну функцію, одиничний стрибок та гармонічне (синусоїдальне) коливання. Одинична функція та одиничний стрибок використовуються при відображенні сигналів в функції часу, а гармонічне коливання – при відображенні в функції частоти.

Властивості одиничної функції визначаються відношенням:

$$I(t-\tau) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < \tau \\ 1 & \text{при } t > \tau \end{cases}$$

де $I(t-\tau)$ – одинична функція, t – час, τ – момент початку дії одиничної функції. Одинична функція – це елементарний сигнал, який з'являється в момент часу $t > \tau$ з амплітудою, що дорівнює одиниці. Графічна інтерпретація одиничного імпульсу приведена на рис. 1.3,а.

Властивості одиничного імпульсу визначаються відношенням:

$$\delta(t-\tau) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \neq \tau \\ 1 & \text{при } t = \tau \end{cases}$$

де $\delta(t-\tau)$ одиничний імпульс. Одиничний імпульс це імпульсний сигнал, який характеризується амплітудою, що дорівнює нескінченності в момент часу τ . В інші моменти часу амплітуда дорівнює нулю. Графічна інтерпретація одиничного імпульсу приведена на рис. 1.3,б.

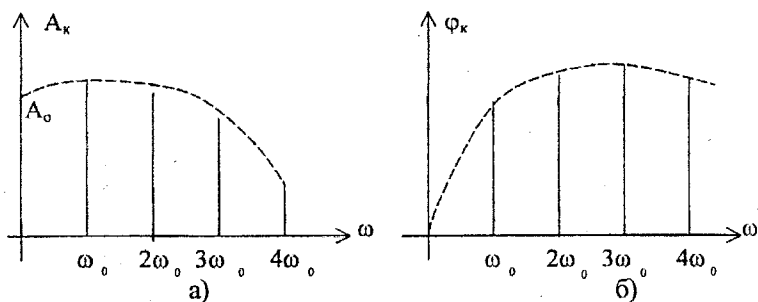


Рисунок 1.4 – Спектр амплітуд та спектр фаз функції $x(t)$:
 а) спектр амплітуд; б) спектр фаз.

У випадку, коли задана вхідна функція $X(t)$ з періодом T , то амплітуди спектральних складових спектра амплітуд та спектра фаз можна знайти, користуючись виразами:

$$A_0 = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T X(t) \cdot dt, \quad A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$$

$$\text{де } a_k = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T X(t) \cdot \cos(k \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot dt$$

$$b_k = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T X(t) \cdot \sin(k \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot dt$$

$$\varphi_k = \text{arctg}\left(\frac{b_k}{a_k}\right)$$

Найбільш просто зобразити $X(t)$ у вигляді імпульсного періодичного сигналу [3]. Якщо, наприклад, задано функцію $X(t)$ імпульсного періодичного сигналу з періодом T , довжиною імпульсів I та амплітудою імпульсів h , то спектр такої імпульсної послідовності являє собою сукупність дискретних складових з амплітудами A_k . Ці дискретні складові знаходяться одна від одної на відстані $\omega_0 = 2\pi/T$. Для такого спектра з кожним приростом частоти ω на величину $2\pi/\tau$ фаза спектральних складових змінюється на π . Амплітуди складових спектра визначаються за допомогою виразів:

$$A_0 = h \tau / T, \quad A_k = (2h\tau / T) \cdot (\sin(k \cdot \omega_0 \cdot \tau / 2) / (k \cdot \omega_0 \cdot \tau / 2)),$$

$$\text{за умови } \omega_0 = 2\pi/T, \text{ маємо } A_k = (2h/k\pi) \cdot \sin(k\tau / T)$$

Графічне зображення спектра імпульсного сигналу аналогічне рис.1.4.

Передача інформації по реальних каналах зв'язку супроводжується обмеженнями, які накладаються цим каналом на спектр сигналу. Кожний канал має обмежену смугу пропускання, тому потрібно пропустити через

цей канал найбільш суттєву частину спектра сигналів, що охоплює більш як 90-95% енергії сигналу. В зв'язку з цим і вводиться поняття практичної ширини спектра сигналу.

Для визначення практичної ширини спектра з точки зору критерію охоплення більше 95% енергії, або середньої потужності можна використати вираз $P_{\text{ср}} = R \cdot I^2$, де R – еквівалентний опір каналу, I – діюче значення струму сигналу. Після розкладання діючого значення струму в ряд Фур'є і відповідних перетворень одержано вираз для визначення середньої потужності сигналу через складові спектра амплітуд.

$$P_{\text{ср}} = R \cdot \left(A_0^2 + 0.5 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} A_k^2 \right)$$

де A_0, A_k – складові спектра амплітуд струму сигналу $x(t)$. Таким чином, енергія сигналу дорівнює сумі середніх потужностей постійної складової та гармонічних складових. Взяти відношення $100 \cdot P_{\text{ср}} / P_{\text{ср}95} > 95$ як критерій визначення практичної ширини спектра ми можемо методом ітерацій знайти значення порядкового номера спектральної складової k_j , що забезпечить в спектрі не менше як 95% енергії сигналу $x(t)$.

1.3 Дискретизація аналогових сигналів

Всі інформаційні повідомлення можуть бути розділені за характером їх зміни в часі на безперервні та дискретні. Безперервні повідомлення відображаються неперервною функцією в часі а дискретні - дискретною функцією. Прикладом безперервних сигналів інформаційних повідомлень є постійний струм або напруга, гармонічні синусоїдальні коливання, звуковий сигнал тощо. Інформаційним параметром при цьому може бути амплітуда сигналу, його частота або фаза. Безперервні сигнали безперервні як в часі, так і за рівнем, інколи такі сигнали називають аналоговими сигналами [3,6].

Дискретними називають повідомлення, що дискретні як в часі, так і за рівнем. Вони, як правило, утворюються з окремих елементів (символів, букв, цифр, імпульсів). Дискретне повідомлення являє собою послідовність елементів, кожний з яких може набувати певну кількість різних значень. Дискретне повідомлення інколи називають цифровим, якщо його елементам присвоюється певне числове значення. Це можуть бути дані обчислювальних машин та систем, команд управління в телемеханічних системах тощо. В деяких випадках дискретні повідомлення є результатом перетворення безперервної (аналогової) інформації в дискретну (цифрову) форму. Це перетворення, як правило, супроводжується виконанням таких операцій: а) операція дискретизації в часі; б) операція дискретизації за рівнем; в) операція кодування. Всі три вищеназвані операції виконують пристрої аналого-цифрового перетворення.

Перша з трьох операцій дискретизації – дискретизація в часі – являє собою заміну безперервного (аналогового) повідомлення послідовністю миттєвих значень (відліків) сигналу, які взяті в дискретні моменти часу. При такій заміні із розгляду виключаються значення сигналу, які знаходяться всередині інтервалів дискретизації Δt . Одержана при цьому функція має вигляд послідовності відліків миттєвих значень сигналу, які взяті з періодом відліку Δt . Таку функцію називають інколи решітчатого, а інтервал Δt – інтервалом перетворення. Графічне зображення дискретної функції приведено на рис. 1.1,б.

Дискретизація в часі може бути як рівномірною, так і нерівномірною. Для рівномірної дискретизації інтервал Δt зостається незмінним протягом існування функції $x(t)$. Для нерівномірної дискретизації цей інтервал змінюється у відповідності зі зміною характеристик функції $x(t)$, наприклад, при зміні швидкості сигналу.

Найбільше поширення одержала рівномірна дискретизація. Вона порівняно просто реалізується практично та має зручну математичну інтерпретацію. В основі математичного опису процесу рівномірної дискретизації неперервної функції $x(t)$ в часі лежить так звана імпульсна функція дискретизації $a_d(t)$. Ця функція являє собою періодичну послідовність елементарних функцій, типу одиничний стрибок, які прямують одна за одною через інтервал часу Δt .

$$a_d(t) = \sum \delta(t - l \cdot \Delta t),$$

де l – порядковий номер функції одиничного імпульсу $(-\infty, \infty)$;
 $t - l \cdot \Delta t$ – миттєвий момент часу появи елементарної функції.

Таку функцію інколи називають функцією стрибків або комутаційною.

Дискретизація безперервної функції $x(t)$ з математичної точки зору являє собою операцію множення цієї функції на функцію $a_d(t)$

$$x_d(t) = x(t) \cdot a_d(t) = \sum x(t) \cdot \delta(t - l \cdot \Delta t) = \sum x(l \cdot \Delta t)$$

Таким чином, множення функції $x(t)$ на суму одиничних стрибків $\delta(t - l \cdot \Delta t)$ призводить до того, що з'являється послідовність імпульсів, які розташовуються на відстані Δt один від одного. Ці імпульси мають амплітуди, що дорівнюють миттєвим значенням функцій $x(t)$, взятих з кроком Δt .

При проведенні операцій дискретизації безперервних функцій необхідно визначитися з такими питаннями, як критерії вибору інтервалу дискретизації Δt та похибки процесу дискретизації. Ці питання взаємопов'язані. Очевидно, що чим меншою кількістю відліків залишається функція $x(t)$, тим складніше виконати її відновлення і навпаки. В той же час зі збільшенням кількості дискретних відліків збільшуються вимоги до смуги пропускання інформаційного каналу. В

зв'язку з цим необхідно приймати компромісне рішення, яке забезпечить мінімально-необхідну кількість відліків.

Особливо важливим є питання визначення максимального інтервалу дискретизації Δt , при якому ще можна відновити вхідну функцію з заданою похибкою за її відліками. Кількість таких відліків повинна бути мінімально можлива. Така дискретизація називається граничною і оснований на теоремі Котельникова.

Теорема Котельникова формулюється таким чином: якщо неперервна функція $x(t)$ має амплітудно-частотний спектр, що обмежується смугою частот від нуля до частоти f_B , то при цьому ця функція повністю визначається послідовністю своїх миттєвих значень, які взяті в моменти часу, що відраховуються через інтервали $\Delta t < 1/2 f_B$.

Результатом доведення теореми є вираз вигляду:

$$x(t) = \sum x(1 \cdot \Delta t) \cdot \sin(\pi \cdot (t - 1 \cdot \Delta t)) / (\pi \cdot (t - 1 \cdot \Delta t)), \text{ де } 1 = (-\infty, \infty).$$

За допомогою цього виразу можна провести відновлення функції $x(t)$ за її дискретними відліками згідно з функцією $x(1 \cdot \Delta t)$. Ця процедура може бути проведена двома способами: фільтраційним із застосуванням аналогового фільтра та інтерполяційним з використанням спеціальних інтерполляторів.

При фільтраційному методі відновлення послідовність відліків з інтервалами $\Delta t = 1/2 f_B$ потрапляє на фільтр нижніх частот. Напряга на виході фільтра визначається суперпозицією (накладанням) сигналів на кожний з дискретних відліків. Для одержання відновленого сигналу з малою похибкою необхідно застосувати фільтр з прямокутною передатною характеристикою.

Перетворення безперервного (аналогового) сигналу в дискретний (цифровий), крім операцій дискретизації в часі повинно також супроводжуватися операцією кодування миттєвих значень амплітуди в сукупність певних цифрових символів, що являють собою кодове слово.

Найчастіше ця сукупність символів (кодове слово) є сукупністю двійкових цифр, кожна з яких має вагу, пропорційну степеню двійки в залежності від її позиції в кодовому слові, наприклад

$$A_k = q \cdot (a_0 \cdot 2^0 + a_1 \cdot 2^1 + a_2 \cdot 2^2 + \dots + a_{n-1} \cdot 2^{n-1}),$$

де A_k – миттєве значення амплітуди відліку;

$a_i = 0, 1$ – розрядний коефіцієнт при i -му двійковому символі;

2^i – вага двійкового символу в i -й позиції кодового слова;

q – інтервал (крок) дискретизації за рівнем.

З наведеного прикладу можна зробити висновок, що між кодовим словом та миттєвим значенням амплітуди A_k існує певна відповідність, що встановлюється за допомогою величини, яка називається кроком дискретизації q за рівнем. За допомогою цієї величини проводиться

операція дискретизації за рівнем. Суть ідеї операції в тому, що весь діапазон зміни миттєвих значень амплітуди сигналу A_k від нуля до максимального значення A_{kmax} розбивається на ряд дискретних підрівнів. Дані підрівні відрізняються один від одного на величину інтервалу дискретизації q . Величина інтервалу дискретизації q , в свою чергу визначається вибраною шкалою дискретизації, яка залежить від кількості двійкових символів в кодовому слові n і визначається за допомогою виразу

$$q = A_{kmax} / (2^n - 1)$$

Графічно операцію дискретизації за рівнем можна зобразити за допомогою рис. 1.5 при $n=4$.

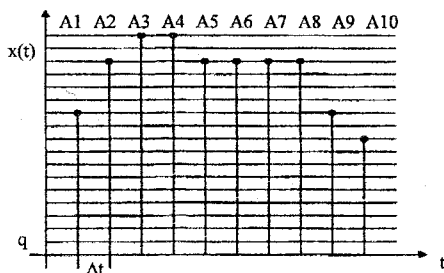


Рисунок 1.5 – Дискретизація за рівнем

Так, наприклад, миттєві амплітуди A_1 і A_4 дорівнюють $10q$ та можуть бути закодовані за допомогою виразу:

$$A_k = 10q = q(a_0 2^0 + a_1 2^1 + a_2 2^2 + a_3 2^3).$$

↓

↓

↓

↓

0
1
0
1

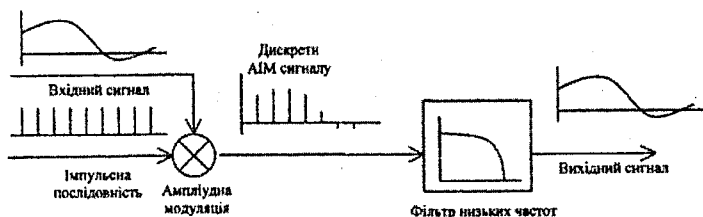
При проведенні операції дискретизації за рівнем миттєве значення функції змінюється найближчим меншим, або більшим значенням підрівня дискретизації в залежності від того, яке з цих значень більш близьке до миттєвого значення функції. Розрізняють рівномірну та нерівномірну дискретизацію за рівнем. Для рівномірної дискретизації характерне постійне значення інтервалу q , а для змінної воно змінюється в залежності від умов дискретизації.

В процесі дискретизації за рівнем з'являється похибка дискретизації, значення якої визначається різницею між дискретним значенням амплітуди A_k та її дійсним миттєвим значенням.

1.4 Особливості спектрів дискретизованих аналогових сигналів

Першим кроком на шляху перетворення аналогового сигналу в

цифровий є формування послідовності дискретних моментів часу, в які здійснюється дискретизація сигналу. Способи аналого-цифрового перетворення базуються переважно на використанні періодичних відліків дискретизації, (дискрет) розміщених на однакових відстанях. Якщо дискрети формуються досить часто, то вихідний сигнал може бути повністю відновлений з послідовності дискретів шляхом використання фільтра низьких частот для інтерполяції чи шляхом фільтрування високочастотних складових з дискретних відліків сигналу ЦАП [6,8]. Ці основні поняття ілюструє рис 1.5. Наведений на цьому рисунку аналоговий сигнал дискретизується з постійною частотою дискретизації $f_g = 1/\Delta T$ і відновлюється за допомогою фільтра низьких частот. В загальному помітно, що процес дискретизації еквівалентний амплітудній модуляції послідовності імпульсів з постійною амплітудою. Звідси метод, наведений на рис. 1.6, називають звичайно амплітудно-імпульсною модуляцією (АІМ).



Рисунком 1.6 – Амплітудно-імпульсна модуляція

Класичні результати в системах з дискретизацією були отримані в 1931 році Котельниковим та в 1933 році Г.Найквістом, коли вони визначили мінімальне значення частоти дискретизації, необхідне для вилучення всієї інформації з неперервного, змінного в часі сигналу. Ці результати, критерій Котельникова-Найквіста, визначаються співвідношенням $f_g > 2f_B$, де f_g – частота дискретизації, f_B верхня частота в спектрі вхідного сигналу.

Цей результат пояснює рис. 1.7, де наведено спектр вхідного сигналу і результуючий спектр імпульсної послідовності АІМ сигналу. Спектр АІМ сигналу можна отримати якщо врахувати, що неперервна послідовність імпульсів має частотний спектр, який складається з дискретних гармонік частоти дискретизації. Вхідний сигнал модулює кожен з цих гармонік окремо.

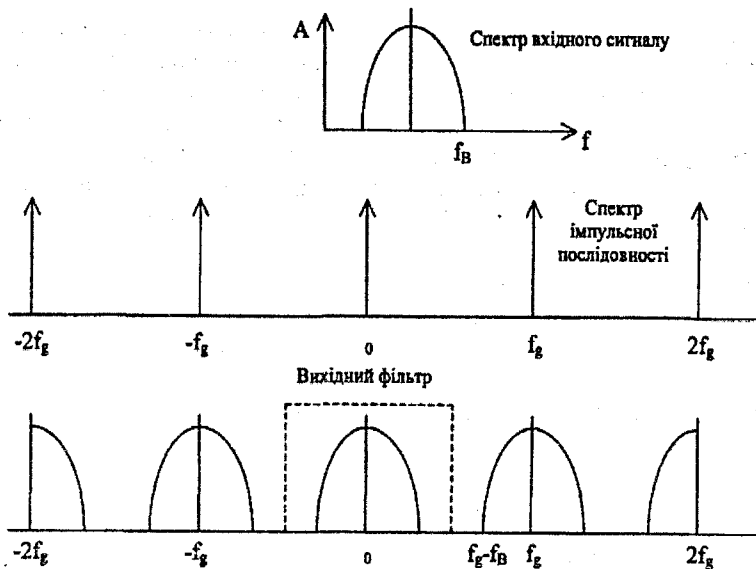


Рисунок 1.7 – Спектр сигналу з амплітудно-імпульсною модуляцією

В результаті цього створюються дві бічні смути біля кожної дискретної частоти в спектрі імпульсної послідовності. Вихідний сигнал формується за допомогою фільтра низьких частот, розрахованого на відкидання всіх частот, крім частот вхідного сигналу. Як показано на рис. 1.7, фільтр низьких частот повинен мати частоту зрізу, яка розташована між f_B і $f_g - f_B$. Виходячи з цього, розділення можливе тільки в тому випадку, якщо $f_g - f_B$ більше, ніж f_B (тобто, якщо $f_g > 2f_B$).

Якщо вихідний сигнал системи з АІМ дискретизується з частотою $f_g < 2f_B$, то вихідний сигнал не може бути відтворений без спотворень. Як показано на рис. 1.8, спотворення в вихідному сигналі виникають внаслідок того, що бічні смути частоти дискретизації попадають у вихідний спектр і не можуть бути виділені з нього шляхом фільтрації.

Перешкоди накладання спектрів дають в потрібній смузі частот складові, яких не існувало у вхідному сигналі. Проблеми накладання спектрів не є особливістю тільки процесів перетворення мови в цифровій формі. Можливості для виникнення таких спотворень існують в будь-якій системі з дискретизацією. Кінофільми, наприклад, є ще однією системою з дискретизацією, в якій можуть виникнути перешкоди накладання спектрів.

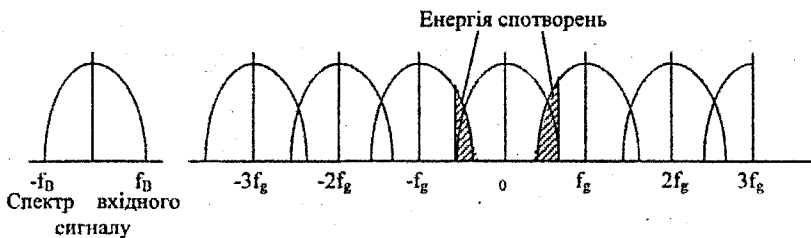


Рисунок 1.8 – Спектр з перекриванням бокових смуг при недостатньо високій частоті дискретизації вхідного сигналу

Візьмемо всім відомий приклад, коли в старих вестернах знімають диліжанси, що рухаються. Часто процес дискретизації здійснюється дуже повільно в порівнянні з обертанням коліс диліжанса і виникає неузгодження зі швидкістю обертання. Якщо між кадрами колесо повертається на 355° , то здається, що воно повернулося назад на 5° .

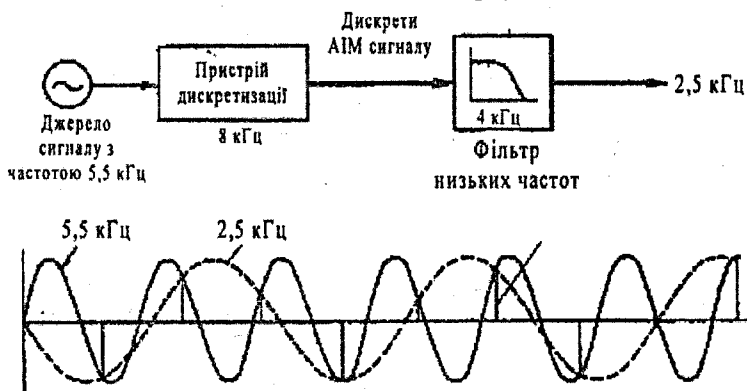


Рисунок 1.9 – Перетворення сигналу з частотою 5,5 кГц в сигнал з частотою 2,5 кГц

На рис.1.9 показано процес виникнення перешкод накладання спектрів в мовних сигналах на прикладі, коли сигнал з частотою 5,5 кГц дискретизується з частотою 8 кГц. Зазначимо, що значення дискретів ідентичні значенням, отриманим для вихідного сигналу з частотою 2,5 кГц. Внаслідок цього після проходження дискретизованим сигналом вихідного фільтра з частотою зрізу 4 кГц виникає сигнал з частотою 2,5 кГц, який не надходив від джерела. Цей приклад показує, що вихідний сигнал перед дискретизацією повинен бути обмежений по смузі.

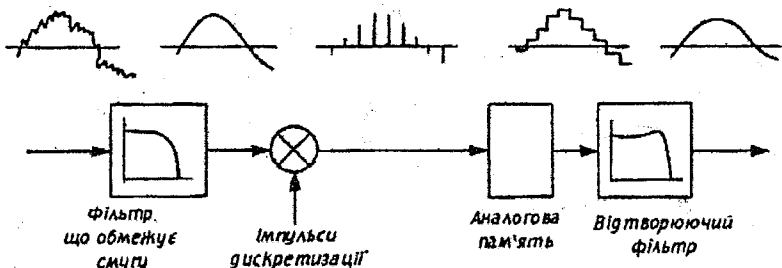


Рисунок 1.10 – Структурна схема системи з амплітудно-імпульсною модуляцією

Вхідний фільтр може бути розрахований також на придушення дуже низькочастотних складових, щоб видалити фон частоти 60 Гц, який проникає з ланцюга електропостачання.

На рис. 1.10 показано формування сигналу за допомогою обладнання аналогової пам'яті та ступеневою апроксимацією дискретизованого сигналу. За рахунок ступеневої апроксимації рівень потужності сигналу на виході фільтра отримується майже таким, як і рівень дискретизованого вхідного сигналу. В цьому випадку частотна характеристика відновлювального фільтра повинна бути трохи змінена, щоб врахувати спектр розширених (ступеневих) дискретів.

Допускається, що фільтри, які обмежують смугу і відтворюють вихідний сигнал та зображені на рис. 1.10, мають ідеальні характеристики. Оскільки ідеальні фільтри фізично не можна реалізувати, при практичному виконанні фільтрів необхідно враховувати ефекти, що викликані їх неідеальністю. Можуть бути використані фільтри з максимальною кругизною затухання на краю смуги, якщо вхідний сигнал підданий дискретизації з частотою, що дещо перевищує частоту f_g . Як показано на рис. 1.7, якщо частота дискретизації дещо більша подвоєної смуги $2f_b$, спектральні смуги достатньо відділені одна від одної, так що можуть бути використані фільтри з плавно спадними характеристиками. Так, наприклад, в системах з дискретизацією мови звичайно використовують обмежувальні фільтри з затуханням 3дБ на частотах біля 3,4 кГц при частоті дискретизації 8 кГц. В результаті цього дискретизований сигнал на частоті 4 кГц затухає вже достатньо для того, щоб з необхідним ступенем зменшити рівень енергії на частотах, котрі можуть повернутись в смугу вхідного сигналу. На рис. 1.11 наведено шаблон характеристики фільтра, розрахованого на виконання рекомендацій МККТТ щодо видалення несмугових сигналів в ІКМ-кодерах мови. Зазначимо, що на частоті 4 кГц досягається затухання біля 14 дБ. На практиці, внаслідок наявності перешкод накладання спектрів та наявності

фільтрів, частоту дискретизації визначають як:

$$f_g \geq k \cdot f_B, \text{ де } k = (2.5 \div 10)$$

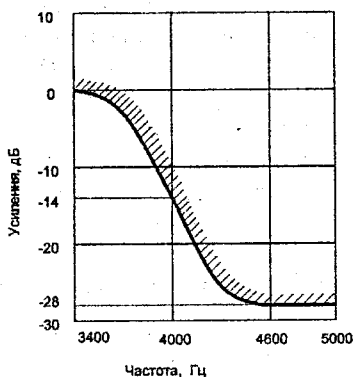


Рисунок 1.11 – Шаблон характеристики фільтра

1.5 Методи дискретизації

Відомо, що операції дискретизації та кодування можна здійснити за допомогою аналого-цифрових перетворювачів (АЦП). До основних методів організації роботи таких перетворювачів відносять: метод послідовного рахунку, метод безпосереднього читання та метод порозрядного врівноваження. Найбільшу продуктивність з них має метод безпосереднього читання, а найменші апаратні витрати – метод послідовного рахунку. Метод порозрядного врівноваження має середні характеристики як за продуктивністю, так і за апаратними витратами і використовується найчастіше [6].

Функціонування аналого-цифрового перетворення за методом послідовного рахунку можна вивчити за допомогою структурно-функціональної схеми на рис. 1.12

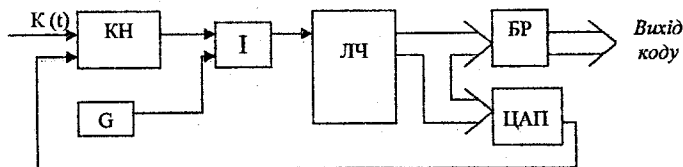


Рисунок 1.12 – АЦП послідовного рахунку

До складу схеми входять генератор тактових сигналів (G), схема порівняння (компаратор) напруги (КН), схема I, лічильник (ЛЧ), буферний регістр (БР), цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП). Схема

працює у такому порядку. На вхід перетворювача подається аналоговий сигнал $x(t)$, який підключається до одного із входів компаратора напруги КН. На другий вхід компаратора подається еталонна напруга ($U_{ет}$), яка формується на виході цифро-аналогового перетворювача ЦАП під управлінням кодового слова на виході ЛУ. Компаратор формує на своєму виході сигнал або логічної одиниці, або логічного нуля в залежності від того, яке значення більше. Якщо $U_{ет} < x(t)$, то на виході компаратора формується одиниця, яка дозволяє проходження імпульсів з тактового генератора через схему І на лічильний вхід лічильника ЛЧ. На виході лічильника йде процес перерахунку цих імпульсів в двійковому коді від 2^0 до 2^{n-1} . Двійковий код з виходу лічильника подається на вхід цифро-аналогового перетворювача, на виході якого формується ступінчастий сигнал $U_{ет}$. Кожна сходинка цього сигналу відповідає за рівнем інтервалу дискретизації q . Сигнал $U_{ет}$ порівнюється з сигналом $x(t)$ і в момент, коли $x(t)$ стає меншим $U_{ет}$, на виході компаратора формується сигнал логічного нуля. Схема І закривається, лічильник зупиняє перерахунок, і набраний двійковий код переписується в вихідний буферний регістр БР для видачі користувачеві. Часова діаграма процесу перетворення приведена на рисунку 1.

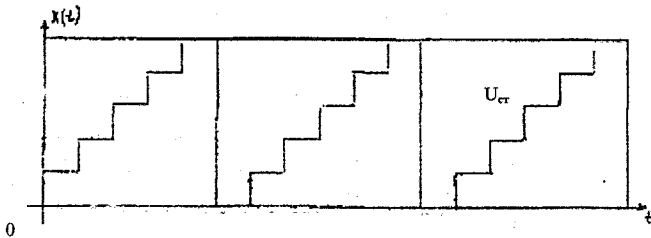


Рисунок 1.13 – Часова діаграма перетворення за методом послідовного рахунку

Метод безпосереднього читання реалізується з допомогою так званого АЦП паралельної дії. Такий перетворювач має лінійку з 2^{n-1} компараторів напруги, перші входи яких запаралелені і на них подається сигнал $x(t)$. На інші входи під'єднуються виходи подільника еталонної напруги. Виходи компараторів під'єднані до перетворювача одиничного коду в двійковий. Процес перетворення здійснюється за один такт, причому на виході лінійки компараторів до компаратора, який зафіксує $x(t) < U$, буде хвиля одиниць, а далі хвиля нулів одиничного коду. Структурно-функціональна схема перетворювання зображена на рисунку 1.14. Часова діаграма аналогічна рисунку 1.16.

Найбільше поширення отримав метод порозрядного врівноваження, який забезпечує час перетворення від однієї мікросекунди до однієї

мілісекунди. Структурно-функціональна схема АЦП, що працює за вказаним методом, приведена на рисунку 1.15.

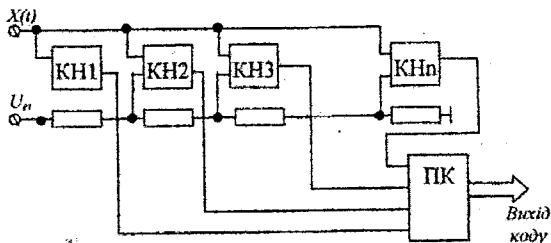


Рисунок 1.14 – АЦП безпосереднього читання

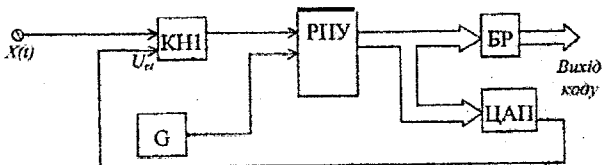


Рисунок 1.15 – АЦП порозрядного врівноваження

Схема працює в такому порядку. На вхід АЦП подається вхідний сигнал $x(t)$, який порівнюється з еталонним сигналом $U_{ст}$, що формується на виході ЦАП. ЦАП складається з сукупності $3n$ еталонних джерел сигналів, які управляються за допомогою спеціального регістра порозрядного врівноваження (РІУ). Перетворення проходить за n часових тактових інтервалів. Причому на першому такті регістр порозрядного врівноваження вмикає перший розряд ЦАП примусово в роботу. Значення першого розряду еталонних величин на виході ЦАП дорівнює половині діапазону перетворення сигналу. Потім, в кінці першого тактового інтервалу компаратор проводить порівняння $x(t)$ з $U_{ст}$. Якщо $x(t) < U_{ст}$, то примусово увімкнений в роботу старший розряд ЦАП залишається ввімкненим до закінчення процесу перетворення. Це забезпечується під управлінням певного сигналу на виході компаратора (одиниця або нуль). Якщо ж $x(t) > U_{ст}$, то перший розряд на початку другого такту вимикається. На початку другого такту в роботу примусово вмикається другий розряди ЦАП і знову проводиться порівняння $x(t)$ з $U_{ст}$. Така процедура повторюється до тих пір, поки всі розряди ЦАП не візьмуть участь в процесі врівноваження. В результаті цього процесу на виході АЦП буде одержано код, що відповідає вхідному сигналу. Часова діаграма процесу врівноваження показана на рис. 1.16 (при $n=4$).

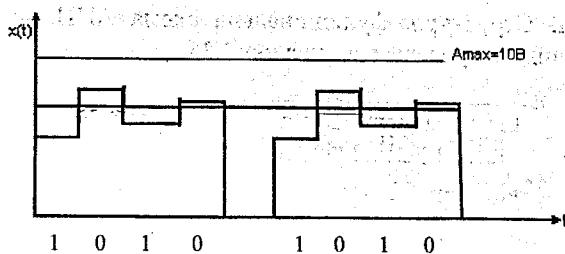


Рисунок 1.16 – Часова діаграма перетворення за методом порозрядного врівноваження

1.6 Самоконтроль знань

1.6.1. Дайте означення поняття "інформація". Які види інформації Ви знаєте?

1.6.2. Чим відрізняється поняття "інформація" від поняття "повідомлення"?

1.6.3. Що таке сигнал, яку функцію він виконує? Які сигнали Ви знаєте?

1.6.4. Розкажіть про елементарні сигнали в функції часу. Запишіть вирази для їх визначення та покажіть графічно.

1.6.5. Запишіть тригонометричну амплітудно-фазову форму розкладання в ряд Фур'є.

1.6.6. Що таке спектр фаз і спектр амплітуд? Як вони графічно зображуються?

1.6.7. Запишіть вирази для визначення складових спектра функції $x(t)$ загального вигляду.

1.6.8. Визначте складові спектра амплітуд для імпульсного сигналу з $\tau=0,5T$

1.6.9. Що таке практична ширина спектра і як вона знаходиться ?

1.6.10. Чим відрізняються неперервні та дискретні сигнали ?

1.6.11. Які операції необхідно виконати при перетворенні аналогової інформації у дискретну?

1.6.12. В чому суть операції дискретизації в часі і яка вона буває ?

1.6.13. Викладіть письмово математичну інтерполяцію процесу дискретизації в часі за допомогою функції дискретизації.

1.6.14. Поясніть основні положення теореми Котельникова.

1.6.15. Які особливості формування спектрів дискретизації ?

1.6.16. Що таке перешкоди накладання спектрів? Наведіть графічний приклад.

1.6.17. В чому суть процесу кодування при перетворенні аналогової інформації в дискретну ?

1.6.18. Що таке дискретизація за рівнем? Наведіть графічний приклад.

1.6.19. Які основні методи перетворення інформації ви знаєте?

1.6.20. Розкажіть про метод послідовного рахування.

1.6.21. Розкажіть про метод безпосереднього читання.

1.6.22. Розкажіть про метод порозрядного врівноваження.

Розділ 2 Основи кодування в інформаційних каналах

2.1 Класифікація та характеристики методів кодування

Під кодуванням розуміють перетворення дискретних інформаційних повідомлень в певні поєднання символів. Правила, за якими проводять ці перетворення, називають методом кодування. В результаті проведення операції кодування у відповідності з обраним методом отримують певний код у вигляді сукупності кодових комбінацій (інакше кодових слів) [3,4].

Методи кодування та відповідні їм коди можна розділити за ознакою мети, що досягається цим методом. При цьому метою кодування є:

- 1) вилучення з потоку вхідної інформації надлишкової інформації у вигляді повторюваної або ж неістотної [4,6];
- 2) визначення та усунення помилок, що виникають в процесі передачі даних з причини наявності в каналі передачі перешкод та спотворень [3-6];
- 3) оптимізація потоку вхідної дискретної інформації з точки зору найбільш якісного проходження її через фізичну лінію зв'язку [5,6,7].

В залежності від того, яка мета повинна бути досягнута в процесі виконання операції кодування, всі методи можна розділити на три основні групи: стискаюче кодування, завадостійке (коректувальне) кодування, капальне кодування. Кожний з методів кодування може складатися з двох груп методів – ненадлишкового та надлишкового кодування. Ненадлишкові коди використовують всі можливі комбінації символів для передачі інформаційного повідомлення. Надлишкові коди використовують для вказаної мети частину можливих комбінацій. Частина комбінацій, що залишається, використовується для вирішення питань знаходження помилок, їх виправлення, створення умов самосинхронізації, формування оптимальної смуги частот та ряду інших задач.

В свою чергу надлишкові коди поділяються на неперервні та блочні. В блочних кодах кожному інформаційному повідомленню відповідає деякий набір кодових слів, що називається блоком. Блоки кодуються та декодуються окремо один від одного. Блочні коди можуть бути розділні, коли інформаційні та надлишкові символи розділені, і нерозділні, у протилежному випадку. В неперервних кодах процес кодування неперервний, без розбивання на ділянки (блоки).

За умовами побудови кодових слів всі коди можна розділити на рівномірні і нерівномірні. В рівномірних кодах всі повідомлення передаються кодовими словами з однаковою кількістю елементів. При нерівномірному коді різні повідомлення можуть передаватися кодовими словами з різною кількістю символів. Прикладом рівномірного коду може бути п'ятиелементний телеграфний код, а прикладом нерівномірного - код Морзе. Рівномірні коди мають більшу перешкодозахищеність, ніж нерівномірні, оскільки зникнення елементів або поява нових можуть бути

легко знайдені. В той же час нерівномірні коди забезпечують мінімізацію надлишковості і за рахунок цього підвищення швидкості передачі даних.

В залежності від кількості можливих поєднань символів в кожній позиції кодового слова розрізняють одиничні, двійкові, трійкові та m -ні коди. Найбільше розповсюдження знайшли двійкові коди, кожний символ в яких може бути представлений у вигляді двох значень: "одиниця" та "нуль".

За формою представлення кодових слів у каналі передачі даних розрізняють послідовні та паралельні коди. При послідовній формі коду всі символи кодового слова посилаються в канал передачі даних послідовно в часі. При паралельній формі елементарні сигнали передаються одночасно по декількох каналах. Найчастіше канали передачі даних використовують послідовну форму.

2.2 Кодування з ущільненням

Методи кодування з ущільненням дозволяють отримати підвищення швидкості передачі інформації за рахунок зменшення надлишковості цієї інформації. Це стає можливим за рахунок аналізу статистичних характеристик інформації та організації оптимального статистичного кодування. Таке кодування забезпечує мінімізацію середньої кількості кодових символів на один елемент повідомлення. Завдання такого кодування лежить в тому, щоб встановити таку залежність між ймовірностями надходження елементів інформаційного повідомлення та тривалостями кодових комбінацій (кількість кодових символів), при якій забезпечиться максимум швидкості передачі інформації в канал передачі даних. Також необхідно забезпечити можливість однозначного декодування сигналів [4,6].

Одним з методів стискаючого кодування є код Шеннона-Фано. Методи побудови таких кодів незалежно один від одного пропонували Р.Фано та К.Шеннон, тому код названий їхніми іменами. Код Шеннопа-Фано будується так, як і двійковий код, тільки елементи повідомлення вписуються в таблицю формування кодових груп в порядку зменшення ймовірності їх появи на виході джерела інформації. Ділення виконується таким чином, щоб суми ймовірностей в кожній групі були 6, по можливості, однаковими. Наприклад, якщо кількість елементів в повідомленні дорівнює семи (7), то ці елементи повідомлення, без врахування ймовірностей їх появи, можна відобразити двійковим кодом (табл.2.1).

Таблиця 2.1

A1	a2	a3	a4	a5	a6	a7
0	0	0	1	1	1	1
0	1	1	0	0	1	1
1	0	1	0	1	0	1

Але таке відображення не є оптимальним, оскільки не враховує ймовірностей появи вказаних елементів в потоці інформації. Якщо ж ймовірності появи відомі, то відображення елементів кодовими комбінаціями виконується за принципом їх послідовного розбиття на дві рівноймовірні групи. Якщо ці ймовірності відповідають табл. 2.2 то їх можна записати в порядку зменшення таким чином (табл. 2.3):

Таблиця 2.2

a1	a2	a3	a4	a5	a6	a7
0.2	0.15	0.05	0.4	0.05	0.1	0.05

Таблиця 2.3

Елемент повідомлення	Ймовірність появи елемента	Етапи розбиття на групи				Кодові комбінації
		1	2	3	4	
a4	0,4	1				1
a1	0,2	0	1	1		011
a2	0,15		0			010
a6	0,1		0		1	0011
a3	0,05			1	0	0010
a5	0,05				1	0001
a7	0,05			0	0	000

При розбитті елементів повідомлення на групи верхнім (більшим) частинам груп присвоюється символ одиниці "1", а нижнім (меншим) – нуля "0" (можна і навпаки). Розбиття необхідно виконувати таким чином, щоб забезпечувався мінімум середньої кількості символів в кодовій послідовності, що приходяться на один елемент інформаційного повідомлення.

$N_{cp} = \sum p_i n_i$, де p_i – ймовірність появи i -го елемента повідомлення;
 n_i – кількість символів в кодовій комбінації.

Для наведеного прикладу:

$$N_{cp} = 0.4 \cdot 1 + 0.2 \cdot 3 + 0.15 \cdot 3 + 0.1 \cdot 4 + (0.05 \cdot 4) \cdot 3 = 2.45.$$

У випадку використання двійкового коду N_{cp} буде дорівнювати трьом. Можна обрати інший алгоритм розбиття на групи, наприклад (таблиця 2.4):

Таблиця 2.4

Елемент повідомлення	Ймовірність появи елемента	Етапи розбиття на групи				Кодові комбінації
		1	2	3	4	
A4	0,4	1	1			11
a1	0,2		0			10
a2	0,15	0	1	1		011
a6	0,1			0		010
a3	0,05		1	001		
a5	0,05		0	0001		
a7	0,05					0000
						1
			0	0		

В даному випадку $N_{ср} = 0.4 \cdot 2 + 0.2 \cdot 2 + 0.15 \cdot 3 + 0.1 \cdot 3 + 0.05 \cdot 3 + 0.05 \cdot 4 \cdot 2 = 2.5$. Якщо провести порівняння $N_{ср}$ першого та другого алгоритмів розбиття, можна зробити висновок, що меншу надлишковість забезпечує перший алгоритм. Отриманий код є нерівномірним, тому що довжина кодової комбінації знаходиться в оберненій залежності від ймовірностей появи елементів в інформаційному повідомленні. Побудову нерівномірних кодів виконують, як правило, без введення роздільних комбінацій. При цьому розпізнавання кодових комбінацій виконується за рахунок того, що ні одна з кодових комбінацій не повинна бути початковою частиною інших більш довгих комбінацій. Це забезпечує можливість однозначного декодування. В той же час декодування не можна розпочинати з середини повідомлення, тому що однозначність декодування зникає і повідомлення буде спотворене. Те ж саме буде при виникненні перешкод в процесі декодування, тобто таке кодування є низькоперешкодостійким.

За рахунок використання кодів Шеннона-Фано забезпечується підвищення швидкості передачі інформації по каналу передачі даних. Це підвищення забезпечується за рахунок того, що елементи, які мають більшу ймовірність появи, передаються короткими кодовими комбінаціями і навпаки. Така дія інакше називається ущільненням інформації і його ефективність визначається коефіцієнтом ущільнення. Коефіцієнт ущільнення визначається як відношення середньої кількості символів, що необхідні для передачі інформації двійковим кодом, до середньої кількості символів при кодуванні Шеннона - Фано.

$$K_{ст.} = N_{ср.дв} / N_{ср.ш.ф.}$$

Для наведених прикладів:

$$K_{ст.1} = 3/2.45 = 1.224, K_{ст.2} = 3/2.5 = 1.2.$$

Тобто, коефіцієнт ущільнення першого з алгоритмів вищий ніж другого. Не дивлячись на явний недолік нерівномірного коду Шеннона-Фано, який проявляється через його низьку перешкодостійкість, очевидно, що поєднання такого методу кодування з перешкодостійким кодуванням приведе до поліпшення характеристик каналу передачі даних.

Ще більш високий коефіцієнт ущільнення може забезпечити код Хафмена. Метод його побудови зводиться до того, що елементи повідомлення виписуються в стовпець у порядку зменшення їх ймовірностей. Два останніх елементи повідомлення об'єднуються в один допоміжний елемент з сумарною ймовірністю. Отримані елементи знову об'єднують за умовою мінімальності попарно. Цей процес продовжується до тих пір, поки не буде отриманий єдиний елемент повідомлення з ймовірністю, рівною одиниці. Додавання ймовірностей можна показати за допомогою кодового дерева, у якому гілкам з більшою ймовірністю присвоюється значення одиниці "1", меншою - нуля "0". Якщо ймовірності гілок однакові, тоді тим, що зверху - одиниця, внизу - нуль. Тепер, рухаючись по кодовому дереву від гілки з сумарною ймовірністю, рівною одиниці, до елемента повідомлення, значення якого кодується, ми отримуємо деяку комбінацію в коді Хафмена.

Розглянемо приклад кодування для послідовності повідомлень з ймовірностями $a_1=0.1$; $a_2=0.2$; $a_3=0.15$; $a_4=0.4$; $a_5=0.1$; $a_6=0.05$. Розмістимо повідомлення у порядку зменшення ймовірностей та побудуємо кодове дерево (рис.2.1).

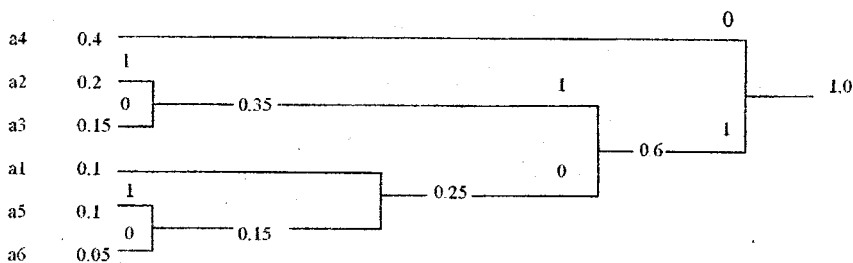


Рисунок 2.1 – Кодове дерево за Хафменом

Тепер встановимо відповідність кодових комбінацій елементам інформаційного повідомлення:

a4	0	a1	100
a2	111	a5	1011
a3	110	a6	1010

2.3 Завадостійке кодування

Однією з найбільш важливих вимог, які ставляться до систем передачі інформації, є забезпечення високої достовірності інформації, що отримується з каналу. Достовірність прийняття повинна лежати в межах 10^{-6} ÷ 10^{-10} завад/біт. В той же час реальні канали забезпечують достовірність на рівні 10^{-3} ÷ 10^{-2} завад на біт. Тому майже завжди виникає задача підвищення достовірності більше ніж у 2÷4 рази. Ця задача у більшості випадків розв'язується за допомогою методів завадостійкого кодування [4,5,6,8]. Завадостійкість кодування забезпечується за рахунок введення надлишковості у кодові комбінації, тобто за рахунок того, що не всі символи в кодових комбінаціях використовуються для передачі

елементів інформаційного повідомлення.

Для засвоєння ідеї завадостійкого кодування розглянемо двійковий код, що має довжину n і вагу кодових комбінацій W (вага кодової комбінації дорівнює кількості одиниць в цій комбінації, наприклад, для 010010 – $W=2$). Завадостійкість кодування забезпечується за рахунок введення надлишковості. Надлишковість може вводиться або за рахунок додавання до n розрядів вихідного кодового слова додаткових k розрядів, або за рахунок використання з множини 2^n можливих комбінацій тільки частини 2^k комбінацій. Ці комбінації 2^k називаються дозволеними, а інші ($2^n - 2^k$) – забороненими. Якщо на приймальній стороні встановлено, що прийнята комбінація відноситься до групи дозволених, то вважається, що сигнал пройшов без порушень. В іншому випадку робиться висновок про наявність помилки та виконується її виправлення. Розглянемо приклад побудови завадостійкого коду та механізм корекції помилок. Нехай необхідно побудувати код, що виявляє та виправляє помилки. Щоб побудувати такий код необхідно з множини 2^n можливих комбінацій вибрати 2^k комбінацій ($n > k$) таким чином, щоб будь-яка з них в результаті дії завад не дала б іншої дозволеної комбінації. Для цього необхідно, щоб кодові комбінації відрізнялись одна від одної певною кількістю символів. Ця відмінність характеризується параметром d , що називається кодовою відстанню. Кодова відстань d визначається як вага W суми за модулем два цих комбінацій. Для знаходження помилок кратних z (кратність – це кількість помилок в одній кодовій комбінації необхідно, щоб мінімальне значення кодової відстані задовольняло б умову: $d \geq z + 1$, а для виправлення у помилок одночасно з виявленням z помилок, умову: $d \geq y + z + 1$. Майже завжди $y > z$, але якщо прийнято умову $y = z$, то: $d \geq 2z + 1$.

В якості прикладу розглянемо двійковий код довжини $n=3$, що виявляє та виправляє всі однократні помилки. Всі можливі кодові комбінації такого коду будуть:

000 - 001 - 010 - 011 - 100 - 101 - 110 - 111.
 A1 A2 A3 A4 A5 A6 A7 A8

Для наочного виявлення кодової відстані побудуємо матрицю відстаней(табл.2.5).

Таблиця 2.5

	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8
A1	0	1	1	2	1	2	2	3
A2	1	0	2	1	2	1	3	2
A3	1	2	0	1	2	3	1	2
A4	2	1	1	0	3	2	2	1
A5	1	2	2	3	0	1	1	2
A6	2	1	3	2	1	0	2	1
A7	2	3	1	2	1	2	0	1
A8	3	2	2	1	2	1	1	0

Як впливає з матриці, для виявлення однократних помилок необхідно вибрати з множини кодових комбінацій тільки ті, що мають кодову відстань $d=2$, наприклад:

000/A1+011/A4+101/A6+110/A7 або 001/A2+010/A3+100/A5+111/A8 і т.д.

Для виправлення однократних помилок в якості дозволених можна вибрати комбінації з $d \geq 3$:

000/A1 + 111/A8, або 001/A2+ 110/A7, або 010/A3 + 101/A6 і т.д.

Якщо, наприклад, передається комбінація A1 (000) і виникла одинична помилка, то A1 може перейти в одну з трьох комбінацій A2→001, A3→010, A5→100. Цей набір A2, A3, A5 є підмножиною заборонених комбінацій, поява яких свідчить про те, що була передана комбінація A1→000. Виконується виправлення. У випадку передачі A8→111 при прийманні з однократною помилкою з'являється така заборонена підмножина A4→011, A6→101, A7→110, що свідчить про передачу A8.

Якщо ж у якості другої комбінації до A1→000 вибрана комбінація A4 а не A8, то:

A1-000-A2→001 001 A2→011→A4
 A3→010 010 A3
 A5→100 ↔ 101 A6

У результаті є дія перехрещення заборонених підмножин на комбінаціях A3, A2 та виправлення у повному обсязі однократних помилок неможливе, тому що неможливо в цьому випадку однозначно встановити, який сигнал був переданий A1 чи A4. Крім вищенаведених характеристик довжини n , ваги W , кратності u , z та кодової відстані d завадостійкі коди також характеризуються надлишковістю, що визначається як:

$$N = (n-k)/n \cdot 100\%$$

та кодовою швидкістю $V_k = k/n$. Завжди, при виборі коду, необхідно прагнути до мінімальної надлишковості та V_k , що прямує до одиниці.

Найпростішим практичним кодом, що дозволяє виявляти однократні помилки, є код з перевіркою на парність. Даний код, незалежно від довжини вихідної кодової комбінації, має всього один перевірючий символ. Цей символ обирається таким, щоб його сума за модулем два з усіма іншими інформаційними символами кодового слова була рівна нулю. Завдяки такому способу вибору перевірючого символу кодові комбінації мають парну кількість одиниць. Наприклад, кодові комбінації

001101 ⊕ 1001101 1001101
 101000 ⊕ 0101000 0001100 } $W = d = 2$.
 100110 ⊕ 1100110 1000001

Ознакою виникнення завад є непарність одиниць в прийнятій комбінації. Даний код дозволяє тільки виявляти однократні помилки, але не дозволяє їх виправляти. Даний код має кодову відстань, рівну $d=2$ та невелику надлишковість, рівну $N = 1/n$.

Найбільш простим кодом, що дозволяє виправляти помилки, є код з

повторенням, причому кожний біт вихідної кодової комбінації повторюється три рази. Так, наприклад, кодова комбінація 0011010 перетвориться на комбінацію

000,000,111,111,000,111,000.

Виявлення помилки виконується порівнянням прийнятих символів у групі. Якщо всі символи однакові, помилки немає. Якщо відрізняється тільки один символ, а два інших однакові, тоді є наявність помилки і правильним буде символ, що збігається з двома однаковими. Таким чином проводиться виправлення. Код має $d=3$, надлишковість $N=(3-1)/1 \cdot 100\%=200\%$.

Різновидом коду з повторенням є код з подвоєнням елементів. Код з подвоєнням елементів представляється у вигляді пар символів, причому до одиниці додається нуль, а до нуля - одиниця. Таким чином 0011010 - 01.01.10.01.10. Код дозволяє виявляти всі помилки, за винятком парних. Код має $d=2$, $N=100\%$.

Коди Хемінга відносяться до групи завадостійких роздільних кодів. Майже завжди застосовують коди з мінімальною кодовою відстанню $d=3$, що виявляють та виправляють всі однократні помилки, а також коди з $d=4$, що виявляють і виправляють всі однократні та виявляють всі подвійні помилки. Довжина коду Хемінга $n = 2^m + 1$, де m - кількість додаткових перевірних розрядів. Значення m можна знайти, скориставшись виразом: $2^m - m \geq k + 1$, де k - кількість вхідних інформаційних символів. Таку кодову комбінацію можна представити у вигляді, наприклад, якщо $k=4$ та $m=3$

U1	U2	U3	U4	P1	P2	P3
інформаційні				перевірні		
розряди				розряди		
a1	a2	a3	a4	a5	a6	a7

Хемінг пропонував використовувати розташування перевірних символів не в кінці кодової комбінації, а на номерах позицій, що виражаються степенем двійки тобто $P1 = 2^0 = a1$, $P2 = 2^1 = a2$, $P3 = 2^2 = a4$, $P4 = 2^4 = a6$ і т.д. Для такого варіанта побудови кодова комбінація буде мати вигляд:

a1	a2	a3	a4	a5	a6	a7
P1	P2	U1	P3	U2	U3	U4

Для побудови коду, довжиною 7 та визначення значень $P1$, $P2$ та $P3$ необхідно побудувати матрицю породження. Така матриця будується на базі перевірної матриці з кількістю рядків рівною $(k + m) = n$. В якості перевірної матриці коду довжиною 7 може бути вибрана матриця, що складається з усіх комбінацій двійкового коду довжиною m , за винятком 000, та виконання основної умови - парності одиниць у кожному рядкові:

$$H_{\text{нпр}} = \begin{array}{c|cccccccc} & 3 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ \hline S_2 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & \\ \hline S_1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & \end{array}$$

P1 P2 U1 P3 U2 U3 U4

Матриця породження будується шляхом вилучення з перевіркої матриці першого, другого та четвертого стовпців, тоді матриця породження для коду, який має кількість інформаційних символів $k = 4$, буде

$$H_{\text{нпр}} = \begin{array}{c|cccc} & U1 & U2 & U3 & U4 \\ \hline P_3 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ \hline P_2 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ \hline P_1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{array}$$

Причому значення перевірних символів P1, P2, P3 формується як сума за модулем двох рядків матриці породження:

$$P_3 = U_2 \oplus U_3 \oplus U_4 \text{ або } P_3 = a_5 \oplus a_6 \oplus a_7$$

$$P_2 = U_1 \oplus U_3 \oplus U_4 \text{ або } P_2 = a_3 \oplus a_5 \oplus a_7$$

$$P_1 = U_1 \oplus U_2 \oplus U_4 \text{ або } P_1 = a_3 \oplus a_5 \oplus a_7$$

Визначення помилок проводиться за допомогою обчислення синдромів S_1, S_2 та S_3 , що являють собою визначенні перевірки співвідношення, що отримуються з перевіркої матриці $H_{\text{пов}}$ у вигляді:

$$S_3 = P_3 \oplus U_2 \oplus U_3 \oplus U_4 = 0 \text{ або } S_3 = a_4 \oplus a_5 \oplus a_6 \oplus a_7$$

$$S_2 = P_2 \oplus U_1 \oplus U_3 \oplus U_4 = 0 \text{ або } S_2 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_6 \oplus a_7$$

$$S_1 = P_1 \oplus U_1 \oplus U_2 \oplus U_4 = 0 \text{ або } S_1 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_5 \oplus a_7$$

Якщо усі синдроми дорівнюють нулеві, то це свідчить про відсутність помилок в отриманій інформації. Якщо синдроми мають ненульові значення, то робиться висновок про наявність помилки, причому двійковий код синдромів однозначно вказує на номер позиції символу, в якому виникла помилка, наприклад:

	a1	a2	a3	a4	a5	a6	a7
S3	0	0	0	1	1	1	1
S2	0	0	1	0	0	1	1
S1	1	0	1	0	1	0	1

Розглянемо приклади побудови кодових комбінацій, обчислення перевірних символів і синдромів помилки для коду Хеммінга 7/4. Такий код має чотири інформаційних символи $k=4$. Виходячи з виразу $2^m - m \cdot k + 1$, маємо: $2^m - m = 5$, тоді $m=3$, оскільки $2^3 - 3 = 5$. Таким чином, перевірних символів повинно бути $m=3$, а довжина коду – $n = m + k = 7$. Для перевірки побудови коду, виявлення і виправлення помилки виберемо кодову вихідну комбінацію вигляду 1011. Розташуємо її на відповідних позиціях згідно з умовою Хеммінга 1, 2, 4, 8 і т. д. Отримасмо:

$$\begin{array}{cccccccc} P_1 & P_2 & 1 & P_3 & 0 & 1 & 1 \\ a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 & a_7 \end{array}$$

Обчислимо перевірні символи, користуючись виразами:

$$P_1 = a_3 \oplus a_5 \oplus a_7 = 1 \oplus 0 \oplus 1 = 0$$

$$P_2 = a_3 \oplus a_6 \oplus a_7 = 1 \oplus 1 \oplus 1 = 1$$

$$P_3 = a_5 \oplus a_6 \oplus a_7 = 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0$$

Підставимо отримані значення символів у кодову комбінацію. Для визначення присутності або відсутності помилки проведемо обчислення синдромів:

а) відсутність помилок

$$S = a_4 \oplus a_5 \oplus a_6 \oplus a_7 = 0 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0$$

$$S = a_2 \oplus a_3 \oplus a_6 \oplus a_7 = 1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1 = 0$$

$$S = a_1 \oplus a_3 \oplus a_5 \oplus a_7 = 0 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1 = 0$$

б) присутності помилки в позиції a_1

$$S_3 = a_4 \oplus a_5 \oplus a_6 \oplus a_7 = 0 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0$$

$$S_2 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_6 \oplus a_7 = 1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1 = 0 \text{ синдром вказує на помилки}$$

$$S_1 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_5 \oplus a_7 = 1 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1 = 1 \text{ в першій позиції}$$

в) присутності помилки в позиції a_7

$$S_3 = a_4 \oplus a_5 \oplus a_6 \oplus a_7 = 0 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 0 = 1$$

$$S_2 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_6 \oplus a_7 = 1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 0 = 1 \text{ синдром вказує на помилки}$$

$$S_1 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_5 \oplus a_7 = 0 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 0 = 1 \text{ в сьомій позиції}$$

Окрім кодів Хеммінга в якості кодів, що виявляють та виправляють помилки, також використовується циклічні, ітеративні та рекурсивні коди.

2.4 Канальне кодування

Канальне кодування дозволяє оптимізувати характеристики сигналів при проходженні їх через фізичну лінію зв'язку: забезпечити і покращити параметри самосинхронізації інформації, зменшити так званий ефект міжрядного впливу символів, оптимізувати і погодити з каналом смуги частот спектр сигналу, зменшити плавання базової (середньої) лінії сигналу [6,7].

Методи каналного кодування поділяються на неадаптивні і адаптивні. Неадаптивне перекодування має на увазі однозначну відповідність між групами символів вхідного повідомлення і групами символів перекодованого повідомлення. В той же час при адаптивному перекодуванні вихідний код визначається не тільки інформацією в групі, що перекодовується, але й інформацією, яка міститься в попередній групі.

В залежності від зміни полярності сигналу при передачі інформаційного символу методи каналного кодування бувають статичними і динамічними. Статичні методи характеризуються тим, що кожному символу вихідного коду відповідає деякий рівень сигналу. Зміна значення полярності сигналу виникає на границях груп однойменних символів (наприклад, метод БПН – без повернення до нуля). При

динамічних методах зміна полярності виникає на границях однойменних символів одиниць (БПНМ реакція на одиницю), або нулів (БПНМ реакція на нуль). До основних характеристик каналних кодів можна віднести: кодову швидкість, надлишковість, вікно детектування, коефіцієнт синхронізації та деякі інші.

У випадку каналного кодування кодова комбінація з n -символів перетворюється на кодову комбінацію каналного коду, який складається з m -символів. При цьому співвідношення кількості символів у вхідній комбінації до кількості символів у вихідній комбінації визначає параметр, що називається кодовою швидкістю:

$$V_k = n/m.$$

Кодова швидкість характеризує ступінь зменшення швидкості передачі корисної інформації через фізичний канал при її перетворенні на каналний код. Параметр кодової швидкості тісно пов'язаний з таким параметром, як надлишковість каналного коду. Чим вища кодова швидкість, тим менша надлишковість. Надлишковість визначається як:

$$H = \frac{m-n}{n} \cdot 100\%$$

Канальні коди майже завжди є кодами з обмеженнями довжин серій нулів та одиниць. Обмеження довжин серій дозволяє організувати самосинхронізацію каналу передачі даних. Усі коди можуть бути охарактеризовані параметрами d та k . Параметр d визначає мінімальну кількість нулів між двома сусідніми одиницями, а параметр k – максимальну кількість нулів між двома сусідніми одиницями. Так, наприклад, для класичного двійкового коду $d=0$, $k=\infty$, тобто між двома одиницями може зовсім не бути нулів, а може бути їх необмежена кількість. В чистому вигляді двійковий код несинхронізований. Ступінь синхронізації може бути оцінений коефіцієнтом самосинхронізації K_s , де

$$K_s = (k+1)/(d+1),$$

причому ступінь самосинхронізації тим вищий, чим менше K_s . При ідеальній самосинхронізації $K_s=1$, однак така послідовність неінформативна.

Можливості каналного коду щодо забезпечення швидкості передачі визначаються вікном детектування. Вікно детектування характеризує можливість правильного розпізнавання сигналів на приймальній стороні каналу. В залежності від кодової швидкості значення вікна детектування складає:

$$T_g = V_k \cdot T,$$

де T – тривалість сигналу, що відповідає одному біту при кодуванні ненадлишковим кодом БПНМ. Зменшення вікна детектування при перекодуванні надлишковим кодом призводить до підвищення ймовірностей помилок декодування. Тому, при виборі коду необхідно наближатись до компромісу між коефіцієнтом самосинхронізації та вікном

детектування. При цьому коефіцієнт самосинхронізації потрібно вибирати в межах від 2 до 4.

Найпростішим канальним кодом, що має ознаки самосинхронізації, є код БПНМ (NRZ, „1”) з реакцією на одиницю (див рис. 2.1).

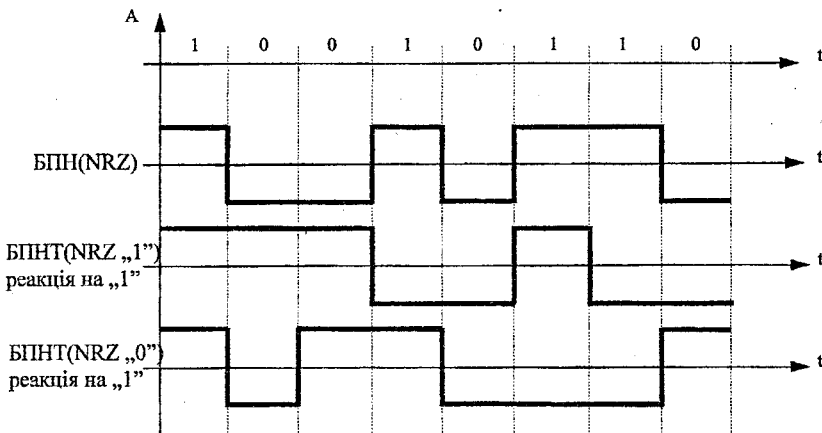


Рисунок 2.1 – Часові діаграми методів БПН

Але він забезпечує самосинхронізацію тільки за умови, якщо у потоці інформації йде потік одиниць. Якщо ж йде потік нулів, тоді самосинхронізація не працює і потрібно використовувати БПНМ (NRZ, „0”) з реакцією на нуль (рис. 2.1). Для вирішення питання самосинхронізації розроблено ряд, так званих, групових кодів під загальною назвою ГК, або ж підсилених БПНМ.

В якості прикладів такого канального перекодування розглянемо правила утворення кодів ПБПНМ-(2/3), ПБПНМ-(3/4), ПВПНМ-(4/5), що іноді позначаються як ГК-2/3, ГК-3/4 та ГК-4/5. Для коду ГК-2/3 перекодування здійснюється за критеріями $d=0$ та $k=2$. Алгоритм перекодування полягає в тому, що до кожної групи з двох бітів додається третій з постійним значенням одиниці:

$$00 \rightarrow 100, 01 \rightarrow 101, 10 \rightarrow 110, 11 \rightarrow 111. V_k=0.66, N=50\%.$$

Покращеним варіантом групового перекодування з точки зору зменшення надлишковості N та покращення кодової швидкості V_k при тих самих значеннях $d=0$ та $k=2$ є код ГК-3/4. Алгоритм перекодування з двійкового коду у код ГК-3/4 полягає в отриманні таких кодових комбінацій, які забезпечили б умову стикування кодових груп $k=2$, тобто не більше двох нулів підряд (для коду з реакцією на одиницю) та двох одиниць підряд (для коду з реакцією на нуль).

Для отримання кодових комбінацій, що необхідні для формування коду ГК-3/4, розпишемо таблицю можливих кодових комбінацій

двійкового коду довжиною $n=3$ та $n=4$ (табл.2.6):

Таблиця 2.6

	00001111
	00110011
	01010101
00000000	11111111
00001111	100001111
00110011	100110011
01010101	101010101
- - - -	- + + + - + + + - + + +

Комбінації, що задовольняють умови стикування (при реакції на „1”), відмічаємо знаком „+”, інші „-”. При порівнянні видно, що необхідно замінити дві комбінації, умови стикування яких не виконуються при додаванні одиниці у старший розряд. Для цього вибираємо дві комбінації з трьох, що відмічені знаком „+” з лівої сторони кодової таблиці. Тоді отримаємо таблицю перекодування в код ГК-3/4 (табл.2.7).

Таблиця 2.7

000→0101	100→0110
001→1001	101→1101
010→1010	110→1110
011→1011	111→1111

Кодова швидкість $V_k=0.75$
Надлишковість $N=33\%$

Аналогічний метод перекодування забезпечується при отриманні групового коду ГК-4/5, що має ще більшу швидкість та меншу надлишковість при тих самих параметрах $d=0$ та $k=2$. Записуємо таблиці комбінацій двійкового коду довжиною $n=5$ та довжиною $n=4$ (табл.2.8). Потім визначаємо комбінації, що підходять за умовами стикування (табл.2.9).

Таблиця 2.8

$V_k=0.8$
 $N=25\%$

	00000000	11111111
	00001111	00001111
	00110011	00110011
	01010101	01010101
00000000	00000000	11111111
00000000	11111111	00000000
00001111	00001111	00001111
00110011	00110011	00110011
01010101	01010101	01010101
- - - -	- + + + - + + +	- + + - + + + - + + + - + + +

Таблиця 2.9

0000→10010	0100→10111	1000→11110	1100→11111
0001→10011	0101→11001	1001→01001	1101→01101
0010→10101	0110→11010	1010→01010	1110→01110
0011→10110	0111→11101	1011→01011	1111→01111

2.5 Питання для самоконтролю

2.5.1. Що ми розуміємо під процесом кодування інформації?

2.5.2. Які основні методи кодування Вам відомі? Яка мета досягається при використанні цих методів?

2.5.3. В чому різниця між надлишковими та ненадлишковими, неперервними та блочними, рівномірними та нерівномірними кодами?

2.5.4. Що таке коди з ущільненням і якими параметрами вони характеризуються?

2.5.5. Розгляньте приклад кодування в коді Шеннона-Фано слова з десяти букв, дві-три з них повторюються.

2.5.6. Покажіть відмінність в побудові кодів Шеннона-Фано та Хафмена.

2.5.7. Розкажіть про класифікацію завадостійких кодів, принципи їх побудови. Що таке кодова відстань?

2.5.8. Які ви знаєте найпростіші завадостійкі коди? Наведіть приклади їх побудови.

2.5.9. Як формується код Хеммінга? Синдроми помилок.

2.5.10. Проведіть перекодування повідомлення, одержаного в п.2.5.5 в код Хеммінга довжиною $7/4$.

2.5.11. Розкажіть про класифікацію каналних кодів.

2.5.12. Які характеристики каналних кодів Ви знаєте?

2.5.13. Для чого обмежують довжини серій нулів або одиниць в каналних кодах? Що таке коефіцієнт самосинхронізації?

2.5.14. Розгляньте процес побудови каналного групового коду ГК-4/5 з реакцією на нуль на основі результатів п.2.5.10.

3.1 Узагальнені структури та алгоритми АЦЦ

Аналіз АЦЦ показує, що їх можна класифікувати за такими структурними ознаками: централізоване або децентралізоване перетворення сигналів, одноступінчата або багаступінчаста комутація каналів і наявність периферійних пристроїв [1]. Структурні схеми, визначені за такою класифікацією, наведені на рис. 3.1. Ці схеми використовуються як в системах передачі інформації від датчиків до УОМ, так і в системах передачі інформації від системи до виконавчих пристроїв. На рис. 3.1 окремі вузли і пристрої в схемах позначені операторами, які характеризують виконувані ними функції (ці оператори введені для описування процесів передачі сигналів у каналах, і ними зручно користуватися для описування структур АЦЦ).

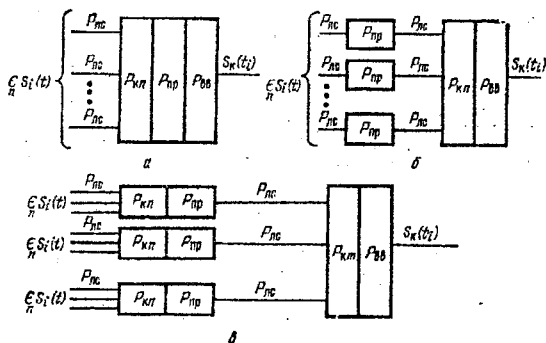


Рисунок 3.1 – Узагальнені структурні схеми АЦЦ

Структурні схеми наведених на рис. 3.1 а, б, в, типів будуються на основі багатоканальних пристроїв із комутаторами сигналів, які забезпечують часовий метод розподілу каналів. Якщо підмножину сигналів $S_1(t), S_2(t), \dots, S_n(t)$, що мають місце в системі, наприклад у датчиках, або виконавчих пристроях, позначити через $\in S_i(t)$, а оператор комутації сигналів у n -канальному комутаторі — через P_{kn} , то операції щодо організації вихідного потоку в багатоканальному комутаторі можна представити в такому вигляді:

$$S_k(t_i) = \in S_i(t) P_{kn}$$

де $S_k(t_i)$ – сигнал, що відображає інформацію на виході АЦЦ в момент t_i , який відповідає i -му каналу.

Оператор P_{kn} відповідає функції вибору одного з каналів багатоканальної системи в дискретні моменти часу, які обумовлені алгоритмом організації потоків інформації. Проходження інформації в АЦЦ

неминуче пов'язане з перетвореннями форми сигналів і з їхньою передачею по лініях зв'язку. Технічні засоби, що виконують ці функції, можна характеризувати, як було вже вказано, відповідно операторами P_{np} і $P_{лс}$. Обмін інформацією між процесором системи і іншими технічними засобами прийому або видачі сигналів здійснюється за допомогою інтерфейсів, а також каналу введення-виведення. Функції введення-виведення інформації, що забезпечуються цим каналом, можна позначити оператором $P_{вв}$. На структурних схемах із метою їх спрощення не наведені з'єднувальні лінії зв'язку інтерфейсів, а кабельні лінії зв'язку, що прокладаються на об'єкті, відзначені на схемах операторами $P_{лс}$.

На рис.3.1,а наведена структурна схема системи з одним перетворювачем і комутатором. Операції щодо передачі сигналів у цій схемі для вихідного потоку інформації можна записати в такому вигляді:

$$S_K(t_i) = \in_{лс} \left[S_i(t) P_{лс} \right] P_{kn} P_{пр} P_{вв}$$

У цій схемі перетворення сигналів для всіх каналів виконуються послідовно в часі одним перетворювачем, що дозволяє істотно скоротити об'єм апаратури в системі. Швидкість проходження інформації в АЦІ визначається пропускнуою спроможністю перетворювача.

У структурній схемі другого типу (рис.3.1,б) реалізується принцип одночасного перетворення сигналів у кожному каналі, тобто для кожного каналу передбачені індивідуальні перетворювачі. Операції, що виконуються в цій схемі, описуються для вихідного потоку інформації:

$$S_K(t_i) = \in_{лс} \left[S_i(t) P_{лс} \right] P_{пр} P_{лс} P_{kn} P_{вв}$$

Індивідуальні перетворювачі в системі можуть виконуватися у вигляді периферійних пристроїв, що розміщуються на об'єкті, а комутатор може розміщуватись біля центрального модуля системи. Схема забезпечує високі швидкості передачі інформації за рахунок суміщення в часі операцій перетворення для всіх каналів, але це призводить до значного збільшення апаратури в системі.

На рис. 3.1,в наведена комбінована схема, що використовує особливості схем перших двох типів. Вона містить периферійні групові перетворювачі (кожний на n каналів) і центральний модуль комутації, що має m каналів. Таким чином, загальна кількість каналів у схемі дорівнює $q = mn$. У схемі виконуються такі операції стосовно опрацювання сигналів для вихідного потоку інформації:

$$S_K(t_i) = \in_{лс} \left\{ \in_{лс} \left[S_i(t) P_{лс} \right] P_{kn} P_{пр} P_{лс} \right\} P_{km} P_{вв}$$

При розгляді цих структурних схем АЦІ не враховані засоби керування пристроями і алгоритми формування потоків інформації. В реальних системах використовують різноманітні апаратні, програмні і комбіновані засоби організації передачі інформації. При цьому вирішується задача максимального скорочення витрат часу процесора на організацію передачі інформації в системі. Ці засоби ґрунтуються на

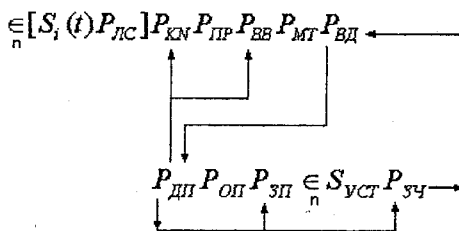
суміщенні операцій передачі інформації й інших операцій, що виконуються апаратурою вузлів керування пристроями АЦ і каналом введення-виведення за допомогою спеціального математичного забезпечення, яке розробляється для конкретної системи.

Вибір каналів у багатоканальних пристроях АЦ може бути циклічним і адресним. Циклічний вибір часто використовують для організації передачі сигналів від датчиків, що контролюють параметри об'єкта. При цьому сигнали передаються послідовно від усіх датчиків циклами, що повторюються. Адресний вибір каналів на відміну від циклічного надає можливість вільного вибору будь-якого каналу системи, що має окрему адресу. При адресному виборі каналів момент звертання до кожного з каналів довільний і визначається алгоритмом (програмою) організації потоків інформації в системі. У ряді випадків використовують комбінований метод керування. Наприклад, для збирання інформації від датчиків, розташованих на об'єкті декількома групами, застосовують периферійні групові перетворювачі з циклічним вибором датчиків і адресним вибором каналів.

При проектуванні систем може знадобитися така організація інформаційних потоків, що являс собою комбінацію розглянутих прикладів побудови структур АЦ.

Побудова високоєфективних систем передачі і перетворення інформації на базі існуючих АЦ пов'язана з рядом труднощів. До них у першу чергу відносяться централізована структура пристроїв приймання сигналів і централізоване опрацювання інформації в процесорі системи. Централізація більшості функцій стосовно передачі й опрацювання сигналів дозволяє порівняно просто реалізувати введення інформації в систему від об'єкта для систем, що мають порівняно невелику кількість датчиків з параметрами, які повільно змінюються. Збільшення кількості датчиків і зростання швидкості зміни контрольованих параметрів викликає серйозні труднощі при проектуванні АЦ. У таких системах ряд додаткових функцій покладають на математичне забезпечення за допомогою якого реалізують операції щодо комутації, передачі й опрацювання інформації.

Типовий алгоритм передачі, перетворення й опрацювання інформації в АЦ від аналогових датчиків можна подати в такому вигляді:



Оператори $P_{кп}$, $P_{пр}$ і $P_{вв}$ забезпечують сприймання інформації системою від датчика, після чого, як правило, потрібно виконати ряд додаткових операцій з масштабування ($P_{мг}$) і відображення отриманої інформації в технічних одиницях, що відповідають фізичному змісту даного параметра $P_{вд}$. Потім інформація про параметр порівнюється з уставкою $S_{уст}$, яка зчитується ($P_{зч}$) із запам'ятовувального пристрою ($P_{зп}$). У залежності від результатів порівняння система переходить або до прийманих даних, що характеризують інші параметри об'єкта, або до опрацювання інформації ($P_{оп}$) відповідно до технологічного алгоритму роботи системи. Після опрацювання може бути змінена установка для даного параметра, яка записується ($P_{зп}$) в запам'ятовувальний пристрій.

Математичне забезпечення містить спеціальні підпрограми $P_{оп}$, $P_{зп}$, $P_{зч}$ для зазначених вище процедур і програму-диспетчер ($P_{дп}$), що координує виконання підпрограм. Виконання цих підпрограм не тільки потребує багато робочого часу процесора системи, але неминуче призводить до передачі великих обсягів даних без одержання нової інформації. Це відбувається в усіх випадках, коли до чергового циклу прийому сигналів не відбулося зміни розміру параметра, контрольованого датчиком. У той же час для випадку втрат інформації про зміни параметрів необхідно, щоб програма-диспетчер забезпечувала високу частоту повторення циклів приймання інформації системою. Збільшення частоти повторення циклів приймання інформації потребує підвищення швидкості виконання операцій комутації, перетворення і передачі сигналів по лініях зв'язку. Виконання цих операцій із підвищеними швидкостями викликає спотворення сигналів і призводить до додаткових похибок від перешкод, що виникли. Все це істотно знижує ефективність АЦ.

З метою розвантаження процесора системи від виконання часто повторюваних операцій, які реалізують допусковий контроль параметрів об'єкта, до складу системи вводять спеціальні блоки попереднього опрацювання інформації. Ці блоки частково зменшують спеціальне математичне забезпечення, але вони фактично не змінюють числа операцій передачі, комутації і перетворення сигналів.

Зменшення числа операцій, що виконуються АЦ, досягається за рахунок ускладнення програми-диспетчера і створення спеціальних програм, які забезпечують адаптивні алгоритми функціонування системи приймання інформації. У цих режимах роботи системи виконуються умови мінімальності втрат інформації, що обумовлено її дискретизацією у часі. Для цього в програмах використовують сигнали, які характеризують зміну інформації у певній групі датчиків. Для цього ж використовують аналіз відомих залежностей між параметрами технологічного процесу, а також розрахунок значень параметрів за екстрапольючими формулами. Сигнали, що характеризують зміну будь-яких параметрів об'єкта, впливають через системи зовнішнього і програмного переривання на програму диспетчер, яка реалізує прийом інформації системою тільки від датчиків, що змінили

свій стан. У цьому режимі роботи система має нерегулярну послідовність виконання програм із цілком довільними переходами від однієї з них до іншої. При цьому система приймання інформації мов би пристосовується до умов роботи об'єкта і реагує на зміну його стану. Це істотно підвищує ефективність її роботи і дозволяє в ряді випадків вирішувати складні проблеми, причинами виникнення яких у АЦ є обмежені інформаційні пропускі спроможності окремих пристроїв а також нерегулярність протікання технологічних процесів і наявність при роботі раптових відхилень параметрів об'єкта від заданих.

3.2 Системні особливості побудови АЦ інтерфейсу

Найбільш важливими якостями сучасних АЦ є висока швидкість і велика точність. Безупинно поліпшуючи обидва ці показники, виробниками систем одночасно скорочують розміри, вагу і вартість вузлів і компонентів. Тому труднощі, що зустрічаються при експлуатації нових систем, лише зрідка виникають внаслідок недостатньо високих технічних показників блоків і компонентів, а звичайно бувають результатом невміння ефективно використовувати можливості системи. Інженер, що бажає забезпечити оптимальні технічні характеристики наявної в його розпорядженні системи, повинен повною мірою розуміти, як працює кожний із блоків системи і як він впливає на роботу системи в цілому. [2,9,10]

Типове застосування електронний АЦ може одержати на великому хімічному заводі, де обчислення, що потрібні при автоматичному керуванні технологічним процесом, можуть бути виконані лише за умови, що зібрано велике число даних вимірювання температури, тиску і витрати реагентів. АЦ сприймає сигнали від численних аналогових датчиків і перетворює ці сигнали в цифрову форму, після чого вони передаються на комплекс опрацювання сигналів (його роль звичайно виконує цифрова машина).

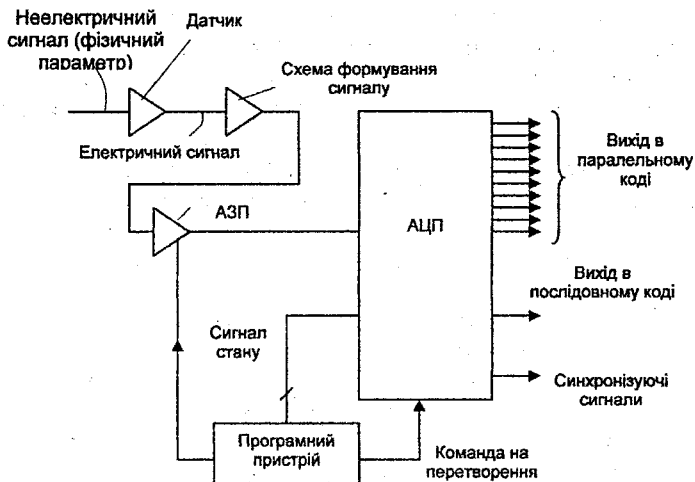


Рисунок 3.2 – Найпростіша система збору даних (АЦП)

У найпростішій формі (рис.3.2) система дискретизації даних складається зі схеми формування (звичайно підсилення і фільтрації) сигналів, аналогового запам'ятовувального пристрою (АЗП) й аналого-цифрового перетворювача (АЦП). Після того як сигнал сформувався, АЗП за командою від програмного пристрою системи запам'ятовує поточне миттєве значення сигналу і зберігає його, поки завершується опрацювання цієї вибірки в АЦП, який діє повільніше, ніж інші блоки системи.

Якщо необхідно здійснювати послідовне вибирання поточних значень великої кількості сигналів, між формувачами й АЗП вмикають мультиплексор (рис.3.3).

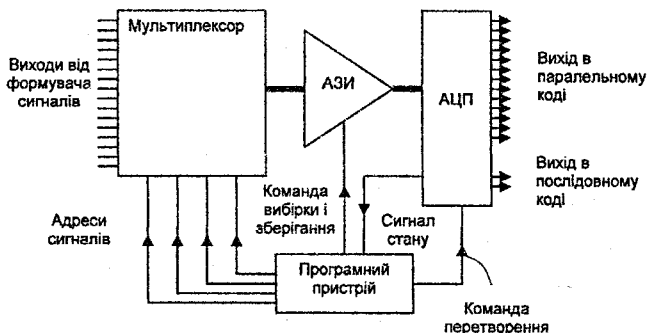


Рисунок 3.3 – Аналого-цифровий інтерфейс з мультиплексором на вході

У цьому випадку мультиплексор послідовно подає вхідні сигнали, що йдуть по різних каналах, через АЗП на вхід АЦП. У кожний момент часу подається тільки один сигнал, причому часові співвідношення і послідовність подання каналів на вхід АЦП задаються програмним пристроєм системи.

З погляду вартості системи проведення операції мультиплексування вигідно, тому що воно дає можливість використовувати при великому числі каналів один АЗП і один АЦП. Але оскільки час роботи цих блоків пропорційний кількості каналів, швидкодія системи падає. Навіть при ідентичних вхідних каналах і ідеальному мультиплексорі швидкодія системи, що працює в мультиплексному режимі, знижується в число разів, яке дорівнює кількості каналів.

Якщо важливо, щоб одночасно здійснювалось введення інформації великої кількості каналів і вони опрацьовувались майже миттєво, то в кожному каналі можна поставити окремий АЗП і окремий АЦП, але вартість системи при цьому сильно зростає. Якщо час дозволяє, можна додати кожному датчику окремий АЗП. У цьому випадку вихідні сигнали окремих блоків АЗП послідовно подається мультиплексором до входу АЦП у порядку, що задається програмним пристроєм системи (рис.3.4). У будь-якому випадку послідовність сигналів на виході АЦП можна передати по двопровідній (не рахуючи землі) лінії зв'язку.

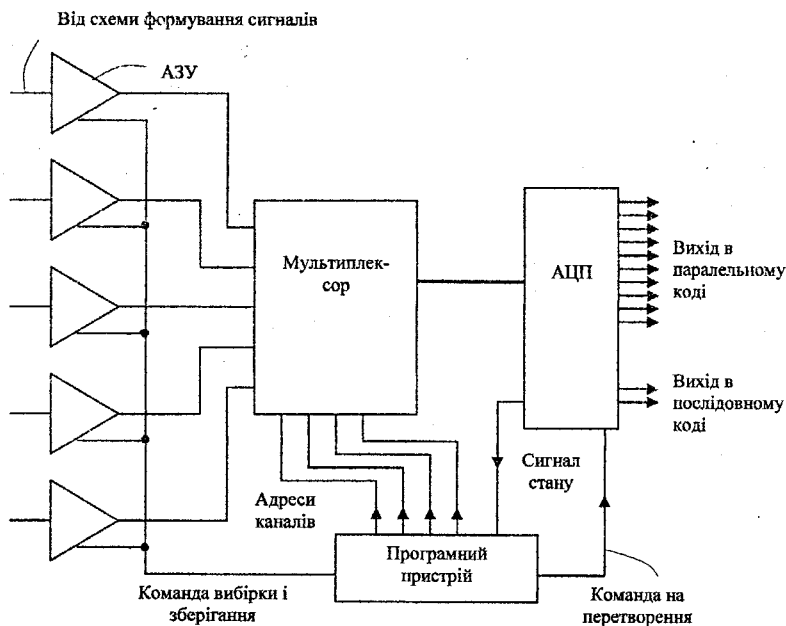


Рисунок 3.4 – Аналого-цифровий інтерфейс з АЗП

Поряд із точністю корінним питанням для більшості систем є швидкодія. Швидкодія або, як говорять виробники, пропускна спроможність системи, є максимальна частота, із якою система може перетворювати аналоговий сигнал у цифрові послідовності (слова), усякий раз встигаючи підготуватися до такого перетворення. Пропускні спроможності виражають числом вибірок у секунду.

Принципова межа для пропускної спроможності системи встановлюється загальновідомою теоремою Котельникова. Відповідно до цієї теореми, мінімальна частота дискретизації сигналу повинна вдвічі перевищувати максимальну частоту в спектрі сигналу, що підлягає перетворенню, включаючи накладені на сигнал шуми. Така мінімальна частота необхідна, щоб дискретизований сигнал містив всю інформацію, яка необхідна для його наступного відновлення без спотворень. При більш низькій частоті дискретизації може виникати явище, яке називається похибкою уповільненої дискретизації або стробоскопічним ефектом. Якщо, наприклад, дискретизація синусоїдального коливання, що має частоту f , провадиться з частотою меншою $2f$, то після зворотного перетворення утвориться синусоїдальне коливання, частота якого відрізняється від f . Похибка уповільненої дискретизації не може бути виключена шляхом фільтрації відновленого сигналу або будь-яких маніпуляцій над сигналом у цифровій формі. Розкладання складного коливання в ряд Фур'є показує, що хоча фільтрація може зменшити розмір небажаних частотних складових, вона не в змозі виключити їх повністю. Вони все одно будуть впливати на сформований сигнал, що подається на АЗП, і інженер-системотехнік повинен брати це до уваги. Крім того, необхідно враховувати наявність у системі широкосмугового шуму. Для подолання цих чинників багато інженерів користуються емпіричним правилом: частота дискретизації повинна перевищувати найвищу частотну складову вхідного сигналу в 5-10 разів (за умови, що в системі є гарний фільтр і використовуються звичайні методи придушення перешкод).

Таким чином, при дискретизації вхідних сигналів, що мають помітні високочастотні складові (після фільтрації), необхідний досить швидкодійний АЦП. Це справедливо як для вхідних сигналів, що мають високу основну частоту, так і для нерегулярних сигналів, що мають високочастотні складові.

Якщо система повинна здійснювати перетворення з певною точністю, необхідно якоюсь мірою узгодити швидкість зміни вхідного сигналу з тим проміжком часу, за який АЦП у стані опрацювати дану вибірку. Тут роль каскаду, що забезпечує це узгодження, виконує блок АЗП.

Встановлення співвідношення, що пов'язує швидкодію з точністю, інженер-системотехнік розпочинає з оцінювання величини часу перетворення, що забезпечується АЦП. Цей час може бути знайдено через частоту синусоїдального сигналу $x(t) = A \sin \omega t$, де $x(t)$ – функція сигналу в

даний момент часу t , а A – його амплітуда.

Швидкість зміни сигналу $x(t)$ дорівнює $dx/dt = \omega A \cos \omega t$. Ця швидкість максимальна при $\cos \omega t = 1$. Таким чином, максимальна швидкість зміни сигналу $x(t)$ дорівнює $\Delta A / \Delta t = \omega A = 2\pi f \cdot A$, а $\Delta A = 2\pi f \cdot A \cdot \Delta t$.

В подальшому, для перетворювача з роздільною спроможністю p двійкових розрядів значення молодшого розряду дорівнює $A/2^n - 1$. Щоб забезпечувалося точне перетворення по p розрядах, максимальна зміна амплітуди на вході за час перетворення не повинна перевищувати значення молодшого розряду, так що:

$$\Delta A \leq 2\pi f A \Delta t, \text{ де } \frac{\Delta A}{A} = \frac{1}{(2^n - 1)}$$

Розв'язуючи це рівняння відносно f , одержуємо:

$$f_{\max} \leq 1/2\pi \Delta t \cdot (2^n - 1); f_{\max} = f_b - \text{верхня частота в спектрі сигналу } x(t),$$

де Δt означає інтервал дискретизації.

Наведене рівняння визначає найвищу частоту сигналу, який може бути перетворений в АЦП при умові, що необхідно підтримувати точність перетворення на рівні p – двійкових розрядів і якщо вибірку сигналу при перетворенні необхідно здійснювати за час Δt . Рівняння показує, що найвища частота сигналу, який система може опрацювати, час перетворення і необхідна точність перетворення взаємозалежні, і поліпшення одного з цих параметрів може бути досягнуто лише ціною погіршення іншого.

Максимальна вхідна частота АЦП взаємозалежна з часом перетворення Δt і точністю АЦП, кожний із цих параметрів можна поліпшити тільки ціною інших. Якщо час перетворення в АЦП занадто великий для тієї швидкості, із який змінюється вхідний сигнал, то для збереження точності системи перед АЦП необхідно увімкнути АЗП.

На рис. 3.5 подана номограма, що дає можливість зробити порівняльне оцінювання цих параметрів.

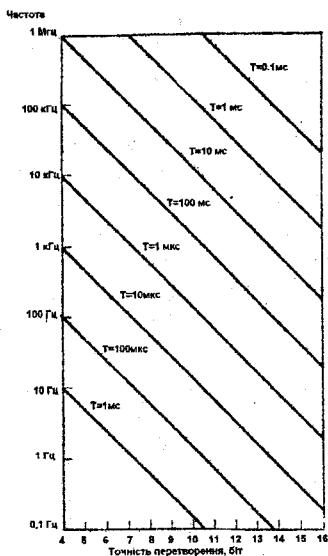


Рисунок 3.5 – Номограма залежності вхідної частота АЦП від часу перетворення Δt і точності АЦП

Для 12-бітового АЦП, що має час перетворення (ефективний час спрацювання) 24 мкс, верхня частота в спектрі сигналу буде:

$$f_B = 1/2\pi \cdot 24 \cdot 10^{-6} \cdot 2^{12} = 1,6 \text{ Гц.}$$

Якщо використовувати один із надшвидкодійних АЦП, наявних у даний час, то можна підвищити максимальну частоту в 10 разів (зберігаючи ту ж точність), але вартість такого перетворювача буде приблизно разів в чотири більшою.

Але якщо ввімкнути перед входом АЦП блок АЗП, то виявиться, що швидкість зміни сигналу можна підвищити в багато разів (на декілька порядків) у порівнянні з тією, при якій може безпосередньо працювати АЦП. АЗП може здійснювати вибирання сигналу в необхідний момент часу і зберігати цю вибірку достатньо довго, щоб АЦП міг здійснити перетворення з необхідною точністю. Такий шлях дешевший, ніж використання більш швидкодіючого АЦП. У найбільш швидкодіючого АЗП час спрацювання дорівнює приблизно 1 нс, що відповідає максимальній частоті біля 39 кГц. При цьому такий блок АЗП коштує не більше, ніж АЦП малої швидкодії, що має час перетворення 24 мкс.

Основу схеми АЗП складають аналоговий ключ, елемент пам'яті (звичайно конденсатор) і буферний підсилювач (рис.3.5). Напруга на конденсаторі залежить від напруги вхідного сигналу, поки від програмного пристрою системи не буде отримана команда збереження. У цей момент

ключ розмикається і на конденсаторі залишається напруга, що була перед приходом команди збереження. Коли від програмного пристрою надходить команда вибирання, ключ замикається і напругу на конденсаторі знову починає визначати напруга вхідного сигналу.

У режимі вибирання перехідні характеристики схеми АЗП по суті такі ж, як в операційного підсилювача. Найважливішими параметрами при цьому є лінійність посилення, напруга зсуву нуля, коефіцієнт придушення синфазної (від джерела живлення) перешкоди, швидкість встановлення і смуга пропускання. Звичайно похибки коефіцієнта підсилення і зсуву нуля можна повністю компенсувати за допомогою зовнішніх потенціометрів.

Для перехідного процесу від режиму вибирання до режиму збереження найважливішими параметрами є час затримки спрацьовування, невизначеність часу спрацьовування, час спрацьовування.

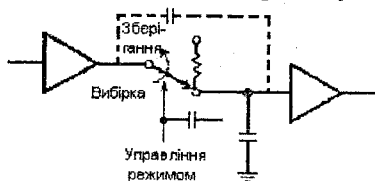


Рисунок 3.6

Коли ключ замкнутий, напруга на конденсаторі залежить від напруги вхідного сигналу. За командою, що надходить від програмного пристрою системи, ключ розмикається, а конденсатор зберігає останнє за часом поточне значення вхідного сигналу.

За час спрацьовування імпеданс ключа збільшується майже від нуля до приблизно 10^{13} Ом. Протягом цього часу схема АЗП діє як інтегратор, що змінюється постійною часу RC. Всіма цими ефектами в системах малої швидкодії можна знехтувати, але для дуже швидкодійних, високоточних систем вони важливі. Коли вхідним сигналом АЗП є напруга, що лінійно змінюється, з постійною швидкістю наростання (рис.3.7), то має місце початкове інтегрування сигналу на інтервалі між T_1 , і T_2 (час спрацьовування).

Для компенсації цього ефекту можна зсунути момент розмикання ключа таким чином, щоб рівень проінтегрованого імпульсу у точності дорівнював рівню вибирання в ідеальному випадку миттєвого розмикання ключа, при якому інтегрування вибирання відсутнє. Після цього залишається тільки варіація збереженого значення через непевність часу спрацьовування. Тепер тільки ця непевність обмежує максимальну швидкість зміни вхідної напруги, що можна припустити, зберігаючи задану точність вихідного сигналу.

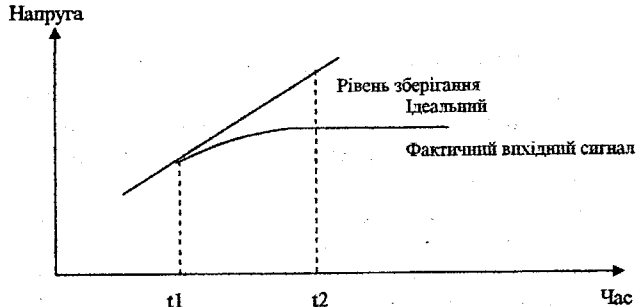


Рисунок 3.7 – Дискретизація сигналу

При опрацюванні синусоїдального вхідного сигналу завжди буде похибка, що являє собою синусоїду з зсувом по фазі на 90° . Цей зсув утворюється з тієї причини, що максимальна похибка виникає в момент перетинання з тієї причини, де синусоїда найбільш крута (максимальна швидкість dx/dt), а мінімальна похибка - у момент, що відповідає вершині синусоїди. Будь-яка часова корекція може тільки усунути період вибирання від точки мінімальної похибки. Тому ніякою зміною команд управління вибиранням в часі не можна компенсувати цю похибку.

Дуже цікаве явище має місце, коли потрібно одержати вибірку максимального значення напруги трикутної форми (рис.3.8). У момент проходу максимуму змінюється знак похідної вхідного сигналу, а тому величина заряду конденсатора (інтеграл вхідного сигналу) почне зменшуватись раніше, ніж буде досягнутий максимум заряду. Уникнути впливу інтегрування при вибиранні максимального значення вхідного сигналу можна було б тільки в тому випадку, якби ключ розмикався за нульовий час, але це, зрозуміло, неможливо. Втім, навіть і при наявності такого ідеального ключа одержати точну вибірку максимуму все одно не вдалося б, тому що завжди має місце непевність часу спрацювання.

На роботу схеми АЗП впливають також паразитні зв'язки. Зв'язки, що діють у схемах керування режимом, викликають появу на виході імпульсу, що його називають перехідною перешкодою АЗП. Амплітуда цього імпульсу може досягати декількох сотень мілівольт, проте в добре сконструйованому блоці АЗП тривалість його не перевищує 100 нс.

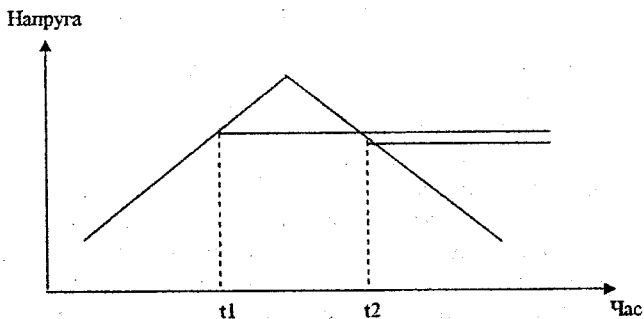


Рисунок 3.8 Вибірка значень напруги трикутної форми

Крім того, коли АЗП переключється з режиму вибирання в режим збереження, на запам'ятовувальній пристрій передається деякий заряд через міжелектродні ємності ключа. У вихідному сигналі це проявляється у вигляді деякого додаткового зсуву постійної складової, що носить назву стрибка збереженої напруги. Його можна цілком компенсувати, використовуючи зовнішній потенціометр, а з перехідною перешкодою звичайно доводиться миритися.

Після переходу в режим збереження схема АЗП повинна утримувати збережений рівень сигналу незалежно від його змін на вході. Але розряд конденсатора на вихідний підсилювач і саморозряд в конденсаторі, а також діелектричні втрати в ньому призводять до постійної зміни напруги на конденсаторі. Швидкість, із якою зменшується вихідна напруга в режимі збереження, визначається параметром, що називається швидкістю спадання. У АЗП з дуже високою швидкодією швидкість спадання велика, оскільки використовується конденсатор малої ємності. Звідси також випливає, що в АЗП з малою швидкістю спадання швидкодія велика. Для типового випадку середнє значення швидкості спадання дорівнює 25 мк/мс, але при підвищенні температури воно збільшується, тому що струми розряду через ключ на польових транзисторах і підсилювач на польових транзисторах подвоюються зі зростанням температури на кожні 10°C.

Необхідно враховувати також чинник «всмоктування», тобто прямого проходження сигналу з входу на вихід схеми в режимі збереження. У правильно розрахованому АЗП розмір усмоктування може бути низьким.

Оснoву схеми мультиплексо́ра АЦД складає матриця аналогових ключів, що послідовно приєднують кожне джерело вхідного сигналу системи до входу АЦД. Як відзначалося раніше, у кожний момент часу замкнений тільки один ключ, а послідовність і тимчасове розставлення цих замикань задається програмним пристроєм системи. В ідеальному випадку мультиплексо́р повинний був би здійснювати перемикання від каналу до каналу за нульовий час, із нульовими спотвореннями і з повною розв'язкою між вимкненими каналами і виходом. На практиці, звичайно, проходження сигналів через реальний мультиплексо́р завжди здійснюється з деякими спотвореннями. Похибка передачі через мультиплексо́р визначається як відношення падіння амплітуди на виході до амплітуди на вході. На точність передачі впливають такі вхідні параметри, як частота сигналу і вихідний імпеданс джерела, і при порівнянні різноманітних мультиплексо́рів необхідно це враховувати.

Для запобігання помилок або навіть повної втрати інформації, що є в деяких АЦД, розробник повинний добре розуміти, як взаємодіють між собою всі блоки системи. Недостатньо продуманий вибір основних блоків системи (аналогового запам'ятовувального пристрою, мультиплексо́ра й аналого-цифрового перетворювача) і їхнє неправильне узгодження між

собою призведуть до погіршення загальних технічних показників системи.

Старанно узгоджені між собою блоки АЦП, АЗП і мультиплектора складають основу ефективного АЦ. Але цього, зрозуміло, ще недостатньо: блоки повинні бути також добре узгоджені з іншою частиною системи, такою як комплект датчиків.

Датчики вважаються пристроями з «м'якими» вихідними характеристиками, інакше кажучи, вихідний сигнал датчика не залежить від навантаження лише при малих значеннях останнього. Крім того, формування сигналів датчика найчастіше містить підсилення цих сигналів. Для датчиків, чутливих до навантаження, наприклад, датчиків гідроакустичного тиску, у якості буферних каскадів, що випереджають основне навантаження, можна використовувати сучасні операційні підсилювачі, у яких вхідні струми зсуву мають незначний порядок (10^{15} А). Ці підсилювачі забезпечують достатню вихідну потужність, щоб працювати на каскади з малим вхідним імпедансом, які могли б перевантажити датчик.

Загалом, шлях сигналу від виходу датчика до формувача з малим вхідним імпедансом повинний бути по можливості коротшим, щоб зводити до мінімуму проблему шумів і можливість впливу паразитних ємностей на перехідні характеристики системи. У свою чергу, вихідні сигнали формувачів повинні бути достатньо потужними, щоб їх можна було передати на вхід АЗП по лініях передачі, які мають настільки широку смугу пропускання, що задовольняють вимоги до параметрів системи, включаючи обмеження смуги пропускання, внесені кожним блоком. У більшості блоків АЗП на виході є внутрішній операційний підсилювач, спроможний працювати на АЦП, вхідний імпеданс якого порівняно великий. Проте щоб система працювала без помилок, вихідний імпеданс АЗП повинний бути дуже малим і не мати ємнісного характеру. Це необхідно тому, що будь-який АЦП, який не має проміжного підсилення потужності, буде створювати обернений вплив, особливо при великих кодових переходах (коли одночасно змінюються значення багатьох розрядів коду).

У найкращих за характеристиками блоках АЗП є спеціальні вихідні схеми, що забезпечують зведення до мінімуму впливу динамічного навантаження. Ці схеми відрізняються низьким вихідним імпедансом, швидким відпрацюванням перехідних процесів і малим розміром усмоктування сигналів із входу. Коли між блоками АЗП й АЦП ввімкнено мультиплектор, АЗП, що звичайно мають «жорстку» вихідну характеристику, можуть працювати на мультиплектор і АЦП без проміжних каскадів підсилення потужності. На виході мультиплектора, якщо він розташований на деякій відстані від АЦП, може знадобитися вмикання підсилювача потужності.

Ретельного узгодження імпедансів потребує також логічна частина системи. Інтерфейсні лінії, що йдуть від програмного пристрою системи до

АЗП й АЦП, звичайно бувають розраховані на роботу від схем ТТЛ. Але в системах дуже високої швидкодії необхідно використовувати логічні схеми з діодами Шотткі. Якщо, проте, блоки АЗП мають дещо меншу швидкودیю, то сигнали керування з крутими фронтами, що надходять від логічних схем із діодами Шотткі, можуть викликати в АЗП значні перехідні перешкоди і великі напруги стрибка рівня вибірки. Перехідні перешкоди - це викиди напруги, що виникають через паразитні ємності, а напругою стрибка рівня вибірки називається постійна складова, що добавляється до вихідної напруги АЗП через заряд, який передається на запам'ятовувальний конденсатор, коли електронний ключ перекидається з положення вибірки в положення збереження.

Необхідно також враховувати чинники електричного узгодження і геометричного розташування провідників як в окремих блоках, так і в системі в цілому, що забезпечує найкращу розв'язку між окремими ланцюгами. Тут необхідно досить ретельно продумувати екранування і заземлення окремих ланцюгів. Щоб уникнути наводок і перешкод по земляних ланцюгах, блоки необхідно монтувати на загальній заземлювальній площині. У швидкодійних АЗП і швидкодійних прецизійних АЦП ланцюги заземлення аналогової і цифрової секцій не можна об'єднувати всередині блока: вони повинні бути фізично і електрично розділені, щоб перехідні перешкоди, які виникають у цифровій секції, не накладалися на аналоговий сигнал. У добре сконструйованих блоках АЗП й АЦП ці земляні ланцюги виводяться на окремі контакти рознімача.

Для подальшого зменшення перешкод варто робити по можливості короткими проводи, що йдуть до потенціометрів, які використовуються для компенсації зсуву нуля і стрибка рівня вибірки в АЗП, а також нуля і підсилення в АЦП. У системі з мультиплексуванням розміщення проводів може створювати труднощі, тому що мультиплексор часто розташовують на деякій відстані від датчиків. Щоб забезпечити максимальне відношення сигнал/шум, опрацювання сигналів варто робити прямо у їхніх джерел. Підсумкові сигнали великої амплітуди можна передавати на будь-які відстані.

Джерела живлення повинні бути стабілізованими, мати достатню потужність і відповідати технічним умовам (особливо у відношенні розміру пульсацій), інакше помітно зростуть похибки аналогових сигналів. Проводи живлення +15 і -15 У необхідно розв'язати на землю через конденсатори значної ємності (порядка 40-50 мкф), розташовані якнайближче до блока АЗП. Інакше може значно зрости час його устанавлення.

У системі з мультиплексуванням пропускання спроможність розраховується за допомогою об'єднання тривалостей робочих циклів у кожного блока. Візьмемо для прикладу систему, яка містить мультиплексор із буферним підсилювачем на виході, дуже швидкодійний

АЗП і дуже швидкодійний 12-розрядний АЦП. Граничні параметри цих блоків, які вказуються виробником системи, наведені в табл. 3.1.

Таблиця 3.1— Граничні значення параметрів блоків за ТУ виробника системи (приклад)

Параметр	Мульти-плексор	АЗП	АЦП
Час встановлення	2,5 мкс	100нс	2,5мкс
Затримка спрацьовування		5нс	
Час опрацювання вибірки		400нс	
Час перетворення			

Базуючись на цих даних, можна встановити такий порядок роботи окремих блоків системи. Насамперед мультиплексор подає черговий канал, причому сигнал на виході мультиплексора досягає сталого значення до того, як АЗП одержує команду вибирання такого сигналу. Далі, після одержання цієї команди в АЗП встановлюється рівень вибірки раніше, ніж АЦП одержить команду початку перетворення. Таким чином, загальний робочий цикл системи складається з таких частин: час встановлення сигналу на виході мультиплексора (із похибкою в межах 0,01%) – 2,5 мкс; час вибірки АЗП (із похибкою в межах 0,01%) – 0,4 мкс; час встановлення рівня вибірки в АЗП (із похибкою в межах 0,01%) – 0,1 мкс; час перетворення АЦП – 2,5 мкс; загальна тривалість циклу – 5,5 мкс.

Таким чином, пропускна спроможність АЦП дорівнює 181,8 кГц. Зауважимо проте, що тут не врахований час затримки спрацьовування АЗП. Цей час опущений, тому що його можна компенсувати, зсунувши вбік випередження момент подачі команди збереження.

Існують шляхи підвищення максимальної пропускної спроможності системи, якщо АЗП знаходиться після мультиплексора. У цьому випадку мультиплексору можна дозволити перемикання на інший канал і передачу сигналу з цього каналу на вхід АЗП ще тоді, коли останній знаходиться в режимі збереження. При цьому (і в припущенні, що час встановлення мультиплексора дорівнює або менший часу перетворення в АЦП) можна виключити при розрахунку тривалості робочого циклу час перемикання і встановлення мультиплексора.

Тоді в приведеному вище розрахунку можна виключити час установлення мультиплексора 2,5 мкс і одержати тривалість циклу не 5,5 мкс, а 3,0 мкс, що дає пропускну спроможність 333,3 кГц замість 181,8 кГц.

Є й інші шляхи підвищення пропускної спроможності. Один із них випливає з того мало відомого факту, що АЦП, який працює за методом послідовних наближень, повинен до початку такого перетворення очистити усі свої регістри. У найбільш швидкодійних АЦП цей допоміжний час складає від 150 до 350 нс. Таким чином, команду

перетворення можна подати на 150-350 нс раніше моменту встановлення рівня вибірки в АЗП, тому що саме такий інтервал часу пройде перед тим, як АЦП фактично зможе почати опрацювання нового вхідного сигналу.

При зсуві на 150 нс тривалість циклу буде 235 мкс, що дає пропускну спроможність 350,9 кГц. Така система цілком підійде для умов, коли максимальна вхідна частота дорівнює 35,1 кГц, а частота дискретизації в 10 разів перевищує максимальну частоту вхідного сигналу (емпіричне правило, що забезпечує компенсацію неідеальних характеристик фільтрів і шумів). У такий спосіб 12-розрядний АЦП із часом перетворення 2,5 мкс і АЗП з часом спрацювання 1 нс ідеально підходять для виконання багатьох задач, які потребують дискретизації сигналів із високою швидкістю і великою роздільною здатністю.

При деяких умовах у системі можна усунути й інші затримки. Якщо, наприклад, час вибирання АЗП дорівнює 400 нс, це означає, що АЗП може перемкнутися від однієї межі свого номінального динамічного діапазону до іншої межі (скажемо, від +10 до -10 В) і досягти сталого рівня вибирання за 400 нс. Але коли максимальна різниця напруг, поданих на вхід АЗП, менша повного динамічного діапазону, відповідно зменшується і час встановлення, що призводить до зменшення тривалості робочого циклу. Щоб інженер-системник міг скористатися цією обставиною, виготовлювачі часто дають у технічному паспорті на виріб декілька значень часу вибірки, так що типовий технічний паспорт виглядає, як показано в табл. 3.2.

Таблиця 3.2 – Часи опрацювання в АЗП за ТУ виробника системи (приклад)

Амплітуда вхідного сигналу, В	Похибка обробки, %	Час обробки вибирання	
		максимальне значення, нс	середнє значення, нс
10	0,01	300	250
10	0,1	120	
20	0,01	400	350
20	0,1	180	

У залежності від характеру вимог у відношенні точності системи можна ще більш підвищити її пропускну спроможність. Наприклад, якщо задати в технічних умовах на систему середньоквадратичну суму різниць між типовими і максимальними значеннями показників точності, то досяжна пропускну спроможність підвищиться, але можливість забезпечення 100%-ої точності зменшиться. Крім того, у системі з мультиплексуванням для деяких каналів може стати необхідною похибка не більша 0,01%, а для інших допускається більш висока похибка. Тоді роботу тих каналів, для яких не потрібна особливо висока точність, можна розрахувати, виходячи з менших часів встановлення (для похибки в межах

0,1%). Проте скористатися перевагами, що випливають із цих розходжень у вимогах до окремих каналів системи, може тільки дуже акуратний, дуже кваліфікований і досвідчений інженер-системотехнік.

З вищенаведеного ясно, що ретельний розгляд можливих джерел помилок АЦ може допомогти у виявленні тих пунктів, на котрі потрібно звернути особливу увагу, щоб створити працездатну і економічну систему.

Багато параметрів, які вносять помилки в роботу системи, визначаються власними характеристиками блоків і не залежать від зовнішніх умов. Деякі з цих параметрів, наприклад, похибку підсилення і напругу зсуву нуля, можна відрегулювати до нульового значення за допомогою зовнішніх потенціометрів. Проте при цьому необхідно провести порівняльне оцінювання вартості потенціометра, вартості калібрування системи і важливості помилки при даному застосуванні системи.

Економічні показники необхідно враховувати також при оцінюванні синфазних, мережних і радіоперешкод. Їх завжди можна відфільтрувати і екранувати в необхідній мірі, але собівартість системи при цьому, природно, зростає.

3.3 Самоконтроль знань

3.3.1. Наведіть порівняльні оцінки узагальнених структур з децентралізованим та централізованим перетворенням.

3.3.2. Проаналізуйте алгоритми функціонування узагальнених структур АЦ.

3.3.3. Опишіть типовий алгоритм передачі перетворення і опрацювання інформації від аналогових датчиків.

3.3.4. Типова структура АЦ для збирання даних.

3.3.5. Особливості визначення пропускнуєї спроможності АЦ.

3.3.6. Особливості застосування АЗП при опрацюванні сигналів, що змінюються в часі.

3.3.7. Боротьба з перешкодами в АЦ.

4.1 Первинні перетворювачі фізичних величин в електричний сигнал

Сприйняття інформації про об'єкти чи процеси здійснюється за допомогою пристроїв, які називаються первинними перетворювачами чи датчиками. В більшості випадків датчики відображають вхідну інформацію у вигляді еквівалентного електричного параметра. Це особливо зручно в зв'язку з тим, що методи та засоби вимірювання, передачі та перетворення електричних величин достатньо розроблені.

Датчиком називається елемент, що сприймає контрольований параметр і перетворює його до вигляду, зручного для подальшого оброблювання (вимірювання, передачі, контролю).

При побудові електричних пристроїв вимірювання, контролю та керування необхідні дані про різні за природою і динамічними властивостями фізичні величини. За допомогою первинних перетворювачів інформації ці різноманітні фізичні величини перетворюються в змінні електричні величини. В даний час розроблена велика кількість типів і модифікацій датчиків, які відрізняються різними конструктивними і схемними варіантами виконання. Далеко не всі датчики можуть бути віднесені до класу електричних пристроїв. Однак всі вони є невід'ємною частиною електричних пристроїв, без датчиків виконання функцій багатьох електричних пристроїв та систем було б неможливим. В зв'язку з цим потрібно розглянути основні типи датчиків, їх характеристики та особливості застосування [13,14,15].

4.1.1 Класифікація датчиків

Датчики класифікують за принципом дії, видом вхідних і вихідних величин. В залежності від принципу дії датчики можна розділити на дві групи – активні та пасивні.

Датчики пасивної групи характеризуються тим, що контрольована величина перетворюється в параметр електричного кола: опір, індуктивність, ємність. Зміна параметрів кола під дією контрольованої величини фіксується допоміжними пристроями.

Активні датчики характеризуються тим, що в них здійснюється безпосереднє перетворення різних видів енергії, які характеризують контрольований параметр, в електричну енергію.

До числа пасивних датчиків відносять :

1. Контактні датчики, що замикають чи розмикають електричне коло під дією фізичної величини.
2. Реостатні датчики, що використовують залежність опору реостата від положення його бігунка, яке може змінюватись під дією фізичної величини.
3. Датчики контактного опору, в яких використовується

Залежність контактного опору між поверхностями двох твердих тіл від тиску одного тіла на інше.

4. Гензометричні датчики, що використовують явище зміни опору провідника при його розтягуванні чи стисканні (деформування датчика).

5. Датчики термоопору, в основі дії яких лежить властивість провідника змінювати свій опір в залежності від температури.

6. Датчики п'єзоопору, основані на залежності електричного опору провідника від викликаного у ньому механічної напруги.

7. Електролітичні датчики опору, що використовують залежність опору розчину електроліта від концентрації.

8. Іонізаційні датчики, основані на залежності динамічного опору газорозрядного проміжку від ступеня іонізації.

9. Датчики фотоопору, що використовують явища зміни опору фотонапівпровідника в залежності від освітлення.

10. Електричні датчики опору, в яких використовується залежність між струмом, який проходить через вакуумний проміжок, і відстанню між електродами, розташованими в цьому проміжку.

11. Ємнісні датчики, дія яких основана на залежності електричної ємності конденсатора від його розмірів, взаємного розташування обкладок і матеріалу між обкладками.

12. Індуктивні датчики, які використовують залежність між індуктивністю котушки, довжиною та площею перерізу її сердечника, довжиною немагнітних зазорів та взаємним розташуванням частин магнітопроводу і обмоток котушки.

13. Магнітонапружені датчики, які використовують залежність індуктивності котушки від механічної напруги феромагнітного сердечника котушки.

14. Варіометричні датчики, які використовують залежність між коефіцієнтом зв'язку двох обмоток і їх взаємним розташуванням.

15. Екранні датчики, які основані на зміні коефіцієнта зв'язку обмоток трансформатора під впливом розмагнічувальної дії струмів, що виникають в провідниках, розташованих поблизу обмоток.

До числа активних датчиків відносять:

1. Індукційні датчики, в яких використовується явище електромагнітної індукції.

2. Термоелектричні датчики, що використовують термоелектричний ефект, який проявляється в виникненні термо-Е.Р.С. і електрорушійної сили в колі, яке складається з двох різнорідних провідників.

3. Фотоелектричні датчики, основані на залежності Е.Р.С. фотоелементів від освітлення.

4. П'єзоелектричні датчики, які використовують п'єзоелектричний ефект, що полягає в виникненні Е.Р.С. в декількох кристалічних речовинах під дією прикладених до кристалів зовнішніх сил.

5. Датчики електричних потенціалів, які використовують залежність потенціалу, що виникає на різних електродах, опущених в розчин водневих іонів.

6. Гальванічні датчики, використовують залежність Е.Р.С. гальванічного елемента від складу і концентрації електроліту.

7. Електрокінетичні датчики, основані на явищі електрокінетичного потенціалу, що виникає при протіканні полярної рідини через пористу стінку.

8. Датчики Холла, використовують ефект виникнення Е.Р.С. в напівпровіднику, крізь який іде струм, при дії магнітного поля.

Датчики можна класифікувати за видом їх вхідних величин. Така класифікація особливо корисна при виборі датчиків вирішення конкретного технічного завдання, оскільки дозволяє пов'язати тип датчика і характер контролюваної фізичної величини. За видом вхідної величини датчики можна розділити на такі групи: переміщення, рівня, зусилля, моменту обертання, розмірів, швидкості, прискорення, параметрів вібрацій, тиску, витрат, температури, вологості, аналізу складу речовини. Можливо подальше диференціювання датчиків в межах однієї групи.

При виборі датчика слід мати на увазі, що сприймання і перетворення одних і тих же величин можна здійснювати за допомогою різних типів датчиків. Так, для вимірювання лінійних переміщень можуть бути використані датчики майже всіх вищезгаданих типів.

Знання виду вихідної величини датчика дозволяє визначити можливість використання датчика з даним комплексом технічних засобів для подальшої обробки інформації, а також можливість розробити рекомендації щодо використання різних типів датчиків з певними комплексами вимірювання інформації.

Вихідними параметрами датчиків, що перетворюють неелектричні величини в електричні, може бути: омичний опір, ємність, індуктивність, величина постійної напруги (струму), амплітуда, частота, фаза змінної напруги (струму). Вихідна величина може бути представлена гармонічною чи імпульсною напругою, модульованою за амплітудою, частотою або фазою.

Знання характеристик датчика (вхідної величини, вихідної величини та принципу дії) дає можливість вибирати датчик, виходячи з конкретної задачі, що вирішується.

4.1.2 Характеристики датчиків

Умови роботи первинних перетворювачів дуже відрізняються від умов роботи інших елементів інформаційно-обчислювальних систем. Датчики розташовуються на об'єкті і підлягають дії вібрацій, агресивних середовищ, високих температур, радіації. Особливість умов роботи датчиків і апаратури обробки даних, що надходять з датчиків, обумовлюють ряд додаткових вимог до первинних перетворювачів.

Датчик повинен мати високу чутливість до змін контрольованих параметрів, залежність між вхідним параметром і вихідною величиною датчика повинна бути визначена і однозначна. Найбільш бажаною є лінійна залежність вихідної величини від вхідної.

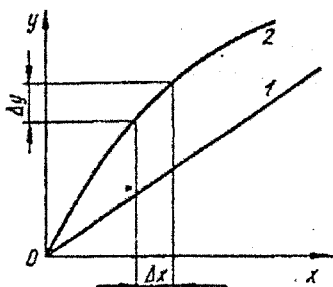


Рисунок 4.1 – Характеристики датчиків

Вплив датчика на контрольований параметр повинен бути мінімальним, а його підключення не повинно впливати на характеристики контрольованої величини. Швидкодія датчика повинна бути достатньою для того, щоб фіксувати найбільш швидку зміну параметрів. Характеристики датчика повинні бути стабільні в часі і у всьому діапазоні робочих вимог (температура, вологість, тиск, вібрації, характер навколишнього середовища).

Датчик повинен мати високу здатність до перевантажень і стійкість до зовнішніх дій. Датчики однієї модифікації повинні мати повторюваність характеристик і допускати взаємозаміну, забезпечувати зручність і простоту монтажу і обслуговування.

Виконання всіх вказаних вимог іноді просто неможливо. Тому при виборі конкретного типу датчика доводиться приймати компромісні рішення, жертвуючи інколи одним показником в інтересах іншого.

Однією із важливих характеристик датчика є залежність між його вхідною X і вихідною величиною Y . Цю залежність називають характеристикою чи функцією перетворення $y = f(x)$. Залежність $y = f(x)$ звичайно виражає закон, якому підкоряється явище, що лежить в основі функціонування датчика. Іноді ця залежність визначається експериментально. Як усяку функцію її можна задати у вигляді графіка, таблиці чи аналітичної залежності. Графічне задання функцій перетворення показано на рис.4.1. В загальному випадку залежність $y = f(x)$ є нелінійною, хоч, як вже відмічалось, вимога лінійності є однією з основних.

Чутливістю датчика називається відношення його вихідної величини до відповідної зміни вхідної величини:

$$S = \frac{\Delta y}{\Delta x}$$

де S – чутливість, Δx і Δy зміна вихідної і вхідної величин.

В динамічному відношенні датчики можуть бути представлені як інерційні або коливальні ланки. Поведінку датчика при швидких вимірюваннях вхідної величини можна оцінити за його перехідною або амплітудно-фазовою характеристикою.

4.1.3 Активні датчики

Принцип дії активного датчика базується на фізичних явищах, що забезпечують перетворення вимірюваної величини в електричну форму енергії. Найбільш важливі із цих фізичних явищ показані в табл.4.1, а принципи їх технічної реалізації ілюструють схеми на рис.4.2.

Таблиця 4.1 – Фізичні ефекти, які використовуються для побудови активних датчиків

Вимірювана величина	Використаний ефект	Вихідна величина
Температура	Термоелектричний ефект	Напруга
Потік оптичного випромінювання	Піроелектричний ефект Зовнішній фотоелектричний ефект Внутрішній фотоелектричний ефект в напівпровіднику з р-п переходом Фотоелектромагнітний ефект	Заряд. Струм. Напруга. Напруга.
Сила, тиск, прискорення	Пізоелектричний ефект	Заряд
Швидкість	Електромагнітна індукція	Напруга
Переміщення	Ефект Холла	Напруга

Серед активних датчиків можна виділити датчики, що перетворюють контрольовані параметри в величину постійної напруги (струму). Типовим представником цієї групи датчиків є термоелектричні перетворювачі термопари, які знайшли широке поширення при контролі та вимірюванні температур до 2000° С.

В термопарах використовується явище термоелектричності, яке проявляється в тому, що в замкнутому колі, яке складається з двох різнорідних сплавлених провідників (рис. 4.2,а), виникає Е.Р.С. Величина Е.Р.С. залежить від матеріалу провідників і різниці температур їх з'єднання.

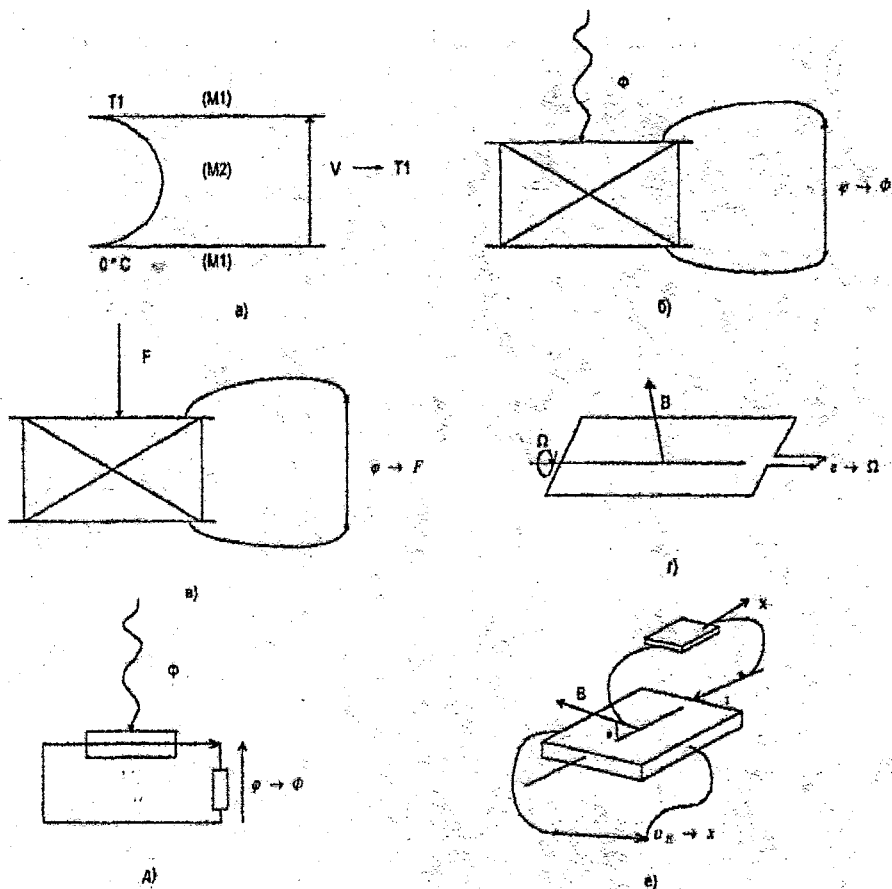


Рисунок 4.2 – Приклади використання фізичних явищ для побудови активних датчиків.

Ефекти: а – термоелектричний; б – піроелектричний; в – п'єзоелектричний; г – електромагнітної індукції; д – фотоелектричний; е – Холла.

Залежність величини термо-Е.Р.С. від різниці температур з'єднань визначає характеристику перетворення термопари, яка є нелінійною. В якості матеріалів для термопар використовують різні метали чи сплави в парі з платиною. Основні вимоги до матеріалів: однозначність залежності термо-Е.Р.С. від температури, добра електропровідність, хімічна і механічна стійкість при високих температурах. Найбільш стабільними є платино-родієві термопари, але термо-Е.Р.С. їх невелика. Термопари із неблагородних металів розвивають велику термо-Е.Р.С, але вони менш стабільні. Одержали

широке поширення хромель-алюмінієві і хромель-копелєві термопари. Для вимірювання температур більших 1300°C використовуються вольфрам-іридієві, вольфрам-родієві, вольфрам-молібденові термопари. При вимірюванні невеликих температур для підвищення термо-Е.Р.С. однакові термопари з'єднують послідовно таким чином, щоб їх кінці розташовувались в зонах однакових температур. При цьому підсумкова термо-Е.Р.С. батареї буде рівна сумі термо-Е.Р.С. окремих термопар. Коефіцієнт корисної дії термопар невеликий і не перевищує десятих часток відсотка, а вихідна потужність мала. Відомі розробки напівпровідникових термопар (комбінації SiC-C, TiC-C, W-C та ін.), що забезпечують на порядок більше значення термо-Е.Р.С. порівняно з металевими.

Основними перевагами термопар є їх малі габарити, простота, можливість використання при високих температурах. Недоліками є інерційність, нелінійність характеристики перетворення, малий к.к.д.

В датчику, який працює за принципом піроелектричного ефекту, кристали, що називаються піроелектриками (наприклад, тригліцинсульфата), відчують дію спонтанної електричної поляризації, яка залежить від температури. В результаті цієї дії на двох протилежних поверхнях з'являються електричні заряди протилежних знаків, пропорційні цій поляризації (рис.4.2,б).

В датчику з п'єзоелектричним ефектом зміна механічної напруги в кристалі п'єзоелектрика, наприклад кварцу, приводить до деформації. Ця деформація викликає появу на протилежних поверхнях кристала однакових за величиною електричних зарядів протилежного знаку (рис.4.2,в). Таким чином, вимірювання сили чи аналогічних величин (тиск, прискорення) здійснюється вимірюванням напруги між затискачами п'єзоелектрика.

В датчиках, що використовують явище електромагнітної індукції, при переміщенні провідника в постійному електромагнітному полі виникає Е.Р.С., пропорційна магнітному потоку і швидкості переміщення провідника (рис.4.2,г).

Таким чином, коли на замкнутий контур діє змінний магнітний потік, в контурі індукується Е.Р.С., що пропорційна швидкості зміни магнітного потоку. Вимірювання Е.Р.С. електромагнітної індукції контуру дозволяє визначити швидкість переміщення об'єкта, механічно зв'язаного з рухомих елементом датчика.

В датчиках використовуються і фотоелектричні ефекти, різні за своїми виявами, але об'єднані спільною причиною їх виникнення – вивільненням електричних зарядів з речовини під дією світлового чи електромагнітного випромінювання (рис.4.2,д). Розрізняють:

а) вакуумний фотоелемент із зовнішнім фотоелементом для якого звільнені фотоелектрони покидають освітлений фотокатод і утворюють пропорційний освітленню струм, який тече до анода під дією зовнішнього електричного поля;

б) напівпровідниковий фотодіод з внутрішнім фотоелементом для

якого електрони і дірки, звільнені в місцях освітленого р-п переходу в напівпровіднику, переміщуючись під дією електричного поля, викликають зміну напруги на границях напівпровідника;

в) датчик на основі фотоелектромагнітного ефекту для якого прикладання зовнішнього магнітного поля, перпендикулярного оптичному випромінненню, викликає в освітленому напівпровіднику появу електричної напруги. Фотоелектричні ефекти є основою фотометрії і забезпечують передачу інформації, носієм якої є світло.

Датчики на основі ефекту Холла, працюють на принципі пропускання електричного струму через пластину напівпровідника, який знаходиться в однорідному магнітному полі (рис 4.2,е). При цьому в напрямі, перпендикулярному дії поля, виникає Е.Р.С. Датчик Холла використовують для вимірювання переміщень об'єктів а також величин, які перетворюються в переміщення, наприклад тиск. Постійний магніт датчика механічно зв'язують з об'єктом, і при переміщенні магніту вимірюється вихідна напруга датчика (струм при цьому постійний).

Серед інших типів датчиків слід відмітити частотні імпульсні датчики, вихідні сигнали яких являють собою гармонічні коливання чи імпульсні послідовності, частота котрих змінюється під дією параметра. В якості частотного датчика може бути використаний тахогенератор, що виробляє змінну напругу, частота якої прямо пропорційна числу оборотів його ротора, автоколивальні системи, частота генерації яких змінюється під дією неелектричної величини та інші.

4.1.4 Пасивні датчики

В пасивних датчиках деякі параметри вихідного імпедансу можуть змінюватись під дією вимірюваної величини. Параметри датчика, з однієї сторони, обумовлені геометрією і розмірами його елементів, а з другої сторони, властивостями матеріалів: питомим опором ρ , магнітною проникністю μ і діелектричною постійною ϵ . Зміна параметрів може бути, таким чином, викликана дією вимірюваної величини або на геометрію і розміри елементів датчика, або на електричні та магнітні властивості його матеріалу чи на те і на інше одночасно. Геометричні розміри датчика і його параметри можуть змінюватись, якщо датчик взаємодіє з рухомих або деформованих елементом. Кожному положенню рухомого елемента датчика відповідає певне значення його параметрів. На цьому принципі працює велика кількість датчиків положення і переміщення об'єктів: потенціометричних, індуктивних з рухомих сердечником, смісних.

Деформація є результатом дії сили (чи величини, з нею зв'язаної, наприклад, тиск, прискорення) на чутливий елемент датчика. Зміна параметрів датчика, викликана деформацією чутливого елемента, приводить до зміни електричного сигналу в спеціальній вимірювальній схемі, в яку цей датчик вмикають.

Електричні властивості матеріалу і стан чутливого елемента датчика

залежать від змінних фізичних величин : температури, тиску, вологості, освітлення і т. ін. Якщо міняється тільки одна із цих величин, а інші підтримуються постійними, то можна встановити однозначну відповідність між значеннями цієї величини і імпедансом датчика. Ця відповідність описується градуовальною кривою або таблицею. Знаючи градуовальну криву можна визначити відповідне значення вимірюваної величини.

В табл.4.2 вказано ряд фізичних ефектів, пов'язаних зі зміною значень електричних характеристик пасивних датчиків. Серед них потрібно відмітити резистивні датчики.

Таблиця 4.2 – Фізичні принципи перетворення фізичних величин і матеріали, що використовуються для побудови пасивних датчиків

Вимірювана величина	Електрична характеристика	Тип використаних матеріалів
Температура	Електричний опір.	Метали(платина, нікель, мідь), напівпровідники
Наднизька температура. Потік оптичного випромінювання. Деформація	Діелектрична проникність Електричний опір. Магнітна проникність	Скло, кераміка напівпровідники Сплави нікелю, легований кремній Феромагнітні сплави
Переміщення	Електричний опір.	Магніторезистивні матеріали : вісмут, антимонід Індія
Вологість	Електричний опір. Діелектрична проникність	Хлористий літій, окис алюмінію, полімери
Рівень	Діелектрична проникність	Рідкі ізоляційні матеріали

Параметри пасивного датчика можна виміряти не інакше, як вмикаючи датчик в спеціальну узгоджувально-нормувальну електричну схему, що має джерело живлення і схему формування сигналу. Найчастіше використовуються схеми таких видів:

- потенціометрична схема, що складається з джерела напруги і датчика-потенціометра;
- мостова схема, розбалансування якої характеризує зміну імпедансу датчика;
- коливальний контур, який є частиною генератора коливачів і визначає його частоту;
- операційний підсилювач, в якому параметр (опір) датчика є одним з елементів, що визначає коефіцієнт підсилення.

Вибір схеми формування сигналу є важливим етапом в реалізації процесу вимірювань, від якого залежать метрологічні характеристики вимірювальних комплексів в цілому похибка, чутливість, лінійність,

нечутливість до впливу паразитних величин.

Для датчиків електронного опору базується на залежності електричного опору провідників від різних неелектричних величин. При побудові датчиків опору використовується не тільки залежність опору матеріалу датчика від різноманітних факторів, але і залежність величини опору реального провідника від його конструктивних характеристик. В загальному випадку опір металевого провідника R є функцією питомого опору матеріалу ρ , довжини l , площі поперечного перерізу провідника q і температури t :

$$R=R(\rho,l,q,t).$$

Якщо всі величини, які впливають на значення опору, підтримувати постійними, то опір провідника знаходимо за формулою:

$$R=R_0 [1+\alpha (t - t_0)],$$

де $R_0 = \rho \frac{l}{q}$, а α – температурний коефіцієнт опору буде постійною

величиною.

Якщо допустити можливість зміни одного з параметрів датчика під дією фізичної величини, то її зміна вплине на величину опору провідника. Таким чином, фіксуючи зміну величини опору, ми можемо оцінити зміну фізичної величини.

В тензодатчиках використовується ефект зміни опору провідника при його розтягуванні та стисканні. При цьому зміна опору провідника виникає не тільки внаслідок зміни довжини і площі поперечного перерізу при деформації, але і за рахунок зміни питомого опору матеріалу провідника при його деформації. Експериментально встановлено, що відносна зміна опору тензопровідника пропорційна його відносній деформації

$$\frac{\Delta R}{R} = \gamma \frac{\Delta l}{l}$$

де γ – коефіцієнт тензочутливості матеріалу провідника.

Коефіцієнт тензочутливості матеріалу є постійною величиною, ($\gamma = 2 \div 3$). При деформаціях відносна зміна опору виявляється не більшою 1%. Мала зміна опору вимагає, щоб температурний коефіцієнт матеріалу тензодатчика був малим, оскільки зміна опору під дією температури може виявитись того ж порядку, що і зміна опору під дією деформації. В якості матеріалів для тензодатчиків звичайно використовуються сплави високого опору: константан, манганін, ніхром, хромель, металохромалюмінієвий сплав, платина.

Конструктивно тензодатчики виконуються з тонкої проволочки, що наклеюється у вигляді петель на тонку основу, чи у вигляді петель, отриманих з тонкої фольги шляхом травлення. Конструктивне виконання такого датчика ілюструється на рис.4.3. Датчики, виконані із фольги, мають кращі механічні і електричні характеристики.



Рисунок 4.3 – Тензодатчик: 1 – виводи; 2 – основа; 3 – фольга

Тензодатчики мають малі габарити і вагу, малу інерційність, просту конструкцію і малу ціну. Ці переваги обумовлюють їх застосування не тільки для вимірювання Деформацій, але й інших фізичних величин, які можуть бути перетворені в деформації. Недоліками тензодатчиків є низька чутливість, велика температурна похибка, великий розкид параметрів. Ці недоліки частково компенсуються застосуванням високочутливих вимірювальних пристроїв, мостових схем вмикання датчиків, схем температурної компенсації.

В датчиках термоопору використовується ефект зміни електричного опору матеріалів (напівпровідників і провідників) при зміні температури. Для одержання високої чутливості і стабільності параметрів в якості матеріалу необхідно використовувати речовини, які мають максимальний і постійний температурний коефіцієнт опору α . Для цієї цілі використовують хімічно чисту платину, мідь, нікель зі стабільним в інтервалі температур 0-150°C температурним коефіцієнтом опору. Для платини $\alpha=0,39\%$ на градус, для міді 0,43% на градус, для нікеля 0,67% на градус. Мідні і нікелеві термоопори використовуються для вимірювання температур в діапазоні 0-150°C, платинові до 600°C.

Напівпровідникові термоопори (терморезистори) виготовляються з різних матеріалів з окисненням азотом. При цьому утворюються композиції з великим негативним температурним коефіцієнтом опору і нелінійною залежністю величини опору резистора від температури.

Конструктивно терморезистори виконуються у вигляді кульки, трубки чи диска з металевими виводами. Для захисту від вологи поверхня терморезисторів покривається шаром лаку чи скла. Абсолютне значення величини температурного коефіцієнта напівпровідникових терморезисторів може бути в десятки раз більше, аніж у металів. Другою перевагою напівпровідникових терморезисторів є високий питомий опір напівпровідникових матеріалів. Величина загального опору набагато перевищує опір з'єднувальних провідників, в результаті чого зміна їх опору практично не впливає на результати вимірювання. Напівпровідникові терморезистори використовуються при вимірюванні температур в рамках -70 – 180°C. З терморезисторів можна відмітити типи ММТ, КМТ, ТОС з різними цифровими і буквеними індексами. Конструктивне виконання терморезисторів ілюструється на рис.4.4.

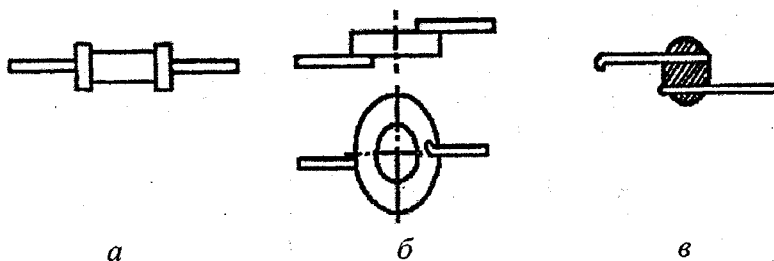


Рисунок 4.4 — Конструктивне виконання терморезисторів: а — циліндричний; б — дисковий, в — бусинковий

Датчики термоопору можуть працювати в двох режимах. В першому режимі термочутливі елементи навантажуються малим струмом, в результаті чого їх температура визначається температурою навколишнього середовища. Такий режим реалізується в електричних термометрах. В другому режимі струм через термочутливий елемент набагато більший, в результаті чого температура елемента значно перевищує температуру навколишнього середовища і визначається характером взаємодії між контрольованим середовищем і терморезистором. Такий режим використовується при вимірюванні концентрації, швидкості витрачання, складу домішок і т.ін.

Датчики термоопору широко використовуються при вимірюванні різних неелектричних величин. Вони прості за конструкцією та мають малу ціну. До числа недоліків потрібно віднести малу чутливість провідникових терморезисторів, значну нелінійність перетворення і великий розкид параметрів напівпровідникових терморезисторів.

В датчиках фотоопору використовується залежність величини опору деяких напівпровідникових матеріалів чи вакуумного проміжку від величини світлового потоку, що падає на світлочутливу поверхню датчика. Найчастіше в таких датчиках використовуються фоторезистори, опір яких, дякуючи явищу внутрішнього фотоефекту чи фотопровідності під дією світла, змінюється в значних рамках. Конструктивно фоторезистори являють собою шар напівпровідника (звичайно сірчистий вісмут або сірчистий кадмій), нанесений на скляну чи керамічну пластину. Напівпровідниковий шар захищений від дії навколишнього середовища за допомогою герметизації в скляному чи пластмасовому корпусі. Опір фоторезисторів при освітленні змінюється в декілька сот разів. Висока чутливість до світла дозволяє використовувати фоторезистори для вимірювання малих світових потоків. Цінною властивістю фоторезисторів є їх велика чутливість в інфрачервоній частині спектра.

Недоліком фоторезисторів є їх значна інерційність, велика залежність параметрів від температури. Як правило, фоторезистори, що мають меншу інерційність, мають і меншу чутливість.

Як датчики фотоопору можуть бути використані також фотодіоди і фототранзистори, величина опору яких змінюється при освітленні

напівпровідникового переходу (в фотодіодах) чи базової області (в транзисторах).

Звичайно напівпровідникові фотоопори вмикаються в мостові схеми, що дозволяє скомпенсувати вплив температури та ряду інших факторів. Схематичне зображення датчиків фотоопору приведено на рис.4.5.

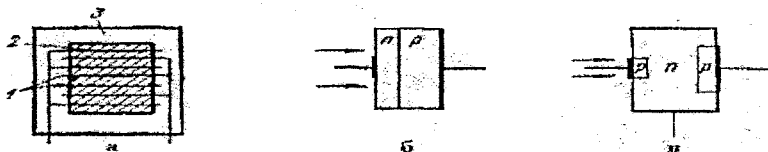


Рисунок 4.5 – Фотодатчики:

а – фоторезисторний: 1 – контакти; 2 – напівпровідник; 3 – підкладка;
б – фотодіодний; в – фототранзисторний.

Датчики фотоопору широко використовуються для аналізу світлових характеристик об'єктів, контролю рівня, зміни утримання часток в газовому середовищі, підрахунку об'єктів

Принцип дії ємнісного датчика базується на перетворенні параметра який контролюється, в зміну ємності конденсатора, котра є функцією відстані d між обкладками, площі обкладок S і діелектричної проникності матеріалу між обкладками ϵ . Ємність плоского конденсатора C визначається за формулою:

$$C = \frac{\epsilon S}{d}$$

Ємнісні датчики можуть використовуватись для вимірювання і контролю різних величин, зміна яких приводить до змін S , d чи ϵ . Так, ємнісний датчик може бути використаний для вимірювання лінійних переміщень (в цьому випадку одна з його обкладок виконується рухомою), товщини діелектричного матеріалу, рівня речовини, вологості. У цьому випадку використовується ефект зміни ємності датчика при зміні діелектричної проникності матеріалу між обкладками. Звичайно ємнісний датчик працює на змінному струмі, причому зміна ємності перетворюється в напругу, струм, частоту, фазу, які потім вимірюються і контролюються. Для вимірювання рівня часто використовують циліндричні ємнісні датчики (рис.4.7), вихідний сигнал яких формується за виразом:

$$C = [(\epsilon_x - 1)x + h]C_0,$$

де ϵ_x – діелектрична проникність речовини; x – рівень речовини в датчику; C_0 – ємність циліндричного повітряного конденсатора на одиницю висоти h .

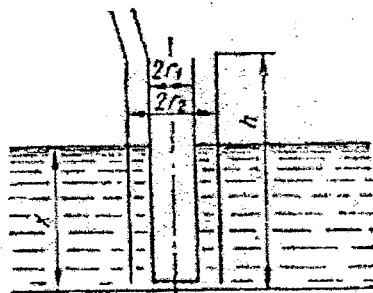


Рисунок 4.7 – Циліндричний ємнісний датчик

Ємнісні датчики характеризуються високою чутливістю (особливо при використанні резонансних вимірювальних схем), невеликими габаритами і масою.

До числа недоліків ємнісних датчиків відносять їх сильну залежність від впливу сторонніх електричних полів, вплив на точність датчика паразитних ємностей схеми, необхідність використання високочастотних генераторів для живлення датчиків. Перераховані фактори обумовлюють необхідність ретельного скрапування ємнісних датчиків.

В основі дії індуктивних датчиків лежить залежність індуктивності котушки з феромагнітним сердечником від дії параметра. Індуктивність котушки L з сердечником може бути визначена за формулою:

$$L = \frac{\omega^2}{R_M + R_\delta}$$

де ω – число витків; R_M – магнітний опір магнітопроводу; R_δ – магнітний опір повітряних зазорів. Таким чином, індуктивність котушки можна змінити за допомогою зміни числа витків ω , а також зміни магнітного опору магнітопроводу і повітряних зазорів. Якщо взяти до уваги, що

$$R_M = \frac{l_M}{\mu S_M} \text{ і } R_\delta = \frac{2\delta}{\mu_0 S_\delta}$$

де l_M і 2δ – довжина магнітопроводу і повітряного зазору; μ_0 і μ_δ – магнітна проникність матеріалу магнітопроводу і повітря; S_M і S_δ – пл.оца поперечного перерізу магнітопроводу і повітряного зазору (рис. 4.8,а), то L буде мати вигляд:

$$L = \frac{\omega^2}{R_M + \frac{2\delta_0}{\mu_0 S_\delta}}$$

де $2\delta_0$ – початкове значення величини повітряного зазору.

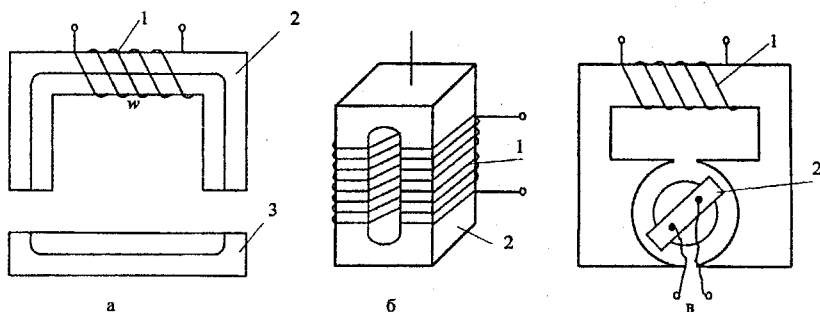


Рисунок 4.8 – Індуктивні (а,б) і індукційний (в) датчики:
 а – 1 – обмотка; 2,3 – нерухомі і рухомі сердечники; б – 1 – обмотка;
 2 – сердечник; в – 1 – нерухома обмотка; 2 – рухома обмотка.

Найчастіше всього зміна індуктивності проводиться за допомогою зміни довжини або площі магнітного зазору.

В даний час є багато різновидностей індуктивних датчиків, що відрізняються один від одного конструктивним і схемним виконанням. Індуктивні датчики характеризуються високою чутливістю, надійністю, простотою конструкції, довготривалістю, роботою на промисловій частоті.

До числа недоліків цих датчиків відносять нелінійність характеристики передачі, залежність вихідної величини від частоти струму живлення, великі габарити, достатньо великий вплив датчика на параметр, що контролюється.

Індуктивні і ємнісні датчики в більшості випадків є складовою частиною більш складних електронних пристроїв, вихідні сигнали яких змінюються завдяки зміні індуктивності чи ємності датчиків під дією фізичних величин.

4.2 Узгоджувально-нормувальні пристрої

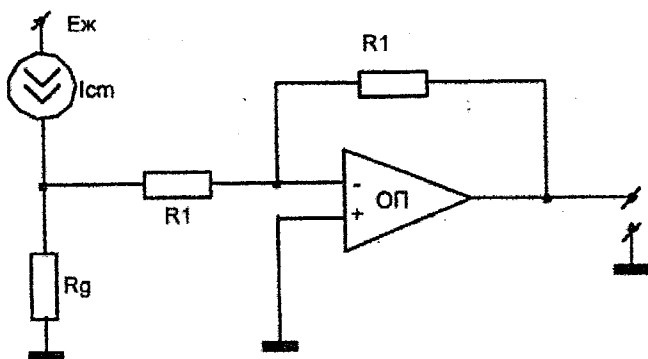
Відповідно до схеми вмикання датчиків можна визначити дві групи узгоджувально-нормувальних пристроїв [2,13,14]. До першої групи відносяться пристрої, в яких датчики використовуються як елементи подільників напруги. Зміна повного опору датчика супроводжується зміною напруги на виході дільника. Реєструючи ці зміни, контролюють величину параметра, який діє на датчик (див.рис.4.8,а).

До другої групи відносять пристрої, в яких датчики використовуються як елементи коливальних систем високочастотних генераторів. Зміна параметрів датчика в таких пристроях супроводжується зміною частоти чи амплітуди генерованих коливань. Реєструючи ці зміни, контролюють величину параметра, що діє на датчик (рис.4.8,б).

В пристроях першої групи датчики найчастіше вмикаються за

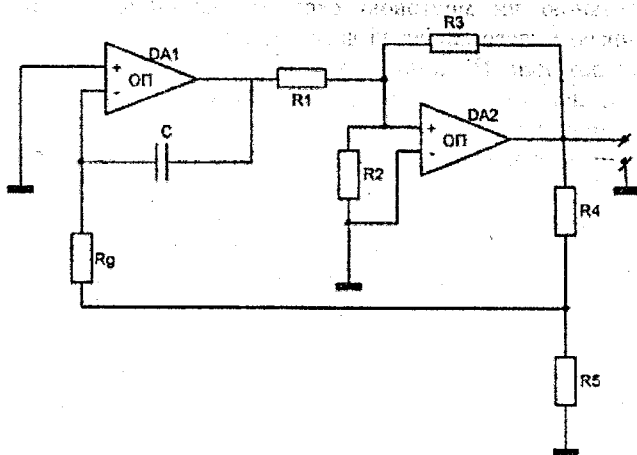
диференціальною чи мостовою схемою. Звичайно за диференціальною схемою вмикають диференціальні датчики, які являють собою два послідовно ввімкнених датчики. Ці датчики характеризуються таким конструктивним виконанням, що при зміні опору одного з датчиків під дією фізичного параметра опір другого датчика змінюється на ту ж величину, але в протилежному напрямі. Використання диференціальних датчиків дозволяє вдвоє підвищити чутливість пристрою до зміни фізичного параметра в порівнянні із схемами з одиничним датчиком і одержати лінійну залежність вихідного сигналу від контрольованого параметра. Диференціальні схеми відрізняються високою стабільністю, оскільки дестабілізуючі фактори діють одночасно на обидва елемента диференціального датчика, що компенсує цей вплив (рис.4.8.в)

При вмиканні датчиків за мостовою схемою останні входять до складу моста, який врівноважений при деякому (звичайно, нульовому чи початковому) значенні контрольованого параметра. Застосування диференціальних датчиків в цьому випадку дозволяє підвищити чутливість пристрою в два рази (рис.4.8, г).

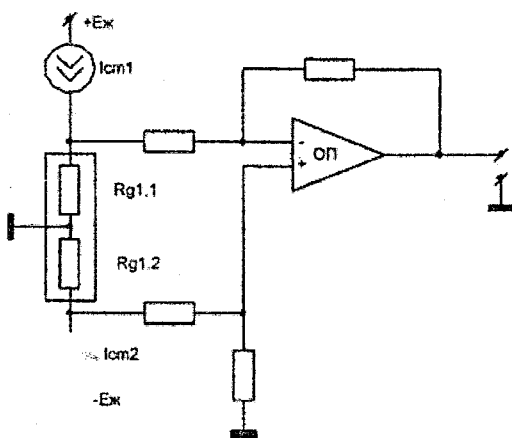


$$а) U_{вих} = I_{cm} \cdot R_g \cdot K_n = \frac{I_{cm} \cdot R_g \cdot R_2}{R_1}$$

Рисунок 4.8 – Схеми узгодження

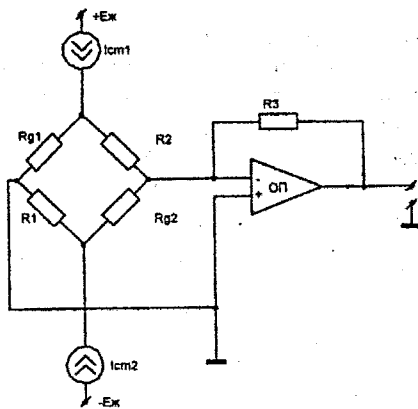


$$\text{б) } U_{\text{ВИХ}} = f(R_g)$$



$$\text{в) } U_{\text{ВИХ}} = f(R_{g1} + R_{g2})$$

Рисунок 4.8 – Схеми узгодження



$$r) U_{\text{вих}} = f(R_{g1} + R_{g2})$$

Рисунок 4.8 (продовж.) – Схеми узгодження

Живлення датчиків, ввімкнених за мостовою чи диференціальною схемою, відбувається постійним або змінним струмом підвищеної частоти. Сигнал який знімається з датчика, підсилюється диференціальним або звичайним підсилювачем, після чого подається на наступну схему обробки.

Для контролю чи вимірювання зміни параметрів, що характеризуються малими змінами ємності чи індуктивності, застосовуються генераторні схеми, які базуються на залежності струмів в колах генератора від амплітуди генерованих коливань. Робочий режим генератора при цьому вибирається таким чином, щоб забезпечувалась близька до лінійної (або лінійна) залежність, наприклад колекторного струму від контрольованого параметра.

Більшу чутливість мають пристрої, в яких зміна ємності (індуктивності) датчика приводить до зміни частоти генерованих коливань. При зміні контрольованого параметра змінюється частота генерації, що і фіксується схемами наступної обробки, високоякісного сигналу (дискримінаторами чи частотомірами). Оскільки індуктивність (ємність) датчика входить в склад коливального контуру, то при використанні генераторних схем необхідно вживати схемних і конструктивних заходів щодо підвищення стабільності частоти генератора, зниження впливу з'єднувальних провідників та теплового режиму роботи схеми.

З використанням індуктивних і ємнісних датчиків розроблені пристрої вимірювання і контролю рівня, пошуку металевих предметів, вимірювачі лінійних переміщень, тисків, вимірювачі вологості, аналізатори складу речовин і домішок, вимірювачі вібрацій, та ряд інших пристроїв і систем, які використовуються в різних галузях народного господарства.

При вимірюваннях деяких неелектричних величин не завжди вдається

перетворити їх безпосередньо в електричну величину. В цих випадках здійснюють подвійне перетворення первинної вимірювальної величини в проміжну неелектричну величину, яку перетворюють потім в вихідну електричну величину. Сукупність двох відповідних вимірювальних перетворювачів утворюють комбінований датчик (рис.4.9).

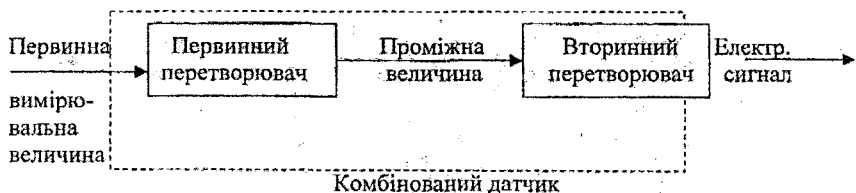


Рисунок 4.9 – Блок-схема комбінованого датчика

Подібні перетворювання зручні для вимірювання механічних величин, які викликають в первинному перетворювачі деформацію або переміщення вихідного елемента, до яких чутливий вторинний перетворювач.

Наприклад, тиск можна виміряти за допомогою мембрани, яка служить первинним перетворювачем, деформація її перетворюється в електричну величину датчиком, який реагує на механічне зміщення. Так, мембрана електродинамічного мікрофона є первинним перетворювачем, її деформація, викликана дією акустичного тиску, перетворюється в електричний сигнал.

За певних умов експлуатації датчик, а також і схема узгодження може зазнавати дії не тільки вимірювальної величини, але і інших фізичних величин. Варіації цих паразитних дій можуть призвести до змін вихідного електричного сигналу і виникнення похибки.

Основними фізичними величинами, що впливають на похибку датчиків, є:

- температура, яка змінює електричні і механічні характеристики датчика, а також параметри узгоджувальної схеми;
- тиск, прискорення і вібрації, які викликають в елементах датчиків деформації і напруги, змінюючи їх чутливість;
- вологість, яка може викликати зміну певних електричних характеристик елементів, таких як діелектрична проникність і опір ізоляції, в результаті чого виникає небезпека порушення електричної ізоляції між окремими конструктивними елементами;
- постійне чи змінне магнітне поле, індуковане в провідниках у вигляді Е.Р.С., яка накладається на корисний сигнал, і змінює електричні характеристики деяких чутливих елементів, наприклад, питомий опір магніторезисторів;
- зміни параметрів напруги живлення – його амплітуди і частоти.

Для того, щоб визначити вимірювану величину за вихідним

сигналом датчика, без внесеної величинами похибки, необхідно:

- або знизити значення величин впливу захистом датчика та схем узгодження використовуючи наприклад, антивібраційну оснастку, магнітні екрани та інше;

- або стабілізувати величини впливу і градувати датчик для цих умов, використовуючи наприклад, термостат, джерело стабілізованої напруги живлення і ін.;

- або використати таку схему узгодження, яка дозволила б скомпенсувати вплив паразитних величин, наприклад, міст Уйтсона з двома однаковими датчиками, один з яких призначається для вимірювань, а другий – для компенсації похибки, що викликана факторами впливу.

4.3 Мультиплексори аналогових сигналів

Мультиплексор аналогових сигналів (МАС) це пристрій, який забезпечує зв'язок джерела аналогового сигналу з пристроєм його наступної обробки і перетворення. Застосування МАС дає можливість використовувати загальні підсилювальне - перетворювальні елементи для деякої сукупності вхідних аналогових сигналів. В результаті вартість АЦП, схем вибірки і збереження, а також інших елементів, яка припадає на один вимірювальний канал, знижується. Сучасні МАС представляють собою пристрої з вільною вибіркою вимірювальних каналів в відповідності з колом адреси, що формується в постійних або оперативних ЗУ.[2,9,11,16]

Традиційно структура МАС (рис.4.10) складається з таких основних елементів: аналогових ключів АК; адресних регістрів PгА, що забезпечують збереження адрес, вибраного в даний момент каналу; дешифратора адреси ДшА. Схема керування аналоговими ключами (СУАК), яка перетворює вихідні сигнали дешифратора адреси в сигнали керування аналоговими ключами (АК).

З точки зору розробника або користувача, всі параметри МАС можна розділити на три групи: конструктивні; статичні; динамічні. До конструктивних параметрів відносять число каналів, конфігурацію каналів (диференціальну, псевдодиференціальну або недиференціальну), спосіб адресації каналів, кількість ступенів комутації, можливість нарощування числа каналів, функціональну повноту.

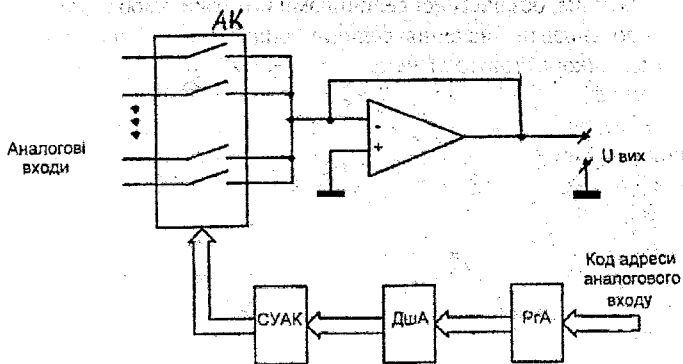


Рисунок 4.10 – Структурна схема мультиплексора аналогових сигналів

До статичних параметрів слід віднести похибку передачі сигналів, діапазон вхідних сигналів, в межах якого зберігається лінійність характеристики передачі вхід-вихід, струм стікання, напруга зміщення і їх температурні коефіцієнти, чутливість до змін напруги живлення, навантажувальна здатність.

До динамічних параметрів відносять максимальну частоту перемикаць, час вмикання і час від'єднання, прохідну смінь і паразитну смінь каналу, час встановлення сигналу з заданою похибкою.

При наявності спільної "землі" у джерел вхідних сигналів і АЦ інтерфейсу застосовується недиференціальна конфігурація аналогових сигналів (рис.4.11,а). Якщо джерела мають спільну між собою "землю", але роздільну з АЦ інтерфейсом (АЦІ), то використовується псевдодиференціальна конфігурація схеми вмикання аналогових каналів (рис.4.11,б). Коли джерела і АЦІ мають окремі "землі", повинна використовуватись диференціальна конфігурація (рис.4.11,в).

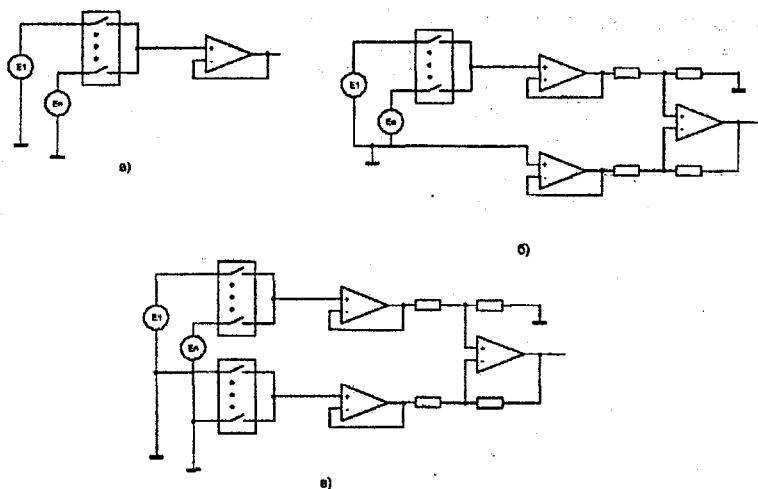


Рисунок 4.11 – Схеми підключення джерел аналогової інформації;
 а – недиференціальна; б – псевдодиференціальна; в – диференціальна

За способом адресації опитування каналів мультиплектори можна розділити на мультиплектори з адресним опитуванням, циклічним і комбінованим опитуванням. При адресному опитуванні адреса кожного каналу визначається споживачем інформації, наприклад, центральним процесором. При циклічному опитуванні пристрій керування запускає комутатор каналів мультиплектора, який працює за час циклу в автоматичному режимі. В цьому випадку пристрій керування встановлює режим, який дозволяє циклічне опитування каналів. За пристроєм керування залишають можливість переривання циклу. При комбінованому опитуванні пристрій керування задає зону адрес, в межах якої потрібно здійснити циклічне опитування.

При комбінованому опитуванні для адресації каналів МАС можуть використовуватись два регістри: один – для запам'ятовування довжини зони опитування, другий – для циклічного режиму. Замість регістрів можна використовувати запам'ятовувальний пристрій з вільним доступом, в якому зберігаються початкові і кінцеві адреси зони опитування. Таке рішення застосовується в пристроях розпізнавання та синтезу мовлення.

Код адреси аналогового каналу може вводиться в адресний регістр в паралельній або послідовній формах. Основний недолік послідовного введення адресного коду - невисока швидкодія процесу комутації.

Для багатоканального мультиплексування первинних перетворювачів інформації використовуються пристрої, виконані на ключових елементах, електричні параметри, яких можуть різко змінюватись (відкритий або закритий стан ключа). Ідеальним слід вважати такий комутатор, вихідний

сигнал якого дорівнював би вхідному сигналу відкритого каналу, а вплив сигналів закритих каналів на вихідний сигнал був би нулевим. В реальних комутаторах, виконаних на реальних ключових елементах, доводиться враховувати цілий ряд обмежень, обумовлених неідеальністю ключових елементів, структурою комутатора, характеристиками джерел і видом комутуваних сигналів.

Якщо здійснюється комутація постійних чи змінних сигналів, а інформація переноситься в значеннях амплітуди напруги сигналу, то головною потребою буде неспотворена передача рівнів сигналів. Якщо ж інформація переноситься в вигляді частоти чи часу, то неспотворена передача рівня сигналу відіграє другорядне значення, основне ж значення має широкосмуговість комутатора та рівень перешкод з сусідніх каналів. Тому вибір типу комутатора слід проводити з урахуванням характеру сигналів і характеру задачі, яка вирішується.

Основними характеристиками мультиплексорів є: коефіцієнт передачі, похибка комутації, число каналів, швидкодія, експлуатаційні характеристики.[16]

Коефіцієнт передачі комутатора K визначається відношенням величин вихідного і вхідного сигналів комутатора. Якщо комутуються напруги датчиків, коефіцієнт передачі визначається за допомогою виразу:

$$K = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}$$

Абсолютна похибка комутатора характеризує різницю між вхідною і вихідною напругою

$$\Delta U = U_{вх} - U_{вих},$$

а відносна похибка являє собою відношення

$$\delta = \frac{U_{вх} - U_{вих}}{U_{вх}}.$$

Інколи застосовується також приведена похибка комутатора, яка визначається за формулою

$$\delta_{пр} = \frac{U_{вх} - U_{вих}}{U_{вх\max}}.$$

Кількість каналів комутатора визначається кількістю датчиків, що комутуються. Швидкодія комутатора визначається часом, необхідним для перемикання каналів. Іноді швидкість характеризують частотою комутації. Теоретично максимальна частота комутації є величиною, оберненою часу перемикання каналів. Реально частота комутації, як правило, нижча максимальної.

Важливими параметрами комутаторів є також їх вхідний і вихідний опір, вхідна ємність, вхідний струм, температурні залежності основних характеристик. Експлуатаційні характеристики визначають діапазон робочих

температур, вібростійкість, термін служби, габарити, вагу.

В залежності від характеру з'єднання ключових елементів виділяють комутатори з паралельним з'єднанням і каскадуванням ключових елементів. В простому комутаторі виходи всіх каналів з'єднанні паралельно, а входи зв'язані з виходами за допомогою ключових схем, які можуть знаходитись в відкритому чи закритому стані в залежності від керуючих сигналів T_{ki} (рис.4.12,а). Звичайно один з каналів знаходиться в відкритому стані, а інші канали закриті.

Сигнали, проходячи на вихід комутатора через закриті ключові елементи створюють собою перехресні перешкоди, спотворюючи сигнал відкритого каналу. Кінцевий опір ключових елементів закритих каналів також проявляє вплив на коефіцієнт передачі комутатора. Ступінь впливу каналів один на одного збільшується зі збільшенням кількості каналів. Для зменшення впливу каналів використовується каскадування ключових елементів. При каскадуванні є декілька ступенів комутації. Такий комутатор називають багатоступінчастим або пірамідальним. Ключові елементи декількох каналів об'єднуються в групу і утворюють груповий комутатор (ГК) (рис.4.12,б), який є основною функціональною одиницею пірамідального комутатора. Загальна кількість комутаційних каналів, визначається множенням кількості комутаторів на кількість каналів, що комутується кожним з них. При керуванні таким комутатором здійснюється вибір каналу в комутаторах першого та другого ступенів. При цьому, як видно з рис.4.12,б, вибирається тільки один з можливих каналів.

В залежності від типу ключових елементів розрізняють контактні і безконтактні комутатори. В контактних комутаторах комутація сигналів здійснюється шляхом замкнення і розмикання електромеханічних контактів. В безконтактних комутаторах комутація виникає шляхом зміни провідності різних елементів електричного кола ланцюга (транзисторів, оптико-електронних перемикачів, МОП-транзисторів)

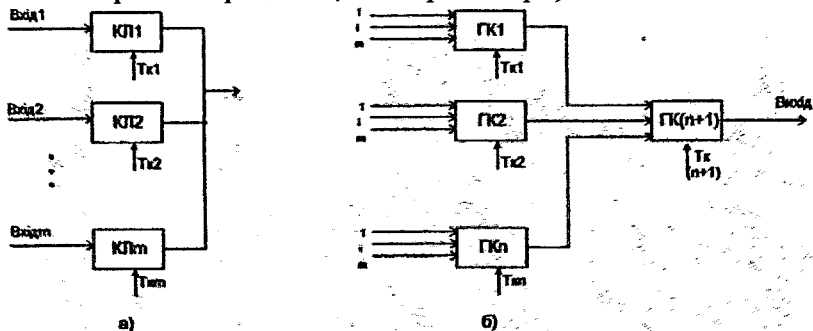


Рисунок 4.12 – Схеми комутаторів:

а – з паралельним з'єднанням ключових елементів; б – каскадно-групове з'єднання ключових елементів.

Перевагою контактних комутаторів є малий опір замкнутого контакту і високий опір розімкнутого контакту. Недоліками цих комутаторів є малий термін служби, низька швидкодія. Цих недоліків не мають безконтактні комутатори, але вони і не мають переваг контактних комутаторів. Похибка комутації у безконтактних комутаторів вища, аніж у контактних окрім того ряд з них характеризується температурною нестабільністю.

Однак, не дивлячись на відсутність елементів комутування з характеристиками, близькими до ідеальних, на практиці вдається вирішити задачі комутації інформаційних сигналів при достатній для більшості застосувань точності.

Одним з видів ключових елементів, що використовуються в контактних комутаторах, є електромагнітні реле. Електромагнітне реле складається з електромагніта та контактної системи. Для виготовлення контактів використовують благородні метали: срібло, золото, платину, паладій та їх сплави. Контактні пружини виготовляють з бериллової бронзи, латуні чи нейзильберу. Часто в цілях економії благородних металів використовують біметалеві контакти, що складаються з основи, виготовленої з міді чи нікелю, і привареного до нього шару благородного металу товщиною до 0,5 мм.

Опір контактного переходу залежить від величини механічного зусилля і нагрівання контактів струмом, який проходить через них. В процесі експлуатації внаслідок окислення контактних поверхонь опір може зростати в декілька раз. Величина опору контактного переходу (в залежності від типу реле) може змінюватись від 0,015 до 0,05 Ом.

Якщо реле ставиться в колах комутації сигналів низького рівня і необхідно забезпечити малу похибку комутатора, слід враховувати паразитну термо-Е.Р.С., яка виникає в колі контактів при нагріванні контактного переходу струмом. Термо-Е.Р.С., додаючись випадковим чином з комутувальною напругою, є одним із джерел похибки.

Швидкодія реле визначається часом його вмикання і залежить від параметрів його електромеханічної системи (моменту інерції якоря, індуктивності обмотки і інших). Час вмикання електромеханічних реле лежить в межах 3-5мс, а час відпуску знаходиться в межах 2-3 мс. Це визначає максимальну частоту перемикання релейних комутаторів 50 ÷ 100 перемикань за секунду.

Надійність і термін роботи реле визначається в основному зношенням контактів. Механічний знос обумовлено взаємодією поверхней контактів при їх замиканні і розмиканні і залежить від механічних характеристик матеріалів, що використовуються для виготовлення контактів. Окислення матеріалу контактів під дією навколишнього середовища може призвести до різкого погіршення контакту і відмови реле. Особливо сильно це проявляється при перемиканні сигналів низького рівня. Електричний знос обумовлено явищем переносу і распилювання

матеріалу контактів під дією струму, що проходить через них. На поверхні контактів утворюються заглибини, раковини, змінюється величина контактної зазору, змінюється форма контактної поверхні.

Широко використовуються для комутації сигналів реле з магнітокерованими контактами (герконами). Вони характеризуються малим моментом інерції рухомої системи, високою швидкодією, високою надійністю (внаслідок герметизації контактів), малими габаритами і масою, стабільністю перехідного опору контактів в широкому діапазоні робочих умов. Ці, а також ряд інших позитивних якостей герконових реле обумовлюють їх використання для комутації вимірювальних кіл. Конструктивно реле з магнітокерованими контактами являє собою обмотку, намотану на каркас з ізоляційного матеріалу, всередині якого розміщена скляна капсула з впаяними в неї контактними пружинами, (рис.4.15).

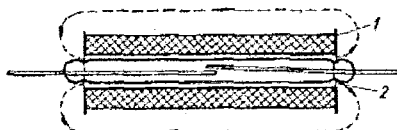


Рисунок 4.15 – Реле з магнітокерованими контактами

Контактні пружини виготовляють з пружного феромагнітного матеріалу, наприклад, пермалою. Для забезпечення малого контактної опору пружини в місцях контактів покривають шаром золота. Капсула заповнюється інертним газом або вакуумується. При пропусканні через обмотку реле електричного струму утворюється магнітне поле, що замикається через контактні пружини, які намагнічуються, притягуються. При цьому замикається контакт і зменшується магнітний опір. При відключенні джерела струму контакт розмикається під дією пружних сил.

Контакти реле можуть комутувати струм до 1А при напрузі до 250В. Величина перехідного опору контакту 0,05Ом. Конструкція контактів достатньо жорстка. Герконові реле мають високу механічну міцність, здатні витримувати ударні перевантажування до 50g. В одній котушці можна розмістити декілька контактів. Час спрацювання таких реле складає порядку 1-2 мс (в деяких зразках до 0,1мс), час відпускання 1мс. Термін роботи реле визначається терміном роботи контактів, реле характеризується числом спрацювань порядку 10^7-10^8 . Малі габарити реле дозволяють з успіхом використати їх в конструкціях, що виготовляються методом друкованого монтажу. В СНГ випускаються герконові реле типів РСС-48, РСС-57, РСС-64. Вони мають вагу порядку 15г.

Безконтактні комутатори в порівнянні з контактними характеризуються значно більшими швидкодією, надійністю, терміном роботи. Однак за такими параметрами, як точність, стабільність, рівень перехресних перешкод, безконтактні комутатори поступаються кращим

контактним комутаторам. В якості ключових елементів в безконтактних комутаторах використовуються напівпровідникові діоди, біполярні, польові та МДН транзистори, оптико-електронні прилади.

Найпростішим є ключовий елемент на одному напівпровідниковому діоді(рис.4.16).

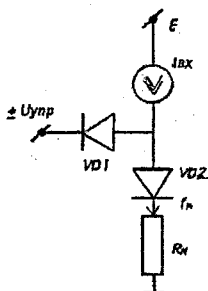


Рисунок 4.16 – Діодний ключовий елемент струму.

В відкритому стані напруга на діоді дорівнює прямому падінню напруги і визначається за його вольт-амперною характеристикою. Звичайно пряме падіння напруги дорівнює 0,25-0,6 В. Опір відкритого ключа – це динамічний опір р-п-переходу діода, зміщеного в прямому напрямі. Зворотний струм I_0 і опір закритого ключа R_p визначаються величиною напруги управління $U_{упр}$.

Для комутації напруги можуть бути використані два діодних ключових елементи. Схема такого ключового елемента наведена на рис.4.17

Опори відкритого і закритого ключового елемента визначаються сумою відповідних опорів діодів.

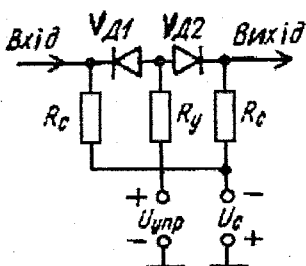


Рисунок 4.17 – Ключовий елемент напруги з двома діодами

Вибір напруги $U_{упр}$, що закриває ключовий елемент, і U_c проводиться на основі співвідношення

$$U_{\text{вх}} < |U_{\text{упр}} - U_{\text{с}}|.$$

Основним джерелом нестабільності такої схеми є нестабільність величини напруги, що відкриває діоди. Дводіодні ключі можуть бути рекомендовані для використання в комутаторах невисокої точності, коли габарити комутатора відіграють важливу роль.

Діодно-мостові ключові елементи (рис.4.18) характеризуються меншими залишковими напругами в порівнянні з дводіодними схемами. В діодно-мостових схемах вдається повністю виключити взаємний вплив кола керування і сигнального при закритих ключах. Залишкова напруга схеми без спеціального підбору діодів має величину порядку 5 – 20 мВ. При підборі діодів її можна знизити в 3 – 4 рази. Незважаючи на труднощі в реалізації кіл керування діодними схемами, простота і компактність робить їх перспективними для малогабаритних комутувальних пристроїв.

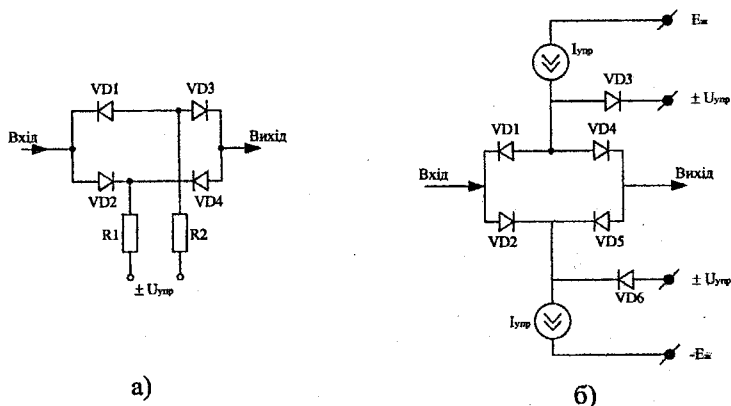


Рисунок 4.18 – Діодно-мостовий ключовий елемент напруги

Транзисторні ключові елементи є найбільш розповсюдженими елементами безконтактних комутаторів. Розімкнутий стан ключового елемента відповідає закритому стану транзистора, замкнений – режиму глибокого насичення. В ключових схемах можуть використовуватись як біполярні, так і польові транзистори. Однак значного використання біполярні транзистори не знайшли внаслідок великого впливу кіл керування на сигнальні кола.

Ключові елементи на польових транзисторах знайшли значно ширше використання внаслідок того, що вони управляються напругою, а не струмом. Тому кола керування виявляють досить незначний вплив на сигнальні кола. Ключові елементи можна будувати з використанням польових транзисторів як з р, так і з n-каналом. Характерною особливістю польових транзисторів є те, що канал транзистора являє собою досить малий опір (десятки - сотні) для протікання струму від стока до витoku,

коли на затворі відносно витоку подано нульовий потенціал. Цей опір різко збільшується (ключовий елемент закривається), коли на затвор подається від'ємний потенціал (для транзистора з р-каналом). Повне закривання каналу, як правило, відбувається при напрузі 5÷10 В. Прикладом такого ключового елемента може бути схема, наведена на рис. 4.19.

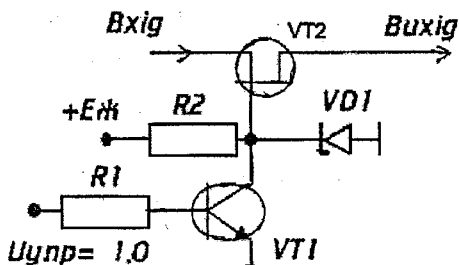


Рисунок 4.19 – Ключовий елемент на польовому транзисторі

В наведеній схемі використовується польовий транзистор з п-каналом, який повністю закривається при напрузі на стоці $+4 \div +5\text{В}$. Для формування такого потенціалу під управлінням ТТЛ логіки можна використати додаткову схему формування на транзисторі VT1, резисторі R1 та параметричному стабілізаторі D1, R2. Коли на вхід керування подається сигнал логічного нуля, транзистор VT1 закривається, внаслідок чого на базі польового транзистора VT2 формується за допомогою параметричного стабілізатора напруга $+4 \div +5\text{В}$. Ця напруга закриває канал транзистора VT2. Коли ж на вхід керування подається логічна одиниця, транзистор VT1 відкривається, шунтуючи стабілітрон, тому на затворі VT2 формується потенціал близький до нуля. Канал польового транзистора відкривається.

Ще менший вплив кіл управління на сигнальні кола забезпечують МДН-транзистори, які і отримали найширше застосування для побудови мультиплексорів аналогових сигналів (МАС). Для МДН-транзисторів характерно, що затвор транзистора ізолюється від каналу діелектриком, тому напруга керування може бути як негативною, так і позитивною, а це розширює динамічний діапазон сигналу. Необхідно відмітити важливу для побудови мультиплексорів особливість МДН транзисторів з індукційованим каналом – пристрій знаходиться в розімкнутому стані при відключенні напруги живлення.

Для керування аналоговими КМДН-ключами необхідні різнополярні імпульси. Для формування цих імпульсів використовують інвертори, які за технологічністю конструкції бажано виготовляти за тією ж КМДН-технологією (рис.4.20)

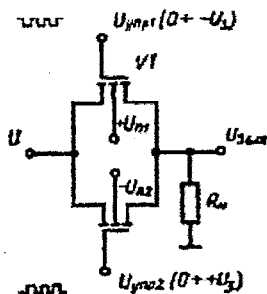


Рисунок 4.20 – Аналоговий КМДН-ключовий елемент

Як відмічалось вище, ключові елементи в аналогових мультиплексорах виконують на КМДН-приладах, що пояснюється бажанням зменшити похибку, викликану нелінійністю опору відкритого каналу.

В приладах введення в ЕОМ аналогового сигналу навантаженням мультиплексора є вимірювальний (інструментальний) підсилювач, вхідний опір якого може досягати 10^9 - 10^{12} Ом. В результаті цього розглянута похибка знижується до досить малої величини.

Вдосконалені КМДН-технології дозволили розробити МАС для комутації в різних режимах сигналів різних діапазонів напруг (до ± 75 В, 0 – 150 В), частоти (0 - 10^7) Гц при значенні струму до 500 мА. Інтегральні мікросхеми виконані з використанням Р-МДН-технологій з кремнієвим затвором і D-МДН/МДН з подвійною дифузією технологій. За своєю структурою ці мікросхеми мало відрізняються від традиційних МАС, особливою є застосування високовольних двунаправлених D-МДН-перемикачів із схемою захисту, які характеризуються низьким падінням напруги і майже постійними опорами замкнутого ключа. Такі мультиплексори здатні без спотворення обробляти високочастотні високо- і низьковольні сигнали. Це дозволяє використовувати їх в ультразвукових медичних сканувальних системах, в яких для отримання ультразвукового відображення об'єкта необхідно здійснити послідовну передачу групи синусоїдальних сигналів від кожного елементарного п'єзоелектричного датчика, а також приймання, підсилення і відображення слабого відбитого від неоднорідностей об'єкта сигналу.

Слід відмітити, що виробники МАС не обмежуються тільки КМДН-технологією. Біполярно-польова технологія дозволяє виготовлювати аналогові ключові елементи, які не поступаються КМДН-ключам.

Порівнюючи аналогові ключові елементи, що виконані на МДН-транзисторах і польових транзисторах з керуючим переходом, можна

відмітити їх переваги і недоліки згідно з таблицею 4.3.

Таблиця 4.3 – Порівняльна характеристика двох типів ключових елементів

Тип ключа	Переваги	Недоліки
КМДН-ключові елементи	<ol style="list-style-type: none"> 1. Широкий діапазон вхідних сигналів 2. Мале споживання електроенергії 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Часто виходять з ладу через статичні заряди 2. Здатність до самозакривання при великих рівнях аналогових сигналів та у зв'язку неправильною послідовністю від'єднання джерел живлення
Ключові елементи на польових транзисторах з керувальним переходом	<ol style="list-style-type: none"> 1. Висока електрична міцність. 2. Низьке значення опору у ввімкненому стані і слабкий вплив на цей опір вхідного сигналу 3. Низький рівень перехресних перешкод 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Пропускання меншого струму в зворотному напрямку. 2. Немоżliвість використання всього діапазону при позитивному вхідному сигналі

Основними факторами, що характеризують динамічні властивості мультиплектора, є час вмикання $t_{вмк}$, час встановлення $t_{вст}$ і час вимикання $t_{вickl}$. Співвідношення між $t_{вмк}$ і $t_{вickl}$ відіграє важливу роль. Найкращим варіантом є вимога $t_{вмк} > t_{вickl}$.

В цьому випадку забезпечується вимикання раніше вибраного каналу, перед тим як ввімкнеться наступний. Якщо нерівність не виконується, то пауза між сусідніми імпульсами керування повинна вибиратися з умов $t_{д} > t_{вickl}$. Тоді буде забезпечене вимикання попереднього каналу перед вмиканням наступного. Врахування умов дозволяє правильно вибирати максимальну швидкість опитування каналів. Час встановлення вихідного сигналу мультиплектора залежить не тільки від параметрів мультиплектора, але і від параметрів джерел вхідних сигналів.

Значення вихідної ємності каналу C_c а також ємності навантаження повинно враховуватись при визначенні максимальної швидкості опитування каналів мультиплектора в приладах підвищеної швидкодії.

Окрім вказаних для оцінювання різних властивостей можуть бути використані і інші параметри мультиплектора, такі як малосигнальна частотна характеристика, частотна характеристика повної потужності сигналу, швидкість відгуку. Використовується також коефіцієнт послаблення вхідного сигналу при розімкнутих ключових елементах, який визначається при одночасній подачі на всі входи розімкнутих ключів

деякої напруги e_B , з наступним обчисленням згідно з виразом

$$K_{отк} = 20 \lg(e_B / e_{вст}) \text{ (dB)},$$

$e_{вст}$ – напруга на виході мультиплексора.

В диференціальному режимі застосовують коефіцієнт заглушення синфазної складової, який має той же смисл, що і аналогічний коефіцієнт для операційних підсилювачів.

Одним із найбільш важливих питань при використанні інтерфейсів введення–виведення аналогової інформації є правильний вибір способу заземлення. Дуже просто звести нанівець всі переваги інтерфейсу аналогового введення, якщо неправильно виконати заземлення джерел вхідних сигналу і екранів, що захищають з'єднувальні кабелі. При наявності заземлених контурів виникають перешкоди, обумовлені загальним заземлювальним проводом для силових і вимірювальних ланцюгів, а також перешкоди, що визначаються заземленням вимірювальної системи в декількох нееквіпотенціальних точках. Ці перешкоди називають перешкодами загального вигляду, під якими розуміється різниця потенціалів будь-якого походження, що діє між точкою заземлення джерела сигналу і точкою заземлення вимірювального пристрою. Рівень перешкоди загального вигляду, як правило, досить значний. За даними практики різниця потенціалів між точкою заземлення джерела сигналу і точкою заземлення системи дорівнює в середньому 1В, а в окремих випадках досягає 5-10В. Це джерело перешкод має широкий частотний спектр (постійний струм, сигнал з частотою мережі живлення і її гармоніки, імпульсні напруги, що виникають при перехідних процесах в силових електричних колах). Дія перешкод загального вигляду на інтерфейс введення аналогової інформації залежить від багатьох умов, зокрема від рівня перешкод на об'єкті, паразитних і робочих зв'язків кіл датчика з контуром заземлення об'єкта і мережею живлення, від відстані між датчиками, між датчиками і місцем встановлення плати пристрою введення аналогової інформації. Звичайно, що для різних умов потрібно застосовувати і різні методи захисту.

Важливою характеристикою ключових схем є наявність чи відсутність гальванічного зв'язку між колом керування і вимірювальним колом. Схеми гальванічної розв'язки на основі електромеханічних або індуктивних елементів непридатні для інтегральної технології виробництва мультиплексорів. В той же час застосування засобів оптоелектроніки дозволяє обійти вказані труднощі, особливо в зв'язку з розробкою оптоМДН – приладів (рис.4.21).

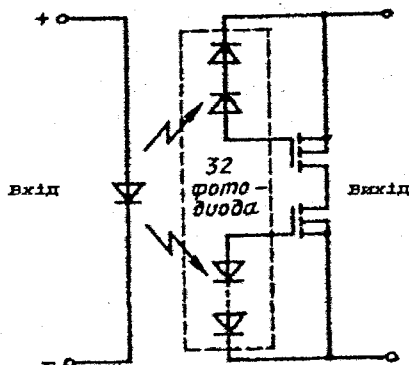


Рисунок 4.21 – Аналоговий ключ з оптоелектричною розв'язкою

В якості прикладу можуть бути наведені прилади фірми Зета-Джі, що мають опір відкритого ключа 20 Ом і час перемикання 100 мкс. Прилад OFM-1A має випромінювальний світлодіод, матрицю з 32 фотодіодів, які забезпечують вмикання МДН-ключа. Кожний фотодіод за рахунок фотоструму, що виникає від опромінення світлодіодом, формує потенціал 0,55В, а кожна група з 16 фотодіодів – потенціал 9В, що достатньо для включення МДН-транзисторів в коло керування МАС.

4.4 Схеми вибирання та зберігання аналогових сигналів

Схеми вибирання та зберігання аналогових сигналів служать для фіксації миттєвих значень сигналів в певні моменти часу. Ці схеми широко використовують в системах обробки та перетворення сигналів для запам'ятовування напруг від вхідних джерел на час від мікросекунд до декількох хвилин. Схеми вибирання та зберігання застосовують в системах запам'ятовування миттєвих значень, аналого-цифрових перетворювачах [2,9,11,17].

В пристроях введення аналогової інформації схеми вибирання і зберігання необхідні при обробці швидкозмінних сигналів з метою узгодження їх динамічних характеристик з динамічними характеристиками АЦП. В цьому випадку вдається розширити динамічний діапазон АЦП, знизити динамічну похибку, виконати точну часову прив'язку значення коду до реального моменту отримання відліку, що надзвичайно важливо для систем, які працюють в реальному масштабі часу, значно спростити відтворення аналогового сигналу з дискретних відліків.

В основі роботи будь-яких схем вибирання – зберігання лежить операція стробування, яка в ідеальному випадку основана на фільтраційній властивості дельта-функції.

В реальних умовах стробування управління вибиранням здійснюється імпульсами кінцевої довжини, переважно прямокутної

форми.

Схеми вибирання та зберігання в загальному вигляді представляють собою комірку аналогової пам'яті, в якій в якості запам'ятовувального елемента використовується високоякісний конденсатор. При цьому така схема може бути реалізована в вигляді аперіодичного або інтегрувального кола.

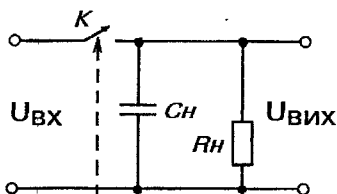


Рисунок 4.22 – Найпростіша схема вибирання-зберігання

В найпростішому варіанті аперіодичної схеми вибирання та зберігання (рис.4.22) точність і час запам'ятовування вхідної напруги залежать від опору навантаження. Тому вихідна напруга в переважній більшості випадків передається на буферний підсилювач з великим вхідним опором і малим вихідним. Для зменшення часу запису, особливо сигналів від джерел з великим внутрішнім опором, використовують аналогічний підсилювач на вході. Таким чином, типова схема вибирання та зберігання має вигляд, показаний на рис.4.23,а.

В цій схемі операційні підсилювачі працюють незалежно один від одного і їх похибка додається до загальної. Тому, якщо точність стеження на низьких частотах має більше значення, ніж швидкодія схеми, контуром зворотного зв'язку охоплюють обидва підсилювачі (рис.4.23,б). В цій схемі ОУ А1 виконує одночасно функції буферного підсилювача розлагодження між вхідною та вихідною напругою. Схема працює як система стеження і зменшує це розлагодження до нуля. Буферний підсилювач А1 забезпечує високий вхідний опір.

Дякуючи замкнутій структурі, схема не вимагає високої стабільності коефіцієнта підсилення А2. Резистор R ізолює вихід А2 від входу А1 в режимі зберігання. Розглянута схема має високу точність, швидкодію, остання визначається швидкодією А1 та його вихідним струмом. Діоди, ввімкнені між виходом А1 та його інвертувальним входом, зберігають замкнутий контур, коли ключ К розмикається. Аналогічно напрузі зміщення і її дрейфовій складовій, синфазна перешкода як буферного, так і вхідного підсилювача в такій схемі подавляються зворотним зв'язком десь в (K+1) разів. Тим самим на декілька порядків зменшуються вимоги до вхідних кіл підсилювача. Похибка, що виникає через обмеженість коефіцієнта підсилення підсилювача А1 визначається:

$$\Delta K \approx 2U_{ax} / (K + 1)$$

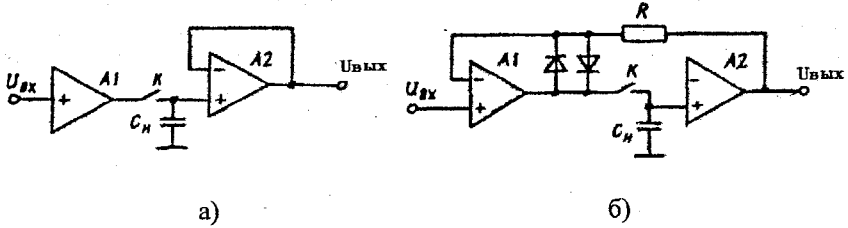


Рисунок 4.23 – а) Розімкнута схема вибирання-зберігання;
б) Замкнута схема вибирання-зберігання

Практичні схеми вибирання-зберігання мають різноманітну конфігурацію і відрізняються за швидкістю і точністю (рис 4.24)

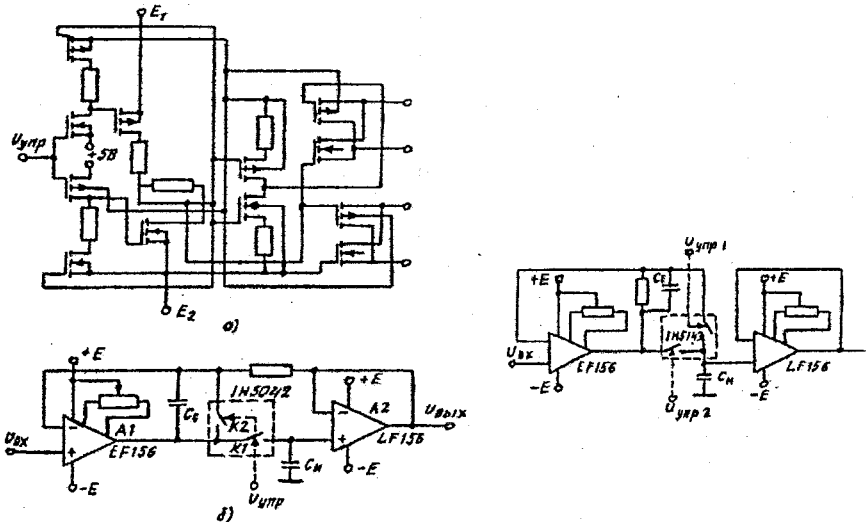


Рисунок 4.24 – КМДН-ключ 1N5042 та його використання в схемах вибирання-зберігання:

а – принципова схема ключа; б – принципова схема пристрою вибирання-зберігання; в – схема вибирання-зберігання на підсилювачі LF156

В процесі функціонування схеми вибирання-зберігання мають місце чотири робочих стани: прання; прання-зберігання; зберігання; зберігання-прання. Основні етапи функціонування схеми вибирання та зберігання можна проілюструвати за допомогою рис. 4.25. Параметри в режимі вибирання ілюструє рис.4.25. Час вибирання визначається як час,

що проходить з моменту подачі команди "Вибирання" до моменту, коли напруга на запам'ятовувальному конденсаторі буде відповідати вхідному сигналу із заданим ступенем точності (знаходиться на рівні 0,1%). Цей час залежить від параметрів конденсатора, що повинно враховуватись розробником, і звичайно лежить в межах 1-10 мкс.

Час встановлення – максимально необхідний час для того, щоб напруга на запам'ятовувальному конденсаторі відповідала вхідному рівню із заданим ступенем точності для вимірювання вхідного сигналу в рамках повного динамічного діапазону за час режиму вибирання.

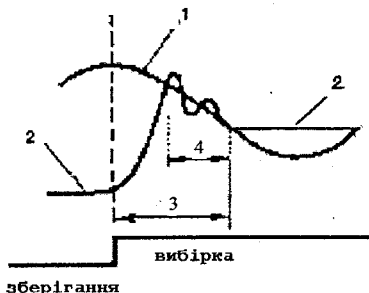


Рисунок 4.25 – Режим вибирання: 1 – вхідний сигнал; 2 – напруга запам'ятовувального конденсатора; 3 – час вибирання; 4 – час встановлення перехідного процесу вибирання

Враховуючи наявність перехідних процесів в різних буферних та підсилювальних каскадах це час завжди більший часу вибирання.

Випадок, коли вихідний підсилювач схеми вибирання-зберігання має меншу швидкодю, ніж сукупність вхідний підсилювач-запам'ятовувальний конденсатор, показує рис.4.26. В цьому випадку напруга на конденсаторі змінюється швидше і перехід в режим зберігання може бути здійснений до того, як напруга на виході кінцевого підсилювача досягне відповідного значення.

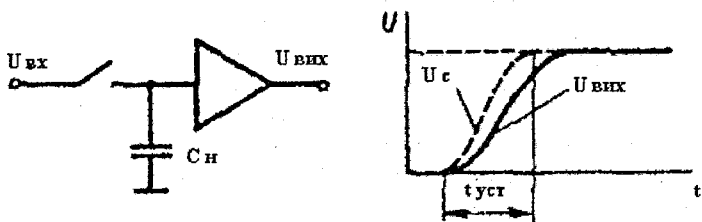


Рисунок 4.26 – Зміна вихідної напруги схеми вибирання-зберігання в залежності від швидкодії вихідного підсилювача

Широко поширений варіант схеми вибирання-зберігання, в якій

послідовно із запам'ятовувальним конденсатором вмикається захисний резистор (рис.4.27). Очевидно, що в цій схемі напруга на виході кінцевого підсилювача досягає необхідного значення швидше, ніж напруга на запам'ятовувальному конденсаторі. Тому тривалість режиму вибирання повинна бути більшою, ніж цього вимагає зміна вихідної напруги кінцевого підсилювача. Іноді, крім часу встановлення, задається швидкість наростання вихідної напруги, як це робиться для операційних підсилювачів.

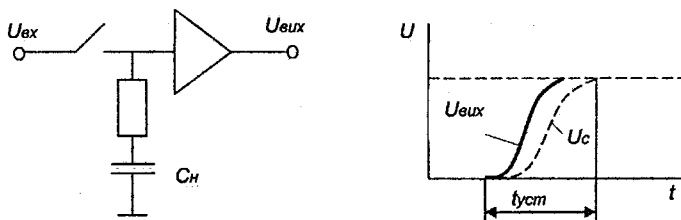


Рисунок 4.27 – Зміна вихідної напруги схеми вибирання-зберігання із захисним резистором

Похибка коефіцієнта передачі характеризується зміною коефіцієнта передачі відносно номінального значення, що викликається різними дестабілізуючими факторами. Необхідно розрізняти похибку коефіцієнта передачі при роботі з постійним вхідним сигналом і синусоїдальним вхідним сигналом різної частоти. Перша є однією зі складових статичної похибки і визначається звичайно в кінці шкали (для уніполярного приладу) чи на обох кінцях шкали (для біполярного приладу), а друга – є однією зі складових динамічної похибки і характеризує частотні властивості приладу в режимі вибирання. Додатково потрібно враховувати дрейф коефіцієнта передачі під дією дестабілізуючих факторів. До похибок рівня вихідної напруги відносяться:

- зсув вихідної напруги в режимі вибирання при нульовому вхідному сигналі і заданій температурі та напрузі живлення;
- дрейф зсуву вихідної напруги – зміна зсуву вихідної напруги під дією дестабілізуючих факторів, а також часовий дрейф;
- початкова складова похибки зсуву, що визначається взаємодією між колом керування та колом вхідного сигналу;
- нелінійність амплітудної характеристики, що визначається відхиленням коефіцієнта передачі від постійної величини при зміні вхідного сигналу по всьому динамічному діапазоні;
- час встановлення – час, необхідний для повернення в лінійний режим після зняття перевантаження по колу вхідного сигналу.

Покращення динамічних властивостей схеми вибирання-зберігання, наприклад, швидкості наростання можна досягти збільшенням зарядного

струму. Однак цей струм можна збільшувати тільки до певної межі. (рис.4.28а). Тут в режимі вибирання через діоди D1 і D2 протікає вихідний струм другого підсилювача схеми вибирання-зберігання (схема NF 6537, яка має два підсилювачі з одиничним підсилюванням), який додатково заряджає накопичувальний конденсатор, що рівносильно збільшенню вихідного струму зарядного підсилювача. Однак недоліком цього рішення є розряд конденсатора за рахунок зворотних струмів діодів.

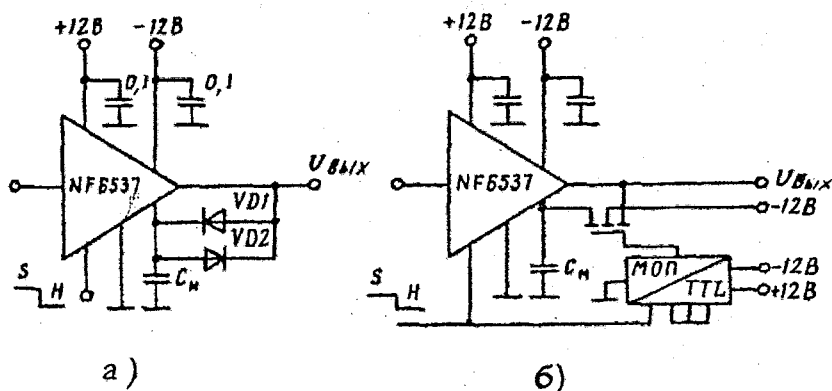


Рисунок 4.28 – Схема покращення динамічних характеристик пристрою вибирання-зберігання

Найкращі результати дає застосування МДН-ключа, що відкривається в режимі вибирання і закривається при зберіганні. За рахунок значно менших зворотних струмів діодів втрати в режимі зберігання суттєво знижуються. До параметрів при переході від вибирання до зберігання відноситься апертурний час, який дорівнює інтервалу часу, на протязі якого продовжується відслідковування вхідного сигналу після надходження сигналу керування, який здійснює переведення пристрою з режиму вибирання в режим зберігання.

Однією з основних похибок обробки сигналів обмеженого спектру є похибка апертурного зсуву. Вона визначається постійним зсувом моментів виникнення вибірових значень вхідного сигналу відносно істинних значень часу, до яких ці значення відносяться. Незавжно побачити, що апертурний зсув призводить, як правило, до частотних спотворень, аналогічних тим, що виникають в еквівалентному RC-колі, до якого зводиться пристрій в режимі вибирання.

Змінна складова апертурного часу змінюється в залежності від характеру зміни вхідного сигналу і тому є випадковою величиною. Апертурне тремтіння завжди є джерелом апертурних похибок або неоднозначності моментів взяття вибірових значень сигналу. Це порушує вимоги теореми віддіків, а також приводить до виникнення похибок, що

мають таке ж значення, як шуми квантування. Як правило, параметри апертурного зсуву і апертурного тремтіння на готові вироби схем вибирання-зберігання задаються роздільно.

Ще найбільш точну прив'язку і звуження інтервалу невизначеності можна отримати, якщо обробляється випадковий процес. Тоді апертурний час буде являти собою випадкову величину і в якості апертурного зсуву потрібно прийняти її математичне очікування, а в якості апертурного тремтіння – величину, залежну від дисперсії. Навіть в найпростіших схемах вибирання-зберігання мають місце викиди напруг, пов'язані з перехідними процесами при перемиканнях схеми. Перехідні перешкоди не просто заважають, а є ще і головним джерелом похибок. Коли відбувається перемикання запам'ятовувального конденсатора з режиму "прання" в режим "збереження", на нього через міжелектродну ємність ключового елемента передається деякий заряд

$$Q = C_{me} \Delta U_{упр}$$

де C_{me} – міжелектродна ємність ключа; $\Delta U_{упр}$ – амплітуда керуючого сигналу.

Напруга зсуву, що викликається цим зарядом:

$$U_c = \frac{q}{C_H} = \frac{C_{me}}{C_H} \Delta U_{упр},$$

називається напругою переходу до збереження. При виборі схеми керування ключовими елементами слід враховувати вплив $\Delta U_{упр}$ на величину U_c .

Оскільки монолітні схеми вибирання - зберігання вимагають під'єднання зовнішнього конденсатора, напруга переходу до зберігання може бути визначено шляхом вимірювання. Для схем з внутрішнім конденсатором ця напруга повинна бути вказана в паспорті.

Запам'ятовувальний конденсатор є одним із основних елементів схеми вибирання-зберігання, тому його параметри повинні бути взяті до уваги при проектуванні або виборі схеми. Для використання в розглянутих пристроях важливим параметром запам'ятовувального конденсатора є діелектрична абсорбція, яка виникає в результаті того, що діелектрик конденсатора не поляризується миттєво. Необхідно мати деякий час для орієнтації молекулярних диполів відносно прикладеного електричного поля. Як наслідок, наступний стан запам'ятовувального конденсатора буде залежати від попереднього.

При виборі діелектрика запам'ятовувального конденсатора слід враховувати, що значення ізоляції, вимірюване шляхом множення опору на ємність, повинно бути більше значення $5 \cdot 10^5$ МОм·мкФ, при цьому напруга зменшується тільки на 1% за 1,5 год. Найкращими матеріалами є полістирол, полікарболіт, політропілен, тефлон.

Найбільш підходящими для схем вибирання та зберігання ключовими елементами, виконаними за біполярною технологією, є діодні

мостові ключові елементи (рис.4.29). Більш того, діодний міст, за допомогою якого виконується перемикання, забезпечує таку малу прохідну сміть, що його похибка передачі заряду досить мала навіть з урахуванням впливу всіх паразитних ємностей. Відкривання ключа досягається вмиканням джерел струму I_1 і I_2 . Головною проблемою при використанні цього типу ключових елементів є обмеження зарядного струму запам'ятовувального конденсатора. Максимальне значення зарядного струму обмежується в обох напрямках джерелами I_1 і I_2 , які впливають на потужність споживання. Значення струмів I_1 і I_2 , більше декількох міліампер, посилює розбаланс діодів і вимоги до вхідного підсилювача. Вирішити це питання дозволяє додатковий форсуючий підсилювач ОПЗ. Цей підсилювач відробляє різницю між вихідними напругами двох буферних підсилювачів ОП1, ОП2 схеми. Коли ця різниця напруга перевищує визначений рівень, форсуючий підсилювач ОПЗ вмикається і формує на своєму виході вихідний або вхідний струм перезарядження, конденсатора збереження. Як тільки напруга на цьому конденсаторі досягає свого кінцевого значення, форсуючий підсилювач вимикається і процес кінцевого заряду конденсатора завершується струмом діодної мостової схеми на рівні 1мА.)

Таке схемне рішення дозволяє застосувати конденсатори зберігання з відносно більшими ємностями при одночасному зберіганні низького рівня похибки передачі заряду та швидкості спаду рівня. В той же час вибір більшої ємності не впливає на надзвичайно малий час вибирання, властиве цій ІС.

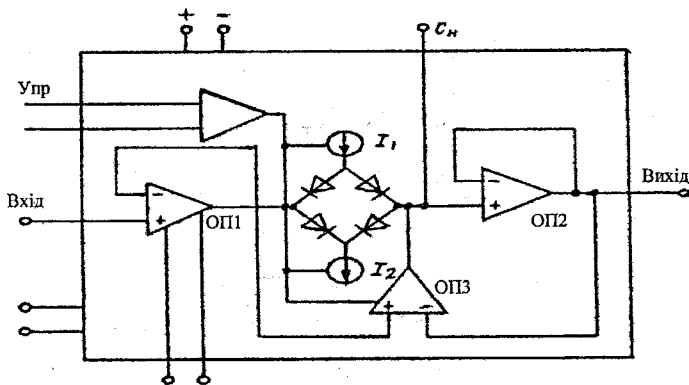


Рисунок 4.29 – Схема вибирання-зберігання з діодним ключовим елементом та форсуючим підсилювачем

Важливим моментом проектування схем вибирання та зберігання є вибір ємності накопичувального конденсатора C_n . При цьому вимагається вирішити протиріччя між похибкою створення вибирання і похибкою запам'ятовування. Для зменшення похибки вибирання C_n треба вибирати

мінімальним, що, однак, призводить до збільшення похибок зберігання як за рахунок розряду, так і за рахунок наскрізного проходження. Одним з варіантів компромісу є каскадне вмикання схем вибирання та збереження. В результаті збільшується час зберігання і зменшується наскрізне проходження.

Серед серійних моделей ПІВЗ можна виділити декілька моделей фірми Analog Devises (Грінсборо, шт. Північна Кароліна). Модель AD9100.[17] (рис.4.30).

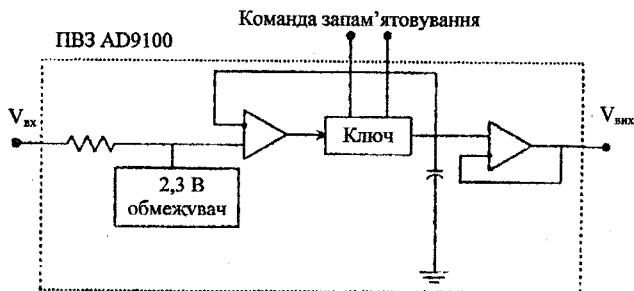


Рисунок 4.30 – Схема ПІВЗ AD9100

ПІВЗ AD9100 див. рис. 4.30 реєструє двовольтовий стрибок напруги (відносно рівня попереднього відліку) з похибкою 0,01% максимум за 23 нс. В попередніх приладах 12-ти розрядна точність дискретизації досягалась тільки на частотах нижче 20 МГц. Спотворення які виникають у вхідному підсилювачі та ключі подібних пристроїв обмежували динамічний діапазон і відношення сигнал/ шум приблизно на рівнях 70-75 дБ відповідно для 10 МГц вхідного сигналу. Для схеми AD9100 типове та максимальне значення спотворень в режимі запам'ятовування дорівнюють відповідно 81 дБ та 73 дБ відповідно повного діапазону зміни сигналу при дискретизації гармонічного 12,1 МГц коливання на частоті 30 МГц.

Типове значення викиду при переході з режиму вибирання в режим зберігання не перевищує 6 мВ. Час встановлення схеми в режим зберігання з похибкою 1 мВ становить 7 нс. Максимальний струм, який споживає ІС від 5В до 5,2 В джерел живлення ЕЗЛ-схем, становить відповідно 118 та 132 мА.

4.5 Питання для самоконтролю

- 4.5.1 Наведіть класифікацію датчиків-перетворювачів.
- 4.5.2 Проаналізуйте характеристики датчиків.
- 4.5.3 Опишіть основні активні та пасивні датчики: терморезистивні, фото опору, смісний, індуктивний.
- 4.5.4 Наведіть основні схеми узгодження.

4.5.5 Проаналізуйте конфігурації мультиплексорів аналогових сигналів.

4.5.6 Опишіть основні типи комутаційних елементів:

- діодних;
- на польових транзисторах;
- на МДН транзисторах;
- на оптронах.

4.5.7. Принцип дії ПВЗ.

4.5.8. Основні схеми ПВЗ.

5.1 Характеристики АЦП і ЦАП

З найбільш важливих системних параметрів, які визначають технічний рівень АЦП, у більшості випадків вказують: вхідні/вихідні – вид і діапазон зміни вхідного сигналу, вхідний опір, вид вихідного коду і рівні вихідних сигналів; статичні – роздільна здатність, інструментальна похибка, температурний коефіцієнт; динамічні – частота відліку, апертурний час; динамічні похибки I і II роду, АЧХ, пропускна здатність; економічні – вартість, експлуатаційні витрати [2,9,18,19]

До системних параметрів ЦАП відносять: вхідні/вихідні – вид вхідних кодів і рівні опорних напруг, полярність і діапазон вихідної напруги або струму, навантажувальна здатність; статичні характеристики – похибка дискретизації, інструментальна похибка і температурний коефіцієнт; динамічні характеристики – час встановлення, швидкість наростання вихідного сигналу; пропускна здатність; економічні характеристики – вартість, експлуатаційні витрати.

Аналізуючи вище перераховані характеристики АЦП і ЦАП, не важко помітити їх подібність. За характером перетворення АЦП і ЦАП являють собою дуальні перетворювачі. Окрім того, більшість параметрів АЦП визначаються відносно вхідної напруги, тобто приводяться до входу. Все це дозволяє об'єднати розгляд основних характеристик АЦП і ЦАП. Тому в межах даного розділу будемо використовувати термін “перетворювач”, уточнюючи в разі необхідності його конкретну природу.

Дуальний характер АЦП і ЦАП приводить до того, що їх основні статичні параметри мають одну і ту ж фізичну природу і тому їх розгляд може бути об'єднаний. Відхилення від ідеальної передатної характеристики перетворювача викликаються зміщенням нуля характеристики (рис. 5.1), зміною її крутизни (рис 5.2.), а також нелінійністю (рис. 5.3, 5.4). Похибки, викликані нелінійностями, відносяться до таких, що найбільш важко ліквідовуються, оскільки вони не можуть бути ліквідовані регулюванням за допомогою потенціометрів. Існує два основних методи зменшення цих похибок: використання високоякісних перетворювачів; алгоритмічні методи корекції з використанням мікропроцесорів мікрокомп'ютерів або спеціалізованих процесорів.

Найбільш поширеними видами не лінійності є, так звана, інтегральна не лінійність (рис.5.3) і більшість виробників використовують її як основну характеристику своєї продукції. Інтегральна не лінійність характеризується максимальним відхиленням характеристики передачі перетворювача від ідеальної (прямої лінії), разом з тим часто використовується і диференціальна не лінійність, яка характеризує девіацію кроку дискретизації за рівнем (рис. 5.4).

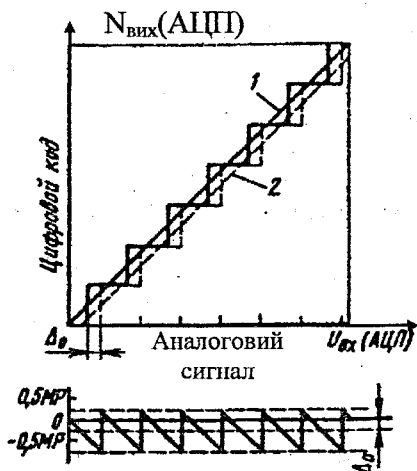


Рисунок 5.1 – Вплив зміщення нуля на характеристику перетворення АЦП: а – характеристики перетворення (1 – ідеального АЦП; 2 – реального АЦП); б – похибка дискретизації, що виникла внаслідок зміщення нуля характеристики перетворення

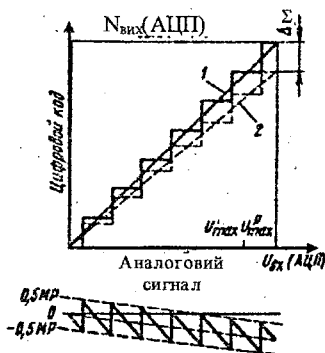


Рисунок 5.2 – Вплив зміни масштабного коефіцієнта перетворення (крутизни) на характеристики перетворення АЦП: а – характеристики перетворення (1 – ідеального АЦП; 2 – реального АЦП); б – похибка, що виникла у зв'язку зі зміною масштабного коефіцієнта перетворення ($\Delta M = U_{\text{гmax}}^i - U_{\text{гmax}}^p$ – абсолютна похибка; $\delta_m = \Delta_m / U_{\text{гmax}}^i$ – відносна похибка ідеального і реального перетворювачів)

Розглянута нелінійність називається інтегральною (рис.5.3), і більшість виробників використовують її як основну характеристику своєї продукції. Разом з тим часто використовується і диференціальна

нелінійність, яка характеризує девіацію кроку дискретизації за рівнем (рис. 5.4).

В багатьох випадках перетворювачі характеризуються обома видами нелінійності, які обидві вимірюються в одиницях молодшого розряду (МР).

Особливим видом нелінійності є немонотонність передатної функції, при якій має місце зміна знаку похідної передатної функції перетворювачів (рис. 5.5), а також пропуск коду. Ця нелінійність характерна для АЦП, виникає в тому випадку, якщо диференціальна нелінійність буде більшою, ніж ± 1 МР. Пропуск коду може виникнути в результаті перехідного процесу, коли виникає зміна кодів комбінацій.

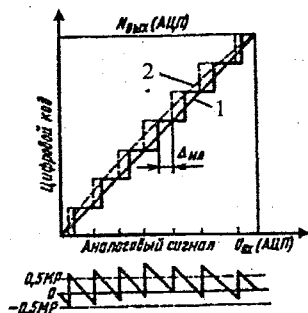


Рисунок 5.3 – Вплив інтегральної нелінійності на характеристики перетворювача: а – характеристики перетворення (1 – ідеального АЦП; 2 – реального АЦП); б – похибки, викликані інтегральною нелінійністю характеристики перетворення ($\Delta_{\text{ин}} = U^{\text{н}} - U^{\text{р}}$ – абсолютна похибка; $\delta_{\text{ин}} = \Delta_{\text{ин}} / U_{\text{макс}}$ – відносна похибка)

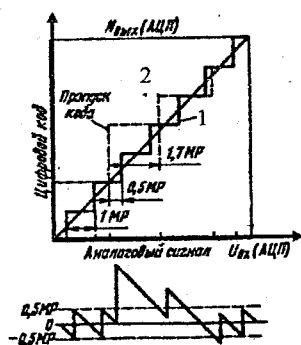


Рисунок 5.4 – Вплив диференціальної нелінійності на характеристики перетворювача: а – характеристики перетворення (1 – ідеального АЦП; 2 – реального АЦП); б – похибка, утворена диференціальною нелінійністю

Наприклад, при переході від кодової комбінації 001 до 110 можлива поява комбінації 111, в результаті чого код 110 буде пропущено. При оцінюванні нелінійності АЦП необхідно мати на увазі, що вона залежить від типу АЦП. Так, для перетворювачів послідовної апроксимації а також інших типів, що використовують ЦАП в контурі зворотного зв'язку, диференціальна нелінійність представляє домінуючий тип нелінійності. Останнє пояснюється використанням в ЦАП врівноважувальних джерел струму. Найбільші значення диференціальної нелінійності можуть бути в точках $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$, $\frac{3}{4}$ від повної шкали вхідного сигналу. Проблема в тому, що в цих точках джерело струму, яке відповідає старшому розряду, вмикається в той час, коли всі інші джерела вимикаються. Похибка віднімання струмів, яка серйозно впливає на похибку ЦАП, повинна знаходитись в межах $\pm 1/2$ молодшого розряду, що збільшує вимоги до технологічної якості виробництва.

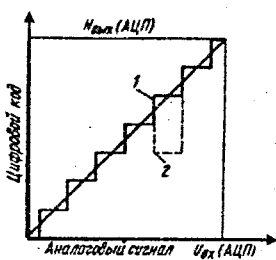


Рисунок 5.5 – Вплив немоногонності характеристики перетворення: 1 – характеристика перетворення ідеального АЦП; 2 – характеристика перетворення реального АЦП

Для інтегровальних АЦП переважною характеристикою є інтегральна нелінійність, яка обумовлена головним чином нелінійністю інтегратора. Диференціальна нелінійність виникає головним чином у зв'язку з нестабільністю частоти тактових імпульсів.

Важливою характеристикою перетворювачів є роздільна здатність, яка визначається кількістю розрядів вихідного коду АЦП або вхідного коду ЦАП. Роздільну здатність можна вказувати в одиницях рівнів дискретизації (q), в процентах від повної шкали зміни аналогового сигналу або в абсолютних одиницях напруги (відносно максимальних значень, наприклад, 1В).

Враховуючи дуальний характер АЦП і ЦАП, слід відмітити зв'язок, який існує між їх вихідними параметрами: вихідним кодом АЦП і вихідною напругою ЦАП, особливо у випадку перетворення біполярних сигналів (табл.5.1).

Зміна температури навколишнього середовища є причиною

додаткової зміни значень похибок зміщення нуля, крутизни передатної функції і нелінійності. Проблема зменшення впливу відповідних температурних похибок дуже серйозна. Температурний дрейф зміщення нуля визначається в мікрвольтгах на градус Цельсія (мкВ/°С). Остання величина характеризує вплив температури на крутизну передатної характеристики і нелінійність перетворювачів. Вплив температури приводить до того, що при збереженні роздільної здатності точність перетворювача істотно зменшиться. Температурна похибка АЦП і ЦАП може бути зменшена правильним регулюванням. Якщо перетворювачі працюють в деякому діапазоні температур, то регулювання повинно виконуватись в середній точці цього діапазону. Найбільші труднощі в регулюванні викликає вплив температури на нелінійність передатної характеристики, оскільки вона найбільш складно піддається усуненню. Істотною вимогою до температурної стійкості перетворювача є збереження монотонності і відсутність пропусків коду в заданому температурному діапазоні.

Таблиця 5.1 – Роздільна здатність перетворювачів

Роздільні еквіваленти					Число рівнів дискретизації аналогового сигналу
Роздільна здатність 1 МР		Число біт	Роздільна здатність 0,5 МР		
%	Абс.од·10 ⁻⁶ ·В (U _{max} =1В)		%	Абс.од·10 ⁻⁶ ·В (U _{max} =1В)	
6,25	62500	4	3,125	31250	16
3,1125	31250	5	1,563	15563	32
1,563	15630	6	0,781	7810	64
0,781	7810	7	0,391	3910	128
0,391	3910	8	0,195	1950	256
0,195	1950	9	0,0977	977	512
0,0977	977	10	0,0488	488	1024
0,0488	488	11	0,0244	244	2048
0,0244	244	12	0,0122	122	4096
0,0122	122	13	0,0061	61	8192
0,0061	61	14	0,0031	31	16384
0,0031	31	15	0,0015	15	32768
0,00153	15	16	0,00763	8	65538

Як вже говорилось, динамічні характеристики АЦП задаються частотою відліків і апертурним часом або часом, необхідним для виконання аналогово-цифрового перетворення, та динамічними похибками

I та II роду. Апертурний час t_A обмежує максимальну частоту відліків $F_{відл}$, яка не може бути більшою, ніж $1/t_A$. Тому апертурний час, який залежить як від роздільної здатності перетворювача, так і від методу перетворення, досить повно характеризує динамічні характеристики АЦП.

При розробці перетворювача необхідно знати, який час перетворення необхідний, щоб похибка перетворення находилась в межах, допустимих з точки зору роздільної здатності АЦП. Для зменшення апертурного часу перед АЦП включають схему вибирання-зберігання, яка за дуже короткий час виконує вибірку аналогового сигналу і зберігає його миттєве значення до моменту завершення перетворення АЦП. В цьому випадку апертурний час – це час переходу схеми вибирання-зберігання в режим збереження. Тоді час, за який виконується перетворення, може бути значно більшим.

Розглядаючи динамічні характеристики АЦП, потрібно зауважити, що в більшості випадків довідкові дані на АЦП (нелінійність, похибка і частота перетворення) звичайно визначаються в результаті статичних, а не динамічних випробовувань. В динамічному режимі передатна характеристика АЦП може істотно змінитися, оскільки її вигляд безпосередньо залежить від швидкості, з якою елементи АЦП змінюють свій стан. Саме в динамічному режимі проявляється диференціальна нелінійність, яка обумовлюється відхиленням кроку дискретизації від ідеального значення.

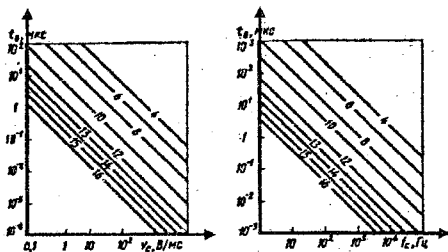


Рисунок 5.6 – Номограми для розрахунку часу вибирання АЦП (цифри на прямих вказана роздільна здатність АЦП в бітах)

Під динамічною похибкою АЦП при змінних в часі параметрах сигналу або АЦП розуміють різницю $\Delta_{дин}(t_i)$ між зафіксованим приладом значенням вимірної величини $x_n(t_i) \approx N$ і її реальним значенням $x_p(t_i)$ в конкретний момент часу t_i , без врахування статистичних похибок та похибок дискретності, таким чином:

$$\Delta_{дин}(t_i) = x_p(t_i) - x_n(t_i),$$

де $t_i = i \cdot \Delta t_r$ (Δt_r – довжина такту перетворення).

Розрізняють два види динамічних похибок АЦП [19,20]:

1. Динамічну похибку першого роду $\Delta_{дин}$, обумовлену інерційністю окремих вузлів АЦП, яка визначається величиною та довжиною

перехідних процесів, що проходять в вузлах.

2. Динамічну похибку другого роду $\Delta_{I \text{ дин}}$ обумовлену зміною вхідного сигналу за час перетворення і швидкістю або частотним спектром сигналу кодування.

В АЦП в процесі врівноваження вимірюваної $U_X(t)$ компенсаційною $U_0(t_i)$ відбуваються зміни стану як аналогових, так і дискретних вузлів АЦП. Ці зміни не можуть відбуватися миттєво, вони завжди супроводжуються перехідними процесами. Перехідними процесами супроводжується перемикання зразкових напруг в ЦАП і відтворення чутливості порівнювальних пристроїв (схем порівняння - СП) після їх переважання. На динаміку процесу перетворення в цілому мають вплив не тільки перехідні процеси в окремих вузлах, а й конструктивні фактори: наявність додаткових ємностей зв'язків між СП, ЦАП та вхідними колами АЦП.

Все це приводить до того, що на кожному такті перетворення процес врівноваження буде супроводжуватися перехідними процесами, сумарна величина яких визначається виразом:

$$U_{\text{вст}}(t_i) = \varphi[U_0(t_i)],$$

де $U_0(t_i)$ – компенсаційна напруга на виході ЦАП.

На рис 5.7 для АЦП порозрядного врівноваження показано вплив перехідних процесів на встановлення компенсаційної напруги $U_0(t)$ і утворення динамічної похибки $\Delta_{I \text{ дин}}$.

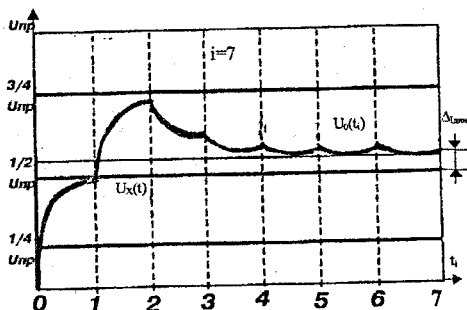


Рисунок 5.7 – Утворення динамічної похибки від перехідних процесів в АЦП порозрядного врівноваження

Процес формування компенсаційної напруги на кожному такті часом t_T відбувається в відповідності з виразом:

$$U_{0p}(t_i) = U_0(t_i) - U_{\text{вст}}(t_{iT}).$$

При цьому в момент кінцевого такту перетворення при $i=7$ результат $U_{в}(t_T)$ утворюється з максимальною похибкою, що дорівнює:

$$\Delta_{I \text{ дин max}} = \sum_{i=1}^{n-1} U_{\text{вст}}(t_i),$$

Неважко побачити, що динамічні помилки $\Delta_{\text{Длин}}$ виникають тільки в певних точках шкали АЦП і залежить від

$$U_0(i) - U_{\text{вст}}(i, t_T) \leq U_x \leq U_0(i),$$

і залежить від величини вхідної напруги $U_x(t)$, величини компенсувальної напруги $U_0(t_i)$ і довжини такту перетворення Δt_T .

Таким чином, динамічна похибка $\Delta_{\text{Длин}}$ визначається лише “внутрішніми” процесами аналого-цифрового перетворення при незмінній в часі величині $U_x(t)$. Але в багатьох випадках застосування АЦП вхідний сигнал $U_x(t)$ змінюється в часі. При цьому, оскільки час перетворення $T_{\text{пр}}$ АЦП вхідної величини $U_x(t)$ обмежений, виникає динамічна похибка $\Delta_{\text{Длин}}$, яка оцінюється швидкістю зміни вхідного сигналу за час одного перетворення і визначається виразом:

$$\Delta_{\text{Длин}} \leq U_x'(t) \cdot T_{\text{пр}},$$

де $U_x'(t) = \frac{dU_x(t)}{dt}$ – перша похідна від сигналу $U_x(t)$.

Величина $\Delta_{\text{Длин}}$ АЦП залежить також від методу аналого-цифрового перетворення і від вибору моменту відліку результату перетворення. Зазвичай момент відліку відносять до моменту проведення останньої операції порівняння на останньому n -му такті. На рис 5.8 для АЦП порозрядного врівноваження (без врахування перехідних процесів) показано утворення динамічної похибки $\Delta_{\text{Длин}}$ при проходженні лінійного сигналу $U_x(t)$ в момент порівняння на останньому такті перетворення. При цьому величина динамічної похибки буде визначатися не тільки швидкістю зміни сигналу і часом перетворення, але й значенням самої вхідної величини.

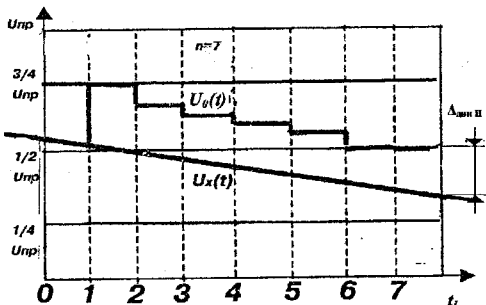


Рисунок 5.8 – Утворення динамічної похибки від зміни вхідного сигналу в АЦП порозрядного врівноваження

Як було показано, величина динамічних похибок $\Delta_{\text{Длин}}$ та $\Delta_{\text{Длин}}$ залежить від багатьох факторів, в тому числі і від величини вхідного сигналу. При цьому похибки дуже нерівномірно розподілені по шкалі АЦП і можуть досягати в деяких точках шкали найбільших значень. Тому в залежності від вимог до оцінювання похибки АЦП в цілому можуть бути

визначені і оцінювання динамічної похибки.

Оцінювання похибки АЦП максимальним значенням використовується тоді, коли необхідно знати кожне окреме вимірювання із заданою точністю. Найчастіше це потрібно при вимірюваннях з допомогою АЦП постійних сигналів, або в багатоканальних інформаційно-вимірювальних системах. Оцінювання похибки АЦП середнім квадратом використовується тоді, коли необхідно знати похибку перетворення широкосмугових вхідних сигналів. Відповідним чином будемо оцінювати і динамічну похибку як одну з складових похибки АЦП. В загальному випадку загальну максимальну похибку АЦП можна представити як суму трьох складових:

$$\Delta_{\text{АЦПmax}} = \delta_{\text{статmax}} + \delta_{\text{динmax}} + \delta_{\text{дискmax}},$$

де $\delta_{\text{статmax}}$ — максимальне значення статичних складових похибок,
 $\delta_{\text{динmax}}$ — максимальне значення динамічних складових похибок,
 $\delta_{\text{дискmax}}$ — максимальне значення похибки дискретизації.

Основний вплив на вибір параметрів, що характеризують динаміку аналого-цифрового перетворення, несуть динамічні похибки і похибка дискретизації, під впливом яких і здійснюється взаємозв'язок характеристик АЦП і кодувального сигналу. Статистична складова похибки АЦП також впливає на вибір цих параметрів, оскільки існує конкретний взаємозв'язок між статистичними і динамічними характеристиками елементів АЦП. Так, більш швидкодіючі елементи, як правило, мають меншу точність. Але при порівняльному аналізі різних АЦП з ідентичними характеристиками елементів цей зв'язок буде незначним.

Динамічні властивості ЦАП визначаються часом встановлення вихідного сигналу, який обмежує швидкість перетворення кодових слів, що подаються на вхід ЦАП. Це обмеження обумовлене тим, що не встигають закінчитись перехідні процеси на аналоговому виході. Таким чином час перетворення — це інтервал між подачею на схему перемикачів нового цифрового слова і встановленням на аналоговому виході деякого кінцевого значення. Як правило, час встановлення вказується для зміни коду, який відповідає повній шкалі, з допуском в межах $\pm 1/2$ МР. Реальна довжина цього інтервалу залежить від різниці значень двох послідовних слів, наявності або відсутності різких змін в коді, а також від частотних властивостей і якостей схеми вихідного підсилювача, якщо він є.

Наявність підсилювача необов'язкова для ЦАП з струмовим виходом, де аналоговий струмовий сигнал можна отримати прямо з шини додавання струмів. Використовуючи вихід ЦАП по струму, можна отримати менший час встановлення, окрім того, ЦАП буде дешевший через відсутність підсилювача. Для ЦАП із струмовим виходом середній час встановлення складає 10^2 - 10^3 нс. Однак для роботи багатьох аналогових пристроїв, які під'єднуються до ЦАП, часто потрібна напруга, а не струм. В той же час введення інтегрального перетворювача струм-

напруга значно збільшує час встановлення. Це збільшення визначається часом наростання вихідної напруги підсилювача у відповідь на ступінчасту зміну вихідного струму ЦАП, яка, в свою чергу, викликається зміною вхідного коду ЦАП.

Для зменшення часу встановлення ЦАП з виходом по напрузі потрібно використовувати широкосмугові підсилювачі. Наявність вихідного підсилювача впливає також на значення похибки ЦАП. Тому високоякісний зовнішній підсилювач може використовуватись не тільки для скорочення часу встановлення, але й для зменшення дрейфу нуля і зміни коефіцієнта підсилення з часом і в залежності від температури. Вартість високоякісного підсилювача складає істотну частку витрат на виготовлення ЦАП, проте забезпечує велику швидкість перетворення, точність і повторюваність результатів.

5.2 Системні перетворювачі інформації

Розвиток засобів цифрової обчислювальної техніки істотно вплинув на розширення функціональних можливостей інформаційно-вимірювальних (ІВС) та технологічних (ІТС) систем. Влаштування в них мікропроцесорів та персональних комп'ютерів дозволило автоматизувати не тільки процес вимірювання і накопичення вимірювальної інформації, але і математичну обробку результатів. При цьому ІВС на базі ЦОМ, що виконує цифрову математичну обробку результатів вимірювань, може називатися інформаційно-обчислювальною системою (ІОС). Окрім того, активно йде розвиток приладів зв'язку з інформаційно-технологічними об'єктами з використанням системних перетворювачів інформації (СПІ), що структурно входять до складу аналого-цифрового інтерфейсу систем. Між ІВС, ІТС, ІОС, АЦП і СПІ є багато спільного. Ті і інші повинні відповідати ряду загальних вимог з метрологічних і техніко-експлуатаційних характеристиках. Однак є і відмінності. Для ІВС, ІТС і ІОС головне значення мають системні функції, для забезпечення яких здійснюється перетворення і обробка вимірювальної інформації. Задача СПІ – виконати перетворення і обробку даних у відповідності з метрологічними показниками, що вимагаються. Велику роль в розвитку системних аналого-цифрових (САЦП) і цифро-аналогових (СЦАП) перетворювачів зіграла наукова школа Інституту кібернетики України під керівництвом А. І. Кондальова.[21]

Під СПІ розуміють перетворювачі інформації (ПІ), оснащені апаратними і програмними засобами для використання в аналого-цифрових інтерфейсах ІОС, ІТС і ІВС. Сучасні ЦАП, АЦП і аналого-цифрові процесори, що випускаються в вигляді БІС і СБІС, являють собою функціонально завершені вузли і прилади, але не є остаточним продуктом для використання в системах, оскільки є лише мікроелектронними компонентами для побудови СПІ. Їм бракує, передусім, інтерфейсу і програмно-керувальних засобів.

Структурні схеми СПП наведені на рис 5.9. Тут наведено схему системного ЦАП (СЦАП) (рис 5.9, а), яка містить: ЦАП, цифровий інтерфейс (ЦІ), аналоговий фільтр (АФ), відтворюючий функцію вихідного сигналу ЦАП в аналоговій формі, вихідний підсилювач потужності (ВПП) і пристрій управління (ПУ). На вхід СЦАП надходять коди $K_j(t_k)$ де j – номер каналу перетворення, t_k – номер дискретного відліку. На виході СЦАП формується сигнал $A_j(t)$. В випадку необхідності використання декількох каналів в склад структури цифро-аналогового інтерфейсу, наведеного на рисунку 5.9,а додатково може входити пристрій вибирання-зберігання (ПВЗ) і аналоговий комутатор (АК), вибирання каналу в якому задається кодом N . Вхід ПВЗ під'єднується до виходу ЦАП в точці А. Роботою СЦАП керує ЦВМ через ЦІ і місцевий пристрій управління (контролер). САЦП (Рисунок 5.9, в) містить: аналоговий інтерфейс (АІ), АЦП, цифровий інтерфейс (ЦІ) і пристрій управління (ПУ). На вхід САЦП надходять сигнали $A_j(t)$ від первинних перетворювачів інформації (Д). На виході формуються коди результатів перетворення $K_j(t_k)$. В склад АІ САЦП (Рисунок 5.9, г) в загальному випадку входять: вимірювальні (первинні) перетворювачі ВП1, ВП2, ..., ВП_i, аналоговий комутатор (АК), пристрій вибирання і зберігання (ПВЗ). Причому в склад ВП_i, в свою чергу, можуть входити нормуючі підсилювачі, і фільтри (антилязингові). Роботою САЦП керує ЦВМ за допомогою ПУ і ЦІ. Для побудови СПП можуть використовуватися аналогові мікропроцесори АМП. Структурна схема АМП наведена на рис 5.10.

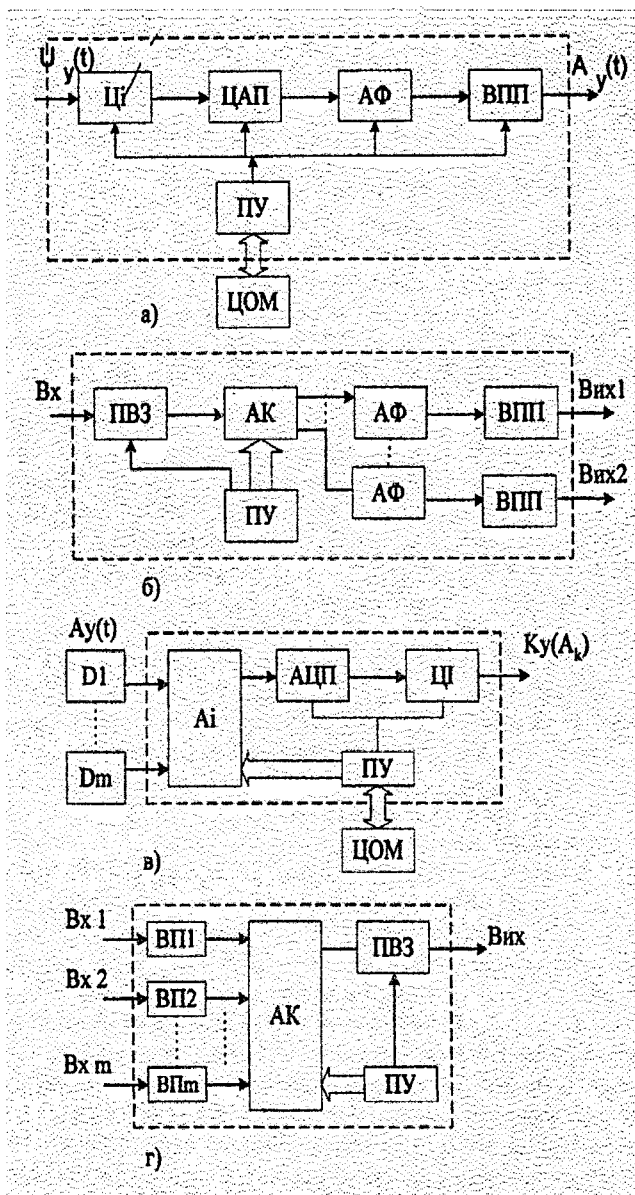


Рисунок 5.9 – Системні перетворювачі форми інформації

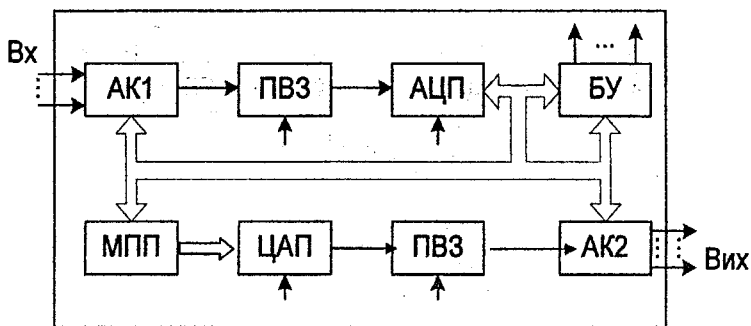


Рисунок 5.10 – Аналого-цифровий мікропроцесор

Наявність мікропроцесора з пам'яттю (МП) розширює можливості програмного управління, а твердотільне виконання дозволяє використати АМП в якості мікроелектронного компонента схем АЦ. Перший АМП був запропонований фірмою Intel – БІС Intel 2920. Недоліком його є невисока роздільна здатність. В наш час провідне місце з випуску АМП займає фірма "Analog devices". Слід відзначити 16-разрядні моделі AD1848, AD28msP01 і AD28msp02. АЦ робить ЦОМ повністю незалежними від видів і типів джерел інформації, в ролі яких по відношенню до ЦОМ виступають первинні перетворювачі інформації, встановлені на об'єктах. Перед розробниками ІОС, ІТС, і ІВС постає задача адекватного стикування приладів, що сприймають інформацію від об'єкта, а саме первинних перетворювачів різноманітного типу з системним комп'ютером, що є координуючим вузлом такої системи, а також інших вузлів, які обробляють інформацію і видають її користувачу в найбільш зручній для нього формі.

Отже, використання цифрових систем ефективно тільки тоді, коли вузли СП (АЦ), не вносять обмежень щодо точності і швидкодії в процес перетворення інформації. З іншого боку, цифрова обробка інформації за допомогою комп'ютера дозволяє не тільки покращити метеорологічні характеристики СП за рахунок автоматичного калібрування і самокорекції статичних похибок аналогових вузлів, але і підвищити точність отримання вимірюваної інформації за рахунок цифрової корекції передавальних характеристик первинних перетворювачів. Останнє виконується шляхом лінеаризації з допомогою занесеної в пам'ять ЦОМ довідкової таблиці.

Систематизація областей використання і параметри СП наведені в таблиці 5.2. Означені дані показують, що проектування сучасних ІОС, ІТС і ІВС ставить високі вимоги до параметрів СП. Так, в системах моделювання, автоматизації наукових досліджень і проектування вхідні сигнали мають надто широкий частотний і амплітудний діапазон. В цьому зв'язку до СП (АЦ) ставляться високі вимоги щодо точності (похибка

менш 0.1%), роздільної здатності (12-20 двійкових розрядів), швидкодії (від тисяч до десятків мільйонів перетворень в секунду).

В ІВС для метрологічної перевірки АЦП або ЦАП похибка СП (в складі системи) повинна бути, принаймні, в два рази меншою похибки зразків, що перевіряються. Задаючи в програмі автоматичної перевірки необхідне число точок по діапазону шкали перетворювача, за допомогою ІВС забезпечують автоматичну реєстрацію значення абсолютних і відносних похибок, обчислення середньоквадратичних відхилень, дисперсії і т. п. В рекомендаціях методик перевірки параметрів лінійних інтегральних схем (ІС) є програмований генератор випробувальних сигналів на основі вбудованого СЦАП, а також цифровий обчислювальний блок для аналізу і обробки сигналів. Змінюючи частоти синусоїдальних сигналів, що генеруються, а також аналогових сигналів спеціальної форми, можна перевірити динамічні похибки АЦП і ЦАП.

Багаторозрядні СП (АЦ) середньої швидкодії застосовуються при цифровій обробці звуку, світла, сейсмосигналів. При цьому, наприклад, в сейсморозвідці динамічний діапазон зміни сигналу досягає 100...120дБ. СП також використовуються в приладах для ядерних досліджень, що здійснюють розподіл частин по їхніх енергетичних рівнях, заряду і моментах кількості руху. Число можливих груп частин при такому розподілі однозначно визначається роздільною здатністю СП, а ступінь однозначності – лінійністю. Слід відзначити, що експлуатація ІОС і ІВС в ряді застосувань відбувається при постійній зміні умов зовнішнього середовища: температури, вологості, тиску, наявності радіації і таке інше.

Таблиця 5.2 – Області застосування і параметри СП

Додатки	Частота відліків (Гц)	Роздільна здатність (біт)
Системи моделювання, автоматизації наукових досліджень і проектування	103-105 105-107	16-20 12-16
Автоматизовані системи перевірки АЦП і ЦАП	102-104	14-20
Автоматизовані системи аудиту і управління технологічними процесами	102-105	10-18
Аналізатори параметрів лінійних інтегральних схем	104-108	12-18
Сейсморозвідка	102-104	16-20
Цифровий високоякісний звукозапис і звуковідтворення	104-105	12-16
Цифрові ваговимірювальні системи	102-104	14-18
Рентгенівська томографія	104-105	12-16
Електронно-променева літографія	104	16
Цифрове телебачення	106-108	12-16
Радіолокація високого дозволу	105	14

Це примушує вживати спеціальні заходи для забезпечення стабільності точних параметрів СПП (АЦП). Таким чином ІОС, ІТС і ІВС, які використовуються в розглянутих областях застосування, повинні мати в складі аналого-цифрового інтерфейсу системні перетворювачі, що задовольняють комплекс вимог як в плані функціонально-архітектурних рішень, так і метрологічних характеристик. Найважливішими з цих вимог є висока роздільна здатність – 12-20 біт, низька похибка – $\leq 0,05\%$, а також достатньо широкі межі зміни частоти дискретизації – 10^2 - 10^8 Гц. Дана обставина обумовлює актуальність підвищення точності і швидкодії, передусім АЦП високої роздільної здатності. Це зумовлене тим, що алгоритми функціонування і структури таких АЦП є в загальному випадку більш складними, ніж ЦАП. Точність АЦП і ЦАП визначається значеннями похибок перетворення як складових метрологічних характеристик. Нормування метрологічних характеристик перетворювачів інформації і інформаційно-вимірювальних систем виробляється на підставі вимог, що формуються відповідними технічними і керівними документами. При цьому найважливішою метрологічною характеристикою є основна похибка, що поділяється на систематичну і випадкову. Незалежно від конкретного виду пристрою або системи існує три види систематичних похибок: постійного зміщення (адитивна), масштабу (мультиплікативна), лінійності. Слід відзначити, що принципи корекції перших двох видів похибок описані достатньо повно і детально.

Необхідно відзначити, що на шляху досягнення високої точності за рахунок вдосконалення характеристик елементної бази існують фундаментальні обмеження, обумовлені як можливостями технології виготовлення, так і властивостями матеріалів, що застосовуються. Притаманні перетворювачам інформації середньої і високої швидкодії відхилення ваг розрядів від необхідних значень звичайно корегуються шляхом лазерної підгонки в процесі виготовлення резисторів ЦАП. При цьому вимагається збільшення площі внутрішньокристалічних компонентів і кристала в цілому, а також виникає проблема вилучення матеріалів кристала в ході підгонки. Ці процеси порушують структуру матеріалів компонентів і зменшують не тільки часову стабільність резисторів, але і температурну стабільність всієї схеми. Означений підхід створює серйозні труднощі отримання точності, що відповідає більше, ніж 12-бітовій роздільній здатності.

Більш перспективним є підхід, що використовує корекцію загальної похибки або калібрування ваги окремих розрядів ЦАП і АЦП без фізичного впливу на елементи схеми. У випадку використання ЦАП на основі двійкової системи числення, зменшення статичних похибок досягається корекцією вихідної величини шляхом введення поправки в аналоговій формі, що формується додатковим корегувальним ЦАП. В цьому випадку перетворюваний код $K_{\text{вх}}$ подається, як показано на рис. 5.11, на вхід основного ЦАП і в цифровий обчислювальний пристрій

(ЦОП). В ЦОП вираховується код поправки, що надходить на вхід корегувального ЦАП. Результат перетворення Авих формується з допомогою суматора (Σ) аналогових величин. Такий принцип підвищення точності ЦАП є розповсюдженим і застосовується, наприклад, фірмою Intersil Inc в 14 і 16 розрядних моделях ICL 7134 і ICL 7136, відповідно. Однак застосування його при аналого-цифровому перетворенні дає деяке зниження швидкодії пристроїв. Дану обставину можна продемонструвати, проаналізувавши функціонування самокоректувального АЦП порозрядного врівноваження на основі двійкової системи числення, спрощена структурна схема якого наведена на рис. 5.12 Пристрій містить схему порівняння аналогових сигналів (АС), суматор аналогових величин (Σ), ЦАП (ЦАП_{ОСН}), (ЦАП_{КОР}), цифровий обчислювальний пристрій ЦАП (ЦОП), реєстри: (Рг), вихідний (Рг_{вих}), послідовного наближення (РПН), блок управління (БУ).

АЦП працює в двох режимах: повірки і безпосереднього перетворення аналог-код (основний режим). В режимі повірки визначаються коди відхилень ваги "неточних" розрядів ЦАП_{ОСН}. При цьому на вхід пристрою послідовно подаються аналогові сигнали A_1 , значення яких близькі до ваги розрядів ЦАП_{ОСН}, що контролюються. З допомогою ЦАП_{КОР} здійснюється подвійне врівноваження кожного розряду, що входить в групу "неточних". При першому врівноваженні в ньому бере участь розряд, що перевіряється ЦАП_{ОСН}. Після цього цей розряд вимикається і A_1 врівноважується сумою ваг всіх розрядів ЦАП_{КОР} плюс додаткова вага нульового розряду. Різниця кодів ЦАП_{КОР} першого і другого кодування дасть код ваги розряду, що перевіряється. Аналогічно виробляється визначення кодів інших розрядів. В подальшому визначаються коди відхилень ЦАП_{ОСН}, що фіксуються в пам'яті ЦОП.

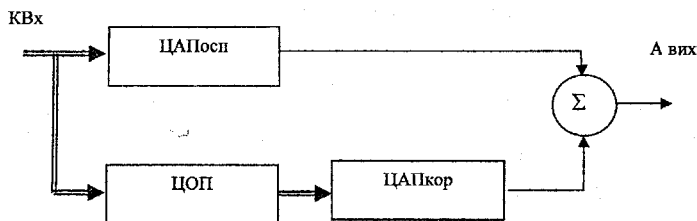


Рисунок 5.11 – Корекція вихідної величини двійкового ЦАП

шляхами. Перший орієнтується на використання більш досконалої елементної бази. В цьому напрямі спостерігається певний прогрес. Однак якісних стрибків при цьому, принаймні в найближчі роки очікувати не слід. Другий шлях пов'язаний з введенням в прилади, що проектуються, надмірності. Причому найбільш "старим" підходом в цьому напрямі є використання структурної надмірності. Суть його передусім відображається паралельно-послідовним принципом перетворення. Структурна схема двоступінчастого паралельно-послідовного АЦП наведена на (Рис.5.13).

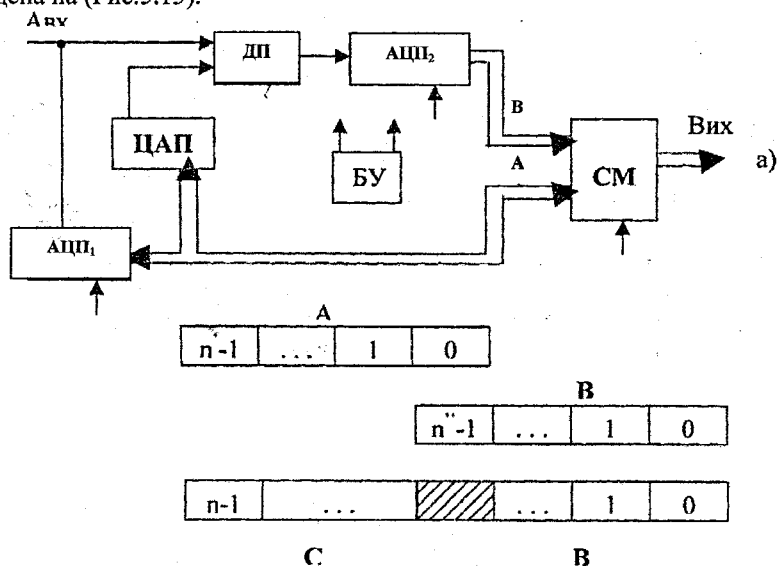


Рисунок 5.13 – Двоступінчатий паралельно-послідовний АЦП:
а) структурна схема; б) метод форматування результату

Тут: $АЦП_1$ – перетворювач аналог-код з розрядністю n ; $АЦП_2$ – перетворювач з розрядністю n_1 ; $ЦАП$ – високоточний перетворювач з розрядністю n_2 ; $ДП$ – диференціальний підсилювач різниці $\Delta A = A_{вх} - A_K$; $СМ$ – суматор; $БУ$ – блок управління. Принцип функціонування АЦП. Вхідний сигнал $A_{вх}$ на першому такті перетворюється в код A в $АЦП_1$ (перший ступінь). Різниця сигналів ΔA на другому такті надходить на вхід $АЦП_2$ (другий ступінь), на виході якого формується код B . На вхід $СМ$ при цьому подаються коди A , і B , на виході формується сума $C = A + B$. Таким чином результат перетворення $A_{вх}$ одержується за два такти і визначається сумою кодів A (старші розряди) і B (молодші розряди). Паралельно-послідовний принцип використовується при 12-14 – розрядному аналого-цифровому кодуванні з частотою дискретизації 1-20 мГц. Недолік його полягає в ускладненні схеми аналогової частини та значних апаратурних

витратах.

Компромiсом в цьому планi можуть служити структури паралельно-послiдовних АЦП з числом ступенiв вiвноваження понад два. В кiнцi 70-х i в 80-х рокiв для пiдвищення швидкодiї при порозрядному аналого-цифровому перетвореннi починають застосовуватися надлишковi позицiйнi системи числення НГТСЧ. Першим серiйним виробом, в якому використаний цей пiдхiд, був 14-розрядний АЦП ICL 7115 фiрми Intersil. Структурна схема пристрою, виготовленого за КМДН-технологiєю, наведена на (рис.5.14). Тут: СП – схема порiвняння, РПН – регiстр послiдовного наближення, НСМ накопичувальний суматор, БУ – блок управлiння. Особливiстю є застосування надлишкового (по вiдношенню до двiйкового) 17-розрядного ЦАП з вiдношенням ваг $a=1,85$. Це дозволило здiйснювати автоматичну компенсацiю динамiчних похибок, що виникають в процесi зрiвноваження, i досягнути часу перетворення 40 мкс.

Дiапазон перетворення ICL 7115 на 18% ширший, нiж у двiйкового при значно меншiй точностi виготовлення резисторiв ЦАП. Вiдхилення ваги розрядiв вiд iдеальних значень визначаються пiсля виготовлення кристалу i штучного його старiння, а пiсля цього в виглядi двiйкових еквiвалентiв заносяться в ПЗУ. Вихiдний 14-розрядний двiйковий код $K_{ввх}$ в ходi вiвноваження послiдовно формується в НСМ. Цифровий еквiвалент $K_{ввх}$ вiдображає компенсувальну величину A_k , значення якої пропорцiйне

$$K_{ввх} = \sum_0^{16} a_i K_i$$

де $a_i \in \{0, 1\}$ – двiйковий коефiцiєнт i-го розряду надлишкового ЦАП; K_i – цифровий двiйковий еквiвалент реальної ваги i-го розряду. Однак в цьому випадку виграш, що досягається, по швидкодiї невисокий (бiля двох раз) внаслiдок низького рiвня надлишковостi. Окрiм того, програмна корекцiя статичних похибок є неефективною при змiнi умов зовнiшнього середовища.

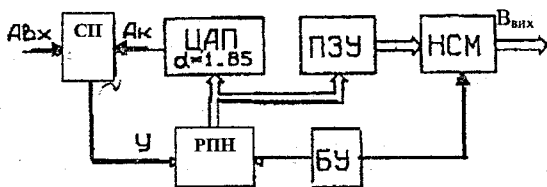


Рисунок 5.14 – Швидкодiйний програмно-корегований АЦП фiрми Intersil

5.3 Пiдвищення точностi АЦП з використанням НПСЧ

Побудова АЦП на основi ЦАП паралельної дiї з використанням двiйкової системи числення має один принциповий недолiк. Суть його

полягає в тому, що наявність інструментальних похибок відхилення ваги розрядів призводить до появи розривів в характеристиці перетворення (характеристика вхід-вихід). Це зумовлене нульовою надмірністю двійкової системи числення. При цьому ширина розривів, що з'являються на межах зміни кодових комбінацій, визначається виразом

$$\Delta A_{\text{РАЗ}} = Q_s - \sum_{j=0}^{i-1} Q_j$$

де Q_j , і Q_i – реальні ваги розрядів. В випадку, якщо вага старшого (1-го) розряду ЦАП більше, ніж на одиницю молодшого кванта перевищує суму ваг всіх молодших розрядів, тоді з'являється розрив. Ця ситуація, коли вага старшого (n-1)-го розряду має позитивне відхилення, ілюструється на (рис. 5.15). Тут N – номер кодової комбінації, $A_{\text{вих}}$ – вихідна аналогова величина. В випадку, коли відхилення мають декілька розрядів, тоді нелінійність носить ще більш складний стрибкоподібний характер із безліччю розривів. Застосування такого ЦАП в АЦП наводить до появи пропускання кодів на характеристиці вхід-вихід. Останнє зумовлене грубим врівноваженням (з похибкою більш молодшого кванта) вхідного аналогового сигналу $A_{\text{вх}}$ компенсувальним сигналом ЦАП $A_{\text{к}}$, що виключає можливість цифрової корекції безпосередньо кінцевого результату перетворення.

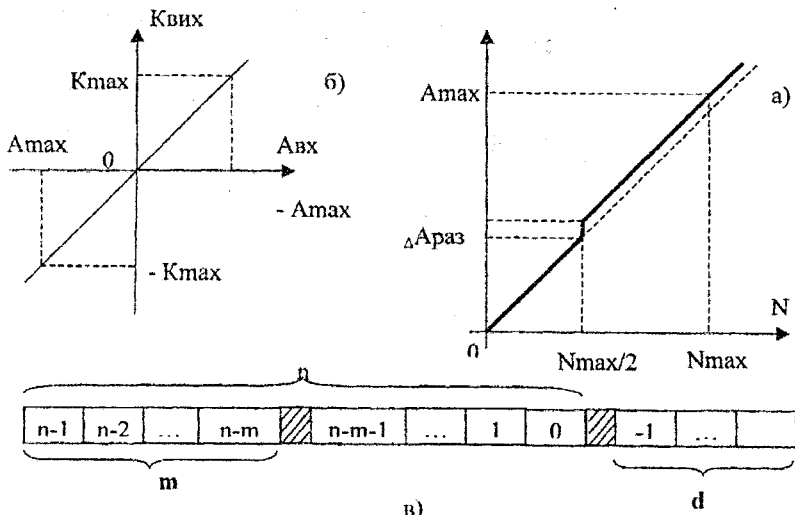


Рисунок 5.15 – Принцип підвищення точності АЦП: характеристики вхід-вихід: а) неточного АЦП і б) точного АЦП; в) розрядна сітка в режимі самокалібрування

В цьому випадку для одержання лінійної характеристики вхід-вихід, наведеної на (Рис.5.15,6), необхідно з метою вилучення розривів корегувати процес самого аналого-цифрового зрівноваження, послідовно проводити обчислення поправок, вводячи їх в аналоговій формі. Такий підхід збільшує час перетворення і зменшує швидкодію.

Розриви в характеристиці перетворення можливі також за рахунок використання НПСЧ. В останніх на відміну від двійкової системи числення є зони перекривання розривів.[10,20]

Прикладом НПСЧ з цілочисельними вагами можуть слугувати системи числення на основі p -чисел Фібоначчі, коли

$$N^* = \sum_0^{n-1} a_i \varphi_p(i)$$

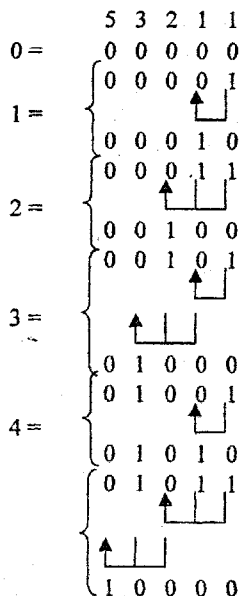
де $\varphi_p(i)$ – вага i -го розряду, рівна i -му p -числу Фібоначчі, a_i – розрядні коефіцієнти. При $p > 0$ p -числа Фібоначчі задаються рекурентним співвідношенням

$$\varphi_p(l) = \begin{cases} 0, & n p i . l < 0 \\ 1, & n p i . l = 0 \\ \varphi_p(l-1) + \varphi_p(l-p-1), & n p i . l > 0 \end{cases}$$

при $p=0$ $\varphi_p(i)=2\varphi_p(i-1)$ і наведений вище вираз для N вироджується в двійкову систему числення. При $p=1$ з'являється Фібоначчієва система числення.

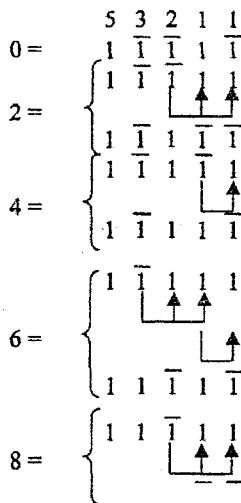
Багатозначність відображень чисел в НПСЧ з цілочисельними вагами можна продемонструвати для початкового відрізка натуральних чисел в Фібоначчієвій системі при коефіцієнтах ($p=1$) у вигляді ваг розрядів:

Ваги розрядів



Такі перетворення кодів можна виконувати з допомогою спеціальних приладів. Аналогічно можна відображати натуральні числа в Фібоначчівій системі числення з від'ємними розрядними коефіцієнтами $a_i \in \{1, -1\}$

Ваги розрядів



Властивість багатозначності подання чисел істотно змінює характер шкали перетворення перетворювача на основі НПСЧ. Так, якщо в

перетворювальній шкалі для двійкової системи числення відсутні ділянки перекриття (рис. 5.16,а), у випадку використання НПСЧ (0,1) – Фібоначчі ці ділянки мають значну ширину (рис. 5.16,б). На графіку означені області заштриховані. Відмічена особливість НПСЧ дозволяє одержувати нерозривну характеристику вхід-вихід ЦАП або АЦП за наявності статичних або динамічних похибок перетворення, відповідно, в одиниці і десятки відсотків. Дана обставина покладена в основу побудови високоточних самокалібрувальних і самокорегувальних АЦП і ЦАП з використанням низькоточних аналогових вузлів, а також скорочення тривалості тактів при порозрядному аналого-цифровому перетворенні, за рахунок чого підвищується швидкодія АЦП.

В НПСЧ у порівнянні з двійковою системою числення подовжується розрядна сітка. Ступінь такого подовження можна оцінити таким чином: для різноманітних систем числення повинна виконуватися рівність діапазонів зміни чисел. Діапазон зміни чисел – це інтервал числової осі між максимальними і мінімальними числами, що відображаються розрядною сіткою завдовжки n . В двійковій системі числення діапазон зміни чисел рівний $D_2=2^n-1$. Графік залежності коефіцієнта подовження розрядної сітки $\eta_n=f(\alpha)$ наведений на рис.5,17. З нього видно, що при модифікації α від 2,0 до 1,6-1,7 η_n плавно зростає, а при $\alpha < 1,6$ зростання починає посилюватись.

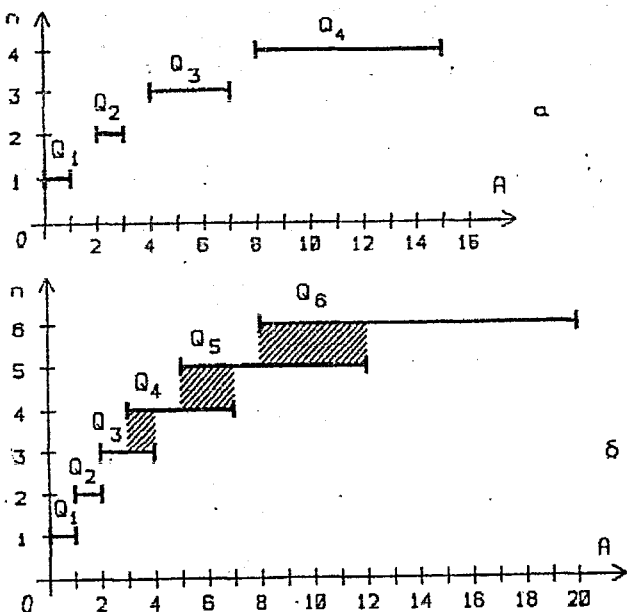


Рисунок 5.16 – Перетворюючі шкали: а) двійкової системи числення; б) НПСЧ (0,1) – Фібоначчі

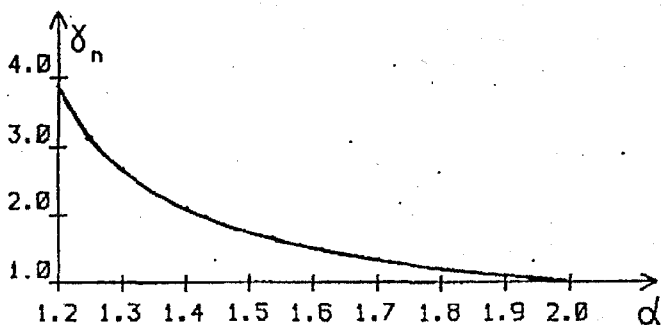


Рисунок 5.17— Залежність $\gamma_n = f(\alpha)$

Для окремих α коефіцієнт γ_n має значення

α	1.20	1.30	1.40	1.50	1.60	1.70	1.80	1.90	2.00
γ_n	3.80	2.64	2.06	1.71	1.48	1.31	1.18	1.08	1.00

Ширина зони перекриття для i -го розряду задається виразом:

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

В цьому випадку, якщо абсолютні відхилення ΔQ_i вагів розрядів від номінального значення задовольняє нерівність $\Delta Q_i \leq \Delta \text{Анр}_i$, то характеристика вхід-вихід розрядів мати не буде. При формуванні вагів розрядів з постійною відносною похибкою максимально допустиме значення цієї похибки дорівнює:

$$\delta Q_{\max} = \frac{\sum_0^{n-2} Q_i - Q_{n-1}}{\sum_0^{n-1} Q_i} \approx \frac{2-\alpha}{\alpha}$$

Цей вираз можна інтерпретувати як показник рівня надлишковості НПСЧ. Виходячи з можливостей технології і орієнтуючись на значення δQ_{\max} , можна розв'язати обернену задачу, тобто визначити необхідну основу системи числення α . При цьому одержуємо:

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

Для окремих α максимально допустиме відносне відхилення вагів розрядів задається значеннями

α	2.00	1.90	1.80	1.70	1.618	1.60	1.50
$Q_{\max}(\%)$	0	5.26	11.11	17.65	23.61	25.00	33.33

Підвищення точності АЦП на основі НПСЧ в структурній схемі (рис.5.18) здійснюється з використанням принципу самокорекції інструментальних похибок. При цьому допускається організація роботи

пристрою в двох режимах: самокалібрування (допоміжний режим) і основного перетворення. В режимі самокалібрування визначаються реальні значення ваги Q_1 розрядів перетворювача, зміщення нуля ΔA_{3cm} і масштабного коефіцієнта M . Причому при знаходженні Q_1 не вимагається спеціальних еталонних мір або приладів. Визначення ΔA_{3cm} виробляється з допомогою нульової еталонної міри, що технічно реалізується достатньо просто за допомогою блока аналогових сигналів (БАС). Термін "самокалібрування" підкреслює ці обставини. Єдина еталонна міра - джерело еталонної напруги (струму), з допомогою якого коректується масштабний коефіцієнт M , теж реалізується за допомогою БАС.

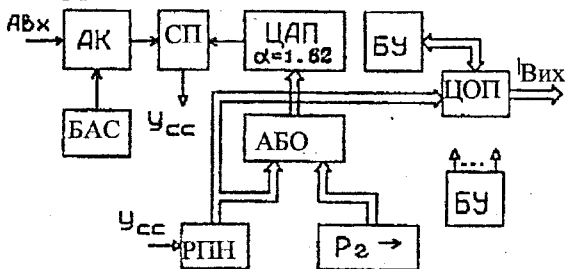


Рисунок 5.18 – Структурна схема АЦП на основі НПСЧ

Вихідне положення самокалібрування полягає в тому, що розрядна сітка ЦАП розбивається на групи з m "неточних" (старших), та $(n-m)$ "точних" (молодших) і d додаткових розрядів в вигляді, наведеному на рис 5.15,в. Причому "неточні" і "точні" розряди утворюють групу з n основних розрядів. Даний поділ є умовним і залежить від значення Q_{max} . Група додаткових розрядів використовується для зменшення методичної похибки в процесі самокалібрування. Математична модель розрядної сітки перетворювача утворюється набором ідеальних і реальних еталонних величин (струмів або напруг). Значення еталонних величин ідеальних розрядних джерел відповідно рівні

$$Q_{id\ n-1} = \alpha^{n-1} Q_{id\ 0}, Q_{id\ n-2} = \alpha^{n-2} Q_{id\ 0}, \dots, Q_{id\ 1} = \alpha Q_{id\ 0},$$

$$Q_{id\ 0} = \alpha^0 Q_{id\ 0}, Q_{id\ -1} = \alpha^{-1} Q_{id\ 0}, \dots, Q_{id\ -d} = \alpha^{-d} Q_{id\ 0};$$

реальних: $Q_{n-1}, Q_{n-2}, \dots, Q_0, Q_{-1}, \dots, Q_{-d}$, причому реальна вага будь-якого i -го розряду подається в формі $Q_i = Q_{id\ 1} + \Delta Q_i$, де $\Delta Q_i = \delta Q_{inst} Q_{id\ 1}$ – відхилення від значення, що вимагається; δQ_{inst} – відносне значення інструментальної похибки. При реалізації

джерел еталонних величин з однаковою відносною похибкою δQ_{max} межа між "неточними" і "точними" розрядами знаходиться з умови $Q_{n-m-1} \delta Q_{max} < Q_{-d} \leq Q_{n-m} \delta Q_{max}$, тобто встановлюється таким чином, щоб

максимальне відхилення $(n-m)$ -го молодшого "неточного" розряду приблизно відповідало вазі молодшого додаткового розряду.

В процесі виготовлення перетворювачів виміряні ваги "точних" і додаткових розрядів подаються в вигляді двійкових кодів і фіксуються в пам'яті цифрового обчислювального пристрою (ЦОП). Ця інформація використовується в подальшому в режимах самокалібрування і основному.

Процедура самокалібрування розпочинається з того, що на вхід АЦП подається сигнал $A_{вх}=0$. Далі на протязі m циклів проводиться визначення кодів ваг „неточних” розрядів, що перевіряються. На кожному циклі відбувається двократне порозрядне кодування величини допоміжних аналогових сигналів, що формуються блоком допоміжних аналогових сигналів (БАС). Причому, при першому порозрядному кодуванні вмикання розряду, що перевіряється, дозволяється, а при другому – забороняється. В результаті двох кодувань одержуємо першу N_{n-m} і другу N'_{n-m} кодові комбінації результату. Різниця між цими комбінаціями дасть значення похибки розряду, який перевіряється. Додаючи алгебраїчно дані похибки з ідеальною вагою розряду отримаємо реальне значення ваги розряду, що перевіряється.

Наприклад: в першому циклі самокалібрування на вході АЦП з допомогою блока допоміжних сигналів (БДС) формується аналоговий сигнал $A_{вх}=A_{n-m}$, який забезпечує при першому кодуванні появу на виході АЦП кодової комбінації вигляду

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

При цьому значення k залежить від похибки Q_{max} задання ваг розрядів і повинно задовольняти нерівність

$$\alpha_{k-1} < \delta Q_{max} \leq \alpha_k.$$

Далі проводиться врівноваження аналогової величині A_{n-m} , сформованої в БДС компенсувальним аналоговим сигналом ЦАП, але без вмикання $(n-m)$ -го розряду, що перевіряється. Наприклад, в випадку використання НПСЧ на основі "золотої" пропорції на виході пристрою при цьому встановлюється кодова комбінація вигляду

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

Визначення відхилення розряду, що перевіряється, від номінального значення, базується на використанні співвідношення $\Delta Q_{n-m} = Q_{n-m-1} + Q_{n-m-p-1} - Q_{n-m}$. При цьому код реальної ваги $(n-m)$ -го розряду визначається виразом вигляду $K_{n-m} = K_{ид.n-m} + \Delta K_{n-m}$, де ΔK_{n-m} – визначається як:

$$\Delta K_{n-m} = \sum_{-d}^{n-m-1} a''_i K_s - K_{ид.n-m} - K_{n-m-k}.$$

Підставляючи останній вираз в попередній, маємо

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

В другому циклі формується вхідний аналоговий сигнал A_{n-m-1} , що забезпечує появу на виході кодової комбінації вигляду

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

Далі проводиться врівноваження цього сигналу без вимикання $(n-m+1)$ -го розряду. В випадку НПСЧ на основі "золотої" пропорції на виході формується код вигляду

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

Реальна вага $(n-m+1)$ -го розряду вираховується за формулою

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

В наступних циклах аж до m -го процедура калібрування "неточних" розрядів аналогічна. При цьому код реальної ваги довільного l -го розряду розраховується з допомогою співвідношення

$$K_l = \sum_{-d}^{l-1} a'_i K_i - K_{l-k}.$$

Слід відзначити, що описаний алгоритм самокалібрування виключає вплив зміщення нуля. Разом з тим має місце поява методичної похибки.

Послідовний характер калібрування з опорою на "точні" і відкалібровані "неточні" розряди призводить до появи методичної похибки $\epsilon_{\text{сум}}$ значення якої росте зі збільшенням m . Величина цієї похибки і характер її нагромадження істотно залежить від значення α .

Результати самокалібрування використовуються в подальшому в процесі основного аналого-цифрового перетворення. Значення цифрового еквівалента вхідного аналогового сигналу знаходиться з виразу

$$K(A_{\text{вх}}) = \sum_0^{n-1} a_i K_i^* - K_{\text{см}}.$$

Похибка самокалібрування в кожному циклі може досягати максимального значення $\epsilon = 20^{-d}$, оскільки формується за результатами двох врівноважень, а максимальна похибка квантування (одного врівноваження) в НПСЧ $(1, 1)$ складає $Q_{-d} = \alpha^{-d} Q_0$. Приймаючи $\epsilon_{\text{сум}} = 0.5 Q_0$ і підставляючи його а також вираз для ϵ в (2.6), маємо $\alpha^d = 4\sqrt{m}$. Розв'язування даного співвідношення в більшості випадків дасть дробове значення. Число додаткових розрядів d можна визначити, користуючись виразом:

$$\alpha^d \geq 4\sqrt{m},$$

де m – число калібрувань (перевірних розрядів). Отримане значення d слід округляти до найбільшого найближчого цілого. Після етапу калібрування ваг "неточних" розрядів визначається зміщення нуля, знак якого штучно зміщується в позитивну область. При цьому на вхід АЦП подається сигнал $A_{\text{вх}} = 0$ і проводиться його врівноваження, в результаті

якого на виході формується кодова комбінація N_{3M} . У відповідності з N_{3M} вираховується код зміщення за формулою:

$$K_{33} = \sum_{-d}^{n-1} a_i K_i .$$

За наявності в розрядній сітці знакового розряду Q_{3H} проводиться і його калібрування. При цьому встановлюється $A_{BX}=0$ і вмикається знаковий розряд, вага якого врівноважується компенсувальним сигналом, в результаті чого формується код N_{3H} . В відповідності з N_{3H} проводиться обчислення цієї ваги за формулою:

$$K_{3H} = \sum_{-d}^{n-1} a_i K_i - K_{CM} .$$

В режимі основного перетворення вхідний сигнал врівноважується компенсувальним і водночас розраховується результат в вигляді:

$$K(A_{BX}) = a_{3H} K_{3H} + \sum_0^{n-1} a_i K_i - K_{CM} ,$$

де $a_{3H} \in \{0, \bar{1}\}$ – коефіцієнт знакового розряду.

В випадку перетворення вимірювальних аналогових сигналів необхідно додатково коректувати похибку масштабу. Для цього на вхід АЦП подається еталонна аналогова величина $A_{оп}$ (струм або напруга), що врівноважується компенсувальним сигналом ЦАП в вигляді:

$$A_{оп} = \sum_{-d}^{n-1} a_i Q_i + \Delta A_{CM} .$$

При цьому формується масштабна кодова комбінація N_M , у відповідності з якою проводиться розрахунок масштабного множника

$$M = \frac{K(N_M) - K_{CM}}{K_{оп}} ,$$

де $K_{оп}$ – код еталонної величини. Далі уточнюються коди ваг "неточних", а при необхідності і ряду "точних" розрядів, а також код зміщення нуля. Отримані результати фіксуються і в подальшому використовуються в режимі основного перетворення. В випадку, якщо після корекції масштабу порушується співвідношення $|K_{3M} - MK_{3M}| < K_{д}$, процедура повторюється. Це явище може мати місце при достатньо великих рівнях зміщення нуля.

5.4 Підвищення швидкодії з використанням НПСЧ

Тенденція збільшення швидкодії системних АЦП обумовлена як необхідністю кодування випадкових або детермінованих безперервних сигналів з широким частотним спектром, так і можливістю переходу швидкодії в нові якості приладу: збільшення точності, проведення попередньої обробки вимірювальної інформації і т.ін.

Таким чином, швидкодія системних АЦП і їх точність виявляються зв'язаними між собою і з характеристиками вхідного сигналу. Зменшення динамічної похибки процесу дискретизації будь-яким

методом дозволяє збільшити швидкість АЦП і тим самим розширити частотний спектр вхідних сигналів.

Динамічні похибки перетворення можуть бути зменшені [10,19,20,21]:

- 1) схемними методами;
- 2) використанням комбінованих методів аналого-цифрового перетворення;
- 3) методом контролю та корекції процесу аналого-цифрового перетворення.

Схемні методи, як правило, використовуються для зменшення динамічної похибки першого роду шляхом використання в окремих аналогових вузлах АЦП пасивних коректувальних кіл або різних методів захисту від перевантажень, що викликають затяжні перехідні процеси. Ці методи досить добре відомі і широко використовуються на практиці.

Застосування знаходять і *комбіновані методи аналого-цифрового перетворення*. Суть їх полягає в тому, що перетворення змінного вхідного сигналу здійснюється в два етапи, двома різними способами. На першому етапі здійснюється грубе вимірювання, а на другому – більш точне, з врахуванням зміни сигналу за час грубого вимірювання. Найчастіше використовуються комбінації методів порозрядного врівноваження і методу зчитування.

Загальний недолік цих методів зменшення динамічної похибки полягає в значному ускладненні загальної схеми АЦП, в обмеженні за допустимою величиною динамічної похибки, оскільки діапазон “точного” перетворення значно менший загального діапазону.

Більш ефективними і тому найбільш перспективними є *методи контролю та корекції процесу аналого-цифрового перетворення з використанням надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ)*. Цим методам останнім часом приділяється все більше уваги. Суть їх полягає в тому, що в конкретні моменти часу проводиться контроль процесу перетворення і, в випадку виникнення динамічної помилки корекція процесу перетворення в сторону зменшення цієї помилки.

Залишковість НПСЧ, яка дозволяє здійснювати багатозначне відображення чисел, дає можливість компенсувати динамічні похибки, які виникають в процесі врівноваження вхідного аналогового сигналу $U_x(t)$ компенсуючим сигналом ЦАП $U_0(t)$. Причинами появи динамічних похибок є інерційність аналогових вузлів АЦП, таких як схема порівняння ЦАП, а також можливість зміни в процесі кодування значення U_{ax} . В АЦП на основі двійкової системи числення існує інерційність формування $U_0(t)$, яка у зв'язку з виникненням перехідних процесів в схемі порівняння а також при перемиканні розрядів ЦАП приводить до появи динамічної похибки першого роду $\Delta i_{дин1}$. Цей процес наглядно показаний на рис. 5.7.

При цьому, у випадку ідеального формування $U_{0i}(t_i)$ (безінерційного) на виході АЦП отримуємо правильний результат – код 01101. У випадку інерційного формування компенсуючої величини (експоненціального) до кінця перетворення (див. Рисунок 5.7) $U_0(t_i)=16$, хоча $U_x(t_i)=13$. Таким чином, виникає динамічна похибка $\Delta i_{дин1}=3$. Вихідний код АЦП – 10000 при цьому є неправильним. В АЦП, який містить ЦАП на основі НПСЧ, поява помилки кодування типу “неправильне вмикання розряду” не викликає порушення рівності $U_x(t_i)=U_0(t)$ (див. рис. 5.19).

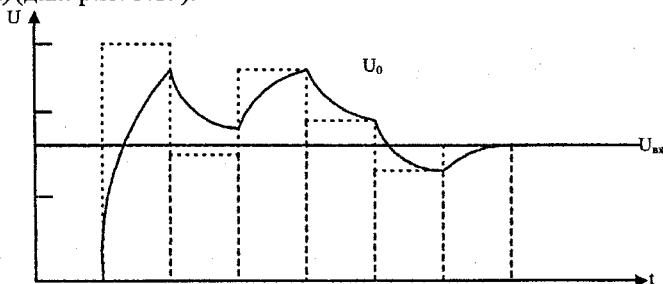


Рисунок 5.19 – Компенсація динамічної похибки першого роду в АЦП з використанням НПСЧ

Для уникнення помилки кодування типу “неправильне вмикання розряду” в процес врівноваження $U_x(t)$ сигналом $U_0(t_i)$ вводять асиметрію. Це полягає в тому, що на кожному i -му такті (за винятком декількох останніх) порозрядного кодування одночасно з i -м розрядом (з вагою Q_i) вмикають додатковий компенсувальний сигнал ΔU_{0i} , що додається до основного. Для формування ΔU_{0i} можна використовувати групу молодших розрядів ЦАП.

Можна показати, що при формуванні для НПСЧ типу класичного коду Фібоначчі ΔU_{0i} з допомогою групи молодших розрядів необхідно вмикати розряди з номерами, які кратні 3, тобто

$$\Delta U_{0i} = Q_{i-3} + Q_{i-6} + \dots + Q_{i-3k}.$$

Застосування компенсаційного сигналу еквівалентне збільшенню маси розряду ЦАП, що вмикається. При цьому діюча вага i -го розряду $Q_i^* = Q_i + \Delta U_{0i}$. Якщо в кінці попереднього ($i-1$)-го такту врівноваження $\Delta U = U_x(t) - U_0(t)$ була близька до Q_i , то на i -му такті схема порівняння сформує логічний сигнал, який вмикає i -й розряд разом з ΔU_{0i} . Таким чином, вилучаються помилки кодування типу “неправильне вмикання розряду”. Некритичність такого АЦП до інерційності формування $U_0(t_i)$ дозволяє значно зменшити довжину тактів порозрядного врівноваження в часі. При цьому на кожному такті немає необхідності (як в двійковому АЦП) здійснювати точне (до половини молодшого кванта) порівняння U_x та $U_0(t_i)$. Достатньо на один такт врівноваження відводити час,

необхідний для встановлення перехідних процесів в АЦП та в блоці порівняння з похибкою $\delta Q = 2\alpha^{-1}$; (α - основа системи числення). Дана обставина, не дивлячись на збільшену кількість розрядів (подовження розрядної сітки) в НПСЧ порівняно з двійковою системою числення, дозволяє збільшити швидкодію АЦП на основі НПСЧ. Коефіцієнт збільшення швидкодії γ_δ визначається за формулою:

$$\gamma_\delta = \frac{t_{T2}}{t_{T\alpha} * \gamma_{na}}$$

де $t_{T2} = \tau(n_2 + 1) \ln 2$ - довжина такту в двійковому АЦП;
 $t_{T\alpha} = -t \ln(\delta Q + \delta Q_{дин})$ - довжина такту в АЦП на основі НПСЧ;

$$\delta Q_{дин} = \frac{1}{2^{n_2 + 1}} \quad - \text{допустима динамічна похибка АЦП (не більше половини молодшого розряду);}$$

$$\gamma_{na} = \frac{n_\alpha}{n_2} = \frac{(n_2 - 1) \ln 2}{n_2 \ln \alpha} + \frac{1}{n_2} \quad - \text{коефіцієнт подовження розрядної сітки в НПСЧ;}$$

n_α - довжина розрядної сітки в НПСЧ;

n_2 - довжина розрядної сітки в двійковій системі числення.

Зробивши необхідні підстановки та перетворення, отримаємо

$$\gamma_\delta = \frac{(n_2 + 1)n_2 \cdot \ln 2}{\ln[2\alpha^{-1} - 1 + 2^{-(n_2 + 1)}] \left[(n_2 - 1) \frac{\ln 2}{\ln \alpha} + 1 \right]}$$

В випадку використання вищевказаної формули, наприклад, коли довжина кодового слова в НПСЧ еквівалентна $n_2 = 18$, виграємо у швидкодії $\gamma_\delta \approx 6,5$.

Зміна $U_x(t)$ в процесі врівноваження $U_0(t_i)$ в двійковому АЦП порозрядного кодування приводить до появи динамічної похибки другого роду $\Delta_{дин1}$, як показано на рис. 5.8 При цьому вхідний код АЦП дорівнює 10000, що відповідає аналоговому еквіваленту 16, а значення $U_x(t)$ до кінця перетворення дорівнює 13. Звідси випливає, що $\Delta_{дин1} = -3$. В загальному випадку в двійковому АЦП зміна U_{ex} за час кодування не повинна перевищувати 0,5 кванта молодшого розряду. В АЦП на основі НПСЧ можлива компенсація зміни $U_x(t)$ в процесі врівноваження $U_0(t_i)$, як показано на рис. 5.20.

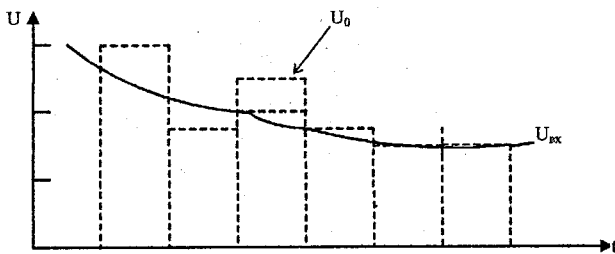


Рисунок 5.20 – Компенсація динамічної похибки другого роду в АЦП з використанням НПСЧ

В такому АЦП зміна $U_x(t) = 0,5 \text{ МР}$ може відбуватися за час одного такту. Таким чином, швидкість зміни сигналу $U_x(t)$ в АЦП на основі НПСЧ при безінерційному формуванні $U_0(t_i)$ порівняно з двійковим АЦП може бути значно більшою.

Наприклад, при використанні коду Фібоначчі це складатиме приблизно $0,7n_2$. В випадку використання прискореного алгоритму врівноваження при інерційному формуванні $U_0(t_i)$ вираш буде ще більш суттєвим. Так, при розширеній розрядній сітці, еквівалентній $n_2 = 18$, в АЦП на основі коду Фібоначчі швидкість зміни $U_x(t)$ може бути приблизно в $0,7n_2 \cdot \gamma_8 \approx 82$ рази більшою, ніж в двійковому АЦП.

5.5 Структурні елементи АЦ перетворювачів

5.5.1 Цифро-аналогові перетворювачі

Необхідність здійснення операції відновлення вихідного сигналу з дискретних відліків, а також необхідність здійснення операцій формування еталонних сигналів при аналого-цифровому перетворенні висуває задачу цифро-аналогового перетворення. Суть операції цифро-аналогового перетворення полягає у формуванні аналогових сигналів, що відповідають кодним словам дискретного сигналу. Звичайно, технічно це формування здійснюється за допомогою спеціального пристрою, який називається цифро-аналоговим перетворювачем (ЦАП).

Аналоговий сигнал на виході ЦАП може бути сформований шляхом множення опорної напруги $E_{оп} = q$ на вагові розрядні коефіцієнти кодового слова $a_i = 2^i$, таким чином, що $U_{вих} = q(a_0 2^0 + a_1 2^1 + \dots + a_{n-1} 2^{n-1})$.

Технічно, найпростіше цифро-аналоговий перетворювач реалізується на принципі підсумовування розрядних струмів $U_{вих} = \sum I_i R_{оп} = R_{оп}(a_1 I_1 + a_2 I_2 + \dots + a_n I_n)$ (рис.5.21).

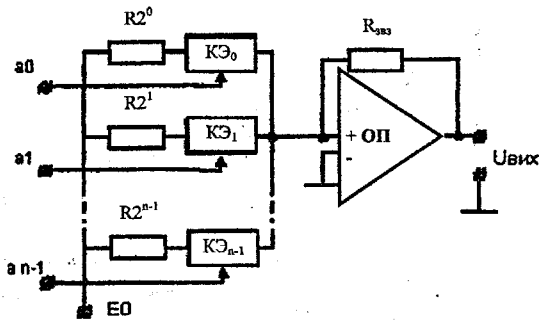


Рисунок 5.21 – ЦАП з підсумовування струму

Схема реалізації ЦАП з підсумовування струмів містить джерело стабільної напруги E_0 , матрицю двійкове – зважених резисторів ($R \cdot 2^i$); набір ключів $КЕ_i$, що реалізують розрядні коефіцієнти a_i і перетворювач струму в напругу на операційному підсилювачі ОП.

Часова діаграма класичного процесу цифро-аналогового перетворення має такий вигляд (рис.5.22)

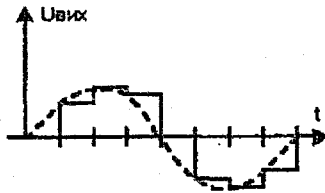


Рисунок 5.22 – Часова діаграма процесу ЦА перетворення

При малій кількості дискретних вибірок миттєвих значень сигналу, цей сигнал мало нагадує вихідний, однак може бути наближений до нього шляхом аналогової фільтрації або інтерполяції.

Формування двійково-зважених струмів виробляється за допомогою вагових матриць резисторів. Розрізняють декілька схем побудови таких матриць. Найбільш простою схемою є матриця двійково-зважених незалежних резисторів, опори яких рівні $R, 2R, 4R, 8R$ і т.д.

В таких матрицях значення опорів резисторів збільшується дуже швидко з ростом номера розряду. Так, наприклад, для забезпечення восьмирозрядного перетворювача необхідно мати матрицю з діапазоном розкиду номіналів резисторів від R до $128R$. Реалізувати такий широкий діапазон опорів з достатньою точністю досить складно, тим більше для інтегральної технології. Матриця зважених резисторів працює з джерелами як дуже малих (частки мА), так і дуже великих струмів (десятки мА), що дуже ускладнює реалізацію швидкодіючих перемикальних елементів. Крім

того, молодші розряди працюють при дуже малих струмах.

У зв'язку з вищевказаним недоліком часто використовують схему матриці резисторів виду $R-2R$. У цій схемі двійковий розподіл струмів відбувається між послідовним дільником з резисторів номіналом R і шунтуючим резистором $2R$. Великим достоїнством матриці $R-2R$ є те, що вона працює з джерелами однакових струмів. У той же час матриця зважених резисторів працює з джерелами як дуже малих (частки мА), так і дуже великих струмів (десятки мА), що дуже ускладнює реалізацію швидкодіючих перемикаючих елементів.

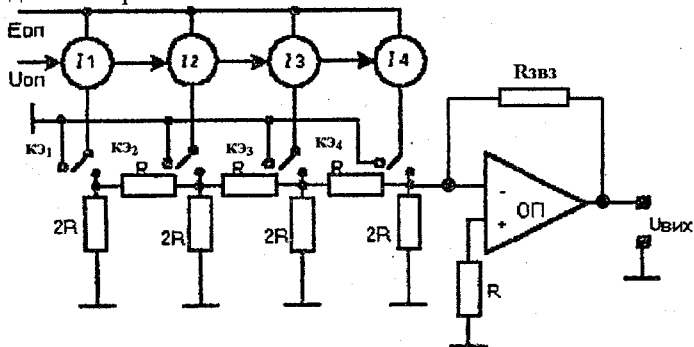


Рисунок 5.23 – ЦАП на основі матриці $R-2R$

В такій схемі всі ключові елементи працюють в однаковому режимі, що забезпечує високу швидкодію. Однак ЦАП за такою схемою споживає і розсіює значну потужність, тому що всі струми рівні струму старшого розряду.

Компромісним рішенням щодо зменшенню потужності розсіювання матриці резисторів є варіант, коли у якості базових матриць використовуються вагові матриці чотирирозрядні з вагами $R, 2R, 4R, 8R$. З них складаються більш високо розрядні матриці за допомогою двійкових дільників виду:

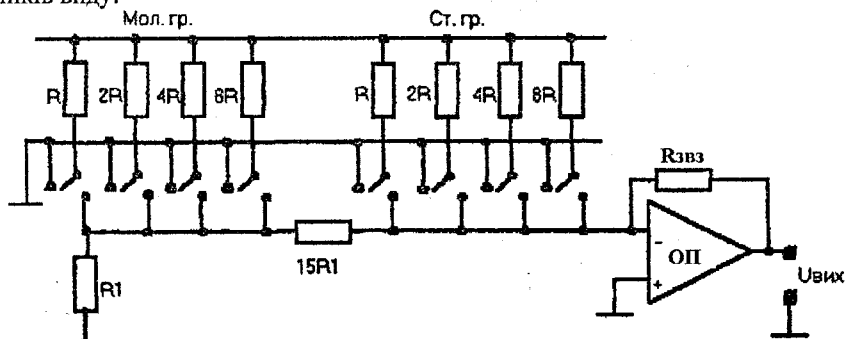


Рисунок 5.24 – ЦАП з сегментованою матрицею

В такій схемі як старші так і молодші розряди працюють при струмах в одиниці і частки міліампера, що забезпечує досить високу швидкодійноключових елементів.

5.5.2 Регістри порозрядного врівноважування

Регістри порозрядного врівноважування є спеціалізованим пристроєм керування роботою АЦП порозрядного врівноважування. Структурно регістр порозрядного врівноважування (РПВ) складається з розподільника імпульсів та регістра набору коду. Задача регістра набору коду полягає у формуванні сигналів керування цифро-аналоговим перетворювачем шляхом запам'ятовування сигналів з виходу схеми порівняння АЦП.

Розподільник імпульсів може бути виконаний у різному схемотехнічному базисі. Прикладом реалізації може бути схема розподільника на основі лічильника Джонсона з дешифратором. (рис.5.24)

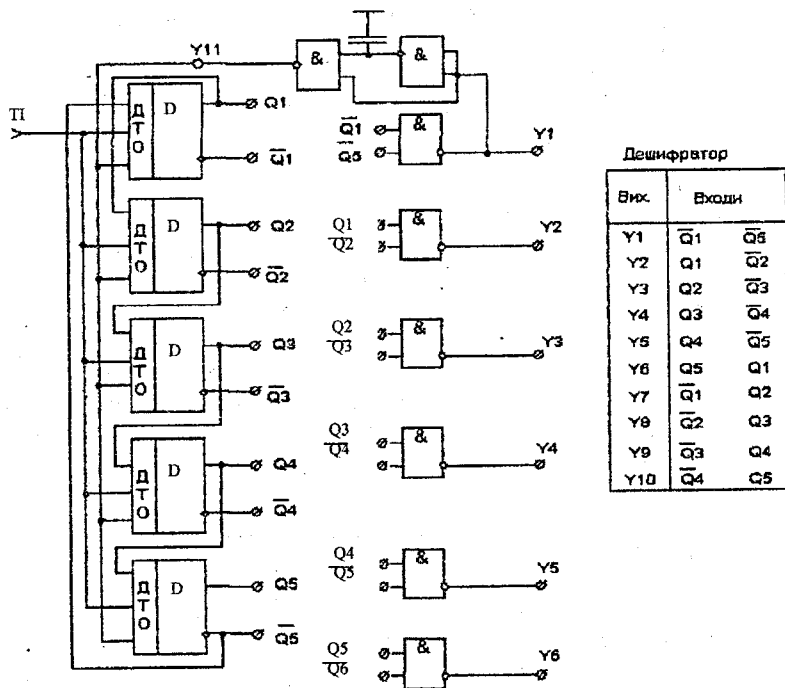


Рисунок 5.25 – Розподілення імпульсів на основі лічильників Джонсона

Часова діаграма роботи такого розподільника має вигляд:

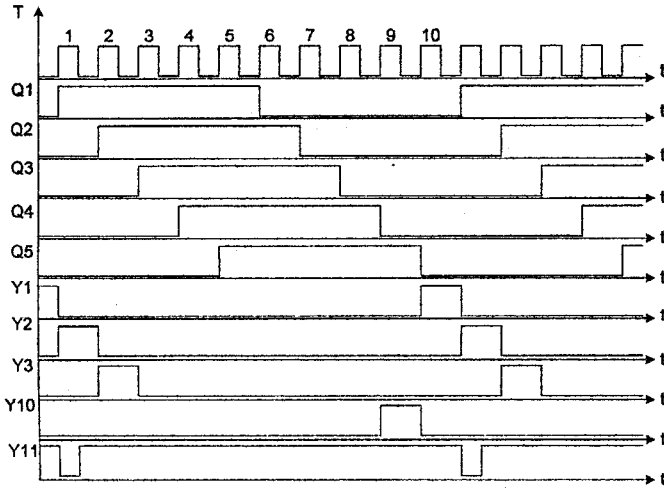


Рисунок 5.26 – Часові діаграми роботи розподільника імпульсів

У якості розподільника імпульсів можна також використовувати мікросхему послідовно-паралельного регістра, включеного в послідовному режимі зсуву (рис.5.26). Для цього, у такий регістр, наприклад, типу HP155HP13 на інтервалі установлення в нуль, примусово записується одиниця на вихід Q1, після чого в режимі послідовного зсуву ця одиниця зсувається послідовно по усіх виходах Q_i, формуючи сигнали типу Y1=YS.

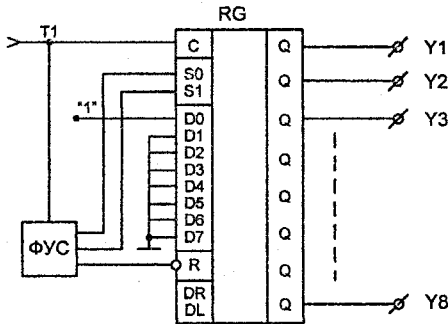


Рисунок 5.27 – Розподільник імпульсів на регістрі зсуву

1. Режим паралельного запису $R=S_0=S_1=1$.
2. Режим правого зсуву $R=S_0=S_1=1$.
3. Режим лівого зсуву $R=S_0=S_1=1$.

Схему регістра набору коду можна скласти на основі D-тригерів

(наприклад, КР155ТМ2) і схем 2І-НІ (наприклад, типу 155ЛА3).

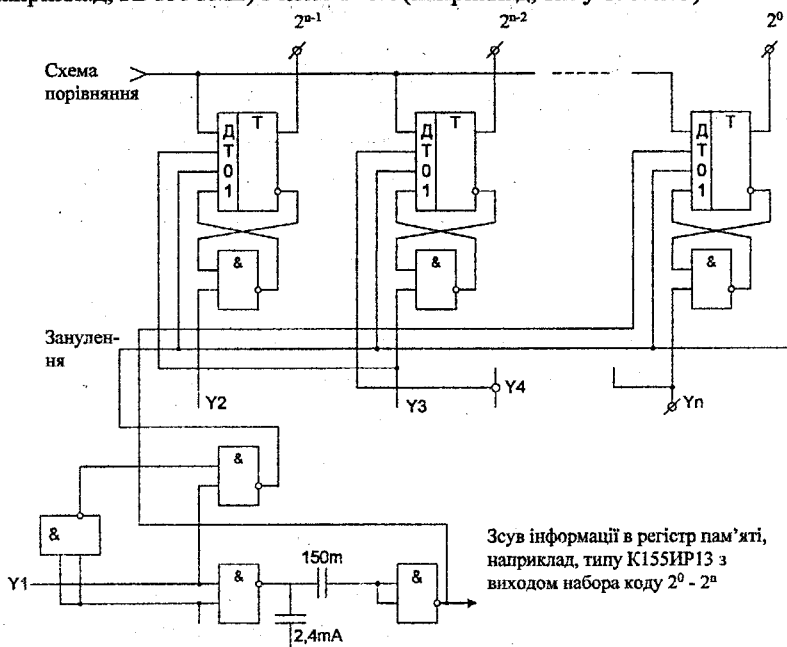


Рисунок 5.28 – Схема реєстра набору коду

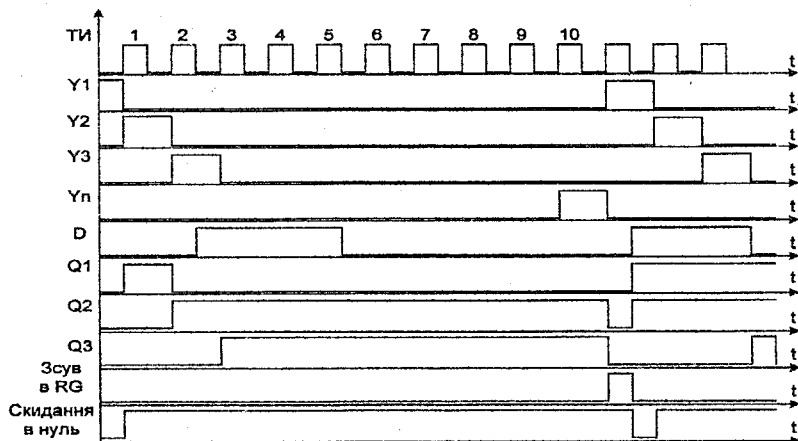


Рисунок 5.29 – Часові діаграми реєстра порозрядного врівноваження

Функціонально роздільник імпульсів і схему набору коду можна реалізувати в одній мікросхемі. Прикладом такої реалізації є мікросхема

К155ІР17, яка є 12-розрядним регістром порозрядного врівноваження.

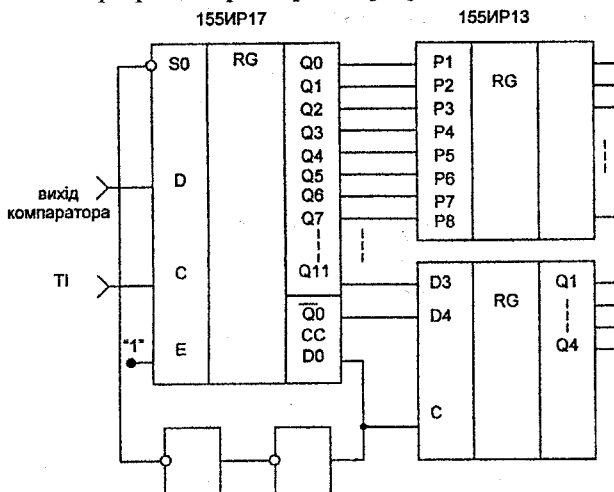


Рисунок 5.30 – Схема регістра порозрядного врівноваження

На початку роботи регістра порозрядного зрівноважування перший цикл роботи є настановним. Надалі робота може бути описана попередніми часовими діаграмами враховуючи те, що на останньому такті, схемою виробляється сигнал "0" на виході CC, за яким набраний регістром код переписується в регістр пам'яті (155ІР13), після чого потенціалом "0", поданим на вхід \bar{S}_0 регістр встановлюється в початковий стан. У початковому стані ($0 \rightarrow \bar{S}$) виходи Q0 і Q10 встановлюються в стан "1", а вихід Q11 (старший розряд) - у стан "0". Активним керуючим сигналом для керування ЦАП є "нуль". Інформація, що надходить від схеми порівняння, надходить на вхід D і по передньому фронту тактового сигналу на вході C записується у відповідний (у залежності від такту зрівноважування) розряд регістра. Вхід E призначений для зміни режиму при нарощуванні розрядності.

$E = 0$ – дозволяє роботу регістра.

$E = 1$ – блокує роботу регістра.

5.5.3 Перетворювачі струм – напруга.

На основі ОП дуже просто реалізуються пристрої, названі перетворювачами струму в напругу. У перетворювачі струму діючий

вхідний опір визначається як $R_{вх} \approx \frac{R_{ос}}{1+A}$ і буде тим меншим чим більше значення коефіцієнта підсилення ОП без зворотного зв'язку A. У такий спосіб опір навантаження для джерела вхідного струму І_{вх} фактично

дорівнює $R_{вх}$ і прямує до нуля. Потенціал на інвертуючому вході, також практично дорівнює нулю, оскільки $U_{вх} = \frac{U_{вих}}{A}$ (рис.5.31)

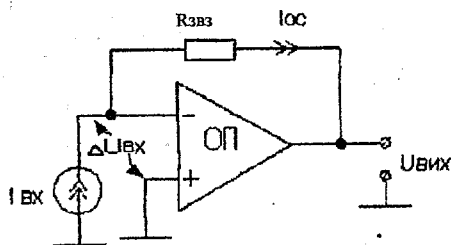


Рисунок 5.31 – Перетворювач струм-напруга

Через резистор $R_{звз}$ протікає струм $I_{ос}$, що практично дорівнює $I_{вх}$ і відрізняється від нього тільки на величину вхідного струму зсуву диференціального каскаду ОП. З метою зменшення впливу цього струму на рівність $I_{вх} = I_{ос}$ у вхідних каскадах ОП використовують польові транзистори. Вихідна напруга дорівнює $U_{вих} = I_{вх} R_{звз}$.

Перетворювач струм – напруга має ще одну позитивну особливість – він практично не підсилює шумових напруг і напругу зсуву ОП. Коефіцієнт передачі шумової напруги з вхідного ланцюга у вхідну, визначається як $K_{ос} \approx \frac{R_{звз} + R_{ос}}{R_{ит}} \approx 1$ тому що $R_{ос} \gg R_{звз}$ де $R_{ос}$ – вхідний опір джерела струму.

Схема включення ОП як перетворювача струм-напруга широко використовується в цифро-аналогових перетворювачах, що працюють за принципом підсумовування струмів (див. рис. 5.21).

5.5.4 Компаратори напруг і струмів

Компаратором називають електронну схему, призначену для порівняння двох вхідних сигналів і вироблення вихідного логічного сигналу "0" або "1". Компаратори можуть порівнювати напруги або струми, причому в першому випадку їх найчастіше називають компараторами напруг, а в другому випадку – схемами порівняння струмів.

Компаратор напруги в багатьох відношеннях аналогічний ОП, причому у якості компаратора можна використовувати практично будь-який ОП, що працює без зворотного зв'язку і зі схемою формування логічних рівнів. Функціонально це виглядає як на рис.5.32

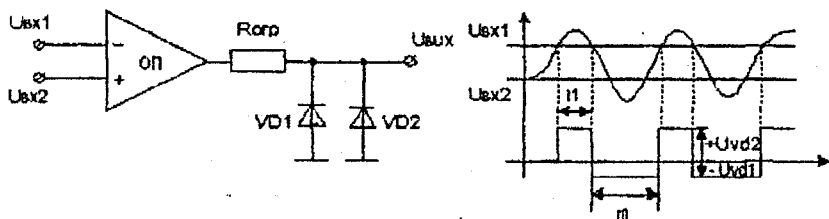


Рисунок 5.32 – Схема компаратора напруги на ОП і часова діаграма його роботи

У той же час, оскільки ОП розробляються для роботи зі зворотним зв'язком, його частотна характеристика повинна забезпечити запас стійкості щодо виникнення автоколивань. Ця вимога обмежує швидкість роботи ОП у режимі компаратора напруги. У той же час це обмеження є непотрібним для компаратора, що працює без зворотного зв'язку. Тому найчастіше у якості компаратора використовують спеціальні схеми.

Як приклад такої схеми розглянемо схемотехніку компаратора фірми National Semiconductor типу LM 139, що може працювати від одного джерела живлення позитивної полярності. Він також може працювати від здвоеного джерела до ± 18 В.(рис.5.33)

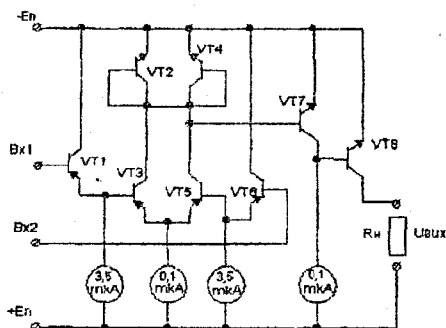


Рисунок 5.33 – Схема компаратора LM139

Вхідний диференціальний каскад зібрано за схемою Дарлінгтона з симетричним входом на транзисторах VT1, VT3, VT5, VT6. Активним навантаженням диференціального каскаду виступає токове дзеркало на транзисторах VT2, VT4. Вихід диференціального каскаду навантажений на підсилювач напруги на транзисторі VT7, навантаженням якого є джерело струму.

Функціонування схеми порівняння струмів (СПС) у загальному випадку може бути показано за допомогою структурної схеми такого вигляду (рис.5.34).

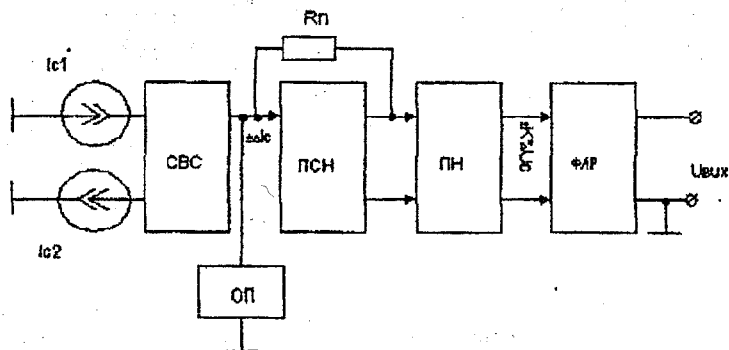


Рисунок 5.34 – Структурна схема порівняння струмів

де, СВС – схема віднімання струмів. ПСН – перетворювач струм-напряга. ПН – перетворювач напряга. ФЛР – формувач логічних рівнів. I_{c1} , I_{c2} – порівнювані вхідні струми.

Вхідні струми, що підлягають порівнянню, надходять на схему, що виконує функцію віднімання струмів і утворюють різницевий струм $\pm\Delta I_C = I_{c1} - I_{c2}$. Виділена різниця ΔI_C перетвориться перетворювачем струм-напряга в пропорційну величину напряга $\pm\Delta U_C = R_n(\pm\Delta I_C)$, де R_n – коефіцієнт передачі ПСН. Отримана напряга підсилюється підсилювачем напряга з коефіцієнтом підсилення K і подається на схему формування логічних рівнів. Підсилювач напряга і формувач логічних рівнів технічно часто виконуються у вигляді схеми компаратора напряга (КН).

Одним з основних параметрів СПС є її чутливість по струму, тобто та мінімальна різниця струмів, що, будучи прикладена по виходу викликає на виході перепад напряга відповідного логічного рівня. Найбільш реально чутливість можна оцінити в органічному зв'язку з часовими характеристиками t_{cp} (час затримки спрацьовування) і t_e (час затримки відновлення). Цей зв'язок наочно представляється за допомогою так званих перехідних характеристик.

Для одержання перехідної характеристики на один із входів СПС подається перепад струму (близько 1 мА), а на іншій – постійний рівень струму із заданим перебудженням, що змінюється у всьому робочому діапазоні вхідних струмів.

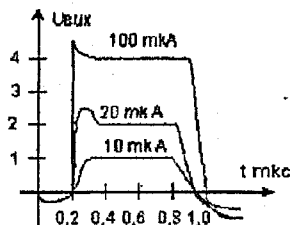


Рисунок 5.35 – Перехідна характеристика СПС

Як найбільш просту схемотехнічну реалізацію можна використовувати схему, показану на рисунку 5.36.

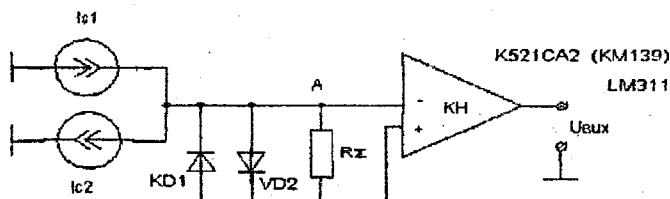


Рисунок 5.36 – Найбільш проста схемотехнічна реалізація СПС

Вхідні струмові сигнали I_{c1} і I_{c2} алгебраїчно сумуються у точці А, утворюють різницю ΔI_C . Ця різниця проходить через резистор R_Σ , виділяючи на ньому напругу, мінімальний рівень якої достатній для керування роботою компаратора напруги (КН). Резистор R – виконує функції перетворювача струм - напруга. У схему СПС додатково введений обмежувач напруги на діодах $VD1$, $VD2$. Діодний обмежувач до деякої міри усуває режим перевантаження вхідного каскаду компаратора напруги. Для такої схеми чутливість за струмом можна визначити з виразу

$$\Delta I_c = \frac{U^{*n} \min}{K_0 R_\Sigma}, \text{ де } K_0 - \text{коефіцієнт підсилення КН за напругою.}$$

При простій реалізації наведена схема має певні недоліки. Так, навіть при застосуванні діодів Шотткі в якості діодів $VD1$, $VD2$, які мають рівень обмеження $200 \div 300$ мВ, завжди існують сигнали, що викликають заходження диференціального каскаду у режим відсікання з рівнем $>(3+4) \vartheta_T > (3+4) 25 \text{ мВ} > 100 \text{ мВ}$, де ϑ_T – тепловий потенціал. Це обмежує швидкодію схеми.

Як практичну схему, можна розглянути варіант із попереднім підсилювачем напруги на транзисторній збірці типу NPS301 і КН типу LM311. З обмежувачем на діодах Шотткі (рис.5.37):

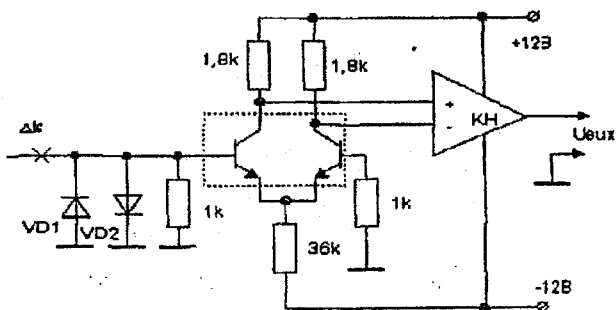


Рисунок 5.37 – Варіант реалізації СПС

У той же час така схема має високе значення $R_{\Sigma} = 1\text{k}\Omega$, що не дозволяє реалізувати високоточне підсумовування струмів ЦАП і вихідного струму через виникнення похибок суперпозиції (взаємовпливу).

Зазначений недолік можна усунути, використовуючи як перетворювач струм-напруга схему на базі операційного підсилювача, де R_{Σ} включається в коло зворотного зв'язку ОП. В зворотний зв'язок також включаються обмежувальні діоди. Вихід ПСН так само підключається до входу компаратора напруги (рис.5.38).

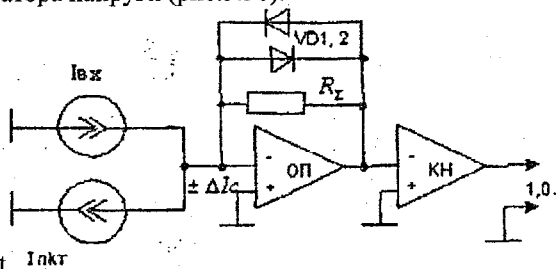


Рисунок 5.38 – СПС на основі ОП

$$R_{\Sigma} = \frac{R_{OC}}{A+1}, \quad U_{\text{вих ПСН}} = \pm \Delta I_{OC} R_{OC}, \quad U_{\text{вих КН}} = \pm \Delta I_{OC} R_{OC} R_{КН}$$

Режим роботи такої СПС може бути заданий у такому порядку:

а) Визначається струм, відповідний молодшому розряду перетворювача;

$$I_{\text{др}} = \frac{\Delta I_{c \text{ max}}}{2^n} \quad \Delta I_{c \text{ max}} = I_{\text{сстразрЦАП}}$$

б) Якщо $I_{\text{др}} < 0,1 \text{ мкА}$, то задається $I_{\text{др}} > 0,1 \text{ мкА}$ і довізнаємо $\Delta I_{c \text{ max}}$ з попереднього виразу. Якщо значення $\Delta I_{c \text{ max}} > (1 \div 2) \text{ мА}$, то необхідно враховувати необхідність збільшення навантажувальної здатності ОП.

с) Резистор R_{Σ} визначається з виразу $R_{\Sigma} = \frac{U^{1n} \min}{K_{KH} I_{np}}$,

де $U^{1n} \min$ – мінімальна напруга логічної одиниці на виході КН.

K_{KH} – коефіцієнт підсилення компаратора напруги.

5.6 Питання для самоконтролю

5.6.1 Опишіть статичні характеристики перетворювань.

5.6.2 Проаналізуйте динамічні характеристики перетворювань.

5.6.3 Проведіть порівняльний аналіз найбільш поширених структурних схем системних перетворювачів інформації (СП).

5.6.4 Дайте оцінку параметрів СП для різних областей використання.

5.6.5 Окресліть шляхи підвищення характеристик точності системних перетворювачів інформації.

5.6.6 Розгляньте принципи корекції характеристик лінійності класичних двійкових перетворювачів.

5.6.7 Програмна корекція як шлях комплексного вирішення проблем точності та швидкодії.

5.6.8 Принципи використання НПСЧ для корегування розривів в шкалі перетворення.

5.6.9 Наведіть структурні рішення системних перетворювачів з самокалібруванням.

5.6.10 Опишіть відомі шляхи зменшення динамічних похибок.

5.6.11 Розгляньте принципи корегування динамічних похибок на основі використання НПСЧ.

5.6.12 Розгляньте принципи побудови та дії цифро-аналогових перетворювачів.

5.6.13 Порівняйте різні схеми матриць резисторів в ЦАП.

5.6.14 Проаналізуйте призначення та схеми розподільників імпульсів.

5.6.15 Особливості побудови регістрів набору коду.

5.6.16 Проаналізуйте роботу та параметри перетворювачів струм-напруга.

5.6.17 Схеми порівняння напруг та їх реалізація.

5.6.18 Розгляньте принципи дії та схемотехніку схем порівняння струмів.

6.1 Типова структура каналу передачі даних

Дискретна інформація, яка отримана з аналогового безперервного сигналу в результаті проведення операцій дискретизації та кодування має загальну назву "дані". Під даними звичайно розуміється найрізноманітніша дискретна інформація, що призначена для використання в системах телекерування, для обробки на ЕОМ, в інформаційних мережах і таке інше. Передача даних, як правило, здійснюється по дискретних каналах зв'язку, до складу яких входять аналоговий канал зв'язку (складається з модулятора, лінії зв'язку, демодулятора) та апаратура передачі даних. Такий дискретний канал зв'язку називають каналом передачі даних [6,8,22].

Будь-який канал передачі даних (КПД) може бути описаний трьома основними своїми компонентами. Такими компонентами є передавач (або так зване «джерело передачі інформації»), фізична лінія зв'язку і приймач або інакше «отримувач інформації». При двосторонній (дуплексній передачі) джерело і отримувач можуть бути об'єднані так, що їх обладнання може передавати і приймати дані одночасно. У найпростішому випадку КПД між точками А і В складається з таких основних частин: термінального обладнання в точці А; інтерфейсу (або стику) між термінальним обладнанням і апаратурою передачі даних; апаратури (передачі даних) в точці А; фізичної лінії зв'язку між точками А і В; апаратури передачі даних в точці В; інтерфейсу (або стику) апаратури передачі даних з термінальним обладнанням; термінального обладнання в точці В (рис 6.1).

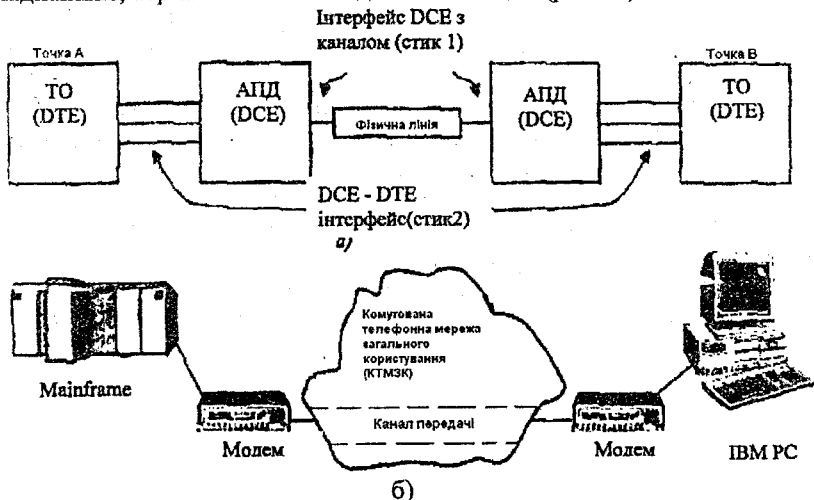


Рисунок 6.1 – Типова структура каналу передачі даних:

а – блок-схема каналу передачі даних; б – реальний канал передачі даних

Термінальне обладнання (ТО) – це узагальнене поняття, яке використовується для опису кінцевого пристрою користувача або його частини. ТО може бути джерелом інформації, її отримувачем або тим і іншим одночасно. ТО передає і (або) приймає дані, безпосередньо використовуючи апаратуру передачі даних (АПД) і лінії зв'язку. В літературі часто вживається відповідний міжнародний термін – DTE (Data Terminal Equipment). Часто в якості DTE може виступати персональний комп'ютер, велика ЕОМ (mainframe computer), термінал, пристрій збирання аналогових даних, касовий апарат, приймач сигналів глобальної навігаційної системи або будь-яке інше обладнання, здатне приймати або передавати дані.

Апаратуру передачі даних (АПД) також називають апаратурою цифрового зв'язку. Широко використовується міжнародний термін DCE (Data Communication Equipment), який і будемо вживати далі. Функція DCE полягає в забезпеченні можливості передачі дискретної інформації між двома або більшим числом DTE по каналу певного типу, наприклад, по телефонній лінії. Для цього DCE повинен забезпечити з'єднання з DTE з одної сторони, і з лінією зв'язку, з другої. DCE може бути аналоговим модемом, якщо використовується аналогова лінія зв'язку, або, наприклад, пристроєм обслуговування каналу передачі даних (CSU/DSU - Channel Service Unit / Data Service Unit), якщо використовується цифровий канал типу Е1/Т1 або ISDN. Модеми, розроблені в 60-70-х роках, були практично пристроями виключно з функціями перетворення сигналів. Однак в останні роки модеми набули значної кількості додаткових функцій, які будуть розглянуті нижче. Слово "модем" є скороченою назвою пристрою, що здійснює процес модуляції/демодуляції.

Модуляцією називається процес зміни одного або декількох параметрів вихідного сигналу за законом вхідного сигналу. При цьому вхідний сигнал є, як правило, цифровим і модульовальним. Вихідний сигнал, найчастіше аналоговий і носить назву модульованого сигналу. В наш час модеми широко використовуються для передачі даних між комп'ютерами через комутовану телефонну мережу загального користування (КТ МЗК, GTSN - General Switched Telephone Network).

Важливу роль у взаємодії DTE і DCE відіграє їх інтерфейс, який складається з вхідних/вихідних ланцюгів, рознімачів і з'єднувальних кабелів. У вітчизняній літературі і стандартах також часто вживається термін стик. З'єднання DTE і DCE відбувається по одному із стиків С2. При під'єднанні DCE до фізичної лінії зв'язку використовується один із стиків С1.

6.2 Класифікація та характеристики каналів передачі даних

В залежності від типу сигналів, що передаються, розрізняють два великих класи ліній зв'язку: цифрові і аналогові. Цифрова лінія зв'язку є бітовим трактом з цифровим (імпульсним) сигналом на вході і виході. На вхід аналогової лінії зв'язку надходить безперервний сигнал, і з його

виходу також знімається безперервний сигнал. [6,8,22]

Цифровими є лінії зв'язку системи ІКМ, ISDN, канали типу Ті/Е1 і багато інших. Сучасні КПД намагаються будувати на основі цифрових каналів, які мають певні переваги перед аналоговими.

Аналогові лінії зв'язку є найбільш розповсюджені з причини тривалості історії їх розвитку і простоти реалізації. Типовим прикладом аналогової лінії зв'язку є канал тональної частоти, а також групові тракти на 12, 60 і більше каналів тональної частоти. Телефонний канал КТМЗК, як правило, містить багаточисельні комутатори, пристрої розділення сигналів, групові модулятори і демодулятори. Для КТМЗК суть лінії зв'язку (фізичний маршрут і ряд параметрів) буде змінюватися при кожному черговому виклику ДТЕ.

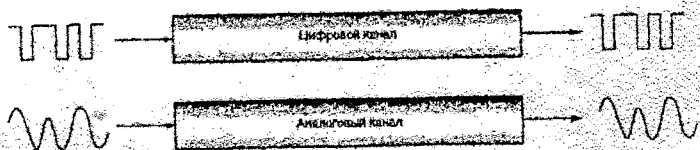


Рисунок 6.2 – Цифрові і аналогові лінії зв'язку

При передачі даних на вході аналогової лінії зв'язку повинен знаходитись пристрій, який перетворював би цифрові дані, що надходять від ДТЕ, в аналогові сигнали, які надсилаються в лінію зв'язку. Приймач повинен містити пристрій, який перетворював би прийняті безперервні сигнали в цифрові дані. Цими пристроями і є модеми. Аналогічно, при передачі по цифрових лініях зв'язку дані від ДТЕ доводиться приводити до вигляду, прийнятого для даного конкретного каналу. Цим перетворенням займаються цифрові модеми, які називаються адаптерами ISDN, адаптерами каналів Е1/Ті, лінійними драйверами і т.д. (в залежності від конкретного типу каналу або лінії передачі).

Термін модем використовується досить широко. При цьому не обов'язково мають на увазі будь-яку модуляцію, а просто вказується на певні операції перетворення сигналів, які надходять від ДТЕ для їх подальшої передачі по каналу. Таким чином, в широкому понятті модем і апаратура передачі даних (DCE) є синонімами.

В залежності від можливостей передачі даних у прямому та зворотному напрямках розрізняють симплексні, напівдуплексні та дуплексні канали передачі даних. Симплексні канали дозволяють передавати дані тільки в одному напрямку. По напівдуплексному каналу дані можуть передаватись в обох напрямках, але не одночасно. Дуплексні канали дозволяють передавати дані в обох напрямках і одночасно.

Канали передачі даних поділяються на комутовані та виділені. Комутовані канали надаються споживачам на час з'єднання за їх запитом. Такі канали принципово містять у своєму складі комутаційне обладнання телефонних станцій (АТС). Звичайні телефонні апарати також

використовують комутовані канали КТКЗК. Крім того, комутовані канали надаються цифровою мережею з інтеграцією служб (ISDN – Integrated Services Digital Network).

Виділені канали орендуються у телефонних компаній, або (дуже часто) прокладаються зацікавленою організацією, їх якість завжди вища якості комутованих каналів з причини відсутності впливу комутаційної апаратури АТС, проте вартість експлуатації значно вища, аніж у комутованих.

Як правило, канали передачі даних мають двопроводові або чотирипроводові закінчення, тому їх називають, відповідно, двопроводовими і чотирипроводовими. Чотирипроводові канали надають два проводи для передачі сигналу і ще два проводи для приймання. Перевагою таких каналів є практично повна відсутність взаємовпливу сигналів, які передаються у зустрічному напрямку.

Двопроводові канали дозволяють використовувати два проводи як для передачі, так і для приймання сигналів. Такі канали дозволяють економити на вартості кабелів, але потребують ускладнення каналоутворювальної апаратури і апаратури користувача. Двопроводові канали потребують вирішення задачі розділення сигналів, що передаються та приймаються. Таке розв'язання реалізується за допомогою диференціальних систем, які забезпечують необхідне затухання сигналів по зустрічних напрямках передачі. Неідеальність диференціальних систем приводить до спотворення амплітудно-частотних і фазочастотних характеристик каналу і до виникнення специфічних перешкод у вигляді ехо-сигналу.

Незалежно від того, яким чином і по якому виду каналу здійснюється передача даних, якість цієї передачі майже завжди характеризується цілим рядом показників. До найбільш важливих з них відносяться швидкість передачі інформації та її достовірність.

На практиці доводиться мати справу з двома різними поняттями швидкості передачі – технічною та інформаційною. Технічна швидкість майже завжди характеризує швидкість передачі даних. Ця характеристика була запропонована біля 100 років тому французьким інженером Бодо, і на його честь була названа одиниця технічної швидкості – бод. Кількість бод, тобто інформаційних послань, визначається як технічна швидкість:

$$R = \frac{1}{\tau_0},$$

де τ_0 – тривалість передачі одного елемента дискретного повідомлення.

В зв'язку з розвитком теорії інформації виникло поняття інформаційної швидкості. Під цим розуміють кількість інформації, що надійшла від джерела інформації до отримувача (користувача) за одну секунду. Інформаційна швидкість вимірюється числом двійкових одиниць (бітів), що надходять за одну секунду.

В залежності від швидкості передачі канали передачі даних

поділяються на низькошвидкісні, середньошвидкісні та високошвидкісні. Низькошвидкісні канали мають швидкість передачі даних до 200 біт/с. Для організації низькошвидкісних каналів використовують телеграфні канали зв'язку. По таких каналах інформація передається в дискретній формі, що полегшує їх узгодження з джерелами дискретної інформації. Для організації середньошвидкісних каналів, які мають швидкість передачі інформації до 4,8 кбіт/с, використовуються низькочастотні телефонні канали зв'язку. По таких каналах майже завжди передаються аналогові мовні сигнали, тому для передачі дискретної інформації потрібне застосування спеціальної апаратури передачі даних. Високошвидкісні канали мають швидкість передачі вище 4,8 кбіт/с і використовують високошвидкісні лінії зв'язку (коаксіальний кабель, світловолокно, радіорелейні канали), або звичайні телефонні лінії у сукупності з сучасними модемами, які використовують багаторівневі протоколи модуляції. Передача даних по реальних каналах зв'язку завжди супроводжується дією перешкод та порушень. Це призводить до того, що одержане повідомлення може відрізнятись від переданого. Ступінь відповідності одержаного повідомлення переданому оцінюють за допомогою характеристики достовірності. Кількісне оцінювання цієї відповідності проводять, користуючись відношенням кількості помилково прийнятих елементів інформаційного повідомлення M_2 до загальної кількості переданих елементів M_3 :

$$Q = \frac{M_2}{M_3}$$

При обмеженому часі передачі даних величина достовірності Q є величиною довільною, однак на значних часових відрізках вона забезпечує можливість з достатнім ступенем точності оцінювати вірогідність появи помилок.

Передача даних може бути як асинхронною, так і синхронною. При асинхронній передачі елементи повідомлення передаються у вільному темпі незалежно один від одного, причому кожен елемент передається зі своїми сигналами "Старт" та "Стоп", що вказують на початок та кінець елемента. Ці сигнали вносять деяку надлишковість в інформацію, тому швидкість асинхронної передачі низька.

При синхронній передачі блок елементів інформації передається безперервно у вимушеному темпі, а синхронізація передавального та приймального пристроїв досягається за допомогою додаткового синхроканалу, посиленням спеціальних кодових комбінацій, або ж введенням спеціальних обмежень у кодову послідовність. Синхронний метод забезпечує значно більшу швидкість передачі даних, ніж асинхронний, але потребує застосування більш складної апаратури.

Для достовірної передачі даних по фізичній лінії зв'язку вони майже завжди підлягають двом операціям – операції перекодування та операції модуляції. Обидві операції проводяться з метою максимального узгодження характеристик послідовності даних з характеристиками лінії зв'язку.

6.3 Стандартизація каналів передачі даних

Для того щоб взаємодіяти, люди використовують спільну мову. Якщо неможливо розмовляти один з одним безпосередньо, використовуються допоміжні засоби для передачі повідомлень. Одним із таких засобів є система поштового зв'язку. В її складі можна виділити певні функціональні рівні, наприклад, рівень збору і доставки листів з поштових ящиків на найближчі поштові вузли зв'язку і в зворотному напрямку, рівень сортування листів у транзитних вузлах і т. д. Прийняті у поштовому зв'язку всі можливі стандарти на розміри конвертів, порядок оформлення адресів та ін. дозволяють відправляти і отримувати кореспонденцію практично з будь-якої точки Земної кулі.

Схожа картина має місце і в області електронних комутацій, де ринок комп'ютерів, комунікаційного обладнання інформаційних систем і мереж надзвичайно широкий. З цієї причини створення сучасних інформаційних систем стало б неможливим без використання спільних підходів при їх розробці, без уніфікації характеристик і параметрів компонент, що входять до їх складу.

Теоретичну основу сучасних інформаційних мереж визначає Базова еталонна модель взаємодії відкритих систем (OSI – Open System Interconnection). Міжнародної організації стандартів (ISO – International Standards Organization). Вона описана стандартом ISO 7498. Модель є міжнародним стандартом для передачі даних [22]. Згідно з еталонною моделлю взаємодії OSI виділяються сім рівнів, які утворюють область взаємодії відкритих систем (табл.6.1).

Таблиця 6.1 – Функції рівнів моделей взаємодії відкритих систем

Рівень	Функція
7. Прикладний	Інтерфейс з прикладними процесами
6. Представницький	Узгодження представлення і інтерпретація даних
5. Сесансовий	Підтримка діалогу між віддаленими процесами; забезпечення з'єднання і роз'єднання цих процесів; реалізація обміну даними між ними
4. Транспортний	Забезпечення обміну даними між системами
3. Мережний	Маршрутизація; сегментування і об'єднання блоків даних; знаходження помилок і повідомлення про них
2. Канальний	Управління каналом передачі даних; формування кадрів; управління доступом до ліній передачі; передача даних по каналу; знаходження помилок в каналі і їх корекція
1. Фізичний	Фізичний інтерфейс з фізичною лінією; бітові протоколи модуляції і лінійного кодування

Основна ідея цієї моделі полягає в тому, що кожному рівню відводиться конкретна роль. Завдяки цьому спільна задача передачі даних поділяється на окремі конкретні задачі. Функції рівня, в залежності від його номера, можуть виконуватися програмними, апаратними або програмно-апаратними засобами. Як правило, реалізація функцій вищих рівнів носить програмний характер, функції каналного і мережного рівнів можуть бути виконані як програмними, так і апаратними засобами. Фізичний рівень реалізується в апаратному вигляді.

Кожен рівень визначається групою стандартів, які містять в собі дві специфікації: протокол і сервіс. Під протоколом розуміється набір правил і форматів, які визначають взаємодію об'єктів одного рівня моделі.

Найбільш близьким до задач, що вирішуються при побудові аналого-цифрових інтерфейсів ЕОМ, є каналний та фізичний рівень. В більшості випадків практичної реалізації функції каналного та фізичного рівнів забезпечуються сучасними модемами.

Фізичний рівень визначає інтерфейси системи з каналом зв'язку, а саме: механічні, електричні, функціональні і процедурні параметри з'єднання. Фізичний рівень також описує процедури передачі сигналів в канал і отримання їх з каналу. Він призначений для перетворення послідовності двійкових символів (послідовності бітів) у вигляд, що забезпечує якісну передачу цих символів по конкретній фізичній лінії. В якості такої фізичної лінії передачі може виступати канал тональної частоти, провідова лінія або радіоканал. Фізичний рівень виконує такі основні функції: встановлення і розрив зв'язків; перетворення сигналів і реалізація інтерфейсу.

На фізичному рівні потрібно здійснити з'єднання модемів і їх наступне роз'єднання. При використанні виділених (орєднованих) каналів така процедура спрощується, оскільки канали постійно закріплені за відповідними напрямками зв'язку. В останньому випадку обмін даними між системами, які не мають прямих зв'язків, організується за допомогою комутації потоків, повідомлень або пакетів даних через допоміжні взаємодійні системи (вузли). Однак функції такої комутації виконуються вже на більш високих рівнях і до фізичного рівня відношення не мають.

Крім забезпечення фізичного з'єднання модеми на фізичному рівні можуть також "домовлятися" про спільний режим роботи, тобто спосіб модуляції, швидкості передачі даних, використання режимів виправлення помилок, стискання даних і т. д.

Для узгодження параметрів послідовності бітів з параметрами аналогової або цифрової лінії зв'язку потрібно виконати перетворення цих бітів в аналоговий або дискретний сигнал, відповідно. До цієї ж групи функцій відносяться процедури, які реалізують стик з фізичною (аналоговою або цифровою) лінією зв'язку. Такий стик часто називається стиком, який залежить від середовища, і він може відповідати одному із стандартизованих каналних стиків СІ. Прикладами таких стиків можуть

бути: С1-ТФ (ГОСТи 23504-79, 25007-81, 26557-85) – для каналів КТМЗК, С1-ТЧ (ГОСТи 23475-79, 23504-79, 23578-79, 25007-81, 16557-85) – для виділення каналів тональної частоти, С1-ТГ (ГОСТ 22937-78) – для телеграфних каналів зв'язку і ряд інших.

Функція перетворення сигналів є найголовнішою функцією модемів. З цієї причини перші модеми, які не мали інтелектуальних можливостей і не виконували апаратного ущільнення і корекції помилок, часто називали пристроями перетворення сигналів (1111С).

Реалізація інтерфейсу між DTE і ВСЕ є третьою важливою функцією фізичного рівня. Такого роду інтерфейси регламентуються відповідними рекомендаціями і стандартами, до яких відносяться: V.24, RS-232, RS-459, RS-422A, V.35 та інші. Такі інтерфейси визначаються вітчизняними ГОСТами як перетворювальні стики С2.

Стандарти і рекомендації інтерфейсів DTE-DCE визначають загальні характеристики (швидкість і послідовність передачі), функціональні і процедурні характеристики (номенклатура, категорія зв'язків інтерфейсу, правила їх взаємодії); електричні (величина напруги, струмів і опорів) і механічні характеристики (габарити, розподілення контактів по зв'язках).

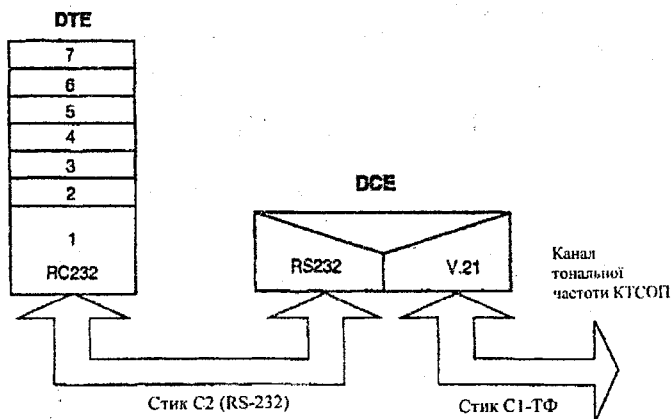


Рисунок 6.3 – Профіль протоколів для модема з функціями тільки фізичного рівня

На фізичному рівні також відбувається діагностика певного класу несправностей, наприклад таких, як обрив проводу нуля, втрата механічного контакту тощо.

Типовий профіль протоколів при використанні модема, що підтримує тільки функції фізичного рівня, наведений на рис.6.3. При цьому вважається, що комп'ютер (DTE) з'єднується з модемом (DCE) за допомогою інтерфейсу RS-232, а модем використовує протокол модуляції V.21.

Перешкодостійкість каналу зв'язку, який складається з двох модемів і

лінії зв'язку між ними, є обмеженою, і як правило, не задовольняє вимоги до достовірності передачі даних. З цієї причини задача виправлення спотворених в каналі передачі бітів вирішується на каналному рівні.

Канальний рівень часто називають рівнем управління даними. Засоби цього рівня реалізують такі основні функції:

- формування з послідовності бітів блоків даних певного розміру для їх подальшого розміщення в інформаційному полі кадрів, які і передаються по каналу;
- кодування кадру перешкодостійким кодом (як правило, з визначенням помилок) з метою підвищення достовірності передачі даних;
- відновлення первинної послідовності даних на приймальній стороні;
- забезпечення кодонезалежної передачі даних з метою реалізації для користувача (або прикладних процесів) можливості вільного вибору даних;
- управління потоком даних на рівні каналу, тобто темпу їх видачі в DTE отримувача;
- усунення наслідків втрат, пошкоджень або дублювання кадрів.

В якості стандарту для протоколів другого рівня організацією OSI рекомендується протокол HDLC (High Level Data Link). Він отримав у світі телекомунікацій надзвичайно широке розповсюдження. На основі протоколу HDLC розроблено багато інших, які є за своєю суттю деякою адаптацією і упорядкуванням ряду його можливостей по відношенню до конкретної області застосування. До такої підмножини HDLC відносяться протокол LAPM, який є базовим для реалізації стандарту корекції помилок V.42.

Можливий профіль протоколів для модема, який підтримує функції фізичного і каналного рівнів, наведений на рис.6.4. Вважається, що комп'ютер з'єднується з модемом безпосередньо через інтерфейс RS-232, і вже модем реалізує протокол модуляції V.34 і апаратну корекцію помилок згідно з стандартом

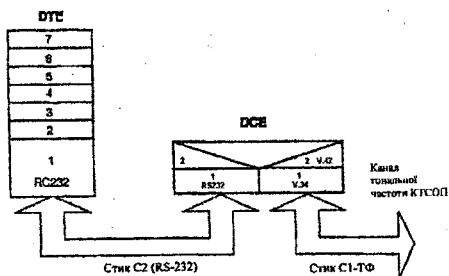


Рисунок 6.4 – Профіль протоколів для модема з функціями фізичного і каналного рівнів

6.4 Методи модуляції та демодуляції

Передача дискретної двійково-кодової інформації по аналогових каналах зв'язку майже завжди здійснюється із застосуванням операції модуляції коливань деякої несучої частоти двійковими символами даних. На приймальному кінці каналу здійснюється обернена операція демодуляції. Операції модуляції та демодуляції здійснюються в приладах, що називаються модуляторами-демодуляторами, або інакше модемами.[6,8,22]

Загальний принцип модуляції полягає в зміні одного чи декількох параметрів несучого коливання у відповідності з повідомленням, що передається. Так, наприклад, якщо в якості носія інформації вибрано гармонічне коливання $Y_k = A_k \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi)$, то можна створити три види модуляції: амплітудну (АМ), частотну (ЧМ) і фазову (ФМ). При цьому дискретне повідомлення, що являє собою послідовність кодових символів, перетворюється в деяку послідовність елементів сигналу в результаті взаємодії (тобто модуляції) з параметрами коливання-носія.

У випадку амплітудної (АМ) модуляції інформаційному символу "1" відповідає передача несучого коливання протягом деякого інтервалу часу, а нулеві – відсутність такого коливання. У випадку частотної модуляції (ЧМ) передача інформаційного символу одиниці ведеться з деякою частотою f_1 а символу нуля – з частотою f_2 . Для фазової модуляції характерна зміна фази несучого коливання, що передається, на 180° (π) при кожному переході від одиниці до нуля і навпаки. Часові діаграми цих процесів подані на рис. 6.5

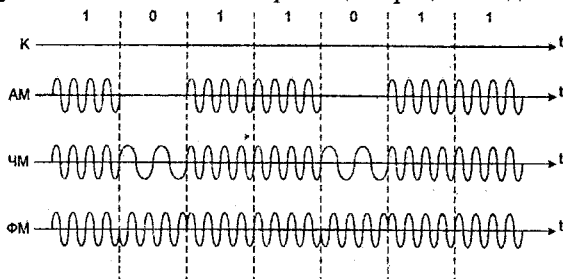


Рисунок 6.5 – Часові діаграми процесів модуляції АМ, ЧМ, ФМ

В математичному розумінні проведення операцій модуляції полягає в множенні несучого коливання $y(t)$ на множник $[1+m \cdot x(t)]$, де $x(t)$ – модульовальна функція, m – коефіцієнт модуляції. Так, наприклад, для амплітудно-модульованого сигналу вихідна функція має вигляд:

$$S(t) = y(t) \cdot [1 + m \cdot x(t)] = A_k \cdot [1 + m \cdot x(t)] \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi)$$

Функція $x(t)$ має деякий спектр, в межах від частоти f_H до частоти f_B . В результаті операції модуляції $x(t)$ функції несучого коливання $y(t) = A_k \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi)$ спектр сигналу буде мати такий вигляд (рис. 6.6):

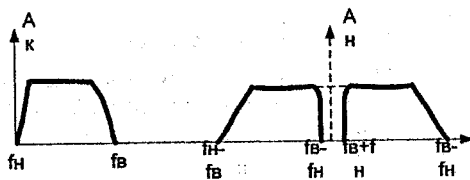


Рисунок 6.6 – Спектр модульованого сигналу

Таким чином, спектр модульованого сигналу являє собою сукупність складової несучої частоти f_0 з амплітудою A_n та двох бокових смуг з частотами від $(f_H - f_B)$ до $(f_H + f_H)$ та верхньої від $(f_H + f_H)$ до $(f_H + f_B)$. Вся інформація про модульовальну функцію $x(t)$ знаходиться в кожній з бокових смуг, що дає можливість передавати по каналу тільки одну з бокових смуг.

Якщо носієм дискретної інформації є періодична послідовність імпульсів, то можливі такі загальні види модуляції: амплітудно-імпульсна (АІМ), широтно-імпульсна (ШІМ), частотно-імпульсна (ЧІМ) та фазоімпульсна (ФІМ). При амплітудно-імпульсній (наприклад, багаторівневій) модуляції кодове слово розбивається на (2-8)-мі бітові групи, кожна з яких передається відповідним рівнем амплітуди (рис. 6.7,а). При широтно-імпульсній модуляції амплітуда замінюється шириною імпульсу (гобто, змінюється скважність) (рис.6.7,б). Частотно-імпульсна і фазоімпульсна модуляція по суті аналогічні ЧМ та ФМ.

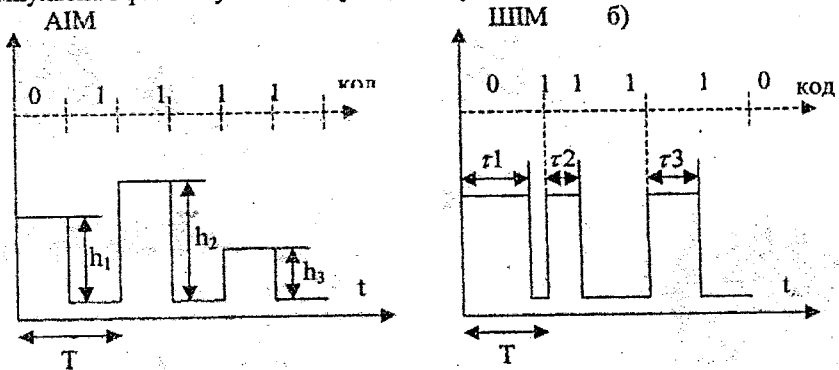


Рисунок 6.7 – Часові діаграми модуляції АІМ та ШІМ

В залежності від методу модуляції демодуляція також розподіляється на амплітудну, частотну та фазову. Прилади, що забезпечують процес демодуляції, майже завжди звуть детекторами. За принципом дії при модуляції сигналів з гармонічним носієм розрізняють амплітудний (АМ), частотний (ЧМ) та фазовий (ФМ) детектори.

Амплітудний детектор (рис. 6.8) може бути побудований на основі діодного випрямляча з фільтрувальним ланцюжком RC на виході. Діод являє собою нелінійний елемент з визначеною вольт-амперною характеристикою

вигляду $I_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ (рис. 6.9). При дії на АМ-детектор модульованого сигналу в його вихідному RC-ланцюгу протікає струм у вигляді високочастотних імпульсів з обвідною у вигляді модульовального коливання. У спектрі цього струму присутні постійна складова, складові частот модульовального коливання, несуча частота та її гармоніки. З них корисними сигналами є два перших, а несуча та її гармоніки повинні бути відфільтровані і подавлені. Це відфільтрування здійснюється за допомогою фільтра низьких частот на базі RC-ланцюга.

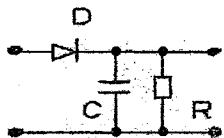


Рисунок 6.8 – Спрощена схема АМ детектора

Діод, випрямляючи сигнал, відсікає один півперіод і на виході з'являються синусоїдальні імпульси, які потім усереднюються за допомогою RC-фільтра (тобто фільтр відсікає високочастотні складові). В результаті на виході детектора з'являються імпульси модульовального коливання.

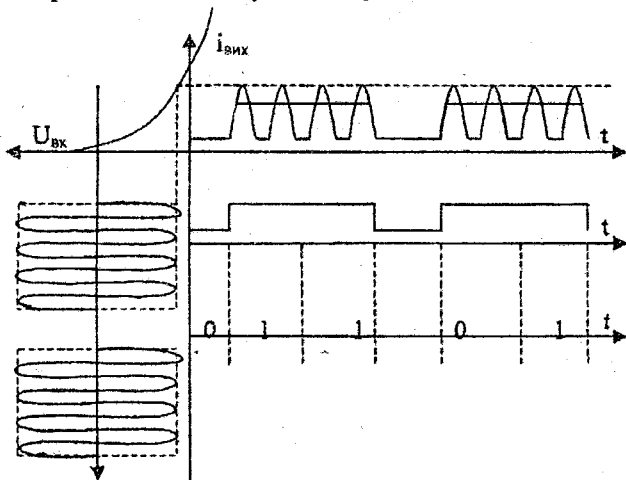


Рисунок 6.9 – Часова діаграма процесу АМ детектування

Принцип дії частотного детектора полягає у тому, що спочатку зміна частоти перетворюється в зміну амплітуди, яка потім детектується звичайним амплітудним детектором. Перетворення зміни частоти в амплітуду можна в найпростішому випадку здійснювати за допомогою так званого розлагодженого контуру. Звичайно приймальний пристрій містить

резонансні ланцюги, які налаштовані на частоту несучої так, що модульований сигнал за спектром повністю вміщується у смугу пропускання резонансного ланцюга (контур). В цьому випадку здійснюється вибіркове відсікання потрібного сигналу від непотрібного (заважаючого). Для побудови частотного детектора здійснюють примусове розлагодження контуру (резонансного ланцюга) таким чином, щоб несуча частота знаходилась не в середині смуги пропускання ланцюга, а на середині одного зі схилів його характеристики згасання. В цьому випадку зміна частоти несучого коливання призводить до зміни амплітуди на виході резонансного ланцюга. В подальшому ця зміна випрямляється (детектується) звичайним амплітудним детектором з усереднювальним низькочастотним фільтром на виході (рис. 6.10, 6.11).

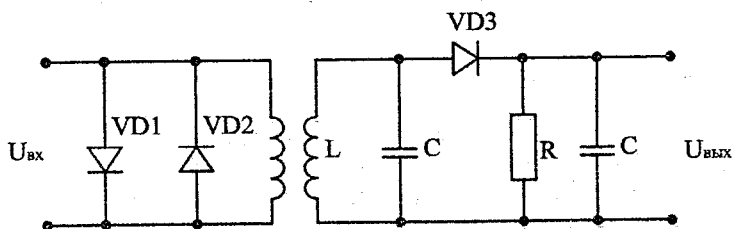


Рисунок 6.10 – Спрощена схема ЧМ детектора

Вихідна напруга на виході частотного детектора залежить не тільки від миттєвого значення частоти, але й від амплітуди сигналу, що детектується. В той же час можливі дії перешкод в каналі передачі викликають зміну амплітуди і можуть викликати зміну вихідного сигналу детектора. Для усунення паразитної амплітудної модуляції перед частотними детекторами розміщують обмежувачі амплітуди на діодах VD1 та VD2.

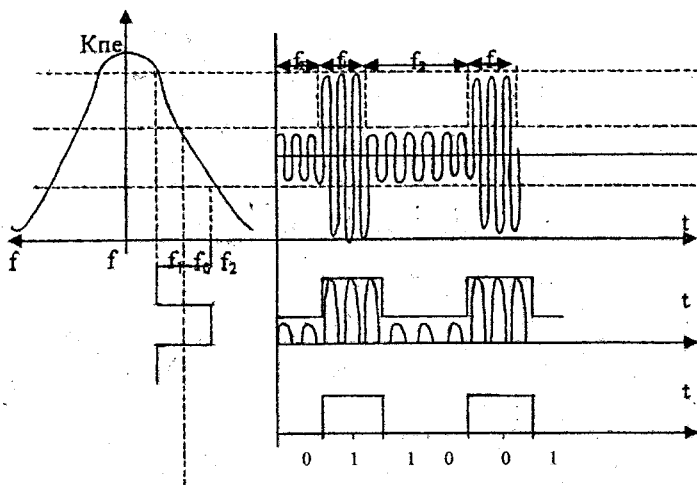


Рисунок 6.11 – Часова діаграма процесу ЧМ детектування

Фазовий детектор звичайно будують на базі схем додавання-віднімання модульованого та еталонного сигналів а також амплітудних детекторів. Сигнал на амплітудний детектор звичайно подається за допомогою підсумовувальних трансформаторів. Основною характеристикою фазового детектора є його амплітудно-фазова характеристика. Вона являє собою залежність вихідної напруги від різниці фаз між сигналом та еталонною напругою. Схема фазового детектора показана на (рис. 6.12).

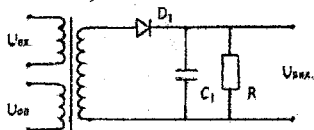


Рисунок 6.12 – Спрощена схема ФМ детектора

Часова діаграма вихідних сигналів на входах амплітудних детекторів зображена на (рис. 6.13).

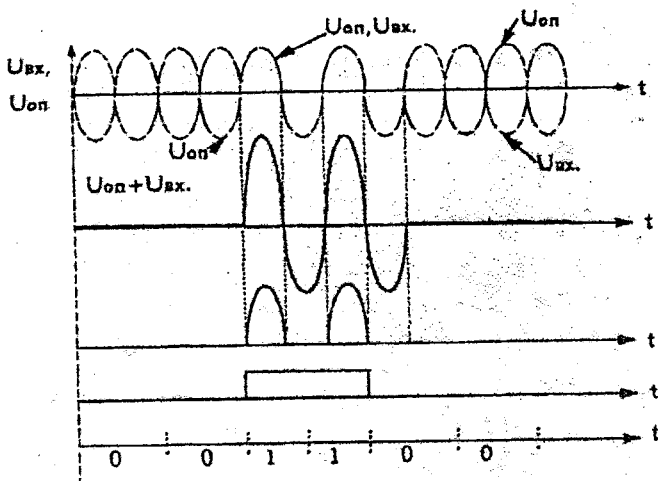


Рисунок 6.13 – Часова діаграма процесу ФМ детектування

Сигнал $U_{вх}$ додається з сигналом $U_{оп}$ – при збіганні фаз амплітуди сигналів додаються, при незбіганні – віднімаються. В результаті на виході аналогового детектора з'являється амплітудно-модульоване коливання.

6.5 Багатоканальна передача даних

Безперервний розвиток інформатизації народного господарства призводить до постійного зростання потоків інформації. А це потребує збільшення кількості каналів передачі даних або ж підвищення ступеня їх використання. [6,8]

Практика показує, що найбільш дорогою частиною каналу передачі даних є фізичні лінії зв'язку. Тому виникає задача максимального використання їх пропускної здатності за рахунок побудови систем багатоканальної передачі даних. В такій системі по одній фізичній лінії одночасно передається велика кількість сигналів окремих інформаційних каналів. Багатоканальна передача даних можлива тільки у випадках, якщо смуга пропускання лінії здатна помістити спектри всіх каналів.

Багатоканальні системи передачі даних утворюються шляхом об'єднання а потім розділення первинних каналів в групи тим чи іншим способом. Таких способів розділення каналів відомо біля десятка. До основних з них відносять часове, частотне, фазове та комбінаційне розділення каналів.

Найбільш вживаним в техніці цифрової передачі даних є спосіб часового розділення каналів. Він полягає в тому, що канал передачі даних, який містить модем та фізичну лінію зв'язку, по черзі за допомогою комутатора підключається до кодерів кожного з існуючих джерел дискретної

інформації таким чином, що спочатку передається кодоімпульсний сигнал першого каналу, потім другого і так до каналу з номером N . Після передачі кодоімпульсного сигналу N -го каналу знову підключається перший канал, з якого передається наступний за порядком кодоімпульсний сигнал. На приймальному кінці каналу передачі даних також встановлюється комутатор, який підключає по чергово загальний канал передачі даних до декодера приймального боку каналів. Загальний канал передачі даних при цьому носить назву групового тракту передачі даних.

Для нормальної роботи такої багатоканальної системи передачі даних з часовим розподілом індивідуальних каналів необхідна чітка синхронна робота комутаторів передавальної та приймальної сторін. Часто для здійснення такої синхронності використовують один з каналів передачі. Структурна схема системи багатоканальної передачі з часовим розподілом може мати вигляд:

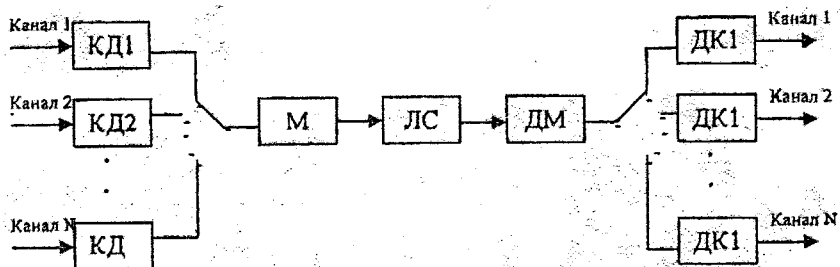


Рисунок 6.14 – Система багатоканальної передачі з часовим розподілом

Часова діаграма для двох каналів має вигляд (рис. 6.15), де K_1 , K_2 – дискретні кодоімпульсні сигнали першого та другого каналів, Π – тактові синхроімпульси, K_1+K_2 – сумарний сигнал в груповому тракті.

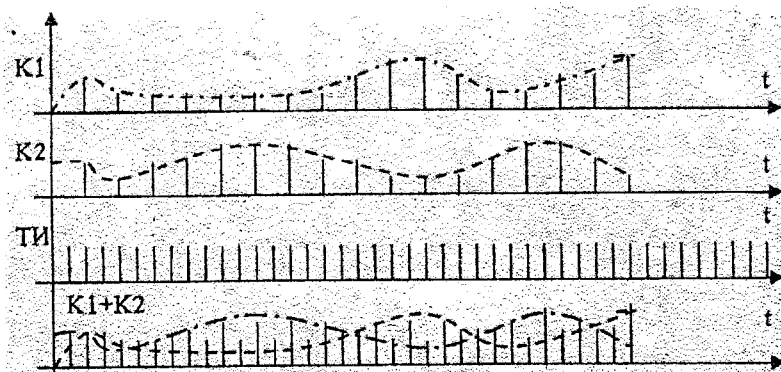


Рисунок 6.15 – Часова діаграма системи з часовим розподілом каналів

Інформація про всі N каналів повинна передаватися майже завжди в реальному часі, тобто за час інтервалу дискретизації між двома відліками кожного з каналів. Інтервали дискретизації в каналах при цьому повинні бути однакові.

Принцип частотного розподілу каналів передачі даних полягає в тому, що кожному окремому каналу відводиться певна частина із загальної смуги пропускання лінії зв'язку. Такий розподіл застосовується у випадку, якщо необхідно по одній лінії зв'язку передавати неоднорідну інформацію, наприклад, сигнал телевізійного мовлення, радіотелефонні канали та дискретну інформацію даних. Передача таких сигналів без їх частотного розподілу викликала б сильні взаємовпливи та перешкоди. Щоб виконати функцію розподілу приймальні пристрої повинні мати смугові фільтри. Кожен з фільтрів повинен пропустити без спотворення лише частоти 95% спектра свого каналу, всі інші частоти повинні бути подавлені.

Структурна схема багатоканальної системи з частотним розподілом каналів може мати такий вигляд (рис. 6.16).

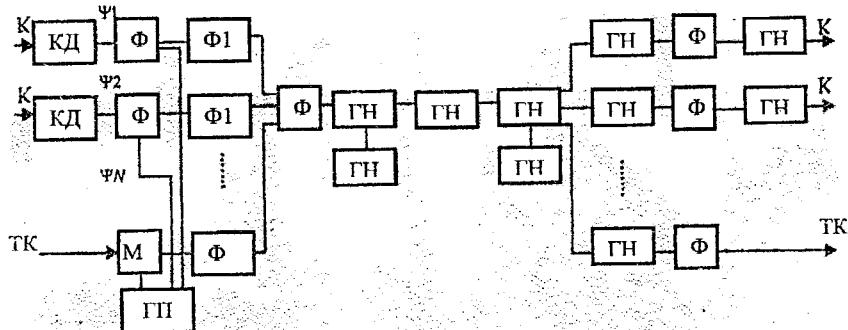


Рисунок 6.16 – Система багатоканальної передачі з частотним розподілом каналів

Формування сигналів проходить таким чином. Спочатку первинні індивідуальні канали K_1, K_2, TK і так далі модулюють своїми спектрами G_1, G_2, G_3 і так далі піднесучі частоти $C\Phi$ кожного каналу. Цю операцію виконують модулятори M_1, M_2, M_N . Отримані на виході частотних фільтрів Φ_1, Φ_1, Φ_N спектри каналних сигналів підсумовуються в суматорі Σ і їх сума надходить на груповий модулятор $ГМ$. Тут за допомогою коливання несучої частоти спектр сумарного сигналу переноситься в область частот, відведена для передачі даної групи каналів. На приймальному боці здійснюється зворотне перенесення спектрів, які потім розфільтровуються за допомогою частотних фільтрів Φ_1, Φ_2, Φ_N і потім детектуються детекторами $D_1, D_2 \dots D_N$, після чого подаються на каналні декодери, або ж інші спеціальні пристрої. Частотна діаграма, що тлумачить принцип частотного розподілу каналів, приведена на рис. 6.17 (за умови односмугової

передачі).

При фазовому розподілі інформація передається шляхом амплітудної модуляції несучої частоти ω_n сигналами різних каналів. Частота несучої одна й та ж, а фаза коливань різна. В той же час таким чином можна забезпечити передачу тільки двох каналів на базі несучих, що забезпечують взаємну ортогональність цих сигналів (коли $\Delta\varphi = \pi/2$), тобто:

$$x_1(t) = A_1 \cdot \sin \omega_0 \cdot t, x_2(t) = A_2 \cdot \sin \left(\omega_0 \cdot t + \frac{\pi}{2} \right) = A_2 \cdot \cos \omega_0 \cdot t$$

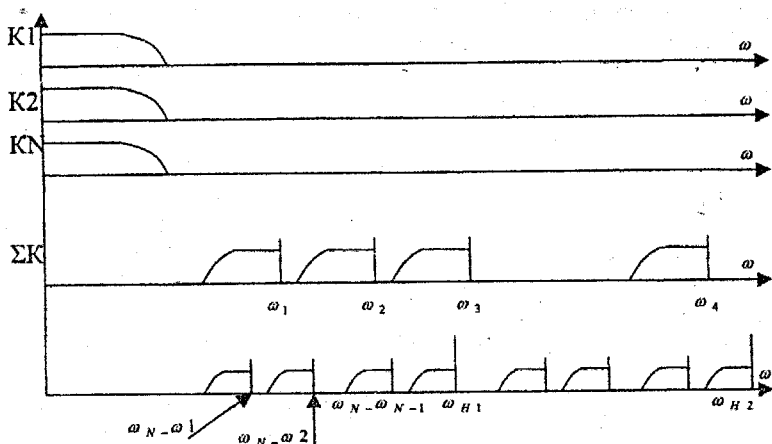


Рисунок 6.17 – Частотна діаграма розподілу каналів за спектром

Суть комбінаційного способу розподілу полягає у використанні багаторівневого методу передачі інформації з основою коду $M = m^N$. Якщо $m = 2$, то кожен елемент повідомлення може приймати один з двох можливих станів: 0, 1. При кількості каналів $N = 2$ виявляються можливими чотири різні комбінації елементарних сигналів "0" та "1" в обох каналах. Типовим прикладом комбінаційного розподілу є система двократної частотної модуляції, коли для передачі чотирьох комбінацій сигналів двох каналів використовують чотири різних частоти f_1, f_2, f_3, f_4 .

6.6 Класифікація та структура сучасних модемів

Існує ряд класифікаційних ознак, за якими можна класифікувати модеми: за областю використання; за методом передачі; за інтелектуальними можливостями; за конструкцією; за підтримкою протоколів модуляції, корекції помилок, ущільнення інформації; взаємодії.[22,23]

За областю використання сучасні модеми можна розподілити на такі групи:

- модеми для комутованих телефонних каналів;
- модеми для виділених телефонних каналів і для фізичних

з'єднувальних ліній;

- модеми для цифрових систем передачі;
- модеми для стільникових систем зв'язку;
- модеми для пакетних радіомереж;

Найбільша кількість модемів призначена для використання на комутованих телефонних каналах. Такі модеми повинні вміти працювати з автоматичними телефонними станціями (АТС), розрізняти їх сигнали та передавати свої сигнали набору номера тональним або імпульсним методом.

Основна відмінність модемів для фізичних ліній полягає в тому, що смуга фізичної лінії обмежена смугою 300 Гц-3,4 кГц телефонного каналу. З точки зору сигналів модеми для фізичних ліній поділяються на модеми низького рівня (лінійні драйвери), що використовують цифрові сигнали, та модеми основної смуги, в яких використовуються методи модуляції, аналогічні телефонним модемам. В модемах низького рівня використовують цифрові методи біімпульсної передачі без постійної складової з максимальною швидкістю до 19,2 Кбіт/сек. У модемах основної смуги використовуються різні види квадратурної модуляції, що дозволяє радикально скоротити необхідну смугу частот. На однакових фізичних лініях такі модеми можуть передавати зі швидкістю до 100 Кбіт/сек.

Модеми для цифрових систем передачі нагадують модеми низького рівня з точки зору передачі цифрових сигналів. Однак на відміну від них вони забезпечують функції каналних інтерфейсів каналів типу Е1/Т1 або ISDN.

Модеми для стільникових систем зв'язку характеризуються компактністю виконання і підтримкою спеціальних протоколів ZycELL, ETS і MNP10. Пакетні радіомодеми дозволяють забезпечити передачу даних по радіоканалу між мобільними користувачами. Такий радіоканал організовується з використанням типових КВ або УКВ радіостанцій, налаштованих на однакову частоту. При цьому пакетний радіомодем може використовувати один радіоканал разом з іншими модемами в режимі багатонапрямого доступу в спільній радіомережі.

Модеми для локальних радіомереж працюють на радіоканалах на невеликі (до 300 м) відстані з великою швидкістю (10 Мбіт/сек) передачі інформації.

За методом передачі модеми поділяються на асинхронні та синхронні. Асинхронний режим передачі використовується тоді, коли дані, що передаються, генеруються у випадковій проміжки часу. При такій передачі кожний символ інформації, що передається, обрамляється додатковими стоповим та стартовим бітами. При синхронному методі передачі відбувається об'єднання великого числа символів або байтів в окремі блоки або кадри. Весь кадр передається як одна послідовність бітів без будь-яких затримок між елементами. Для забезпечення синхронізації повинні виконуватись такі вимоги:

а) послідовність бітів не повинна мати довгих послідовностей нулів або одиниць для стійкого виділення тактової частоти синхронізації;

б) кожний кадр повинен мати зарезервовані (маркерні) послідовності бітів, що вказують на його початок і кінець.

За інтелектуальними можливостями можна виділити модеми:

- без системи управління;
- з підтримкою AT-команд;
- з підтримкою команд V25bis;
- з підтримкою протоколів мережного управління.

Більшість модемів підтримують Hayes(AT) команди, що дозволяють користувачу повністю управляти характеристиками модема та параметрами зв'язку. Ці команди підтримують не тільки модеми для ТКЗК, а також пакетні радіомодеми, модеми для TSDN і ряд інших спецмодемів. За конструкцією модеми поділяються на:

- внутрішні
- зовнішні
- портативні (призначені для використання з Notebook-ами)
- групові (сукупність окремих модемів, об'єднаних в один блок з одним блоком живлення).

За підтримкою протоколів модеми поділяються на такі, що підтримують фірменні протоколи і на такі, що підтримують міжнародні протоколи. Протоколи міжнародного рівня розробляються під егідою ІТУ та відносяться до серії V. Самі протоколи поділяються на протоколи модуляції (V21, V22, V22bis, V23, V32, V33, V34 – загальні, V17, V27, V29 – факсмодемні), протоколи корекції помилок (V42, V29), стискання (V42bis), взаємодії (V25bis, V8).

На рис. 6.18. зображено типову блок-схему зовнішнього модема, а в тексті розглядається необхідність кожного з вузлів, приводяться вимоги до його реалізації.

Для прикладу наведено структуру середньошвидкісного модема, розробленого НПА «Аналитик» м.Санкт-Петербург для роботи на фізичних лініях телефонної мережі СНГ. Модем підтримує протокол V22bis (несуча 1200 та 2400 Гц, модуляційна швидкість 600 біт, інформаційна швидкість 1200 або 2400 біт/сек за рахунок QAM). В схемі використовуються такі скорочення: СПр – сигнальний процесор, ІТЛ – інтерфейс з телефонною лінією, ДС – диференціальна система, НЧФ – низькочастотний фільтр, ЦАП, АЦП – перетворювачі форми інформації, ПФ – смуговий фільтр, В/З – схема вибирання/зберігання, ДРП – дискретний регулятор підсилення, КУ – контролер управління, БУІ – блок управління індикацією, Ш – Індикатори.

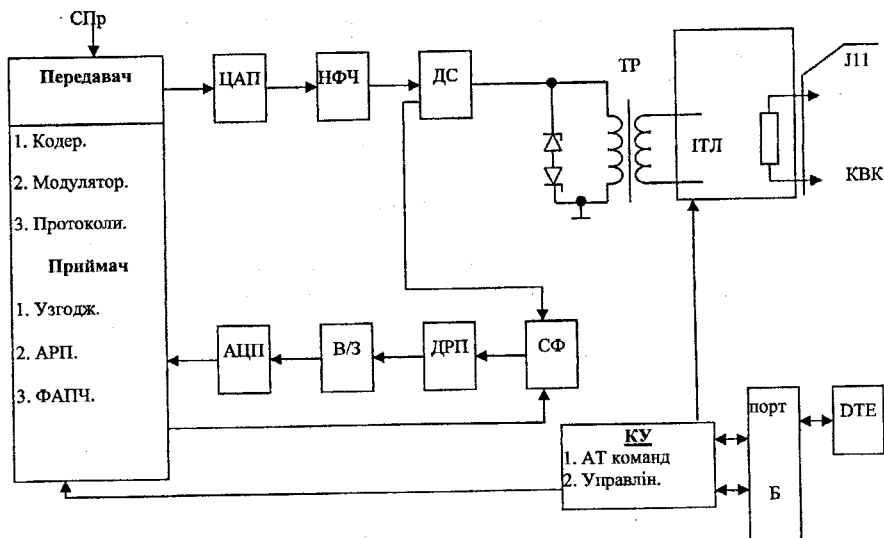


Рисунок 6.18 – Типова блок-схема зовнішнього модема

Для забезпечення стикування інтерфейса з телефонною лінією (ІТЛ) в ГОСТах экс-СРСР регламентується 'Стик 1 ТЧ'. В США модеми перевіряються на відповідність FCC Part 65, Part 15, у Великобританії відповідний стандарт – BS6305... Телефонні компанії всього світу жорстко регламентують вимоги до обладнання. Забезпечення фізичного з'єднання, захист від перенапруження і радіозавад, набір номера і фіксація телефонних дзвінків, гальванічна розв'язка і погодження імпедансу – от далеко не повний перелік функцій, що підтримуються схемою ІТЛ. Перераховані функції забезпечуються таким чином:

1) З'єднувачі-розмикачі RJ11 забезпечують фізичне під'єднання модема до телефонної лінії і телефонного апарату. В дешевих виробках телефон під'єднується паралельно до входу модема, в якісних підтримується перемикання телефон/модем за допомогою реле.

2) Вхідні лінії захищаються від перенавантаження варистором, що різко зменшує свій опір при напрузі 400... 500 В. Другий каскад швидкодійного захисту встановлюється у вторинну обмотку трансформатора і реалізований на зустрічновімикнених стабілітронах.

3) Захист лінії від радіозавад, що випромінюються модемом, виконується на звичайних LC фільтрах (1000 pF плюс три витки на фериті).

4) Для комутованих ліній підтримуються функції імпульсного набору номера, відбою (постійний струм менш 0.5 мА) і утримання лінії (постійний струм більш 8 мА).

Найбільш універсальною є реалізація ІТЛ, в якій набір номера виконує реле, а постійний струм протікає через трансформатор. В нових розробках часто використовується спеціальна електрична схема (СЕС). Вона має низький опір постійному струму, достатній для утримання лінії, але зберігає високий імпеданс для змінного струму корисного сигналу. При цьому набір номера здійснює реле або сам вузол СЕС з оптронною розв'язкою управління. Схема СЕС має вузьке застосування на деяких типах АТС (наприклад, 'Квант').

5) Найбільш консервативним є вузол фіксації телефонних дзвінків. За останні десять років він майже не змінився. Високовольтна смінь, резистор, стабілітрон, світлодіод оптронної розв'язки (з невеликою грою на номіналах та типах) – ось, мабуть, і все.

6) Важливою вимогою до інтерфейсу з телефонною лінією є забезпечення симетричності входу і його гальванічна розв'язка. Для цього використовуються трансформатори. Оптронні розв'язки сьогодні цікаві, скоріше, як екзотика. Самі трансформатори, безупинно покращуючись, зазнали значних змін. Спочатку використовувались звичайні – з смісною розв'язкою по змінному струму. Після цього були розроблені моделі, що забезпечують параметри при значних постійних струмах підмагнічування. При переході до високих швидкостей все повернулося до початку...

7) Погодження імпедансу. Вхідний і вихідний опір модема змінного струму (300...3400 Гц) повинен бути $600 \text{ Ом} \pm 15\%$. Якісний трансформатор і точний навантажувальний резистор тому запорука. Для зменшення залежності імпедансу від частоти встановлюють додаткову смінь паралельно вторинній обмотці трансформатора.

Наступним базовим вузлом стику з телефонною лінією є дифсистема (ДС). Мета диференціальної системи – перехід від двопроводової лінії до чотирипроводової схеми аналогового закінчення модема. Вузол ДС компенсує проникнення вихідного сигналу у вхідні кола (ближнє відлуння), що підвищує реальну чутливість. Відомо декілька типів "пасивних" реалізацій:

- трансформаторна, при якій вторинна обмотка трансформатора має середній вивід, що під'єднується через баластний резистор до землі;
- електронні, для схем з однополярним і двополярним живленням; в цьому випадку вихідний сигнал віднімається від вхідного на операційному підсилювачі, а частотна залежність мінімізується використанням коректувального каскаду.

Слабким місцем цих схем є їх залежність від хвильового опору конкретної телефонної лінії. Декілька типів модемів мають апаратне підлагоджування, але до кінця впоратися із залежністю опору від частоти в пасивних системах не вдається. Активна диференціальна система використовується в дорогих моделях. Необхідний для компенсації сигнал постійно обчислюється сигнальним процесором. Сформований додатковим ЦАП і зглажувальним фільтром, він віднімається від вхідного

сигналу, забезпечуючи високу якість компенсації.

Гальванічно ізольований від зовнішнього світу трансформатором і поділений на вхідний і вихідний диференціальною системою сигнал потрапляє на "аналоговий фронт", де розвертається боротьба за мілівольти і децибелі. Вихідний сигнал формується ЦАП. Для середніх швидкостей передачі він звичайно 10-розрядний, а для високошвидкісних модемів – 14...16-розрядний. Частота дискретизації даних від 7,2 до 9,6 кГц. Фільтр згладжувальний, як правило, виконується на базі інтегральної технології конденсаторів, що перемикаються. Він забезпечує затухання більше 32 дБ на частотах понад 4,6 кГц. Вхідний сигнал надходить на смуговий фільтр. Для модемів, відповідних V.22bis, це 900... 1500 Гц або 2100...2700 Гц. Для високошвидкісних смуга може досягати 300...4000 Гц (V.34). Облагороджений сигнал посилюється програмно схемою, що управляється АРУ і вимірюється АЦП. Частота дискретизації і розрядність АЦП приблизно відповідають ЦАП.

В подальшому обробка сигналів у цифровому вигляді здійснюється за допомогою сигнального процесора, який виконує функції узгодженого фільтра адаптивного коректора, схеми формування інформаційного кадру та сигналів синхронізації.

Давно закінчилися часи, коли "одинички" і "нолики" виділялися із завад за допомогою апаратних компараторів. Швидкість передачі інформації і її якість зараз визначаються обчислювальними ресурсами, які використовуються для обробки сигналу, їхні усереднені значення наведені в таблиці 6.2.

ПЗП сигнального процесора виконується або за масковою технологією на кристалі процесора, або у вигляді мікросхем ОЗП, в якій програма завантажується з ПЗП контролера. ОЗП даних реалізується на процесорі або суміщається з ОЗП команд.

Таблиця 6.2

Рекомендація ІТУ-Т	V.22bis	V.32bis	V.34
Швидкість передачі біт/с	2400	14400	28800
Розрядність (біт)	16	16	16
Швидкодія (MS)	5	20	30
Ресурс ПЗП/ОЗП (кбіт·розр.)	2·16/0,124·16	8·16	32·16
Прилад DSP	TMS320C10 (аналог CHГ KP1887BM1)	ADSP2115	DSP1633F

Підтримка інтерфейсу з термінальним пристроєм (комп'ютером), управління сигнальним процесором, реалізація протоколів корекції

помилки і ущільнення інформації, управління інтерфейсом користувача і взаємодія з енергонезалежною пам'яттю – ось неповний перелік функцій контролера. Значення необхідних ресурсів наведені в таблиці 6.3. Підтримка ідеології фірми привела до поступового зосередження зберігання фірмових схем і контролера в одній мікросхемі з можливістю її заміни.

Таблиця 6.3

Рекомендація ІТУ-Т	V.22bis	V.32bis	V.34
Швидкість передачі біт/с	2400	14400	28800
Розрядність (біт)	8	8	8
Швидкодія (MIPS)	1	4	8
Ресурс ПЗП (кбіт·розр.)	32·8	256·8	256·8
Ресурс ОЗП (кбіт·розр.)	32·8	32·8	32·8
Ресурс EEPROM (кбіт·розр.)	1·1	4·1	4·1
Прилад контролера	Intel 8031 (аналог СНД KP1816BE31)	68000	AT&T C882

Зовнішні модеми взаємодіють з комп'ютером по колах інтерфейсу RS-232C/V.24. Повний набір кіл дозволяє працювати як в асинхронному, так і в синхронному режимах. Внутрішні модеми можуть працювати тільки в асинхронному режимі, оскільки до їх складу входить мікросхема асинхронного COM порту – UART (16C450 або 16C550), що має вбудований буфер прийому. Є реалізації, в яких порт емулюється контролером. Достатньо буфера і дешифратора для під'єднання UART до загальної шини комп'ютера. Джампери дозволяють встановити номер COM порту (COM1...COM4) зі стандартним або розширеним номером переривання.

Вбудований в модем динамік озвучує процеси, що відбуваються в телефонному каналі. В високоякісних моделях використовуються магнітоелектричні динаміки з лінійною смугою відтворення, в більш дешевих – п'єзоелектричні.

Для вигоди користувача гучність звуку можна регулювати. Найчастіше вузол звуку будується за схемою:

- сигнал знімається після фільтра, але до АРУ;
- гучністю управляє контролер з допомогою мікросхеми комутатора напруги;
- фільтр вносить передспотворення АЧХ для лінеаризації характеристик конкретного типу динаміка;
- мікросхема типу LM386 підсилює сигнал;

• для чотирипроводових приладів водночас відтворюється як вхідний, так і вихідний сигнал.

Внутрішні модеми не мають панелей індикації. В зовнішніх найчастіше використовуються світлодіоди. У відносно дорогих приладах застосовують символні дворядкові рідкокристалічні індикатори. Використовуючи панель управління можна відобразити стан модема, характеристики фізичної лінії, вивести меню для програмування режимів. Використання стандартних (НБ44780АОО-сумісних) індикаторів не дуже збільшує собівартість, але дозволяє виробнику відчутно підняти ціну.

В більшості модемів панель управління зводиться до набору джамперів і перемикачів, недосяжних без розбирання виробу, інколи є спеціальні "віконця", "кришечки", що забезпечують "захист від дурника". Кнопкова панель управління «зосереджує» всі функції щодо управління режимами роботи.

Внутрішні модеми живляться від комп'ютера напругою ± 5 В і лише в окремих випадках використовують ± 12 В. Зовнішні модеми масового виробництва використовують зовнішні адаптери, що перетворюють напругу первинного живлення 220 В у вторинну напругу 9...12В.

6.7 Hayes (AT) – команди

Після випуску американською фірмою Hayes модемів серії Smartmodem система команд, що використана в ній, стала певним стандартом, якого притримуються інші фірми-розробники модемів. Ця система команд носить загальну назву hayes-команд, або AT-команд.[22,23]

Всі команди потрібно розпочинати префіксом AT (або At, at) та закінчувати натисканням клавіші 'Enter' (існує декілька винятків, які будуть описані нижче). Всі дані, що вводяться, передаються відлунням назад до термінального пристрою (DTE). Модем автоматично підлагоджує свою швидкість передачі даних та формат знака до параметрів DTE.

Для того, щоб змінити швидкість обміну, потрібно визначити її в командному рядку, завершеному <Enter> на терміналі. Модем дає погодження на введenu зміну і відповідає ОК. Команди можна об'єднувати в командний рядок, для покращення ясності читання в командний рядок можна вводити пропуски, тире тощо: AT DP 8W (044) 430-49-00 легше прочитати та зрозуміти, ніж ATDP8W04443 04900.

Командний рядок може вміщати в собі не більш 40 символів, за винятком пропусків і префікса AT. У випадку, коли рядок довший 40 символів, модем надає відповідь ERROR і ігнорує командний рядок. Редагування помилкових символів командного рядка здійснюється за допомогою клавіші <Backspace>. На всі правильно введені та виконані команди модем відповідає ОК. Модем може бути налагодженим на передачу відповіді в формі цифрового коду (зручно для програмного обслуговування модема). Кожна відповідь є одно- або двозначним кодом. Після вмикання модем, як правило, настроєний на передачу відповіді в

символьному вигляді. Довгі команди можна передавати частинами, кожна частина розпочинається АТ та закінчується <Enter>. АТ – початок (префікс) командного рядка.

Після отримання цієї команди модем автоматично корегує швидкість передачі та формат знака відповідно до параметрів термінального пристрою, з яким він з'єднаний.

А – відповідь за командою оператора.

Якщо модем працює на виділених лініях зв'язку, то його програма автоматичної відповіді (auto-answer) як реакція на дзвінки АТС вимикається. Тому коли з лінії надходить несуча, то для укладання зв'язку потрібно ввести команду АТА. Команда перемикає модем з командного режиму на режим очікування сигналу несучої з лінії: після отримання сигналу несучої, модем реалізує процедуру позитивної відповіді на виклик та діє за процедурою автоматичної відповіді.

А – модем повторює попередній командний рядок.

Команда подається без префікса (АТ) та натискання <Enter>

Вп – вибір комунікаційного стандарту:

n = 0 CCITT V.21, V.22, V.22 bis – стандарти міжнародного союзу електровз'язку;

n = 1 BELL 103/202A – стандарт фірми Bell (базовий).

Ds – автоматичний набір номера.

Після отримання цієї команди, модем розпочинає набірання телефонного номера і при отриманні відповіді кореспондента переходить в режим передачі інформації.

Команда складається з таких керувальних параметрів:

s = P означає, що цифри телефонного номера, які йдуть після символу P, модем повинен набирати імпульсно (використовуються символи 0-9);

s = T означає, що цифри телефонного номера, які йдуть після символу T, модем повинен набирати частотою (дозволено використовувати символи 0-9, A-D, * а також #);

s = , означає перерву перед набором наступної цифри (2s);

s = ; якщо застосовується як останній знак в командному рядку, то модем після набору номера переходить в командний режим роботи;

s = @ модем очікує 5-секундної тиші на лінії, якщо вона не зв'явиться протягом 30s (вміст регістра S7), модем перериває з'язок, і відповідає NO ANSWER;

s = ! якщо знак ! стоїть перед знаками послідовності набору, модем переходить в стан ON HOOK (кладає трубку) на 0,5s, а потім знову перейде в стан OFF HOOK (знімає трубку);

s = S модем набирає телефонний номер, що записаний в пам'яті ERROR;

s = R при записуванні як останній символ в командному рядку, встановлює модем після набору номера в режим "answer", але тільки в тому випадку, коли модем дзвонить до модема "originate";

s = W модем очікує відповідь (довгий гудок) перед подальшим набором телефонного номера (наприклад, вихід на автоматичний міжміський зв'язок);

Наприклад, AT DP8W044, 220-44-20;

En – місцеве відлуння ON/OFF;

Після команди EO модем повертає луку кожного знака, який передається йому, що дозволяє дізнатись, як дійсно працює командна лінія;

Команда E1 блокує цю функцію.

n = 1 луна вимкнена,

n = 0 луку увімкнено;

En – керування лінією.

Команда використовується перш за все при закінченні телефонного зв'язку:

n = 0 відключення модема від лінії,

n = 1 підключення модема до лінії, In - код і контрольна сума:

n = 0 повідомлення коду,

n = 1 підрахування контрольної суми програми, яка знаходиться в ROM (EPROM),

n = 2 модем перевіряє стан внутрішньої пам'яті ROM і повертає повідомлення OK або ERROR;

Ln – встановлення гучності сигналу вмонтованого динаміка (гучномовця).

n = 0,1 низька,

n = 2 середня,

n = 3 висока;

Mn – керування динаміком (гучномовцем),

n = 0 динамік від'єднано,

n = 1 динамік увімкнено тільки під час набору номера і вимикається після знаходження несучої,

n = 2 динамік увімкнено весь час,

n = 3 динамік вмикається після набору останньої цифри номера і вимикається після знаходження несучої модема кореспондента;

Qn – керування відповіддю модема,

n = 0 відповідь увімкнено,

n = 1 відповідь вимкнено,

Незалежно від стану Q0 або Q1 модем завжди повідомляє про вміст S-регістрів, коди, контрольну суму та результати тесту (дивись команди S,I, а також &T);

O – після проходження команди модем налаштовується на режим передачі даних і відповідає CONNECT (якщо до цього він знаходився в командному режимі роботи);

Sr – керування S-регістрами;

Sr – зчитування вмісту S-регістра номера r ;

Sr=nnn – введення числового параметра nnn в S-регістр номер r.

Усі команди модифікують вміст одного або більше S-регістрів.

Деякі S-реєстри містять часові параметри, які можна змінити тільки командою S.

Vn – вибір виду відповіді модема (таблиця 6.4):

n = 0 відповідь цифровим кодом,

n = 1 відповідь у символному вигляді англійською мовою.

Таблиця 6.4

Відповідь у символному вигляді	Відповідь цифровим кодом	Значення відповіді
OK	0	Модем виконав команду
CONNECT	1	Модем під'єднано зі швидкістю 300 біт/сек після команди X0, можлива робота зі швидкістю 600, 1200, 2400 біт/сек
RING	2	Модем виявив сигнал дзвінка. Відповідь видається завжди, незалежно від режиму роботи.
NO CARRIER V	3	Модем втратив несучу або не одержав відповіді від віддаленого модема.
ERROR	4	Помилка в командному рядку. Командний рядок довший за 40 символів або помилка в контрольній сумі (дивись команду 12).
CONNECT 1200	5	Модем під'єднано зі швидкістю 1200 біт/сек, (дивись команди X1, X2, X3, X4).
NO DIALTONE	6	Відсутність сигналу АТС (дивись команди X2, X4).
BUSY	7	Номер (канал) зайнято
NO ANSWER	8	Відповідь одержується у випадку використання в командному рядку керувального символу @ і якщо не виконано умову -5s - типі (див. команду D).
CONNECT 600	9	Модем під'єднано зі швидкістю 600 біт/сек, (дивись команди X1, X2, X3, X4).
CONNECT 2400	10	Модем під'єднано зі швидкістю 2400 біт/сек (дивись команди X1, X2, X3, X4)

Xn – вибір груп відповідностей модему, пов'язаних з процедурою набирання номера (таблиця 6.5)

Таблиця 6.5

	X0	X1	X2	X3	X4
Повідомлення про зв'язок	1	2	2	2	2
Запізнення (S6 s)	Так	Так	Ні	Так	Ні
Очікування сигналу "вільно" АТС	Ні	Ні	Так	Ні	Так
Визначення сигналу "зайнято" АТС	Ні	Ні	Ні	Так	Так

Повідомлення про зв'язок 1 – означає, що модем після встановлення зв'язку повідомить CONNECT, незалежно від швидкості роботи.

Повідомлення про зв'язок 2 – означає, що модем після встановлення зв'язку повідомить таку відповідь в залежності від швидкості роботи: CONNECT, CONNECT 600, CONNECT 1200, CONNECT 2400. Відповідь CONNECT означає роботу зі швидкістю передачі даних – 300 біт/сек.

Запізнення (S6 s) – означає, що модем перед набором телефонного номера чекає визначений в S-реєстрі S6 час.

Очікування сигналу АТС – означає, що модем буде очікувати сигналу АТС 5s і після закінчення цього часу видасть повідомлення NO DIALTONE і перейде в командний режим роботи.

Визначення сигналу "зайнято" означає, що модем у випадку зайнятості каналу (номера абонента, що викликається, видасть повідомлення BUSY, і повернеться до командного режиму роботи).

Yn – спосіб від'єднання модема від лінії.

Існують два способи від'єднання модема від лінії:

- звичайний, коли модем одержить неактивний сигнал DTR,
- коли модем одержить від віддаленого модема сигнал перерви

типу АТНО

Команда АТНО направляє сигнал перерви, який продовжується 4s.

n = 0 модем відключається звичайно,

n = 1 модем відключається після одержання сигналу перерви з лінії.

Z – встановлення модема в початковий стан (процесор зчитує

конфігурацію модема з пам'яті).

+++ – послідовність переходу з режиму передачі даних в командний режим.

Завдяки цій команді існує можливість перейти з режиму передачі даних в командний режим роботи модема без розривання зв'язку. Команда потребує тиші перед та після направлення послідовності виходу. Величина цього часу визначена в реєстрі S12 (звичайно 50 = 1s). Десятичну величину знака ASCII, який є знаком послідовності виходу, вміщує реєстр S2. При опису S-реєстрів вказуються два параметри:

- діапазон – означає діапазон параметрів , що зберігаються в S-реєстрі.
- величина – означає заводську величину параметра, описану в

S-реєстрі фірмою виробником.

◆ S0 – кількість сигналів дзвінка, якого чекає модем перед відповіддю на виклик телефонної лінії:

- ◆ Діапазон: 0-255 .Величина: 0004
- ◆ S0 = 0 автовідповідь вимкнена. S0 > 0 автовідповідь увімкнена
- ◆ S1 – лічильник сигналів дзвінка (інформаційний параметр)
- ◆ Діапазон: 0-255. Величина:

◆ Вміст S-реєстра збільшується кожен раз, коли модем одержує сигнал дзвінка з телефонної лінії. Цей реєстр єдиний, що виконує чисто інформаційну роль, його вміст можна тільки читати.

◆ S2 – Символ повернення

◆ Діапазон: 0-255. Величина: 043 (ASCII'+')

◆ Містить десятковий код символу ASCII, який є знаком послідовності

◆ переходу /дивись '++'/. У випадку, коли S2 > 127 відбувається блокування

◆ послідовності переходу.

◆ S3 – Символ <Enter>

◆ Діапазон: 0-127. Величина: 013 (ASCII<Enter>' або Ctrl-M (^M))

◆ Містить десятковий код символу ASCII, який є знаком < Enter >.

◆ S4 – Символ <LF>

◆ Діапазон: 0-127. Величина: 010 (ASCII<LF>' або Ctrl-J (^J))

◆ Містить десятковий код символу ASCII, який є знаком нового рядка

<LF>.

◆ S5 – Символ <BS>

◆ Діапазон: 0-32, 127. Величина: 008 (ASCII '<BS>' або Ctrl-H(^H))

◆ Містить десятковий код символу ASCII, який є знаком "забій" (backspace) <BS>

◆ S6 – Час чекання зумера "вільно"

ATC

◆ Діапазон: 2-255. Величина: 002 s

◆ S7 – Чекання сигналу несучої від віддаленого модему

◆ Діапазон: 1-155. Величина: 030 s

◆ S8 – Час інтервалу при наборі телефонного номеру

◆ Діапазон: 0-255. Величина: 002 s

◆ S9 – Час реакції DCD

◆ Діапазон: 0-255. Величина: 005 (xl/10s = 0,6s)

◆ Час затримки активізації сигналу DCD внаслідок появи несучої.

◆ S10 – Затримка роз'єднання після втрати несучої

◆ Діапазон: 1-255. Величина: 014 (xl/10s = 1,4s)

- ◆ S11 – Не використовується.
- ◆ S12 – Час потрібної тиші для впевненого прийому послідовності переходу 4
- ◆ Діапазон: 20-255. Величина: 050 (x 20ms = 1,0ms)
- ◆ Вміст регістра визначає час потрібної тиші в передачі перед та після послідовності переходу (дивись'+++)
- ◆ S13 – Не використовується.

6.8 Питання для самоконтролю

6.8.1 Які типи каналів передачі даних Вам відомі?

6.8.2 Що таке швидкість передачі даних, яка вона буває? Як поділяються канали за швидкістю?

6.8.3 Розкажіть про характеристики достовірності та синхронізації?

6.8.4 Які види модуляції в каналах передачі даних Вам відомі? В чому полягає відмінність та які є спільні ознаки у відомих Вам методів модуляції?

6.8.5 Поясніть принцип амплітудної демодуляції даних. Нарисуйте необхідні діаграми.

6.8.6 Поясніть принцип частотної демодуляції сигналів даних із застосуванням відповідних діаграм.

6.8.7 Проаналізуйте принцип фазового детектування.

6.8.8 Які методи передачі даних Вам відомі? В чому полягають їх недоліки та переваги?

6.8.9 Для чого необхідна багатоканальна передача даних. Розкажіть про метод побудови багатоканальних систем передачі даних з часовим розподілом каналів.

6.8.10 Що Вам відомо про метод частотного розподілу каналів? Поясніть його суть із застосуванням структурних схем та частотних діаграм.

6.8.11 В чому полягає суть фазового та комбінаційного розподілу каналів передачі даних?

6.8.12 Наведіть класифікацію сучасних модемів.

6.8.13 Проаналізуйте структуру середньошвидкісного модема.

6.8.14 Опишіть основні функції та призначення Hayes(AT) команд.

6.8.15 Розшифруйте команду автоматичного набору номера з параметрами.

6.8.16 Наведіть параметри регістрів.

Список використаної літератури

1. Б.М.Кочан, А.И.Воителев, Л.М.Лукьянов, Системы связи УВМ с объектами управления в АСУ ТП. – М.: Советское радио, 1978г.
2. В.Г.Чернов, Устройства ввода-вывода информации для цифровых систем сбора и обработки данных. – М.: Машиностроение, 1988г.
3. И.В.Кузьмин, В.А.Кедрус, Основы теории информации и кодирования. – Киев: Высшая школа, 1986г.
4. Н.Т.Березюк и др. Кодирование информации. – Харьков: Высшая школа, 1978г.
5. Дж.Кларк, Дж.Кейн, Кодирование и исправление ошибок в системах цифровой связи. – М.: Радио и связь, 1987г.
6. В.П.Марценюк, Методичні вказівки до засвоєння матеріалів курсу „Прикладна теорія інформації, кодування та зв'язку”. – Вінниця: ВДТУ, 1996р.
7. М.В.Гитлин, Цифровая магнитная запись. – М.: Радио и связь, 1990г.
8. Дж.Беллами, Цифровая телефония. – М.: Радио и связь, 1986г.
9. А.Н.Преснухин, Микропроцессоры, часть вторая. – М.: Высшая школа, 1986г.
10. А.П.Стахов, А.Д.Азаров, В.П.Марценюк и др. Высокопроизводительные преобразователи формы информации на основе избыточных систем счисления. – Киев: УМК, 1988г.
11. Дж.Сантуччи, Системы сбора данных. – Журнал „Электроника” №23, 1975г.
12. Управляющие вычислительные машины в АСУ технологическими процессами, под ред. Т.Харрисона. – М.: Мир, 1975г.
13. Дж.Вульвет, Датчики в цифровых системах. – М.: Энергоиздат, 1981г.
14. Сопряжение датчиков и устройств с компьютерами IBM PC, под ред. У.Томпкинса и Дж.Уэбстера. – М.: Мир, 1992г.
15. Е.С.Полищук, Измерительные преобразователи. – Киев: Высшая школа, 1981г.
16. Р.Гнатек, Справочник по цифроаналоговым и аналогово-цифровым преобразователям. – М.: Радио и связь, 1982г.
17. А.Г.Алексенко, Е.А.Коломбет, Г.И.Стародуб, Применение прецизионных аналоговых ИС. – М.: Радио и связь, 1981г.
18. Б.Г.Федорков, В.А.Телец, Микросхемы ЦАП и АЦП: функциональные, параметры и применение. – М.: Энергоиздат, 1990г.
19. А.И.Островерхов, Динамические погрешности АЦП. – М.: Энергоиздат, 1983г.
20. А.Д.Азаров, В.П.Поджаренко, В.А.Власенко, Избыточные системы счисления, моделирования, обработки данных и системное проектирование в технике преобразования информации. – Киев: Высшая школа, 1990г.

21. А.И.Кондалев, В.А.Багацкий и др. Высокопроизводительные преобразователи формы информации. – Киев: Наукова думка, 1987г.
22. О.И.Лагутенко, Модемы, Справочник пользователя. - С.Петербург: изд. Лань, 1996г.
23. В.П.Марценюк, Методичні вказівки до контрольних робіт та теоритичні відомості з курсу „Периферійні пристрої”. – Вінниця: ВДТУ, 2003р.
24. А.В.Фролов, Г.В.Фролов, Программирование модемов. – М.: „Диалог-мифи”, 1993г.

Навчальний посібник

**Олексій Дмитрович Азаров
Валерій Пантелеймонович Марценюк
Наталія Олександрівна Біліченко**

Аналого-цифрові інтерфейси ЕОМ

Навчальний посібник

Оригінал-макет підготовлено Марценюком В. П.

Редактор В.О. Дружиніна

Коректор З.В. Поліщук

Видавництво ВНТУ «УНІВЕРСУМ-Вінниця»
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВНТУ
Тел.: (0432) 59-85-32

Підписано до друку
Формат 29,7x42¹/₄
Друк різнографічний
Тираж 100 прим.

Гарнітура Times New Roman
Папір офсетний
Ум. друк. арк. 10,04
Зам № 2006-069

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, ВНТУ
Тел.: (0432) 59-81-59