

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
«ДНІПРОВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»



**ДНІПРОВСЬКА  
ПОЛІТЕХНІКА**  
1899

**В.І. МАГРО, В.Д. РЯБЧІЙ, О.Ю. ГУСЄВ**

## **ВИМІРЮВАННЯ СИГНАЛІВ У РАДІОТЕХНІЦІ**

**Навчальний посібник**

Дніпро  
НТУ «ДП»  
2018

УДК 621.372(075)

М 25

Рекомендовано вченою радою університету як навчальний посібник для студентів спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка (протокол № 11 від 18.09.2018).

### **Рецензенти:**

*С.В. Плаксін*, д-р фіз.-мат. наук, ст. наук. співроб., завідувач відділу систем керування (Інститут транспортних систем і технологій НАН України «Транс-маг»);

*В.М. Корчинський*, д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри електронних засобів телекомунікацій (Дніпровський національний університет ім. О. Гончара);

*М.О. Алексєєв*, д-р техн. наук, професор, декан факультету інформаційних технологій (Національний технічний університет «Дніпровська політехніка»).

### **Магро В.І.**

**М 25** **Вимірювання сигналів у радіотехніці: навч. посіб. / В.І. Магро, В.Д. Рябчій, О.Ю. Гусєв ;** М-во освіти і науки України, Нац. техн. ун-т «Дніпровська політехніка». – Дніпро: НТУ «ДП», 2018. – 191 с.

ISBN 978–966–350–694–4

Метою навчального посібника є надання умінь і знань, необхідних для опанування професійних завдань (компетенцій) бакалавра, пов'язаних з розробкою телекомунікаційних та радіотехнічних систем: уявлення про сучасні електронні радіотехнічні компоненти та технічні засоби електрозв'язку (побудова і функціонування мікропроцесорів, пристроїв збереження та копіювання, документування інформації тощо).

Для студентів, які вивчають дисципліну «Сигнали та процеси в радіотехніці та зв'язку».

УДК 621.372(075)

ISBN 978–966–350–694–4

© В.І. Магро, **В.Д. Рябчій**, О.Ю. Гусєв, 2018  
© НТУ «Дніпровська політехніка», 2018

## ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА	5
1. ОСНОВИ МЕТРОЛОГІЇ	6
1.1 Основні терміни та визначення метрології	6
1.2 Вимірювання фізичних величин	7
1.3 Невизначеність результатів вимірювання	9
1.4 Контрольні питання	14
2. ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ ЕЛЕКТРОРАДІОВИМІРЮВАНЬ	16
2.1 Класифікація засобів вимірювання	16
2.2 Характеристики засобів вимірювальної техніки	18
2.3 Контрольні питання	23
3. ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ	24
3.1 Магнітоелектричні прилади	25
3.2 Електродинамічні прилади	34
3.3 Електромагнітні прилади	36
3.4 Електростатичні вольтметри	37
3.5 Контрольні питання	38
4. АНАЛОГОВІ ЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ	39
4.1 Вимірювані параметри сигналів	40
4.2 Від'ємний зворотній зв'язок у перетворювачах сигналів	43
4.3 Підсилювачі сигналів	47
4.4 Функціональні перетворювачі сигналів	59
4.5 Детектори	69
4.6 Власні шуми вимірювальних пристроїв	75
4.7 Захист від завад сенсорів та з'єднуючих провідників	85
4.8 Частотні фільтри	90
4.9 Синхронний детектор	95
4.10 Класифікація осцилографів	105
4.11 Електронні осцилографи	108
4.12 Електронні аналогові вольтметри	132
4.13 Контрольні питання	144
5. ЦИФРОВИЙ ВОЛЬТМЕТР	146
5.1 Узагальнена структура цифрових вольтметрів	147
5.2 Часоімпульсний цифровий вольтметр з лінійної розгорткою	148
5.3 Часоімпульсний цифровий вольтметр з двотактним інтегруванням	151
5.4 Кодоімпульсний цифровий вольтметр	154
5.5 Частотноімпульсний цифровий вольтметр	156

5.6 Автоматизація допоміжних операцій в цифрових вольтметрах	158
5.7 Контрольні питання	164
6. ЦИФРОВИЙ ОСЦИЛОГРАФ	165
6.1 Загальні принципи побудови цифрових осцилографів	165
6.2 Типи цифрових осцилографів	168
6.3 Принципи побудови складових цифрового осцилографа	173
6.4 Контрольні питання	185
ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	186
БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК	188
ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЗЧИК	190

## ПЕРЕДМОВА

Нині сучасні інформаційні та телекомунікаційні технології проникли у всі сфери діяльності людини. Це викликане реалізацією концепції глобальної інформаційної інфраструктури, і як наслідок широкомасштабною комп'ютеризацією та переходом до цифрових методів передачі та обробки інформації. Все це зумовило розвиток сучасних засобів вимірювання (ЗВ). Поява сучасних засобів вимірювання дозволяє говорити про необхідність використання у ряді випадків адекватних поставленим завданням, методично обґрунтованих вимірювальних технологій.

В процесі переходу телекомунікаційного середовища на цифрове представлення сигналів, виникає необхідність у вирішенні нових завдань, відбувається оновлення і спеціалізація засобів вимірювання. І, якщо раніше для випробувань і обслуговування об'єктів телекомунікаційних систем застосовувалася загально вимірювальна техніка, то нині відбувається її повсюдна спеціалізація.

Найбільшою мірою спеціалізація засобів вимірювання залежить від їх конкретного використання по відношенню до простих або складних пристроїв і систем, використання в процесі виробництва, сертифікації або експлуатації виробів. Значна категорія ЗВ спеціалізується залежно від телекомунікаційних технологій, що використовуються.

Слід відзначити, що з розвитком вимірювальних технологій повинна відбуватися і корекція концепції метрологічного забезпечення. У вітчизняних нормативних документах для оцінювання точності вимірювань зберігається традиційний підхід, що ґрунтується на понятті "похибка вимірювань". Новий підхід рекомендується Міжнародним комітетом мір і ваг (фр. Comité International des Poids et Mesures, CIPM), Міжнародною організацією законодавчої метрології (фр. Organisation Internationale de Métrologie Légale, англ. International Organization of Legal Metrology), Міжнародною електротехнічною комісією (англ. International Electrotechnical Commission) та іншими міжнародними організаціями. Цей підхід ґрунтується на оцінюванні точності вимірювань за допомогою поняття "невизначеність вимірювань" (або просто "невизначеність").

З іншого боку, розвиток нової вимірювальної техніки призводить до необхідності обліку не лише методології вимірювань параметрів сигналів, але також і методології аналізу протоколів, логічного аналізу алгоритмів взаємодії різних пристроїв.

Даний навчальний посібник призначений для студентів спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» з дисципліни «Сигнали та процеси в радіотехніці та зв'язку». Метою навчального посібника є надання умінь і знань, необхідних для опанування професійних завдань (компетенцій) бакалавра, пов'язаних з розробкою телекомунікаційних та радіотехнічних систем: уявлення про сучасні електронні радіотехнічні компоненти та технічні засоби електрозв'язку (побудова і функціонування мікропроцесорів, пристроїв збереження та копіювання, документування інформації тощо).

# 1. ОСНОВИ МЕТРОЛОГІЇ

## 1.1. Основні терміни та визначення метрології

Термін вимірювання зустрічається з різноманітних сферах людської діяльності (фізиці, хімії, економіці, психології та інш.). Проблеми, які розглянуті далі, відносяться до вимірювання фізичних величин, а саме електричних величин, якими є параметри сигналів та електричних кіл.

*Метрологія* як наука про вимірювання включає загальну теорію вимірювання фізичних величин, встановлює термінологію, регламентує одиниці фізичних величин і їх системи, порядок передачі розміру одиниць фізичних величин від еталонів зразковим та робочим засобам вимірювання, визначає методи і засоби вимірювання, методи обробки результатів вимірювань, форми представлення результатів вимірювання.

Важливою частиною метрології є *законодавча метрологія*, яка містить законодавчі акти, правила та норми, які регламентуються і контролюються державою для забезпечення єдності вимірювань. Закон України «Про метрологію та метрологічну діяльність» [1] регулює відносини, що виникають в процесі провадження метрологічної діяльності.

В метрології недопустимо довільне трактування термінів. Тому один із основних державних стандартів України ДСТУ 2681-94 спеціально надає визначення термінів в сфері метрології. Нижче подаються визначення основних термінів, необхідних для засвоєння матеріалу наступних розділів. Визначення інших спеціальних термінів приведені у відповідних розділах. Із визначеннями решти термінів можна ознайомитись в [2]. В [3] приведені базові та загальні терміни в метрології, які рекомендує Міжнародна організація зі стандартизації (англ. International Organization for Standardization, ISO).

*Фізична величина* – властивість, спільна в якісному відношенні у багатьох матеріальних об'єктів та індивідуальна в кількісному відношенні у кожному з них. Всі електричні та радіотехнічні величини, методи та засоби вимірювання яких аналізуються далі, є фізичними величинами. Це означає, що термін "величина" стосується властивостей, які можна порівняти кількісно і які підлягають вимірюванню. Кожна фізична величина має якісну означеність – рід, кількісний вміст – розмір, відображення величини у вигляді числа з позначенням її одиниці – значення.

*Рід фізичної величини* – це якісна означеність фізичної величини. Наприклад, квадратичне середнє змінної напруги та її пікове значення є однорідними величинами, тобто ці величини можна порівняти кількісно. А вказані фізичні величини та період – є різнорідними.

*Розмір фізичної величини* – кількісний вміст фізичної величини в даному об'єкті. Не слід використовувати термін «величина» як кількісну характеристику даної властивості, наприклад у виразах «величина напруги», «величина опору» і таке інше. В таких випадках слід використовувати термін «розмір напруги», «розмір опору».

*Одиниця фізичної величини* – фізична величина певного розміру, прийнята за угодою для кількісного відображення однорідних з нею величин. Одиниці фізичних величин поділяються на основні та похідні в системі фізичних величин.

*Система фізичних величин* – це сукупність одиниць певної системи фізичних величин. В Україні є обов'язковою для використання *міжнародна система одиниць SI*, яка прийнята та рекомендована Генеральною Конференцією з мір та ваг. Закон України [1], ДСТУ 3651 [4, 5] та Наказ Мінекомрозвитку України [6] встановлюють і затверджують одиниці фізичних величин SI, їх похідні, десяткові кратні та частинні від них одиниці SI, які підлягають обов'язковому застосуванню в Україні, а також їхні назви, позначення і правила застосування одиниць вимірювання, написання назв та позначень одиниць вимірювання і символів величин.

*Числове значення фізичної величини* – число, що дорівнює відношенню розміру фізичної величини, що вимірюється, до розміру одиниці цієї фізичної величини, чи кратної (часткової) одиниці.

*Позначення одиниці фізичної величини* – умовний символ одиниці фізичної величини.

*Значення фізичної величини* – це відображення фізичної величини у вигляді числового значення величини з позначенням її одиниці. Наприклад, запис «12 В» – це значення напруги, причому число 12 – це числове значення, а В – позначення одиниці напруги. Не слід використовувати словосполучення «вимірювання значення величини» тому, що значення величини – це результат закінченого вимірювання.

*Квантована фізична величина* – це величина, поділена на рівні за розміром частини, кванти. Природно квантована фізична величина поділена на кванти від природи, наприклад, електричний заряд. Штучно квантована фізична величина поділена на кванти або інтервали, наприклад, інтервал часу, поділений рівновіддаленими імпульсами.

*Істинне значення фізичної величини* – значення фізичної величини, яке ідеально відображало б певну властивість об'єкта. Істинне значення величини є абстрактним поняттям, тому на практиці його замінюють на умовно істинне значення. *Умовно істинне значення (або дійсне значення) фізичної величини* – значення фізичної величини, знайдене експериментальним шляхом і настільки наближене до істинного значення, що його можна використати для даної мети.

## **1.2. Вимірювання фізичних величин**

*Вимірюванням* вважається процес експериментального визначення одного або декількох значень величини, які можуть бути обґрунтовано приписані величині [1].

*Вимірювана величина* – фізична величина чи параметри її залежності, що підлягають вимірюванню [2].

*Результат вимірювання* – значення фізичної величини, знайдене шляхом її вимірювання. Цей термін рівнозначно відноситься до показу, невиправленого

чи виправленого результату та середнього з декількох вимірювань. Результати вимірювань можуть використовуватися за умови, якщо відомі відповідні характеристики похибок вимірювань.

*Об'єкт вимірювання* – матеріальний об'єкт, одна чи декілька властивостей якого підлягають вимірюванню. Наприклад, об'єктом вимірювання є резистор, а підлягає вимірюванню його опір чи паразитна ємність.

*Вимірювальна інформація* – інформація про вимірювані величини та залежності між ними у вигляді сукупності їх значень.

*Сигнал* – фізичний процес, властивості якого визначаються взаємодією між матеріальним об'єктом та засобом його дослідження.

*Параметр сигналу* – одна із властивостей сигналу, яка є фізичною величиною. Наприклад, параметрами сигналу у вигляді гармонійної напруги є його амплітуда, квадратичне середнє, середнє випрямлене, частота, період.

*Інформативний параметр сигналу* – параметр сигналу, який функціонально пов'язаний з досліджуваною або вимірюваною величиною чи той, що має задане значення.

*Впливна величина* – фізична величина, що впливає на результат вимірювання, але не є вимірюваною величиною. Наприклад, при вимірюванні квадратичного середнього значення напруги гармонійного сигналу інформативним параметром є його амплітуда. В той же час, частота вимірюваної напруги не зв'язана функціонально з його значенням, тобто це є впливна величина.

Вимірювання поділяють за способом отримання вимірюваної величини на пряме, непряме, опосередковане, сукупне і сумісне. За характером поведінки самої вимірюваної величини – на статичне та динамічне. Також вимірювання може бути відносним.

*Пряме вимірювання* – вимірювання однієї величини, значення якої знаходять безпосередньо без перетворення її роду та використання відомих залежностей. Наприклад, вимірювання струму амперметром.

*Непряме вимірювання* – вимірювання, у якому значення однієї чи декількох вимірюваних величин знаходять після перетворення роду величини чи обчислення за відомими залежностями їх від декількох величин аргументів, що вимірюються прямо. Непряме вимірювання має такі різновиди: опосередковане, сукупне та сумісне.

*Опосередковане вимірювання* – непряме вимірювання однієї величини з перетворенням її роду чи обчисленнями за результатами вимірювань інших величин, з якими вимірювана величина пов'язана явною функціональною залежністю. Наприклад, вимірювання потужності постійного струму  $P = IU$  відбувається за результатами вимірювань напруги  $U$  вольтметром та струму  $I$  амперметром.

*Сукупне вимірювання* – непряме вимірювання, в якому значення декількох одночасно вимірюваних однорідних величин отримують розв'язанням рівнянь, що пов'язують різні сполучення цих величин, які вимірюються прямо чи опосередковано. Прикладом може бути знаходження значень опорів двох



резисторів за результатами вимірювання опорів їх паралельного і послідовного сполучення та розв'язання системи двох рівнянь.

*Сумісне вимірювання* – непряме вимірювання, в якому значення декількох одночасно вимірюваних різномірних величин отримують розв'язанням рівнянь, які пов'язують їх з іншими величинами, що вимірюються прямо чи опосередковано. За допомогою сумісного вимірювання, наприклад, знаходяться значення коефіцієнтів  $a, b, c$  рівняння Стейнхарта-Харта, яке описує електричний опір термістора при різних температурах  $T^{-1} = a + b \ln(R) + c [\ln(R)]^3$ , де  $T$  – абсолютна температура,  $R$  – опір при температурі  $T$ . При цьому, *процедура вимірювання*, як послідовність вимірювальних операцій, що забезпечує вимірювання згідно з обраним методом, полягає у вимірюванні опору термістора при трьох значеннях температури з подальшим розв'язанням системи трьох рівнянь.

Вимірювання величини, яку можна вважати незмінною за час вимірювання, називається *статичним вимірюванням*. А вимірювання величини, що змінюється за час вимірювання, називається *динамічним вимірюванням*.

*Відносне вимірювання* – вимірювання відношення величини до іншої однорідної величини. Типовим прикладом відносного вимірювання є вимірювання відношення вихідної та вхідної напруг чотириполюсника при дослідженні його амплітудно-частотної характеристики.

### 1.3. Невизначеність результатів вимірювання

Результат вимірювання фізичної величини завжди лише наближено дорівнює її значенню. Тобто є певний сумнів стосовно вірогідності результатів вимірювань. Результат вимірювання і значення фізичної величини – це різні речі, тому невідомо, наскільки результат вимірювання фізичної величини близький до її значення. На сьогодні розмежовують два підходи до оцінювання якості вимірювання: класичний підхід або концепція істинного значення (англ. Classical Approach, CA) та новий підхід – концепція невизначеності (англ. Uncertainty Approach, UA).

В рамках класичного підходу (CA) знаходження невизначеності ґрунтується на припущенні, що результат вимірювання містить похибку вимірювання. Джерелами похибок є недосконалість методів і засобів вимірювань, непостійність впливних величин, змінювання самої фізичної величини, що вимірюється. Похибки вимірювань класифікують за трьома основними ознаками – за формою відображення, за джерелом походження, за характером змінювання. Класифікація похибок вимірювання, у відповідності до [1], представлена на рис.1.1.

Кількісно похибки вимірювань відображають у двох формах: абсолютній і відносній. Відповідно розрізняють абсолютну і відносну похибки вимірювань.

*Абсолютна похибка вимірювання*  $\Delta$  – це різниця між результатом вимірювання  $X$  та умовно істинним значенням вимірюваної величини  $X_c$

$$\Delta = X - X_c. \quad (1.1)$$

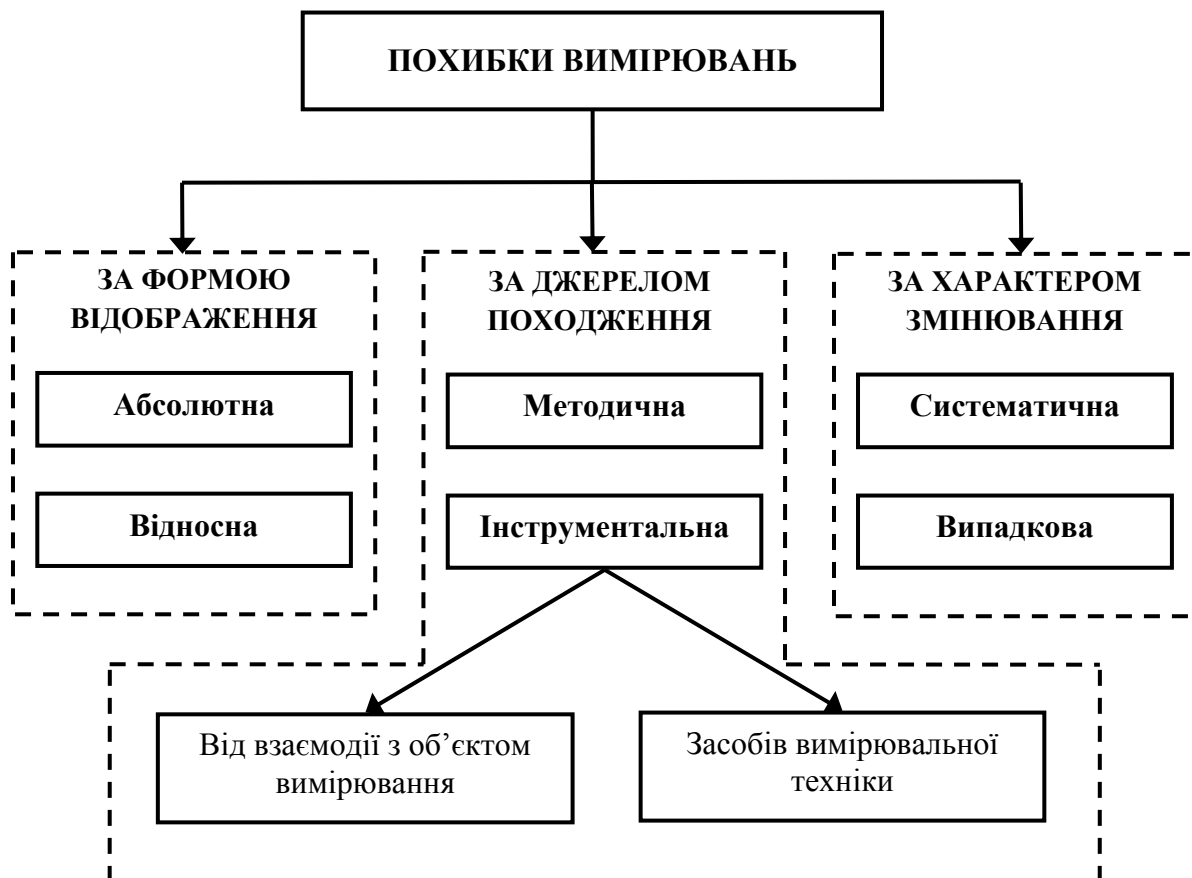
Абсолютну похибку вимірювання виражають в одиницях вимірюваної величини.

Відносна похибка вимірювання  $\delta$  представляє собою відношення абсолютної похибки до умовно істинного значення вимірюваної величини, її подають у відсотках умовно істинного значення

$$\delta = \frac{\Delta}{X_c} \times 100 \% \quad (1.2)$$

При кількісній оцінці похибок вимірювань дуже важливо виявити всі складові їх, які обумовлені різними джерелами походження. Типова класифікація цих складових враховує методичну та інструментальну похибки вимірювання.

Методична похибка вимірювання – складова похибки вимірювання, що зумовлена неадекватністю об'єкта вимірювання та його моделі, прийнятою при вимірюванні. При вимірюванні за допомогою цифрових вимірювальних приладів до того ж має місце похибка перервності (або похибка квантування) – це методична похибка методу відображення неперервної фізичної величини її перервним значенням.



**Рис.1.1 – Класифікація похибок вимірювання**

Інструментальна похибка вимірювання – це складова похибки вимірювання, зумовлена властивостями засобів вимірювальної техніки.

Інструментальна похибка складається із похибки засобів вимірювальної техніки та похибки від їх взаємодії з об'єктом вимірювання. *Похибка вимірювання від взаємодії* – складова інструментальної похибки, що виникає внаслідок впливу засобу вимірювальної техніки на стан об'єкта вимірювання.

В залежності від характеру змінювання похибки вимірювання загально прийнято поділяти їх систематичні та випадкові похибки.

*Систематична похибка вимірювання* – складова похибки, що залишається сталою або прогнозовано змінюється у ряді вимірювань тієї ж величини. Згідно з визначенням, систематичні похибки є детермінованими величинами, які можуть бути сталими або змінними. Систематичні похибки відомих значень і знаків можуть бути виключені при обробці результатів вимірювань. Тому розрізняють непоправлений і поправлений результати вимірювання. *Непоправлений результат вимірювання* – це результат вимірювання, в якому систематичні похибки не вилучені. *Поправлений результат* – результат вимірювання, отриманий після введення поправки і (чи) врахування коригувального коефіцієнта.

*Випадкова похибка вимірювання* – складова похибки, що непрогнозовано змінюється у ряді вимірювань тієї ж величини.

*Надмірна похибка* – похибка вимірювання, що суттєво перебільшує очікувану (в даних умовах) похибку. *Промах* (або *аномальний результат вимірювання*) – результат вимірювання, що має надмірну похибку.

Для оцінки впливу повної похибки, а також її систематичної і випадкової складових на результат вимірювання, використовують показники якості вимірювань: точність, правильність, збіжність, відтворюваність.

*Точність вимірювання* – головна характеристика якості вимірювання, що відображає близькість результату вимірювання до істинного значення вимірюваної величини. Звісно, чим менша відносна похибка, тим вища точність вимірювання. Тому кількісно точність вимірювання можна оцінювати величиною, зворотною модулю відносної похибки вимірювання.

*Правильність вимірювання* – характеристика якості вимірювання, що відображає близькість до нуля систематичної похибки вимірювання. Тобто правильність характеризує вплив систематичної похибки на результат вимірювання.

*Збіжність результатів вимірювань* – це показник якості вимірювань, що відображає близькість повторних результатів вимірювань однієї й тієї ж величини в однакових умовах. Таким чином, збіжність результатів вимірювань відображає близькість до нуля випадкової похибки. Збіжність може бути оцінена кількісно дисперсією результатів вимірювання.

*Відтворюваність вимірювання* – характеристика якості вимірювань, що відображає близькість результатів вимірювань однієї й тієї ж величини, виконаних у різних умовах (в різний час, різних місцях, різними методами і засобами). Відтворюваність може бути оцінена кількісно дисперсією результатів вимірювання.

Класичний підхід до оцінювання якості вимірювання, який ґрунтується на понятті «похибка», на сьогодні вважається застарілим і не відповідає сучасним

вимогам науки і техніки. Наразі є нагальна потреба у визнанні і порівнюваності результатів вимірювання на міжнародному рівні. В Україні чинна нормативна документація, яка ґрунтується на класичному підході. Проте, Україна уклала Угоду з Європейським Союзом про асоціацію, яка передбачає економічну інтеграцію з ЄС, тому нормативна документація повинна бути гармонізованою з європейською. Закон України «Про метрологію та метрологічну діяльність» [1] та ДСТУ [7, 8] передбачають застосування також концепції невизначеності (UA), щодо оцінювання якості результатів вимірювання.

Підхід до оцінювання якості вимірювання з позицій невизначеності ґрунтується на твердженні, що коли навіть усі відомі чи припустимі складові похибки враховані, оцінені та внесені усі відповідні правки, досі залишається невизначеність щодо істинності встановленого результату. Тому в цьому підході від поняття «істинне значення» відмовились, оскільки воно не тільки не відоме, а ще й не існує взагалі, бо із наближенням до умовно істинного значення (зі зменшенням невизначеності) необхідно враховувати усе більшу кількість факторів.

Формальне визначення терміну «невизначеність» подано в [2]: невизначеність – це параметр, параметр, який характеризує розсіювання значень величини, що належать вимірюваній величині на основі використаної інформації.

Невизначеності, у відповідності до [9], класифікують за джерелом виникнення та за способом оцінювання.

За джерелом виникнення невизначеність буває: методична, інструментальна та суб'єктивна.

Причини і джерела методичної складової невизначеності результатів випробовування (вимірювання):

- неточності визначення умов випробувального середовища;
- неточності відтворення умов випробовування;
- недосконале врахування впливу зовнішніх факторів, неадекватне їх оцінювання;
- недосконале визначення об'єкту випробовування (вимірювання), його властивостей, неповна ідентифікація вимірювальної величини;
- недосконала реалізація методики випробовування;
- будь-які припущення, нехтування, апроксимація;
- похибки характеристик засобів вимірювальної техніки (ЗВТ);
- взаємодія ЗВТ із об'єктом випробовування (вимірювання);
- неточності перевідних коефіцієнтів, констант тощо;
- неточні значення величин, приписані робочим еталонам, стандартним зразкам;
- невідповідність фізичного об'єкта його математичній моделі (порогова невідповідність)
- не виключені систематичні похибки;
- похибки введених поправок.

Примітка. Теорія невизначеності передбачає усунення усі факторів, які можуть спричинити систематичну похибку результату до початку вимірювання

або, якщо фізично усунути впливові фактори неможливо, їх усувають математично, за допомогою поправок, з обов'язковим урахування невизначеності введених поправок.

Причини і джерела інструментальної складової невизначеності результатів випробовування (вимірювання):

- основної похибки ЗВТ (похибка за нормальних умов експлуатації);
- додаткової похибки ЗВТ (внаслідок впливу зовнішніх факторів за межами нормальних областей значень);
- похибка, спричинена варіацією показів ЗВТ;
- похибка ЗВТ внаслідок тимчасової нестабільності.

Причини і джерела суб'єктивної складової невизначеності результатів випробовування (вимірювання):

- вплив оператора на ЗВТ та об'єкт випробовування (вимірювання);
- похибка зчитування даних зі шкали аналогового ЗВТ;
- похибка заокруглення отриманих значень величин;
- неточності реалізації процедур випробовування (вимірювання);
- порушення інструкції з експлуатації ЗВТ;
- помилки під час обробки діаграм, таблиць, побудови графіків;
- помилки під час пересилання (перенесення) даних.

1. За способом оцінювання:

• стандартна невизначеність,  $u$  – невизначеність результату вимірювання, оцінена за середньоквадратичним відхиленням.

а) стандартна невизначеність типу А,  $u_A$  – невизначеність, яка зумовлена дисперсією результатів вимірювання і може бути оцінена статистичними методами.

б) стандартна невизначеність типу В,  $u_B$  – невизначеність спричинена різноманітними впливовими факторами і може бути оцінена ймовірнісними методами.

• сумарна невизначеність – ймовірнісна сума стандартних невизначеностей.

• розширена невизначеність – інтервал навколо результату вимірювання, в межах якого ймовірно розташована більшість розподілу значень, які з достатнім обґрунтуванням можуть бути приписані вимірюваній величині.

2. За джерелом виникнення невизначеність буває: методична; інструментальна та суб'єктивна.

Причини і джерела методичної складової невизначеності результатів випробовування (вимірювання):

- неточності визначення умов випробувального середовища;
- неточності відтворення умов випробовування;
- недосконале врахування впливу зовнішніх факторів, неадекватне їх оцінювання;
- недосконале визначення об'єкту випробовування (вимірювання), його властивостей, неповна ідентифікація вимірювальної величини;
- недосконала реалізація методики випробовування;
- будь-які припущення, нехтування, апроксимація; - похибки характеристик ЗВТ;

- взаємодія ЗВТ із об'єктом випробовування (вимірювання);
- неточності перевідних коефіцієнтів, констант тощо;
- неточні значення величин, приписані робочим еталонам, стандартним зразкам;

- невідповідність фізичного об'єкта його математичній моделі (порогова невідповідність);

- не виключені систематичні похибки; - похибки введених поправок.

Причини і джерела інструментальної складової невизначеності результатів вимірювання: основної похибки ЗВТ (похибка за нормальних умов експлуатації); додаткової похибки ЗВТ (внаслідок впливу зовнішніх факторів за межами нормальних областей значень); похибка, спричинена варіацією показів ЗВТ; похибка ЗВТ внаслідок тимчасової нестабільності.

Причини і джерела суб'єктивної складової невизначеності результатів вимірювання: вплив оператора на ЗВТ та об'єкт вимірювання; похибка зчитування даних зі шкали аналогового ЗВТ; похибка округлення отриманих значень величин; неточності реалізації процедур вимірювання; порушення інструкції з експлуатації ЗВТ; помилки під час обробки діаграм, таблиць, побудови графіків; помилки під час пересилання (перенесення) даних.

Розглянемо оцінювання невизначеності. Оцінюють невизначеність як методів вимірювання, так і конкретних результатів вимірювання. Оцінка невизначеності, яка характеризує точність методу вимірювання називається апріорною, її визначають: під час розробки методики вимірювання з метою регламентування встановленого значення невизначеності в усіх, передбачених методикою, умовах випробовування; за відсутності методики або встановленого значення невизначеності – перед вимірюванням, для оцінки найбільшої можливої невизначеності. Актуальною є автоматизація процесу визначення оцінок невизначеності вимірювання [10].

На підставі усієї наявної інформації про причини і джерела невизначеності обчислюють окремі невизначеності за типом В, сумарну стандартну невизначеність та розширену невизначеність. Основою апріорного оцінювання невизначеності є теорія ймовірності, яка дозволяє досліджувати і описувати закони розподілу випадкових величин.

Оцінка невизначеності для конкретних результатів вимірювання є апостеріорною, її визначають безпосередньо після випробовування (вимірювання), за конкретних умов, за визначеною методикою із застосуванням конкретних ЗВТ.

## 1.4 Контрольні питання

1. Які питання вивчає метрологія?
2. Розкрийте поняття «фізична величина».
3. Назвіть основні види вимірювання.
4. В чому полягає відмінність між концепцією істинного значення та концепцією невизначеності?
5. Перерахуйте основні терміни, що використовуються в метрології.

6. Опишіть послідовність вимірювання фізичної величини.
7. В чому полягають відмінності між прямим та непрямим вимірюванням?
8. У яких випадках використовують опосередковане вимірювання?
9. В чому полягають відмінності між сукупним та сумісним вимірюванням?
10. Назвіть показники якості вимірювань.
11. Розкрийте сутність двох підходів до оцінювання якості вимірювання.
12. Дайте класифікацію похибкам вимірювань.
13. Перерахуйте причини і джерела методичної складової невизначеності результатів випробування (вимірювання)
14. Перерахуйте причини і джерела інструментальної складової невизначеності результатів вимірювання.
15. Як оцінюють невизначеність результатів вимірювання?

## 2. ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ ЕЛЕКТРОРАДІОВИМІРЮВАНЬ

### 2.1. Класифікація засобів вимірювання

Електрорадіовимірювання є одним із видів вимірювань фізичних величин, таких як параметри електричних сигналів та параметри електричних кіл. До цього виду вимірювань відносять також вимірювання неелектричних величин, якщо вони перетворюються тим чи іншим способом в електричні. Як і інші види вимірювань, електрорадіовимірювання реалізуються за допомогою відповідних засобів вимірювальної техніки (ЗВТ).

Засобом вимірювальної техніки є технічний засіб, який застосовується під час вимірювань і має нормовані метрологічні характеристики [1]. Класифікація ЗВТ, у відповідності до [1], представлена на рис.2.1. Засоби вимірювальної техніки поділяються на засоби вимірювань та вимірювальні пристрої.

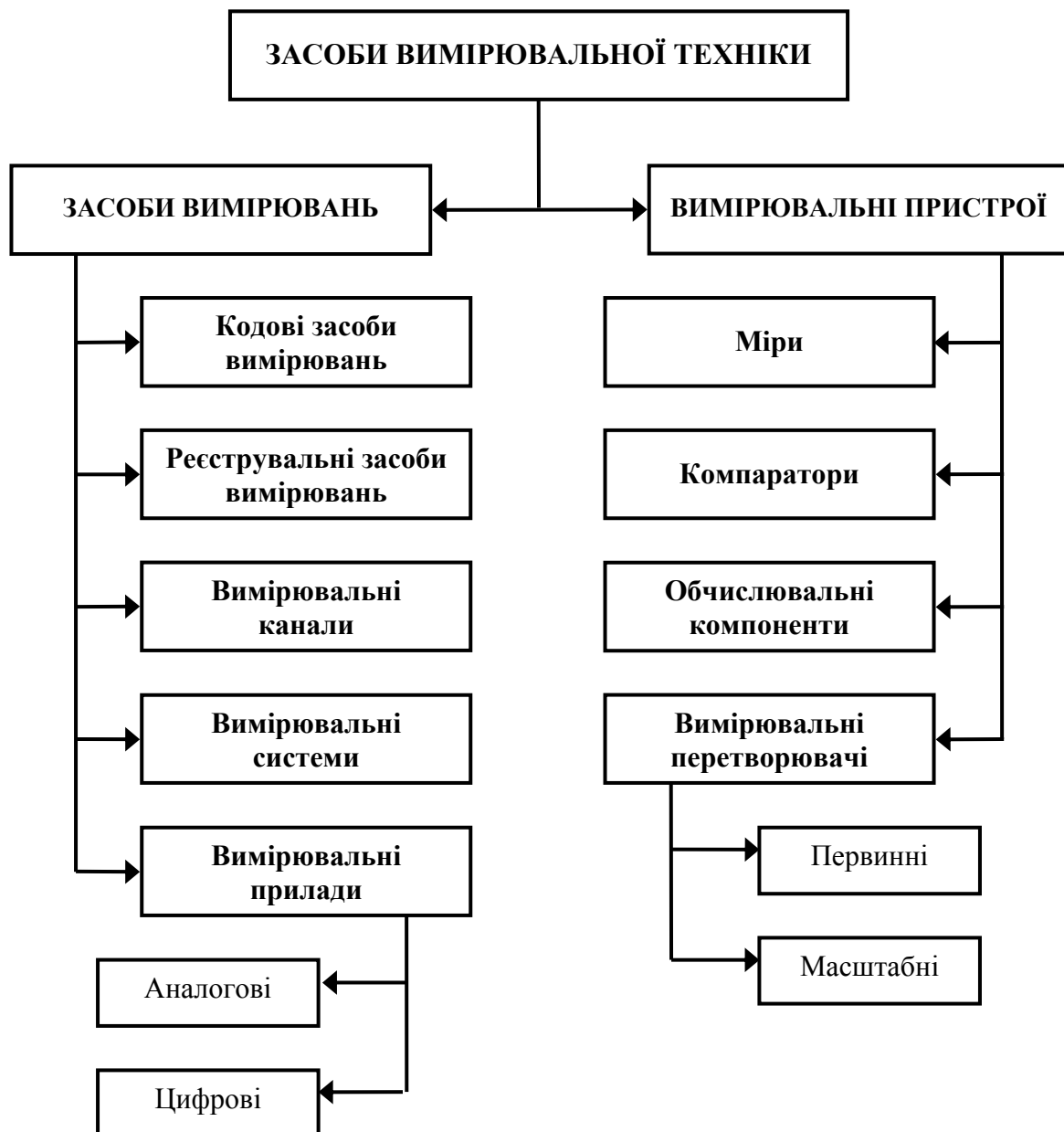


Рис.2.1 – Класифікація засобів вимірювальної техніки



До засобів вимірювань відносяться кодові засоби вимірювань, реєструвальні засоби вимірювань, вимірювальні канали, вимірювальні системи та вимірювальні прилади.

У кодовому засобі вимірювань (або аналого-цифровому перетворювачі), створюється кодовий сигнал вимірювальної інформації. В реєструвальному засобі вимірювань реєструється сигнал вимірювальної інформації. Вимірювальний канал представляє собою сукупність засобів вимірювальної техніки, засобів зв'язку та інших технічних засобів, яка призначена для створення сигналу вимірювальної інформації про одну вимірювану фізичну величину. В свою чергу, *вимірювана система* – це сукупність вимірювальних каналів.

У вимірювальному приладі створюється візуальний сигнал вимірювальної інформації. Вимірювальні прилади поділяються на аналогові і цифрові. В аналогових вимірювальних приладах візуальний сигнал вимірювальної інформації подається за допомогою шкали та вказівка, а в цифрових – у вигляді цифр чи символів на показувальному пристрої.

У вимірювальних пристроях виконується лише одна зі складових частин процедури вимірювань. Вимірювальними пристроями є: міра, компаратор, обчислювальний компонент та вимірювальний перетворювач (ВПТ).

*Міра* призначена для відтворення та (або) зберігання фізичної величини заданого значення. Міри можуть бути однозначні (наприклад, нормальний елемент), багатозначні (наприклад, зразковий конденсатор змінної ємності), або у вигляді набору мір (наприклад, магазин опорів).

*Компаратор* призначений для порівняння однорідних фізичних величин.

*Обчислювальний компонент* засобу вимірювання (або *числовий вимірювальний перетворювач*), є сукупність засобів обчислювальної техніки та програмного забезпечення, яка виконує обчислювальні операції під час вимірювання.

*Вимірювальні перетворювачі*, які реалізують вимірювальне перетворення лінійне чи нелінійне вхідної фізичної величини у вихідну із зміною чи без зміни роду величини, поділяються на первинні та масштабні перетворювачі. *Первинні перетворювачі* (або *сенсори*), першими взаємодіють з об'єктами вимірювання, вони перетворюють електричні величини в електричні або неелектричні величини в електричні. *Масштабні перетворювачі* реалізують масштабне вимірювальне перетворення, тобто без зміни роду фізичної величини (наприклад, шунти, дільники напруги та інші).

Сукупність способів використання засобів вимірювальної техніки та принципу вимірювань для створення вимірювальної інформації представляють собою *метод вимірювання*. Розрізняють наступні методи вимірювань.

*Метод зіставлення* – метод прямого вимірювання з одноразовим порівнянням вимірюваної величини з усіма вихідними величинами багатозначної нерегульованої міри. Це найбільш поширений метод вимірювання, його реалізує більшість вимірювальних приладів. Наприклад, у цифровому вольтметрі з імпульсно-кодовим перетворенням вимірювана

напруга при аналого-цифровому перетворенні порівнюється з квантованою опорною напругою, що служить мірою.

*Метод одного збігу (або метод ноніуса)* – метод прямого вимірювання з одноразовим порівнянням вихідних величин двох багатозначних нерегульованих мір, з різними за значеннями ступенями, нульові позначки яких зсунуті між собою на вимірювану величину. Наприклад, вимірювання інтервалу часу за допомогою двох послідовностей періодичних імпульсів, періоди яких знаходяться в певному відношенні.

*Метод подвійного збігу (або метод коінциденції)* – метод прямого вимірювання з одноразовим порівнянням двох квантованих фізичних величин: вимірюваної та відтворюваної багатозначною нерегульованою мірою. Наприклад, вимірювання зістикованих інтервалів часу за допомогою послідовності періодичних імпульсів з відомим значенням їх періоду. Прикладом використання цього методу в електричних вимірюваннях є вимірювання частоти обертання тіла за допомогою стробоскопа.

*Метод зрівноваження з регульованою мірою* – метод прямого вимірювання з багаторазовим порівнянням вимірюваної величини та величини, що відтворюється мірою, яка регулюється, до їх повного зрівноваження. Наприклад, вимірювання електричної напруги компенсатором.

*Диференційний метод (або різницевий метод)* – метод вимірювання за яким невелика різниця між вимірюваною величиною та вихідною величиною одноканальної міри вимірюється відповідним засобом вимірювання. Цей метод реалізують деякі мостові вимірювальні прилади.

*Метод заміщення* – метод непрямого вимірювання з багаторазовим порівнянням до повного зрівноваження вихідних величин вимірювального перетворювача з почерговим перетворення ним вимірюваної величини та вихідної величини регульованої міри. Прикладом використання цього методу є вимірювання ємності конденсатора, увімкненого в послідовний коливальний контур. Зміною частоти напруги, що надходить на коливальний контур, домагаються резонансу. Потім, замість вимірюваного конденсатора вмикають зразковий конденсатор з перемінною ємністю і домагаються резонансу тепер за рахунок зміни його ємності. Тоді значення вимірюваної ємності буде дорівнювати ємності зразкового конденсатора.

## **2.2. Характеристики засобів вимірювальної техніки**

Для оцінки властивостей засобів вимірювальної техніки і визначення здатності їх використання в тих чи інших умовах служать технічні та метрологічні характеристики. Технічні характеристики ЗВТ, як і для інших технічних засобів, встановлюють призначеність, сферу використання, оцінюють його експлуатаційні властивості.

*Метрологічна характеристика*, згідно [1], – це характеристики ЗВТ, які нормуються для визначення результату вимірювання та його похибок. Під нормуванням розуміється встановлення границь на допустимі відхилення реальних метрологічних характеристик від номінальних значень. Реальні

значення метрологічних характеристик визначають при виготовленні засобів вимірювальної техніки, а потім перевіряють періодично під час експлуатації. Тільки шляхом нормування метрологічних характеристик досягається відтворюваність вимірювань і забезпечується єдність вимірювань. *Відтворюваність вимірювань* відображає близькість результатів вимірювань однієї й тієї ж величини, виконаних у різних умовах (в різний час, різних місцях, різними методами і засобами). А під *єдністю вимірювань* розуміється стан вимірювань, за якого їх результати виражаються в узаконених одиницях і похибки вимірювань відомі із заданою ймовірністю.

Розглянемо загальні метрологічні характеристики ЗВТ.

*Призначеність ЗВТ* – якісна характеристика, яка вказує, для вимірювання яких фізичних величин він призначений.

*Діапазон вимірювань* – це інтервал значень вимірюваної величини, в межах якого пронормовані похибки засобу вимірювань.

*Нормальні умови застосування ЗВТ* – умови, за яких впливні величини мають нормальні значення чи знаходяться в границях нормального інтервалу значень. *Нормальне значення (нормальний інтервал значень)* впливної величини – це значення (інтервал значень) впливної величини, для якого нормується основна похибка ЗВТ. Наприклад, впливними величинами є ті, що характеризують кліматичні умови експлуатації та електроживлення ЗВТ.

*Робочі умови застосування ЗВТ* – умови, за яких значення впливних величин знаходяться в границях робочої зони. *Робоча зона значень* впливної величини – це зона, що встановлюється для ЗВТ, в межах якої за необхідністю нормуються додаткові похибки цих значень.

*Ціна поділки шкали аналогового вимірювального приладу* – це різниця значень вимірюваної величини, що відповідає двом сусіднім позначкам шкали.

*Ціна найменшого розряду цифрового вимірювального приладу* – це різниця між двома найближчими показами цифрового вимірювального приладу.

*Поріг чутливості засобу вимірювання* – найменше значення вимірюваної величини, яка може бути виявлена засобом вимірювання.

*Зона нечутливості засобу вимірювання* – діапазон значень вимірюваної величини, в межах якого її зміни не викликають зміни показу засобу вимірювань.

Характеристики похибок ЗВТ дозволяють кількісно оцінити інструментальну похибку, яка представляє собою ту складову похибки вимірювання, яка зумовлена властивостями ЗВТ. Розрізняють наступні складові похибок засобів вимірювальної техніки.

*Систематична похибка ЗВТ* – складова похибки, що залишається сталою або прогнозовано змінюється у ряді вимірювань тієї ж величини.

*Випадкова похибка ЗВТ* – складова похибки, що непрогнозовано змінюється у ряді вимірювань тієї ж величини.

*Статична похибка ЗВТ* – похибка статичного вимірювання.

*Динамічна похибка ЗВТ* – складова похибка, що виникає додатково до статичної під час динамічних вимірювань.

Похибка засобу вимірювань може бути виражена в формі абсолютної, відносної або зведеної похибки.

*Абсолютна похибка засобу вимірювань*  $\Delta_i$  – це різниця між показом засобу вимірювань  $X_i$  та істинним значенням величини  $Q$  за відсутності методичних похибок і похибок від взаємодії засобу вимірювань з об'єктом вимірювання. На практиці замість істинного значення використовують умовно істинне значення  $X_c$ .

$$\Delta_i = X_i - X_c. \quad (2.1)$$

Абсолютну похибку засобу вимірювань виражають в одиницях вимірюваної величини, або в поділках шкали вимірювального приладу.

На практиці замість істинного значення використовують умовно істинне значення.

*Відносна похибка засобу вимірювань*  $\delta_i$  представляє собою відношення абсолютної похибки до істинного значення вимірюваної величини, її подають у відсотках умовно істинного значення

$$\delta_i = \frac{\Delta_i}{X_c} \times 100\%. \quad (2.2)$$

*Зведена похибка засобу вимірювань* – є відношення абсолютної похибки засобу вимірювань до нормованого значення  $X_N$ , її подають у відсотках нормованого значення

$$\gamma_i = \frac{\Delta_i}{X_N} \times 100\%. \quad (2.3)$$

*Нормованим значенням* називають умовно прийняте значення фізичної величини. Для вимірювальних приладів з рівномірною або нерівномірною ступеневою шкалою нормоване значення приймається рівним [6]:

а) кінцевому значенню діапазону вимірювань, якщо нульова відмітка знаходиться скраю або за межами шкали;

б) алгебраїчній сумі двох кінцевих значень шкали з обох сторін нульової відмітки без врахування знаку;

Для вимірювальних приладів з суттєво нерівномірною шкалою нормоване значення приймається рівним довжині шкали. Для таких шкал характерним є те, що напівсума кінцевих значень шкали становить від 65% до 100% діапазону вимірювань (наприклад, логарифмічна, гіперболічна шкала).

В технічній документації на ЗВТ зазвичай приводять *границі допустимої похибки* – це найбільше значення, без урахування знаку, похибки ЗВТ, за яким цей засіб ще може бути визнаний придатним до застосування.

Границі допустимих похибок можуть бути виражені в формі абсолютної, відносної або зведеної похибок ЗВТ, вони можуть виражатися одним числом, відповідно:

$$\Delta = \pm a; \quad \delta = \pm \frac{|\Delta|}{X} \times 100\% = \pm c\%; \quad \gamma = \pm \frac{|\Delta|}{X_N} \times 100\% = \pm p\%, \quad (2.4)$$

де  $a$  – додатне число, виражене в одиницях вимірюваної величини, або в поділках шкали вимірювального приладу;  $|\Delta|$  – границя абсолютної похибки,

без урахування знаку;  $X$  – значення вимірюваної величини;  $c$  і  $p$  – додатні нормовані числа (безрозмірні).

Границі допустимих абсолютної та відносної похибок можуть задаватися у вигляді графіка, таблиці чи функціональних залежностей, наприклад, так

$$\Delta = \pm(a + bX); \quad (2.5)$$

$$\delta = \pm \left[ c + d \left( \frac{X_k}{X} - 1 \right) \right] \%; \quad (2.6)$$

Тут  $b$  – додатне число (безрозмірне);  $c$  і  $d$  – додатні нормовані числа (безрозмірні);  $X_k$  – верхнє граничне значення діапазону вимірювань приладу.

Форми (2.4)-(2.6) рекомендовані Міжнародною організацією законодавчої метрології (англ. International organization of legal metrology, OIML) [6], Україна є членом-кореспондентом цієї організації.

Перші доданки у виразах (2.5)-(2.6) характеризують *адитивну похибку* ЗВТ, яка не залежить від вимірюваної величини  $X$ , а другі – *мультиплікативну похибку* ЗВТ, яка пропорційна вимірюваній величині  $X$ .

Наряду із приведеними вище способами виразу границь похибок, зустрічаються і інші способи, а також інші форми представлення. Наприклад, запис  $(\pm 3\% \pm 2 \text{ Гц})$  означає, що границя (без врахування знаку) абсолютної похибки дорівнює 3% вимірюваної частоти плюс 2 Гц. А запис для цифрового вимірювального приладу у формі  $(\pm 1\% \pm 2 \text{ LSD})$  означає, що границя абсолютної похибки дорівнює 1% вимірюваної величини плюс 2 одиниці молодшого розряду (МЗР, англ. Least Significant Digit, LSD) показувального пристрою.

Слід відзначити, що існує алгоритм призначений для сортування цілих чисел, записаних цифрами. Але через те що в пам'яті комп'ютерів (або цифрового вимірювального пристрою) будь-яка інформація записується цілими числами, алгоритм придатний для сортування будь-яких об'єктів, запис яких можна поділити на «розряди», що містять порівнянні значення. В загальному випадку вирівнювати порівнювані записи щодо один одного можна в різні боки. Тому на практиці існують два варіанти цього сортування. Для чисел вони називаються в термінах значимості розрядів числа, і виходить так: можна вирівняти записи чисел в бік менш значущих цифр (по правій стороні, в сторону одиниць, Least Significant Digit, LSD) або більш значущих цифр (по лівій стороні, з боку більш значущих розрядів, Most Significant Digit, MSD).

В залежності від того, за яких умов експлуатується ЗВТ, розрізняють *основну* (за нормальних умов) і *додаткову* (в умовах відхилення хоча б однієї з впливних величин від нормального значення, або її виходу за границі нормальної зони значень).

Узагальненою характеристикою ЗВТ є *клас точності ЗВТ*, що визначається границями його допустимих основної і додаткових похибок, а також іншими характеристиками, що впливають на його точність.

Для ЗВТ, границі похибок яких виражають у формі абсолютних похибок, ряди класів точності позначають за рекомендаціями OIML прописними буквами латинського алфавіту або римськими числами. При цьому більш високим класам точності відповідають початкові букви алфавіту або менші числа.

Для ЗВТ, границі похибок яких виражають у формі відносних похибок, ряди класів точності позначають числами  $c$ , або парами чисел  $c$  і  $d$ , розділених косою рисою (коли відносна похибка залежить від значення вимірюваної величини, причому,  $c > d$ ). Для ЗВТ, границі похибок яких виражають у формі зведених похибок, ряди класів точності позначають числами  $p$ . Числа  $c$ ,  $d$  і  $p$  обираються із ряду  $1 \times 10^n$ ;  $1,5 \times 10^n$ ;  $1,6 \times 10^n$ ;  $2 \times 10^n$ ;  $2,5 \times 10^n$ ;  $3 \times 10^n$ ;  $4 \times 10^n$ ;  $5 \times 10^n$ ;  $6 \times 10^n$ , де  $n = 1; 0; -1; -2$  і т.д., [6]. Одночасно застосовувати ряди класів точності  $1,5 \times 10^n$  і  $1,6 \times 10^n$  не допускається. Клас точності  $3 \times 10^n$  допускається використовувати тільки в технічно обґрунтованих випадках. Умовні позначення класів точності наносяться на шкали, щитки, корпусу ЗВТ. Приклади позначень класів точності приведені в табл.2.1.

*Градувальна характеристика засобу вимірювань* – це залежність між значеннями перетвореної величини на виході та вході засобу вимірювань, яка отримана під час градування (калібрування), та подані у вигляді таблиці, графіка або формули.

**Табл.2.1 – Приклади позначень класів точності**

Форма виразу похибки	Клас точності або границя похибки	Позначення класу точності
Абсолютна	Клас М	М
Зведена, якщо нормуюче значення дорівнює кінцевому значенню діапазону вимірювань	$\gamma = \pm 1,5\%$	1.5
Зведена, якщо нормуюче значення дорівнює довжині шкали	$\gamma = \pm 0,5\%$	$\nabla 0.5$
Відносна постійна	$\delta = \pm 0,5\%$	$\bigcirc 0.5$
Відносна, зростаюча із зменшенням вимірюваної величини	$\delta = \pm \left[ 0,02 + 0,01 \left( \frac{X_k}{X} - 1 \right) \right] \%$	0.02/0.01

*Варіація показу засобу вимірювання* представляє собою різницю між двома показами, коли одне й те ж значення вимірюваної величини досягається внаслідок її збільшення чи зменшення.

*Стабільність ЗВТ* – це здатність ЗВТ зберігати свої метрологічні характеристики в заданих границях протягом заданого інтервалу часу.

*Дрейф ЗВТ* – зміна з часом метрологічної характеристики ЗВТ, що призводить до змінювання показу.

*Час встановлення показу* відображує інтервал часу від моменту початку дії вхідного сигналу до моменту, коли показ досягає і залишається в середині певних меж навколо усталеного значення.

Вимірювальні перетворювачі характеризуються функцією перетворення чи градувальною характеристикою, чутливістю, похибкою за входом,

похибкою за виходом та варіацією вихідної величини. *Функція перетворення ВПТ* виражає залежність між його вихідною та вхідною величинами. *Градувальна характеристика ВПТ* – це залежність між значеннями перетворюваної величини на виході та вході ВПТ, яка отримана під час градування (калібрування), та подані у вигляді таблиці, графіка або формули. *Чутливість ВПТ* – відношення зміни вихідної величини ВПТ до зміни вхідної величини, що її викликає. *Абсолютна похибка ВПТ за входом* представляє собою різницю між значенням його вхідної величини, що визначається за істинним значенням вихідної величини за допомогою градувальної характеристики або функції перетворення, та істинним значенням вхідної величини. *Абсолютна похибка ВПТ за виходом* є різниця між істинним значенням вихідної величини, що відповідає вхідній величині, та значенням вихідної величини, одержаної за істинним значенням вхідної величини за допомогою градувальної характеристики.

Міри характеризуються *абсолютною похибкою міри*, яка представляє собою різницю між номінальним та істинним значенням фізичної величини, що відтворюється мірою.

### 2.3 Контрольні питання

1. Розкрийте зміст поняття «електрорадіовимірювання».
2. Які складові утворюють поняття «засоби вимірювань»?
3. Поясніть відмінності між аналоговими і цифровими вимірювальними приладами.
4. Назвіть компоненти вимірювальних пристроїв.
5. В чому полягає відмінність між адитивною та мультиплікативною похибкою?
6. Як класифікують засоби вимірювальної техніки?
7. Розкрийте зміст поняття «кодові засоби вимірювань».
8. Перерахуйте існуючі методи вимірювань.
9. Дайте визначення основним технічним та метрологічним характеристикам.
10. Перерахуйте загальні метрологічні характеристики засобів вимірювальної техніки.
11. Опишіть складові похибок засобів вимірювальної техніки.
12. У яких формах може бути представлена похибка засобу вимірювань?
13. Як можуть бути представлені границі допустимих похибок?
14. Що показує клас точності засобу вимірювальної техніки? Наведіть приклади позначень класів точності.
15. У якій формі подається градувальна характеристика засобу вимірювань?
16. Які характеристики можна використати для опису вимірювального перетворювача?

### 3 ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ

Принцип дії електромеханічних вимірювальних приладів ґрунтується на перетворенні електромагнітної енергії, що подається до них, в механічну енергію переміщення рухомої частини механізму відносно нерухомої. Найчастіше це є переміщення за кутом.

За способом перетворення електромагнітної енергії електромеханічні вимірювальні прилади поділяються на магнітоелектричні, електродинамічні, електромагнітні, електростатичні та деяких інших систем, які застосовуються дещо рідше [11-14].

Незважаючи на нині прогресуюче застосування цифрових вимірювальних приладів, електромеханічні прилади, тим не менше, займають свою достойну нішу. Вони широко використовуються для вимірювання напруги, струму, потужності та інших електричних величин в колах постійного і змінного струму низької частоти. Крім того, такі прилади (особливо магнітоелектричні) застосовуються у якості показчиків електронних аналогових вимірювальних приладів та вбудовуються в різноманітні радіотехнічні пристрої для візуального контролю режимів їх роботи.

Основними достоїнствами електромеханічних вимірювальних приладів є простота, надійність, низька вартість. Їх важливою перевагою є можливість функціонувати без додаткових джерел живлення. Крім того, оскільки людський зір чутливий до сприймання руху, то дуже цінним є цей психофізіологічний аспект.

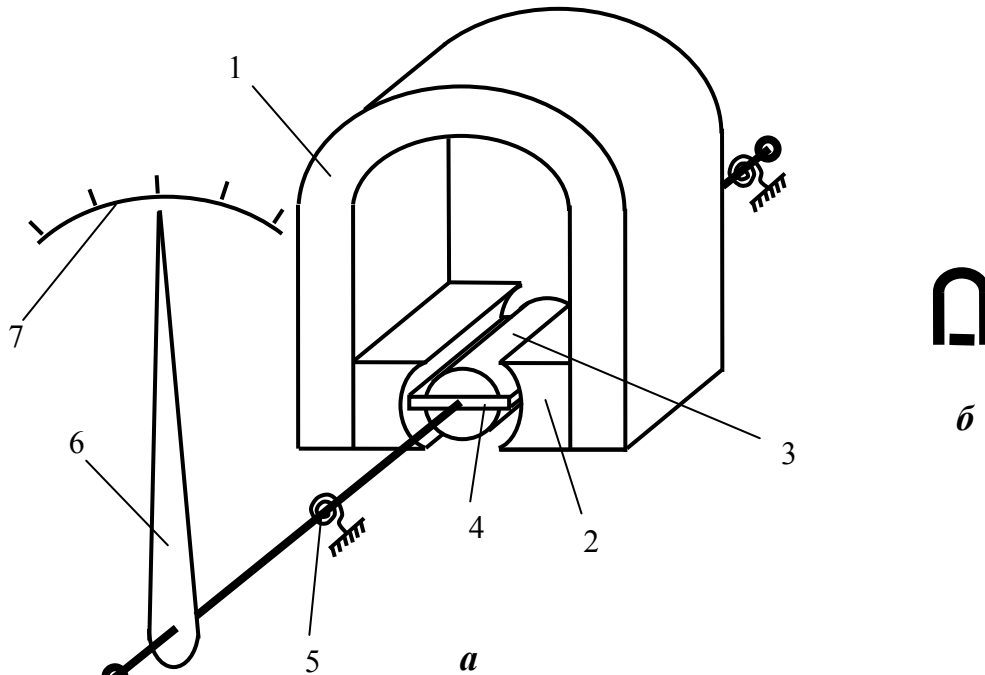
З іншого боку, електромеханічні вимірювальні прилади мають декілька суттєвих недоліків. Перш за все, вони не спроможні утворювати вихідний електричний сигнал. Таким чином, існує потреба в роботі експериментатора під час вимірювання (принаймні для зчитування показань). Інший недолік полягає в тому, що наявність рухомої частини механізму зумовлює їх чутливість до ударів, вібрації та зношування. Відносно низька вартість електромеханічного пристрою сьогодні не настільки корисна, як раніше, тому що на ринку нині є і дуже дешеві цифрові вимірювальні пристрої з віртуальним показчиком. На жаль, можна стверджувати, що більшість електромеханічних приладів має низьку точність (не здатні вимірювати з невизначеністю меншою, ніж 0,5%). Їх точність також перебуває під впливом так званої паралаксної помилки, через яку результат зчитування залежить від положення очей експериментатора. Механізми цих приладів потребують відносно великого енергоспоживання, тому, досить часто, електромеханічні вольтметри можуть мати недостатньо великий опір, в же час, як опір електромеханічних амперметрів може бути недостатньо малим.

Немає сумніву в тому, що майбутнє належить автоматичним комп'ютеризованим вимірювальним системам. Але електромеханічні вимірювальні прилади все ще присутні у нашому житті. Крім того, без розуміння принципів старого, тобто аналогових вимірювальних приладів, зазвичай трудніше зрозуміти більш складні цифрові вимірювальні прилади, які часто використовують традиційні принципи обробки сигналів.



### 3.1 Магнітоелектричні прилади

В магнітоелектричному вимірювальному пристрої обертаючий момент здійснюється в результаті взаємодії магнітних полів постійного магніту та провідника із струмом, який виконаний у вигляді котушки (рамки). Конструкція магнітоелектричного вимірювального пристрою показана на рис. 3.1.



*a* – конструкція; *б* – маркування

**Рис. 3.1 – Магнітоелектричний вимірювальний пристрій**

Як видно із рис. 3.1, магнітна система утворена постійним магнітом 1, полюсними наконечниками 2 та нерухомим осердям з магнітомякого матеріалу 3. Завдяки такій конструкції в зазорі між полюсними наконечниками та осердям утворюється практично однорідне радіальне магнітне поле, в якому вільно повертається котушка 4. Котушка реалізується шляхом намотування тонкого мідного дроту на паперовий чи алюмінієвий каркас прямокутної форми. До рамки прикріплені піввісі, кінчні кінці яких притиснуті до підшипників. Дві спіральні пружини 5 створюють протидіючий момент для рухомої частини механізму, через них в обмотку котушки подається вимірюваний струм. До вісі прикріплений вказівник (стрілка) 6. На корпусі закріплена шкала 7.

При протіканні вимірюваного струму  $I_x$  через обмотку котушки, в результаті взаємодії магнітного поля котушки і магнітного поля постійного магніту, котушка (і вказівник, прикріплений до неї) обертається внаслідок дії крутного моменту

$$M = BsnI_x, \quad (3.1)$$

де  $B$  – індукція магнітного поля;  $s$  – площа котушки;  $n$  – кількість витків у котушці.

Позиція рухомої частини (кут повороту,  $\alpha$ ) є результатом балансу між крутним моментом  $M$  і протидіючим крутним моментом пружин  $M_c = k\alpha$ , де  $k$  – коефіцієнт пружності. Із умови  $M = M_c$  знаходимо рівняння шкали пристрою

$$\alpha = \frac{Bsn}{k} I_x = S_I I_x, \quad (3.2)$$

де  $S_I = \frac{Bsn}{k}$  – чутливість магнітоелектричного пристрою за струмом.

Із (3.2) видно, що при зміні напрямку струму  $I_x$  зміниться і напрям обертання рухомої частини, а при дії змінного струму, внаслідок інерційності рухомої частини відхилення вказівника буде нульовим.

Чутливість за струмом  $S_I$  є сталою величиною, тому шкала магнітоелектричного вимірювального приладу є рівномірною. А наявність сильного власного магнітного поля обумовлює ще одне достоїнство магнітоелектричних приладів – найбільш високу чутливість за струмом серед усіх електромеханічних приладів. До того ж, власне сильне магнітне поле практично виключає вплив на показання сторонніх полів.

Для зведення до мінімуму коливання рухомої частини механізму навколо положення рівноваги ( $M = M_c$ ) служать спеціальні заспокоювачі (на рис. 3.1 не показані). Найбільш часто в електромеханічних приладах застосовують повітряні і магнітоіндукційні заспокоювачі. Повітряний заспокоювач представляє собою камеру, в якій переміщується легке алюмінієве крило, жорстко зв'язане з рухомою частиною. Магнітоіндукційний заспокоювач містить постійний магніт, в полі якого переміщується алюмінієвий диск, жорстко зв'язаний із рухомою частиною механізму. Заспокоювання відбувається завдяки взаємодії магнітних полів магніту та вихрових струмів, які індукуються в диску при його переміщенні в полі постійного магніту.

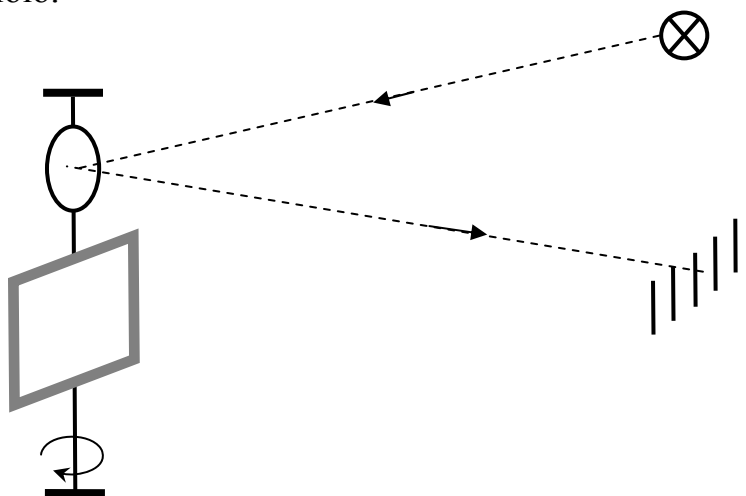
Із (3.2) видно шляхи підвищення чутливості магнітоелектричного пристрою. При цьому, найкращим способом є застосування великої магнітної індукції  $B$ . Збільшення кількості витків  $n$  або площі котушки  $s$  є не зовсім ефективним, оскільки водночас зростає вага та опір котушки. На даний час виготовляють магнітоелектричні пристрої із спіральними пружинами, які споживають не більше кількох мкВт (при струмі не більше, ніж кілька мкА) при повному відхиленні вказівника.

Наряду із збільшенням  $B$  для підвищення чутливості, ефективним є зменшення коефіцієнта пружності  $k$ . Саме цей принцип застосовується у магнітоелектричних гальванометрах – електромеханічних приладах із найвищою чутливістю. В них безкаркасна котушка (для зменшення маси) або підвішується, або закріплюється на розтяжках – струмопровідних пружних нитках (зазвичай із бронзи). Опір котушки становить кілька сотень ом. Протидіючий момент формується внаслідок закручування ниток. Проблема зменшення часу коливань котушки навколо положення рівноваги до декількох секунд вирішується, наприклад, шляхом замикання котушки резистором із

певним опором. Така замкнута котушка в полі постійного магніту служить сама магнітоіндукційним демпфером за рахунок наведення в ній вихрових струмів.

У балістичних гальванометрах, навпаки, час заспокоєння рухомої частини складає не менше 10 с за рахунок збільшення її інерційності. Балістичні гальванометри призначені для вимірювання заряду у вигляді короткого імпульсу, що протікає через гальванометр. При цьому спостерігають максимальне відхилення вказівника після його проходження.

Деякі типи гальванометрів реалізують ще один шлях підвищення чутливості – за рахунок використання світлового вказівника з великою довжиною променя (рис. 3.2). Тут світловий промінь відбивається від дзеркала, закріпленого на котушці, і падає на шкалу. Таким чином реалізується віртуальний (безінерційний) вказівник, довжина якого дорівнює відстані між дзеркалом і шкалою.



**Рис. 3.2 – Принцип дії світлового вказівника у гальванометрі**

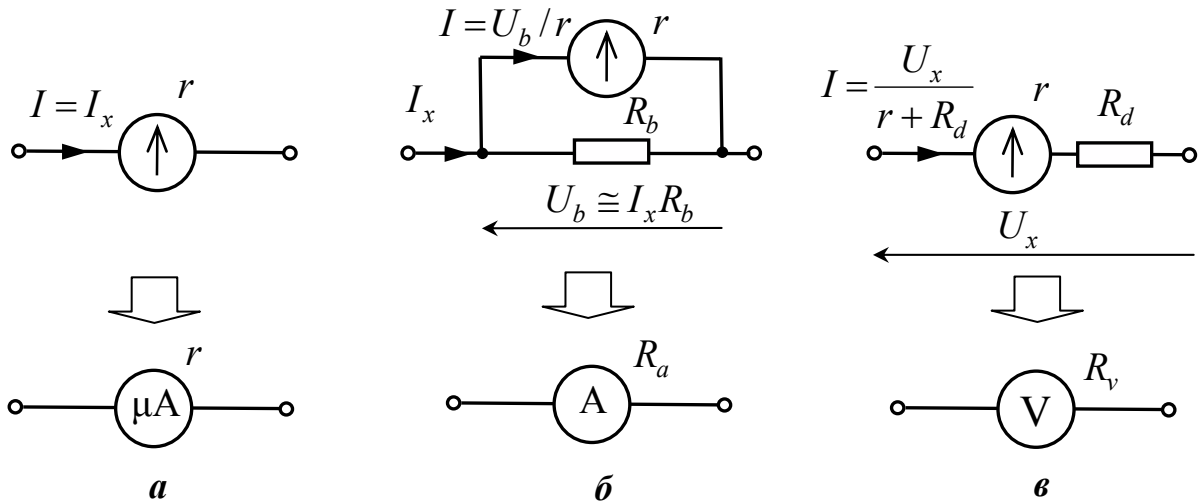
Магнітоелектричні гальванометри широко застосовувались у минулому, як найголовніші прилади для вимірювань із високою точністю. Нині, особливо завдяки розробці малощумних підсилювачів, магнітоелектричні гальванометри замінюються електронними гальванометрами, які мають такі ж, а то й кращі характеристики чутливості.

Магнітоелектричний пристрій може використовуватися як мікроамперметр без будь-яких додаткових елементів (рис. 3.3а). Коли магнітоелектричний пристрій підключений паралельно з іншим резистором  $R_b$ , який називається шунтом, при умові  $r \gg R_b$  отримуємо амперметр (рис. 3.3б) тому, що струм у пристрої  $I = U_b / r \cong (R_b / r) I_x$  пропорційний вимірюваному струму  $I_x$ . Опір амперметра при цьому дорівнює  $R_a = rR_b / (r + R_b)$ . Якщо послідовно з магнітоелектричним пристроєм увімкнути додатковий резистор  $R_d$ , то отримуємо вольтметр (рис. 3.3в), так як струм  $I$  в пристрої прямо пропорційна напрузі  $U_x$ . Опір вольтметра при цьому дорівнює  $R_v = r + R_d$ .

Магнітоелектричні амперметри застосовують при прямих вимірюваннях постійного струму шляхом їх увімкнення безпосередньо в коло із струмом, який вимірюється. На рис. 3.4а умовно приведене електричне коло, в якому

слід виміряти струм. Коло містить джерело напруги з електрорушійною силою (ЕРС)  $E$  і внутрішнім опором  $R_0$  та навантаження  $R_l$ . Струм у колі  $I_l$ , який підлягає вимірюванню, дорівнює

$$I_l = \frac{E}{R_0 + R_l}. \quad (3.3)$$

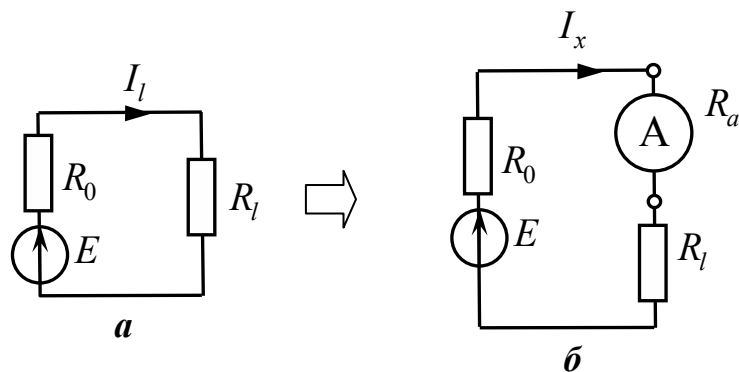


**Рис. 3.3 – Магнітоелектричні мікроамперметр (а), амперметр (б) та вольтметр (в)**

Увімкнення амперметра (рис. 3.4б) змінює електричний режим роботи кола, струм у колі при цьому буде дорівнювати

$$I_x = \frac{E}{R_0 + R_l + R_a}. \quad (3.4)$$

Саме цей струм  $I_x$  буде вимірюватись амперметром. Таким чином, увімкнення амперметра призводить до методичної похибки вимірювання.



*a* – коло до увімкнення амперметра; *б* – після увімкнення

**Рис. 3.4 – Вимірювання струму амперметром**

Відносна методична похибку дорівнює

$$\delta_i = \frac{I_l - I_x}{I_l} = -\frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_a} + \frac{R_l}{R_a}}. \quad (3.5)$$

Як видно із (3.5), значенням  $\delta_i$  можна буде знехтувати тільки тоді, коли  $R_a \ll R_0$  і  $R_a \ll R_l$ , тобто, тільки тоді, коли опір амперметра буде нехтовно малий порівняно з опором кола, в який його увімкнено.

Похибка  $\delta_i$  носить систематичний характер, проте, вилучення цієї похибки із результату вимірювання утруднене, оскільки необхідно знати не тільки значення  $R_l$ , а також  $R_0$ .

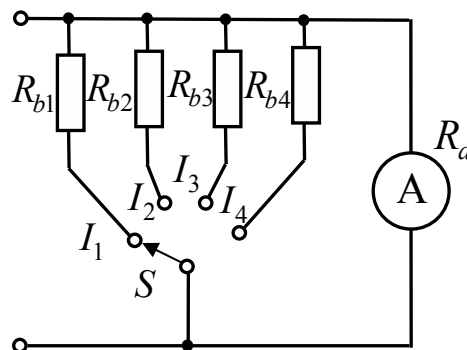
Для розширення верхньої границі вимірювання магнітоелектричного амперметра із струмом повного відхилення вказівника  $I_{\max}$  застосовують масштабні перетворювачі – шунти, які вмикають паралельно із  $R_a$ . При заданому коефіцієнті розширення

$$M = \frac{I'_{\max}}{I_{\max}}, \quad (3.6)$$

де  $I'_{\max}$  – струм повного відхилення вказівника амперметра з шунтом, опір шунта може бути обраний за допомогою співвідношення

$$R_b = R_a / (M - 1). \quad (3.7)$$

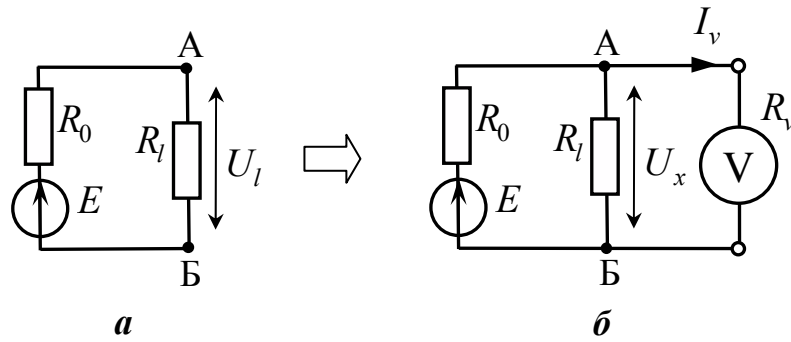
У багатодіапазонних амперметрах для переміни діапазонів вимірювання застосовують декілька шунтування або універсальний шунт з кількома виводами, тоді прилад має декілька вхідних затискачів або перемикач діапазонів для відповідної комутації шунтів, наприклад, як це показано на рис.3.5.



**Рис. 3.5 – Багатодіапазонний амперметр**

Зазвичай амперметри характеризуються падінням напруги при струмі повного відхилення в певному діапазоні вимірювання. За цими даними можна обчислити опір амперметра в певному діапазоні вимірювання. Що стосується орієнтирних опорів амперметрів, то вони такі: для мікроамперметрів можуть становити кілька кілоом, для міліамперметрів – кілька сотень ом, для амперметрів (із струмом повного відхилення близько 10 А) – десятки міліом.

Магнітоелектричні вольтметри підключаються до тих точок електричного кола (А-Б на рис. 3.6а), між якими необхідно виміряти напругу. Підключення вольтметра (рис. 3.6б) теж змінює електричний режим роботи кола.



*а* – коло до увімкнення вольтметра; *б* – після увімкнення  
**Рис. 3.6 – Вимірювання напруги вольтметром**

Із рис.3.5б видно, що через вольтметр протікає струм  $I_v = U_x / R_v$ , під дією якого стрілка приладу відхиляється на кут

$$\alpha = \frac{Bsn}{k} I_v = \frac{Bsn}{kR_v} U_x = S_u U_x, \quad (3.8)$$

де  $S_U = \frac{Bsn}{kR_v}$  – чутливість магнітоелектричного вольтметра за напругою.

Виконаємо оцінку систематичної похибки, яка виникає в результаті підключення вольтметра, за формулою

$$\delta_v = \frac{U_l - U_x}{U_l}, \quad (3.9)$$

де  $U_l = \frac{ER_l}{R_0 + R_l}$  – напруга на навантаженні  $R_l$ , яка підлягає вимірюванню за допомогою вольтметра, тобто до його підключення (рис. 3.6а);  $E$  – ЕРС джерела напруги;  $R_0$  – його внутрішній;  $U_x$  – напруга на навантаженні після підключення вольтметра згідно рис. 3.6б (яка насправді вимірюється).

Враховуючи шунтування навантаження  $R_l$ , яку здійснює внутрішній опір вольтметра  $R_v$ , неважко отримати, що

$$\delta_v = -\frac{1}{1 + \frac{R_v}{R_0} + \frac{R_v}{R_l}}. \quad (3.10)$$

Як видно з (3.10), значенням  $\delta_v$  можна знехтувати тільки в тому випадку, коли  $R_v \gg R_0$  та  $R_v \gg R_l$ . Таким чином, опір вольтметра повинен бути значно більше опору тієї ділянки схеми, до якої він підключається. Вилучення цієї систематичної похибки із результату вимірювання утруднене, оскільки необхідно знати не тільки значення  $R_l$ , а також  $R_0$ .

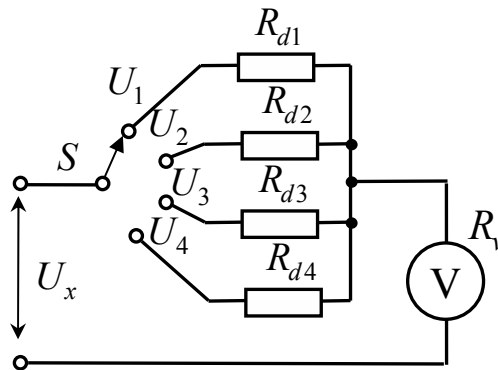
Для розширення верхньої границі вимірювання магнітоелектричного вольтметра з напругою повного відхилення  $U_{\max}$  застосовують масштабні перетворювачі – додаткові опори  $R_d$ , які вмикають послідовно із  $R_v$ . При заданому коефіцієнті розширення

$$N = \frac{U'_{\max}}{U_{\max}}, \quad (3.11)$$

де  $U'_{\max}$  – напруга повного відхилення вольтметра з додатковим опором, опір додаткового резистора може бути обраний за допомогою співвідношення

$$R_d = R_v(N - 1). \quad (3.12)$$

В багатодіапазонних вольтметрах для переміни діапазонів вимірювання застосовують декілька додаткових резисторів, а прилад має кілька вхідних затискачів або перемикач діапазонів для відповідної комутації, наприклад, так як це показана на рис.3.7.



**Рис. 3.7 – Багатодіапазонний вольтметр**

У відповідності до (3.12) можна записати для додаткових опорів  $R_{ds}$  ( $s = 1, 2, 3, 4$ ):

$$R_{ds} = R_v(N_s - 1) = R_v \left( \frac{U_s}{U_{\max}} - 1 \right) = \frac{U_s}{I_{\max}} - R_v, \quad (3.13)$$

де  $U_s$  – граничне значення напруги  $s$ -го діапазону ( $s = 1, 2, 3, 4$ );  $I_{\max} = U_{\max} / R_v$  – струм вольтметра при напрузі повного відхилення  $U_{\max}$ .

Опори щитових вольтметрів (конструкція яких дозволяє закріплювати їх на диспетчерських щитах, пультах керування, контролю і т.п.) складають кілька сотень ом на 1 В; лабораторних – близько 1 кОм на 1 В; спеціальних – 100 кОм на 1 В.

Додаткові резистори та шунти виготовляються із спеціального сплаву – манганіну, який характеризується малим змінюванням електричного опору в діапазоні кімнатних температур.

Клас точності магнітоелектричних щитових амперметрів та вольтметрів знаходиться в межах 0,5 – 5. Клас точності переносних магнітоелектричних амперметрів та вольтметрів, як правило, вище і знаходиться в межах 0,05 – 0,5.

Електромеханічний вимірювальний прилад, у якого протидіючий крутний момент здійснюється так само як і крутний, називається логометром. Рухома частина магнітоелектричного логометра утворена двома скріпленими під кутом рамками, струми до яких підводяться через непружні стрічки (рис. 3.8). На відміну від типового магнітоелектричного пристрою, магнітне поле, в якому обертаються котушки 1 і 2, є суттєво нерівномірним. Це досягається за рахунок

еліпсоїдальної форми осердя, що забезпечує функціональну залежність крутних моментів  $M_1$  і  $M_2$  від кута повороту  $\alpha$ . При однакових параметрах котушок ( $s$  і  $n$ ) згідно (3.1) можна записати

$$M_1 = B_1(\alpha)snI_1, \quad M_2 = B_2(\alpha)snI_2. \quad (3.14)$$

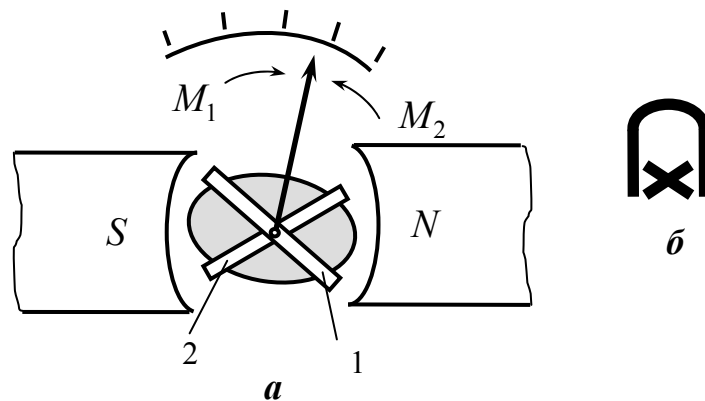
Знаходячись в полі постійного магніту, рамки прагнуть повернутися у напрямку дії більшого крутного моменту. При цьому крутний момент однієї рамки зростає, в той час як крутний момент другої рамки зменшується, і рухома частина відхиляється до тих пір, поки моменти не зрівняються. Цій рівновазі буде відповідати рівність

$$B_1(\alpha)I_1 = B_2(\alpha)I_2, \quad (3.15)$$

звідки

$$\alpha = f(I_1 / I_2), \quad (3.16)$$

Таким чином, показання магнітоелектричного логометра визначається відношенням струмів  $I_1$  і  $I_2$ . Це легко трансформується за допомогою додаткових опорів у відношення напруг  $U_1$  і  $U_2$ .



*a* – конструкція; *б* – маркування

**Рис. 3.8 – Магнітоелектричний логометр**

Магнітоелектричні логометри застосовуються в аналогових омметрах та мегомметрах.

Для вимірювання змінного струму в коло магнітоелектричного пристрою вмикається випрямляч, розміщений в корпусі самого пристрою. На рис. 3.8 приведені схеми з'єднань магнітоелектричних спрямляючих амперметрів та маркування магнітоелектричних спрямляючих приладів. Схеми з'єднань спрямляючих вольтметрів відрізняються від наведених на рис. 3.9а та рис. 3.9б наявністю додаткових резисторів.

При дії змінного струму миттєве значення крутного моменту, що діє на рухома частину магнітоелектричного пристрою, дорівнює

$$M(t) = Bsn|i_x(t)|, \quad (3.17)$$

де  $i_x(t)$  – миттєве значення струму.

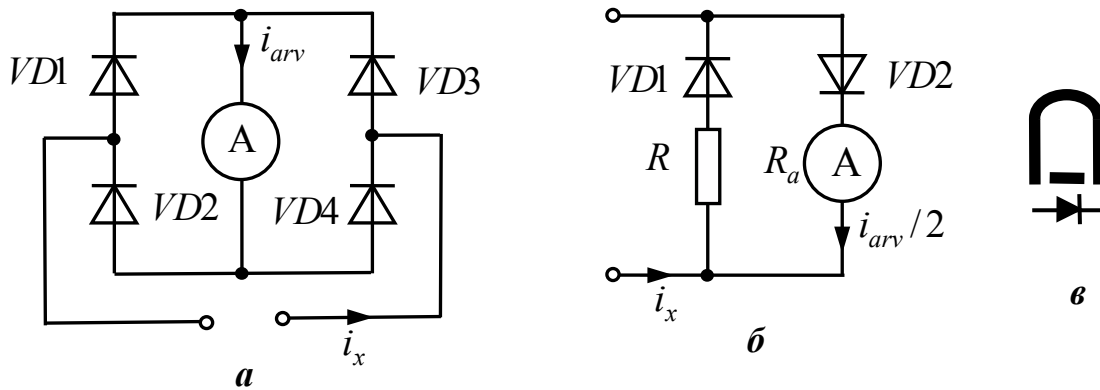
Через інерційність рухомої частини, кут її повороту буде визначатися середнім значенням крутного моменту. При дії гармонійного струму



$i_x(t) = I_m \cos(\omega t)$  для двонапівперіодного спрямлення (рис. 3.7а) середнє значення крутного моменту буде дорівнювати

$$\overline{M} = \frac{1}{T} \int_0^T M(t) dt = Bsn \frac{1}{T} \int_0^T |i_x(t)| dt = Bsn i_{arv}, \quad (3.18)$$

де  $i_{arv} = 2I_m / \pi$  – середньоспрямлене значення гармонійного струму.



*a*, *б* – схеми з'єднань; *в* – маркування

**Рис. 3.9 – Магнітоелектричний спрямляючий прилад**

Схема на рис. 3.9а потребує ідентичності характеристик чотирьох діодів і спеціальної схеми термокомпенсації, тому в практичних схемах випрямлячів два діоди (наприклад, *VD3* і *VD4*) замінюють резисторами, хоча це і знижує чутливість.

В амперметрі з однонапівперіодним випрямлячем (рис. 3.9б) через магнітоелектричний пристрій *A* протікає струм тільки на протязі півперіоду. На протязі другого півперіоду пристрій шунтується послідовним з'єднанням діоду *VD2* та резистора *R*. При  $R=R_a$  опір вимірювального кола для обох напівперіодів однаковий. При однонапівперіодному спрямленні середнє значення крутного моменту дорівнює  $\overline{M} = 0,5Bsn i_{arv}$ , звідси, і чутливість такої схеми за струмом в два рази менша попередньої. Проте, достоїнствами однонапівперіодного спрямлення порівняно з двонапівперіодним є те, що на діодах цієї схеми діє більша напруга, що зменшує початкову нелінійну ділянку амперметра, тому цій схемі віддають перевагу при вимірюванні малих струмів.

Магнітоелектричні спрямляючі прилади градуують у значеннях середнього квадратичного гармонійного струму чи напруги, які зв'язані із відповідними середньоспрямленими значеннями наступним чином

$$x_{rms} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} x_{arv} \approx 1,11 x_{arv}, \quad (3.19)$$

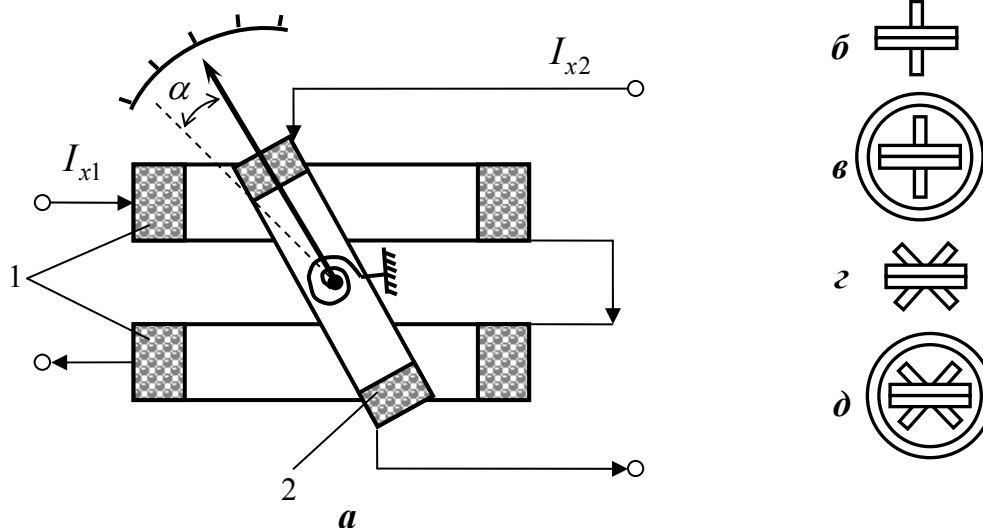
де  $x_{rms}$  і  $x_{arv}$  – відповідно середнє квадратичне та середньоспрямлене значення напруги чи струму.

Достоїнствами спрямляючих приладів магнітоелектричної системи є висока чутливість, мале енергоспоживання и можливість вимірювання в широкому діапазоні частот. Частотний діапазон визначається частотними властивостями діодів. Використання точкових кремнієвих діодів забезпечує

вимірювання змінних струмів і напруг на частотах від 25 Гц до 100 кГц. Основними джерелами невизначеності є змінювання параметрів діодів в результаті старіння, вплив температури оточуючого середовища. Слід пам'ятати, що при застосуванні спрямляючого приладу магнітоелектричної системи в колах змінного негармонійного струму показання не будуть відповідати дійсності.

### 3.2 Електродинамічні прилади

Принцип дії електродинамічного пристрою ґрунтується на взаємодії магнітних полів нерухомої та рухомої котушок із струмами, в результаті чого утворюється крутний момент. Конструктивно нерухома котушка 1 складається з двох рознесених секцій (рис. 3.10а).



*a* – конструкція; *б* – маркування електродинамічного пристрою; *в* – феродинамічного; *г* – електродинамічного логометра; *д* – феродинамічного логометра

**Рис. 3.10 – Електродинамічний вимірювальний пристрій**

При протіканні в котушках 1 і 2 відповідно постійного струму  $I_{x1}$  і  $I_{x2}$  крутний момент дорівнює

$$M = c I_{x1} I_{x2}, \quad (3.20)$$

де  $c$  – коефіцієнт пропорційності.

Коефіцієнт  $c$ , як правило, не є постійним, оскільки залежить від взаємної індуктивності котушок, а саме від кількості їх витків, форм та відносного розташування. Однак, при ретельному проектуванні та розміщенні котушок магнітне поле можна вважати постійним і радіальним в області рухомої котушки. При цих умовах  $c$  є практично постійним.

З (3.20) видно, що при одноразовій зміні напрямку струмів  $I_{x1}$  і  $I_{x2}$  напрям  $M$  не перемінюється. Тому електродинамічний пристрій може застосовуватись для вимірювання в колах як постійного, так і змінного струму. У випадку змінного струму

$$M = cI_{rms1}I_{rms2} \cos \varphi, \quad (3.21)$$

де  $I_{rms1}$  і  $I_{rms2}$  – середньоквадратичні значення струмів  $I_{x1}$  і  $I_{x2}$ ;  $\varphi$  – фазовий зсув між ними.

Із умови рівноваги  $M = M_c = k\alpha$ , отримуємо рівняння шкали пристрою

$$\alpha = \frac{c}{k} I_{rms1} I_{rms2} \cos \varphi. \quad (3.22)$$

Важливою властивістю електродинамічних пристроїв є фазочутливість. Це обумовило їх застосування не тільки в амперметрах та вольтметрах, а також в ватметрах, варметрах та фазометрах.

Недоліками електродинамічних приладів є невисока чутливість, порівняно велике власне енергоспоживання, нерівномірність шкали, чутливість до перевантажень, залежність показань від впливу зовнішніх магнітних полів. Останнє обумовлене тим, що власне магнітне поле слабе, тому приймаються спеціальні засоби для зменшення впливу зовнішніх магнітних полів шляхом екранування та астазування.

Екранування полягає в тому, що електродинамічний пристрій розміщується в магнітному екрані з електротехнічної сталі. Екран може мати навіть дві і більше оболонки.

Астазування передбачає розміщення на вісі двох однакових котушок, діючи на які, зовнішнє магнітне поле визиває крутні моменти у взаємно протилежних напрямках, що врівноважує рухому частину пристрою. Відповідно такі прилади називаються астатичними.

В електродинамічних амперметрах і вольтметрах рухома і нерухома котушки можуть вмикатися як послідовно, так і паралельно. Діапазон вимірювань електродинамічних амперметрів складає від десятих долів ампера до кількох кілоампер, вольтметрів – від десятків до кілька сотень вольт. Раніше такі прилади були самими точними для вимірювань в колах змінного струму в діапазоні частот до 5 кГц з класом точності в межах 0,2 – 2,5. Натепер для точних вимірювань їх замінюють цифровими приладами.

При вимірюванні активної потужності  $P_l$ , яка вживається навантаженням  $\dot{Z}_l$ , нерухома котушка електродинамічного ватметра включається послідовно із навантаженням, а рухома котушка разом з додатковим опором утворює паралельну ланку, яка може вмикатися як паралельно  $\dot{Z}_l$ , так і паралельно джерелу (як це помічено на рис. 3.11 літерами А і Б).

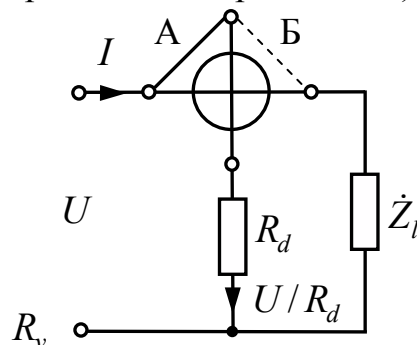


Рис. 3.11 – Схеми увімкнення електродинамічного ватметра

Для обох схем повинно виконуватись  $R_d \gg |\dot{Z}_l|$ , тому можна вважати, що у формулі (3.21)  $I_{rms1} = I_{rms}$ , а  $I_{rms2} = U_{rms} / R_d$ , тоді

$$M = c I_{rms} U_{rms} \cos \varphi = c P_x, \quad (3.23)$$

де  $P_x$  – виміряна активна потужність.

Обом схемам увімкнення ватметра притаманна методична похибка за рахунок вживання ватметром потужності у декілька вольт-ампер. Завжди виміряна потужність більша  $P_x > P_l$ .

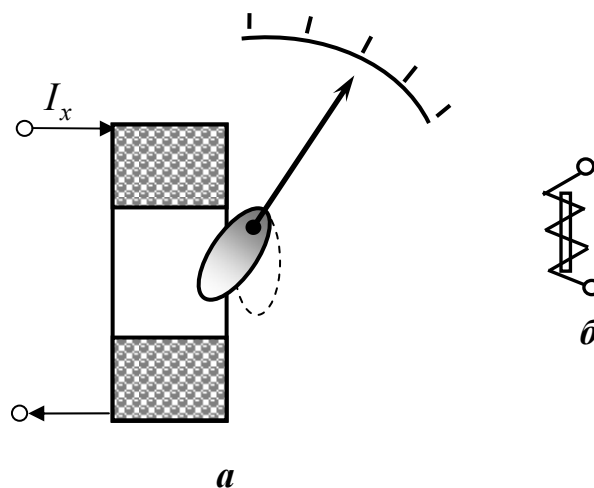
Лабораторні електродинамічні ватметри для вимірювання активної потужності в однофазних електричних колах постійного і змінного струму промислової частоти мають класи точності від 0,1 до 0,5.

У феродинамічних приладах нерухома котушка розташована на осерді з феромагнітного матеріалу. Завдяки цьому зростає чутливість та зменшується вплив зовнішніх полів, але в більшій мірі проявляються нелінійні ефекти, що знижує точність вимірювання.

Рухомі частини електродинамічних та феродинамічних логометрів утворені двома скріпленими під кутом рамками, струми до яких підводяться через непружні стрічки. На основі таких логометрів будують фазометри для кіл промислової частоти.

### 3.3 Електромагнітні прилади

В електромагнітному пристрої крутний момент здійснюється в результаті взаємодії магнітного поля котушки, в обмотці якого тече вимірюваний струм  $I_x$ , з феромагнітним осердям, який утворює рухома частину механізму (рис. 3.12).



*a* – конструкція; *б* – маркування

**Рис. 3.12 – Електромагнітний вимірювальний пристрій**

Рівняння шкали електромагнітного пристрою є

$$\alpha = \frac{I_x^2}{2k} \cdot \frac{dL}{d\alpha}, \quad (3.24)$$

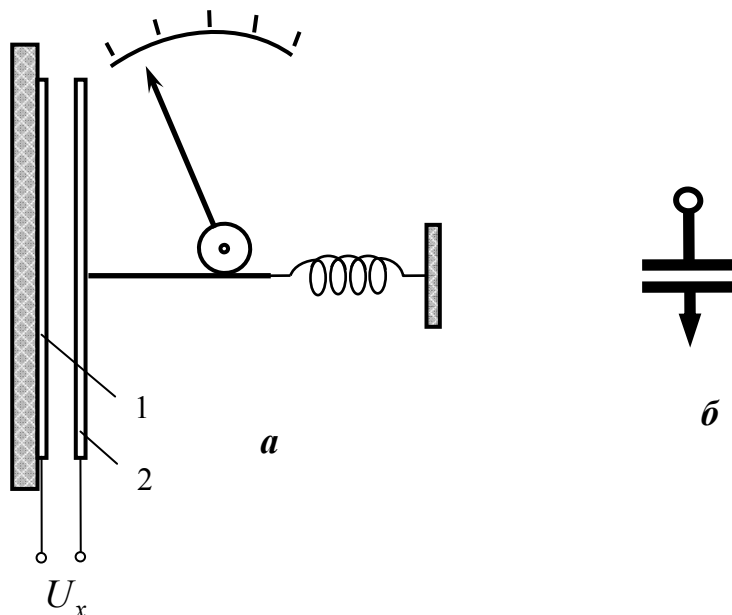
де  $L$  – індуктивність котушки з осердям.

Вираз (3.24) свідчить про те, що електромагнітні прилади можуть застосовуватись для вимірювання в колах постійного і змінного струму. Шкала є квадратичною, але вибором характеру змінювання  $dL/d\alpha$  можлива лінеаризація.

Достоїнствами вимірювальних приладів даної системи є також простота конструкції, великий діапазон вимірювання струму при прямому увімкненні, висока перевантажувальна здатність, надійність в експлуатації. Недоліки: низька точність, значне енергоспоживання (0,1 – 1 ВА), мала чутливість, схильність до впливу зовнішніх магнітних полів, нерівномірність шкали, обмежений частотний діапазон (~150 Гц). Внаслідок перерахованих властивостей, електромагнітні прилади отримали широке застосування в вигляді щитових. Верхня межа вимірювань електромагнітних амперметрів при безпосередньому увімкненні складає 200–300 А, нижня 6–8 А. Шунти в електромагнітних амперметрах не використовують. Верхня межа вимірювань електромагнітних вольтметрів при безпосередньому підключенні складає 500–600 В, нижня – близько 1 В.

### 3.4 Електростатичні вольтметри

Принцип дії електростатичного пристрою ґрунтується на взаємодії двох заряджених провідникових пластин (1 і 2 на рис. 3.13), одна із яких є рухомою. Якщо на пластини подати вимірювану напругу  $U_x$ , то вони заряджаються протилежними за знаком зарядами, і під дією електростатичної сили пластина 2 притягується до нерухомої пластини 1.



*a* – конструкція; *б* – маркування

**Рис. 3.13 – Електростатичний вимірювальний пристрій**

Рівняння шкали електростатичного пристрою є

$$\alpha = \frac{U_x^2}{2k} \cdot \frac{dC}{d\alpha}, \quad (3.25)$$

де  $C$  – ємність системи заряджених провідників.

Рівняння (3.25) свідчить про те, що електростатичні пристрої можуть використовуватись для вимірювання в колах як постійного, так и змінного струму. На їх основі будують тільки вольтметри.

Достоїнствами електростатичних вольтметрів є: відсутність вживання потужності при вимірюванні постійної напруги і дуже мала вживана потужність при вимірюванні змінної напруги; здатність вимірювати дуже високу напругу в колах змінного струму без застосування вимірювальних трансформаторів; широкий діапазон робочих частот (від 0 до 40 МГц); на показання практично не впливає змінювання температури оточуючого середовища і зовнішні магнітні поля. Електростатичні вольтметри мають надзвичайно великий вхідний імпеданс (при вимірюванні постійної напруги він нескінченний). Все це дозволяє застосовувати вольтметри електростатичної системи для вимірювання напруг від декількох десятків вольт до декількох десятків кіловольт.

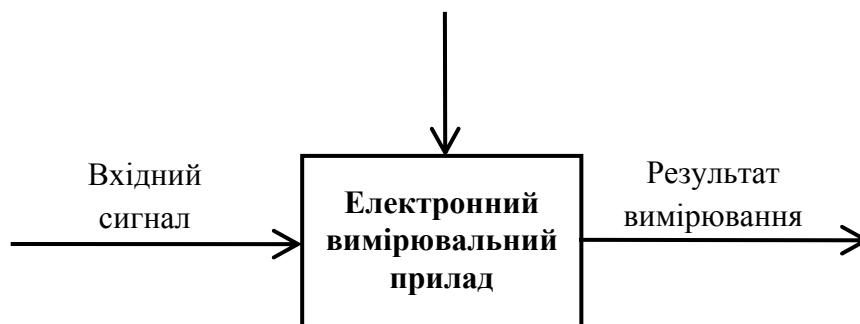
На показання електростатичних приладів впливають зовнішні електричні поля, тому необхідним є електростатичне екранування.

### 3.5 Контрольні питання

1. Назвіть переваги електромеханічних вимірювальних приладів перед цифровими вимірювальними приладами.
2. Поясніть принцип дії електромеханічних вимірювальних приладів.
3. Назвіть недоліки електромеханічних вимірювальних приладів.
4. Розкрийте принцип дії магнітоелектричного вимірювального пристрою.
5. Поясніть яким шляхом можна підвищити чутливість магнітоелектричного пристрою.
6. Наведіть схеми застосувань магнітоелектричних амперметрів для прямих вимірювання постійного струму.
7. Поясніть як можна розширити верхню границю вимірювання магнітоелектричного амперметра.
8. Наведіть клас точності магнітоелектричних амперметрів та вольтметрів.
9. Поясніть принцип дії логометру.
10. Назвіть приклади застосування магнітоелектричних амперметрів.
11. Поясніть принцип дії електродинамічного пристрою.
12. Перерахуйте недоліки електродинамічних приладів.
13. Які прилади називають астатичними?
14. Розкрийте принцип дії електромагнітного пристрою.
15. Які недоліки мають електромагнітні пристрої?
16. Поясніть принцип дії електростатичного пристрою.

## 4 АНАЛОГОВІ ЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ

Електронні вимірювальні прилади обробляють вхідний сигнал за допомогою напівпровідникових пристроїв для отримання вимірювальної інформації. Електронний прилад може бути умовно представлений як пристрій з трьома портами, як це показано на рис. 4.1.



**Рис. 4.1 – Функціональна схема електронного вимірювального приладу**

Порт вхідного сигналу – вхідний порт, який характеризується високим опором, завдяки чому, джерело сигналу має дуже мале навантаження. Порт результату вимірювання – вихідний порт, який поставляє результат вимірювання (в аналоговій чи цифровій формі, в залежності від способу обробки вхідного сигналу) спільно із потужністю, яка необхідна для функціонування пристрою, який використовується для відображення результату вимірювання. Порт живлення – це вхідний порт для постачання електричної потужності, що необхідна для функціонування внутрішніх пристроїв вимірювального приладу та показчика результату вимірювання.

Ознакою електронного вимірювального приладу є те, що він потребує зовнішнього джерела живлення. Хоча це може бути недоліком, особливо для портативних приладів. Але головним є те, що при цьому енергія, яка необхідна для процесу вимірювання, не споживається з джерела сигналу.

Сучасні електронні вимірювальні прилади забезпечують високі показники якості вимірювань. Зокрема, вони більш точні, ніж найточніші електромеханічні прилади. Крім того, не потребують широкого застосування точної механіки, вони наразі дешевші, ніж електромеханічні прилади і поволі, але безупинно замінюють їх практично у всіх прикладеннях.

Залежно від способу обробки вхідного сигналу, електронні прилади поділяються на аналогові та цифрові. В аналогових приладах результат вимірювання досягається шляхом аналогової, безперервної обробки вхідного сигналу. Результат вимірювання може відобразитися як у аналоговій формі за допомогою, наприклад, електромеханічного пристрою, так і в цифровій формі шляхом перетворення аналогового вихідного сигналу у цифрову форму.

У цифрових приладах результат вимірювання отримується шляхом цифрової обробки вхідного сигналу. Результат вимірювання, зазвичай, відображається у цифровій формі.

## 4.1 Вимірювані параметри сигналів

Електричний сигнал при вимірюванні піддається, зазвичай, певній аналоговій обробці. Зокрема, технології підсилення все ще є аналоговими і відіграють важливу роль у обробці сигналів. Навіть в цифрових вимірювальних приладах перед аналого-цифровим перетворенням сигналу первинного перетворювача – сенсора, як правило, він потребує попереднього посилення. Інформація про вимірюваний об'єкт, який діє на сенсор, може міститися у рівні сигналу чи його частоті, фазі, тощо. В електронних аналогових приладах найчастіше застосовуються показники магнітоелектричної системи, як найбільш чутливі серед всіх електромеханічних показників, тому для сигналу змінного струму є необхідним його перетворення в постійний струм. Крім того, для поліпшення якості сигналу застосовується частотна фільтрація, інтегрування, диференціювання, логарифмічне чи експоненціальне перетворення, тощо.

Сигнал постійного струму описується одним параметром – його значенням. Повну інформацію про електричний сигнал змінного струму  $x(t)$ , де  $x$  – напруга чи струм, надають його миттєві значення

$$x^* = x(t^*), \quad (4.1)$$

тобто значення напруги чи струму в заданий момент часу  $t^*$ . Миттєві значення можуть бути отримані за допомогою осцилографу. Амперметрами та вольтметрами вимірюють прямо або непрямо декотрі параметри сигналів. Нижче приведені визначення найчастіше вживаних параметрів напруги чи струму електричних аналогових сигналів та відповідні математичні вирази для них.

*Максимальне значення сигналу* – найбільше миттєве значення сигналу на протязі його тривалості  $T$

$$x_{\max} = \max_{t \in T} x(t). \quad (4.2)$$

*Мінімальне значення сигналу* – найменше миттєве значення сигналу на протязі його тривалості  $T$

$$x_{\min} = \min_{t \in T} x(t). \quad (4.3)$$

*Сталий складник сигналу* (англ. direct current mean, DC) – середнє значення сигналу в межах його тривалості  $T$

$$\bar{x} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt. \quad (4.4)$$

*Змінний складник сигналу* (англ. alternating current, AC) – різниця між значенням сигналу та його постійної складової

$$x_{ac}(t) = x(t) - \bar{x}. \quad (4.5)$$

*Пікове відхилення «вгору»* (англ. peak value up) – найбільше миттєве значення змінної складової сигналу в межах його тривалості

$$x_{p \max} = \max_{t \in T} x_{ac}(t). \quad (4.6)$$



*Пікове відхилення «униз»* (англ. peak value down) – найменше миттєве значення змінної складової сигналу в межах його тривалості

$$x_{p \min} = \min_{t \in T} x_{ac}(t). \quad (4.7)$$

*Розмах сигналу* (англ. peak-to-peak) – різниця між максимальним і мінімальним значеннями сигналу в межах його тривалості

$$x_{p-p} = x_{p \max} - x_{p \min}. \quad (4.8)$$

*Середньоспрямлене значення сигналу* (англ. average rectified value, ARV) – середнє значення модуля сигналу

$$x_{arv} = \overline{|x(t)|} = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)| dt. \quad (4.9)$$

*Середнє квадратичне (діюче, ефективне) значення сигналу* (англ. root mean square value, AC RMS) – корінь квадратний від середнього значення квадрата змінної складової сигналу

$$x_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x_{ac}^2(t) dt}. \quad (4.10)$$

Середнє квадратичне значення характеризує потужність змінного складника сигналу.

В технічній літературі та в маркуванні вимірювальних приладів зустрічається вираз «AC+DC RMS» – це значення, яке відповідає кореню квадратному від середнього квадрата сигналу

$$x_{ac+dc \ rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} = \sqrt{x_{rms}^2 + (\bar{x})^2}, \quad (4.14)$$

ця величина характеризує потужність як змінного, так і сталого складників сигналу.

Під амплітудою імпульсу, наприклад, прямокутної чи трикутної форми часто зуміють його розмах  $x_{p-p}$ .

Для гармонійного сигналу, миттєві значення якого змінюються за законом  $x(t) = a \cos(\omega t + \varphi)$ , під амплітудою  $a$  розуміють максимальне відхилення від нуля.

Для гармонійного сигналу справедливими є наступні рівняння

$$x_{p-p} = 2a, \quad \bar{x} = 0, \quad x_{arv} = \frac{2a}{\pi} = 0,637a, \quad x_{rms} = \frac{a}{\sqrt{2}} \cong 0,707a. \quad (4.15)$$

Змінні електрична напруга або сила струму з відомими характеристиками, які використовуються для вимірювання чи контролю параметрів радіотехнічних кіл, називаються *вимірювальним радіотехнічним сигналом* [1]. При цьому корисним є знання такого параметра сигналу, як *коефіцієнт форми* (англ. form factor), який чисельно дорівнює відношенню середнього квадратичного значення сигналу до середньоспрямленого

$$k_f = \frac{x_{rms}}{x_{arv}}. \quad (4.16)$$

Також важливим показником сигналу є *пік-фактор* (англ. crest factor), який дорівнює відношенню пікового значення сигналу до його середньоквадратичного значення:

$$k_c = \frac{x_p}{x_{rms}}. \quad (4.17)$$

В табл. 4.1 приведені середньоквадратичні, середньоспрямлені значення, відповідні коефіцієнти форми і пік-фактори деяких типових сигналів.

Інколи напругу подають у логарифмічному масштабі – в децибел-вольтах чи децибел-міліватах.

Децибел-вольт (дБВ, dBV) – це нормована до 1 В діюча напруга

$$u_{rms} [\text{dBV}] = 20 \lg \left( \frac{u_{rms}}{1 \text{ В}} \right). \quad (4.18)$$

Слід пам'ятати, що децибел-вольт є не відносною, а абсолютною одиницею вимірювання.

Децибел-міліват (дБм, dBm) – це одиниця рівня потужності відносно 1 мВт

$$u_{rms} [\text{dBm}] = 20 \lg \left( \frac{u_{rms}}{0,775 \text{ В}} \right). \quad (4.19)$$

Діюча напруга 0,775 В на стандартному опорі в 600 Ом виділяє потужність 1 мВт, тому діюча напруга 0,775 В відповідає рівню 0 дБм.

Аналіз сигналів у частотному просторі ґрунтується на перетворенні Фур'є:

$$\dot{X}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt; \quad (4.20)$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (4.21)$$

де  $\dot{X}(\omega) = |\dot{X}(\omega)| \exp[j\varphi(\omega)]$  – спектральна функція (спектральна густина комплексних амплітуд);  $|\dot{X}(\omega)|$  – амплітудний спектр;  $\varphi(\omega)$  – фазовий спектр сигналу.

Періодичні сигнали можуть бути представлені рядом Фур'є, тобто сумою гармонійних функцій або комплексних експонент із частотами, що утворюють арифметичну прогресію. Залежно від конкретної форми базисних функцій розрізняють, зокрема, наступні форми запису ряду Фур'є:

а) синусно-косинусна

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k\omega_1 t) + b_k \sin(k\omega_1 t)), \quad (4.22)$$

де  $\omega_1 = 2\pi/T$  – колова частота, яка відповідає періоду повторення сигналу  $T$ ;

$$k \text{ – номер гармоніки; } \quad \frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt; \quad a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos(k\omega_1 t) dt,$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \sin(k\omega_1 t) dt.$$

б) комплексна

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{C}_k \exp(-jk\omega_1 t), \quad (4.23)$$

$$\text{де } \dot{C}_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \exp(-jk\omega_1 t) dt = \frac{1}{2} a_k - j \frac{1}{2} b_k.$$

Одним із найбільш характерних спектрів має меандр – періодичний сигнал прямокутної форми, у якого тривалість імпульсу і паузи між імпульсами однакова, при одиничній амплітуді та при відліку часу від середини імпульсу:

$$x(t) = \frac{4}{\pi} \sin(\omega_1 t) - \frac{4}{3\pi} \sin(3\omega_1 t) + \frac{4}{5\pi} \sin(5\omega_1 t) - \dots \quad (4.24)$$

Тобто в спектрі меандру відсутні парні гармоніки, а амплітуди непарних гармонік зворотно пропорційні їх частоті з нульовим та  $180^\circ$  фазовим зсувом.

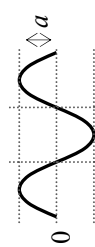
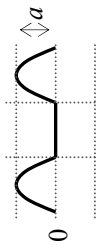
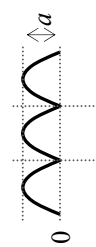
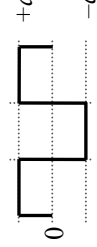
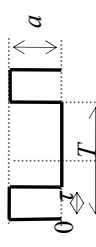
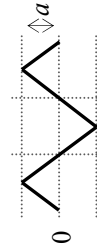
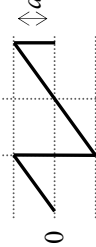
#### 4.2 Від’ємний зворотній зв’язок у перетворювачах сигналів

Зворотні зв’язки є ефективним засобом коригування характеристик вимірювальних перетворювачів.

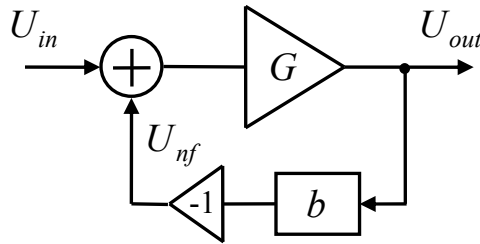
Колом зворотного зв’язку називають пристрій, за допомогою якого частину вихідної напруги чи струму передають на вхід перетворювача. Сигнал зворотного зв’язку може підсумовуватися з вхідним, або утворювати з ним різницю. В залежності від цього розрізняють додатний і від’ємний зворотний зв’язок (ВЗЗ).

Розглянемо на рис. 4.2 узагальнену схему вимірювального перетворювача, охопленого колом ВЗЗ. Тут подані наступні позначення:  $G$  – коефіцієнт передачі за напругою при розімкненому колі зворотного зв’язку;  $U_{nf}$  – напруга зворотного зв’язку;  $b = U_{nf} / U_{out}$  – коефіцієнт передачі кола ВЗЗ.

Табл. 4.1 – Параметри змінних сигналів

Сигнал	Вигляд	RMS	ARV	Коефіцієнт форми	Пік-фактор
Гармонійний		$\frac{a}{\sqrt{2}} \approx 0,707107a$	$\frac{2a}{\pi} \approx 0,636617a$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1,110721$	$\sqrt{2}$
Гармонійний після однопівперіодного спрямлення		$\frac{a}{2} = 0,5a$	$\frac{a}{\pi} \approx 0,31831a$	$\frac{\pi}{2} \approx 1,570796$	2
Гармонійний після двонапівперіодного спрямлення		$\frac{a}{\sqrt{2}}$	$\frac{2a}{\pi}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$	$\sqrt{2}$
Меандр		$a$	$a$	1	1
Періодична послідовність прямокутних імпульсів		$a\sqrt{D}$	$aD$	$\frac{1}{\sqrt{D}} = \sqrt{\frac{T}{\tau}}$	$\frac{1}{\sqrt{D}}$
Періодична послідовність симетричних трикутних імпульсів		$\frac{a}{\sqrt{3}} \approx 0,57735$	$\frac{a}{2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,1547$	$\sqrt{3}$
Періодична послідовність пілоподібних імпульсів		$\frac{a}{\sqrt{3}}$	$\frac{a}{2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{3}$
Білий гаусівський шум	Шумова «доріжка» $U(-1, 1)$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \approx 0,57735$	$\frac{1}{2} \approx 0,5$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,1547$	$\sqrt{3}$

де  $a$  – амплітуда (пікове відхилення);  $D = T / \tau$  – шпаруватість



**Рис. 4.2 – Структурна схема вимірювального перетворювача з колом ВЗЗ**

Вихідна напруга схеми  $U_{out}$  згідно з рис. 4.2 дорівнює:

$$U_{out} = (U_{in} + U_{nf})G = (U_{in} + bU_{out})G. \quad (4.25)$$

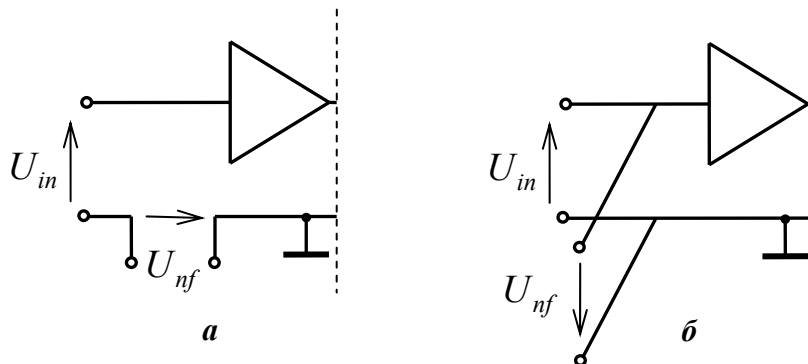
Тоді для загального коефіцієнта передачі розглянутої схеми можна записати

$$K = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{(U_{in} + bU_{out})G}{U_{in}} = (1 + bK)G, \quad (4.26)$$

звідки

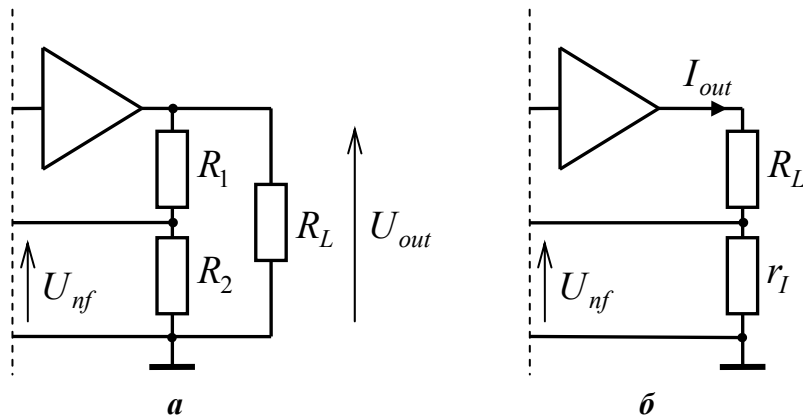
$$K = \frac{G}{1 + bG}. \quad (4.27)$$

За способом подачі на вхід перетворювача напруги зворотного зв'язку розрізняють послідовний і паралельний ВЗЗ. У першому випадку (рис. 4.3а) напруга зворотного зв'язку  $U_{nf}$  подається на вхід послідовно із вхідною напругою  $U_{in}$ , у другому (рис. 4.3б) – паралельно.



**Рис. 4.3 – Послідовний (а) і паралельний (б) зворотній зв'язок**

За способом отримання напруги зворотного зв'язку розрізняють ВЗЗ за напругою і струмом. У першому випадку (рис. 4.4а) напруга зворотного зв'язку  $U_{nf}$  пропорційна напрузі  $U_{out}$  на навантаженні  $R_L$ , у другому (рис.4.4б) – струму у навантаженні  $I_{out}$  (тут  $r_I$  – датчик струму, в найпростішому випадку це може бути резистор).



**Рис. 4.4 – Зворотний зв'язок за напругою (а) і струмом (б)**

Таким чином можна виділити 4 основних типи зворотного зв'язку:

- послідовний ВЗЗ за напругою;
- послідовний ВЗЗ за струмом;
- паралельний ВЗЗ за напругою;
- паралельний ВЗЗ за струмом.

Зворотні зв'язки можуть бути частотнозалежними і частотнонезалежними.

Кола зворотного зв'язку можуть містити як лінійні, так і нелінійні елементи. Це дозволяє змінювати властивості перетворювача тільки для заданих рівнів вхідного сигналу.

Розглянемо вплив ВЗЗ на основні параметри перетворювача. Згідно із (4.27) ВЗЗ знижує коефіцієнт передачі, так як  $(1 + bG) > 1$ . Величину  $(1 + bG)$  називають глибиною зворотного зв'язку (ГЗЗ).

При  $G \rightarrow \infty$  із (4.27) слідує, що  $K \rightarrow 1/b$ . Таким чином, коефіцієнт передачі  $K$  практично не залежить від коефіцієнта передачі при розімкнутому колі зворотного зв'язку  $G$  і визначається властивостями коефіцієнта передачі кола зворотного зв'язку  $b$ . В найпростішому випадку колом зворотного зв'язку може бути резистивним ділянком напруги, при цьому схема працює як лінійний масштабний перетворювач, коефіцієнт передачі (підсилення) якого визначається тільки коефіцієнтом передачі кола ВЗЗ. Якщо у якості зворотного зв'язку використовується частотнозалежне коло, наприклад RC-коло, то утворюється фільтр. Нарешті, увімкнення в коло ВЗЗ нелінійних елементів (діодів, транзисторів) дозволяє реалізувати нелінійне перетворення сигналів.

Встановимо залежність між відносною нестабільністю коефіцієнта передачі при розімкнутому колі зворотного зв'язку  $\delta G = \Delta G / G$  і відносною нестабільністю коефіцієнта передачі перетворювача із ВЗЗ  $\delta K = \Delta K / K$ . Для цього візьмемо похідну

$$\frac{dK}{dG} = \frac{d\left(\frac{G}{(1 + bG)}\right)}{dG} = \frac{K}{(1 + bG)G}. \quad (4.28)$$

Тепер перейдемо до прирощень

$$\frac{\Delta K}{\Delta G} = \frac{K}{(1 + bG)G}, \quad (4.29)$$

звідки

$$\delta K = \frac{\delta G}{(1 + bG)}. \quad (4.30)$$

Отже, відносні змінювання (нестабільність) коефіцієнта передачі перетворювача завдяки ВЗЗ зменшується в  $\Gamma^3$  раз.

На величину вхідного опору вимірювального перетворювача впливає спосіб подачі напруги зворотного зв'язку на вхід і не впливає спосіб її отримання.

При послідовному ВЗЗ на вході вимірювального перетворювача діє різниця напруг  $U_{in} - U_{ef}$  (рис. 4.3а), що призводить фактично до зменшення струму джерела сигналу, а це, в свою чергу, збільшує вхідний опір. Строгий аналіз свідчить про те, що послідовний ВЗЗ збільшує вхідний опір в  $\Gamma^3$  раз.

Введення кола паралельного ВЗЗ (рис. 4.3б) зменшує вхідний опір вимірювального перетворювача, так як збільшується струм, який відбирається від джерела вхідного сигналу. Це відбувається за рахунок струму, який протікає у колі ВЗЗ.

На величину вихідного опору вимірювального перетворювача впливає спосіб отримання напруги зворотного зв'язку і не впливає спосіб подачі її на вхід.

Строгий аналіз свідчить про те, що ВЗЗ за напругою зменшує вихідний перетворювача в  $\Gamma^3$  раз. Це пояснюється тим, що будь який ВЗЗ прагне підтримати незмінним значення того параметра, який використовується для отримання сигналу зворотного зв'язку. Тому ВЗЗ за напругою при дії зовнішніх збурень, зокрема змінюванні вихідного струму, прагне підтримати незмінним значення вихідної напруги. Це еквівалентно зменшенню вихідного опору.

Навпаки, введення кола ВЗЗ за струмом збільшує вихідний опір вимірювального перетворювача.

### 4.3 Підсилювачі сигналів

Нині основою елементної бази (свого роду «цеглинкою») у багатьох сферах схемотехніки, в тому числі і електронних аналогових вимірювальних приладів, є операційні підсилювачі (ОП, англ. operational amplifier – OpAmp). В історичні ретроспективі операційний підсилювач був у свій час побудований для виконання математичних операцій в аналогових обчислювальних машинах, вельми ефективних для рішення операторних рівнянь високих порядків, звідси і походить його назва. Нині ОП випускаються у вигляді інтегральних мікросхем (ІМС) і їх номенклатура нараховує сотні найменувань. За розмірами та вартістю ОП загального призначення практично не відрізняються від окремого транзистора. В той же час, перетворення сигналу схемою на основі ОП майже виключно визначається властивостями кіл зовнішнього зворотного зв'язку і характеризується високою стабільністю і відтворюваністю. Крім того, завдяки

практично ідеальним характеристикам ОП, реалізація функціональних схем на їх основі виявляється значно простішою, ніж на дискретних транзисторах. До того ж, різноманітні функціональні пристрої на основі ОП серійно виготовляються у вигляді ІМС, наприклад, такі як інструментальні підсилювачі, ізолюючі підсилювачі, компаратори, аналогові мультиплексори, логарифмуючі детектори, тощо.

Операційний підсилювач представляє собою підсилювач постійного струму з високим коефіцієнтом підсилення, диференціальним входом і малими значенням вхідних струмів подане спрощене умовне схемне позначення ОП.

Вхідний каскад ОП виконується у вигляді диференційного підсилювача (рис. 4.5а), так що в цілому ОП має два входи – неінвертуючий та інвертуючий (позначені на рис.4.5б відповідно знаками «+» і «-»). Цю назву входи ОП отримали завдяки тому, чи співпадає фаза вихідного сигналу з фазою вхідного сигналу чи зсунута на  $180^\circ$ .

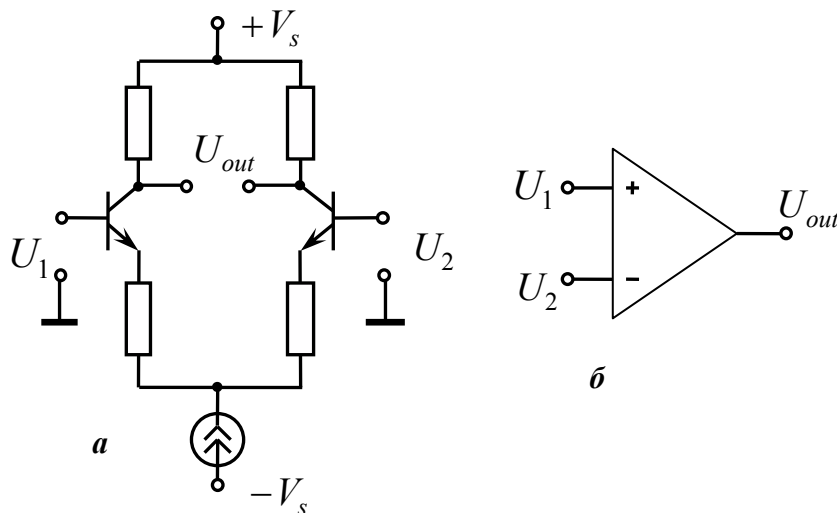
Вихідна напруга  $U_{out}$  знаходиться у фазі з різницею вхідних напруг коли віднімається напруга на інвертуючому вході  $U_2$  із напруги на неінвертуючому вході  $U_1$ :

$$U_{out} = G(U_1 - U_2), \quad (4.31)$$

де  $G$  – диференціальний коефіцієнт підсилення ОП за напругою.

Спринчинена завадою (наприклад, наведення в провідниках, змінювання напруги живлення, температури) зміна вхідних напруг  $\Delta U$ , в ідеалі однакова на обох входах ОП, при цьому вихідний сигнал знову ж таки дорівнює

$$U_{out} = G[(U_1 + \Delta U) - (U_2 - \Delta U)] = G(U_1 - U_2). \quad (4.32)$$



а – вхідний диференціальний каскад; б – умовне зображення

**Рис. 4.5 – Операційний підсилювач**

Важливим параметром ОП є коефіцієнт придушення синфазного сигналу (англ. common mode rejection ratio, CMRR)



$$CMRR = \frac{G}{G^+}, \quad (4.33)$$

де  $G^+$  – коефіцієнт підсилення синфазної напруги.

З урахуванням цього параметру вихідна напруга ОП дорівнює

$$U_{out} = G(U_1 - U_2) \left[ 1 + \frac{1}{CMRR} \frac{\Delta U}{(U_1 - U_2)} \right]. \quad (4.34)$$

Другий складник у квадратних дужках рівняння (4.32) описує похибку, яка обумовлена синфазною завадою.

Для забезпечення можливості роботи ОП як з додатними так і від'ємними вхідними сигналами, використовується, зазвичай, двополярна напруга живлення. Однополярне живлення використовується тоді, коли вхідний сигнал має тільки одну полярність. Коли ж вхідний сигнал може приймати як додатні так і від'ємні значення, а є вимога використання однополярного живлення, тоді схему на основі ОП проєктують так, щоб вона мала штучну нульову точку. Потенціал цієї точки розташовується приблизно між потенціалом додатного і від'ємного полюсів однополярного живлення. Вхідні і вихідні сигнали подаються і знімаються відносно штучної нульової точки.

Нарешті, дуже важлива обставина – операційний підсилювач в схемах обробки сигналів майже завжди охоплений від'ємним зворотнім зв'язком, властивості якого і визначають властивості схеми на основі ОП.

Для усвідомлення принципів дії схем на основі ОП і спрощення їх аналізу виявляється корисним поняття ідеального операційного підсилювача. Ідеальний операційний підсилювач має наступні властивості:

- нескінченно великий диференційний коефіцієнт підсилення за напругою ( $G = \infty$ );
- нескінченно великий вхідний опір;
- нульовий вихідний опір;
- необмежений частотний діапазон.

Виходячи із ідеальності операційного підсилювача можна сформулювати два простих правила аналізу схем на основі ОП:

- потенціали входів ОП однакові, це принцип віртуального замикання (на відміну від реального замикання струм між віртуально замкнутими точками не тече);
- входи ОП струм не вживають.

Ці правила використовуються тоді, коли:

- ОП знаходиться в активному режимі, тобто його входи і вихід не перевантажені;
- в схемі передбачений від'ємний зворотній зв'язок (ВЗЗ) за постійним струмом.

Розрізняють три основні схеми увімкнення ОП: інвертуюче, неінвертуюче і комбіноване.

На рис. 4.6 приведені схеми інвертуючих підсилювачів на основі ОП. Вихідні напруги перебувають у протифазі по відношенню до вхідних. У цих схемах реалізовано паралельний ВЗЗ за напругою.

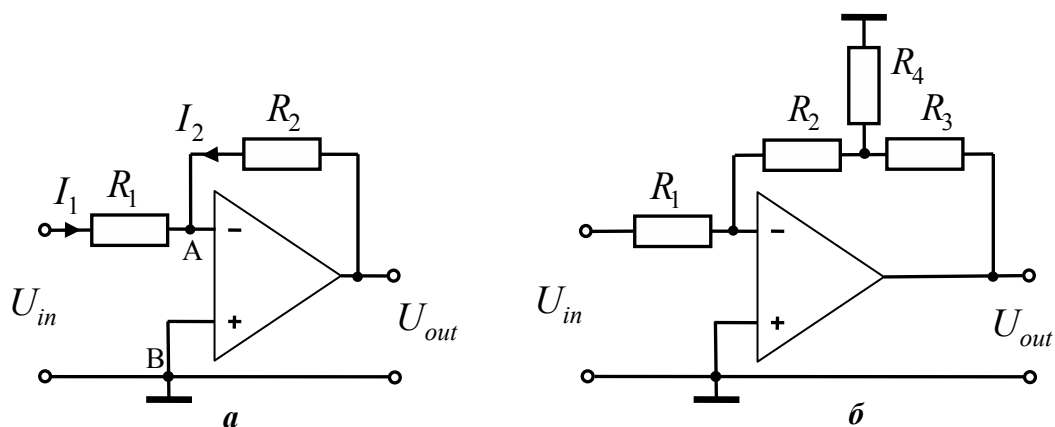


Рис. 4.6 – Інвертуючі підсилювачі на основі ОП

За першим правилом аналізу схеми на основі ОП (рис. 4.6a) слідує, що потенціал точки А дорівнює потенціалу точки В, тобто землі. Тоді падіння напруги на  $R_1$  дорівнює  $U_{in}$ , а падіння напруги на  $R_2$  дорівнює  $U_{out}$ . За другим правилом  $I_1 - I_2 = 0$ , звідки

$$\frac{U_{in}}{R_1} = -\frac{U_{out}}{R_2}, \quad (4.35)$$

або

$$K_u = \frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (4.36)$$

В залежності від відношення опорів  $R_1$  і  $R_2$  коефіцієнт підсилення може бути як більше одиниці, так і менше одиниці.

Знайдемо вхідний опір. Так як потенціал точки А дорівнює потенціалу землі, тоді вхідний струм схеми  $I_2 = U_{in} / R_1$ , а вхідний опір інвертуючого підсилювача

$$R_{sn} = R_1. \quad (4.37)$$

Так як ВЗЗ за напругою зменшує вихідний опір в глибину зворотного зв'язку  $(1 + Gb)$  раз, то для схеми на рис. 4.6a вихідний опір дорівнює

$$R_{out} \cong \frac{R_{out\,oa}}{1 + Gb}, \quad (4.38)$$

де  $R_{out\,oa}$  – вихідний опір ОП;  $b = R'_1 / (R'_1 + R_2)$  – коефіцієнт передачі кола ВЗЗ;  $R'_1 = (R_1 + R_s) \parallel R_{in\,oa}$ ;  $R_s$  – вихідний опір джерела сигналу;  $R_{in\,oa}$  – вхідний опір ОП.

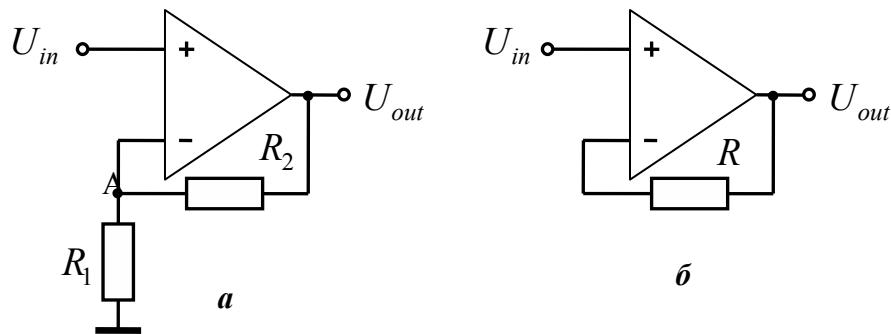
Якщо від схеми потребується високе підсилення, то згідно із (4.36) слід використовувати резистор  $R_1$  з низьким опором, або високоомний резистор  $R_2$ . В першому випадку  $R_{in} = R_1$  навантажує джерело вхідного сигналу, у другому – знижує стабільність коефіцієнта підсилення, так як знижується ГЗЗ. Задача успішно вирішується використанням в колі зворотного зв'язку чотирьохполюсника у вигляді Т-подібно увімкнутих резисторів (рис. 4.6б). Для

цієї схеми, обравши  $R_4$  порівняно малим, можна отримати дуже високий коефіцієнт підсилення

$$K_u = -\frac{R_2 + R_3 + R_2 R_3 / R_4}{R_1} \quad (4.39)$$

при достатньо високому входному опорі схеми.

При неінвертуючому увімкненні ОП вхідний сигнал подається на неінвертуючий вхід, а на інвертуючий вхід через дільник на резисторах  $R_1$  і  $R_2$  поступає сигнал з виходу підсилювача (рис. 4.7а). Схема реалізує послідовний ВЗЗ за напругою.



**Рис. 4.7 – Неінвертуючий підсилювач (а) та повторювач (б)**

За першим правилом аналізу:  $U_A = U_{in}$ . За другим – напруга в точці А дорівнює вихідній напрузі дільника на  $R_1$  і  $R_2$

$$U_A = U_{out} \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (4.40)$$

тоді, коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача дорівнює

$$K_u = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (4.41)$$

Вихідний сигнал підсилювача синфазний вхідному і коефіцієнт підсилення за напругою не може бути меншим одиниці.

Вхідний опір схеми в ідеалі нескінченний, проте, так як тут послідовний ВЗЗ, то

$$R_{in} = R_{in\,oa} (1 + Gb), \quad (4.42)$$

де  $b = R_1 / (R_1 + R_2)$ .

Із (4.39) слідує, що в граничному випадку  $K_u = 1$ , коли вихід ОП з'єднаний із інвертуючим входом ( $R_1 = \infty$ ). Такі схеми називають повторювачами або буферами (рис. 4.7б). Повторювач має низький вихідний опір і високий вхідний опір:

$$R_{in} = R_{in\,oa} (1 + G), \quad (4.43)$$

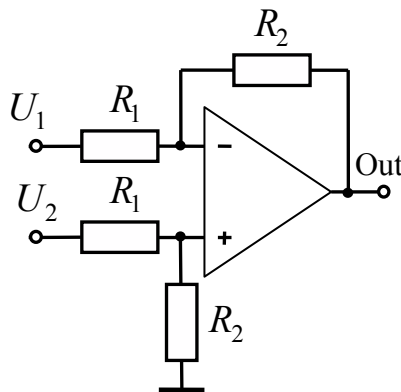
Їх застосовують для узгодження опорів окремих перетворювачів сигналів.

На рис.4.8 приведена схема диференційного увімкнення ОП, результатом чого є підсилювач із диференційним входом. За суттю ця схема є комбінацією

розглянутих раніше схем. Вихідна напруга  $U_{out}$  є підсилена різниця вхідних напруг  $U_1$  і  $U_2$ :

$$U_{out} = \frac{R_2}{R_1}(U_2 - U_1) = K_u(U_2 - U_1), \quad (4.44)$$

де  $K_u = R_2 / R_1$ .

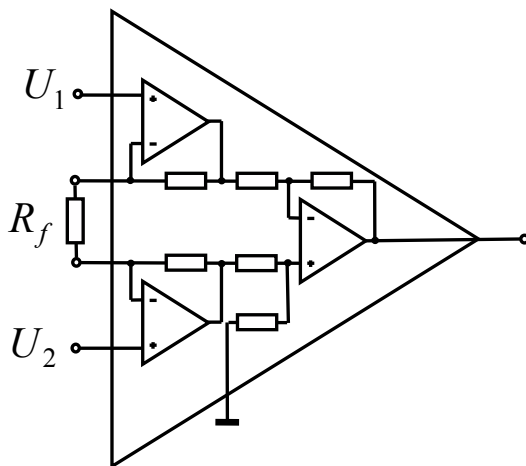


**Рис. 4.8 – Підсилювач з диференційним входом**

Неважно впевнитись, що (4.43) справедливе і у випадку, коли замість  $R_1$  і  $R_2$  увімкнуті будь які двополюсники, які містять, в тому числі, і реактивні компоненти (конденсатори і котушки індуктивності) або навіть нелінійні елементи (наприклад, діоди).

Схема на рис. 4.8 є базовою для побудови інструментальних підсилювачів, які виготовляються серійно у вигляді окремих ІМС. Інструментальний підсилювач – це прецизійний (високоточний) пристрій для підсилення диференційних напруг, який оптимізований для роботи в тяжких умовах (великі рівні шумів і перепади температур) і призначений для високоточних вимірювань.

Інструментальний підсилювач складається з декількох операційних підсилювачів – здебільше з трьох. Типова схема показана на рис. 4.9, вона містить вхідні повторювачі та диференційний підсилювач. Коефіцієнт підсилення встановлюється відповідним зовнішнім резистором  $R_f$ .



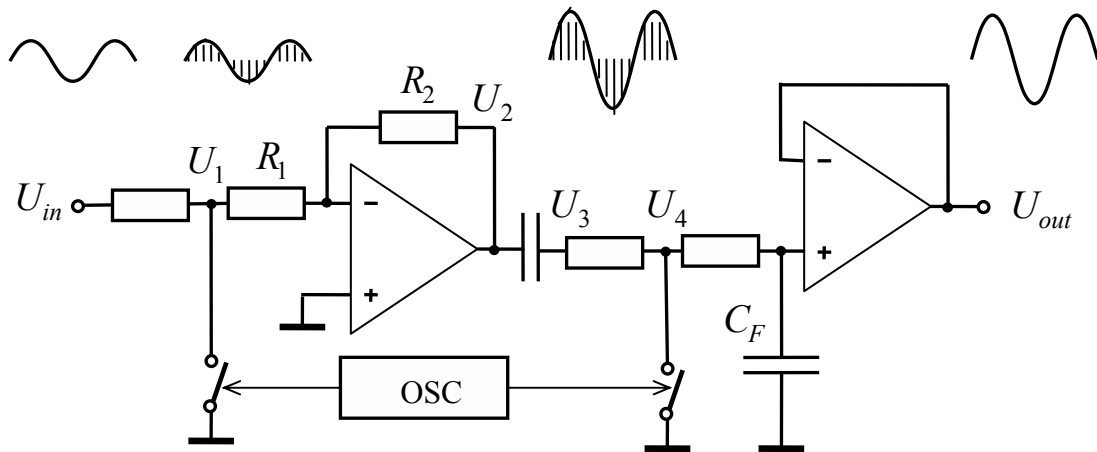
**Рис. 4.9 – Типова схема інструментального підсилювача**

Дані пристрої мають надвисокі вхідні опори (більше  $10^9$  Ом), що дозволяє їм працювати з датчиками, які мають мале значення вихідної напруги або великий вихідний опір. Коефіцієнт придушення синфазного сигналу більше 110 дБ; вхідні струми не перевищують 10 нА для ІМС на біполярних транзистора і 10 рА – на польових; температурний дрейф нуля менше 1 мкВ/°С; нелінійна похибка нижче 0,01%; смуга пропускання не менше 100 кГц (досяжна більше 100 МГц).

Відмінною особливістю підсилювачів постійного струму (ППС) є відсутність розділяючих елементів, призначених для відокремлення підсилюючих каскадів один від одного, а також від джерела сигналу і навантаження за постійним струмом. Таким чином, для підсилення сигналів частот, близьких до нуля, в ППС використовується безпосередній (гальванічний) зв'язок. Добре передаючи повільні зміни сигналу, безпосередній зв'язок обумовлює нестабільність роботи. Більше всього вона проявляється у вигляді дрейфу нуля. *Дрейфом нуля* (англ. temperature zero drift) називається самовільне відхилення напруги або струму на виході підсилювача від початкового значення. Цей ефект спостерігається і при відсутності сигналу на вході. Оскільки дрейф нуля проявляється таким чином, як ніби він викликаний вхідним сигналом, то його неможливо відрізнити від справжнього сигналу. Існує досить багато фізичних причин, що обумовлюють наявність дрейфу нуля, до них відносяться нестабільні джерел живлення, температурна і часова нестабільність параметрів, низькочастотний шум, завади і наведення. Серед перерахованих причин найбільшу нестабільність вносить зміна температури. Температурний дрейф нуля оцінюється як величина напруги зміщення на градус Цельсія; в свою чергу, напруга зміщення (англ. offset voltage) чисельно визначається як напруга, яку потрібно прикласти до входів ОП для того, щоб вихідна напруга дорівнювала нулю. Синфазна завада, зумовлена температурними змінами параметрів вхідних транзисторів ОП, компенсується завдяки диференційній схемі. Тому температурний дрейф нуля в ОП обумовлений, насамперед, не ідеальністю технології – навіть невеликі відмінності в плечах диференційної схеми можуть бути джерелом сигналу зсуву. Це обмежує посилення малих сигналів постійного струму.

Для боротьби з дрейфом нуля в ППС використовується переривання сигналу. Перший підсилювач з перериванням (chopper) був створений більше 50 років тому. Алгоритм роботи чопперного підсилювача ілюструє рис. 4.10. Вхідний сигнал постійного струму переривається з частотою в декілька десятків кілогерц за допомогою електронного ключа. Якщо вхідний сигнал є  $u_{in}(t)$ , а частота переривання дорівнює  $\omega_0$ , тоді сигнал на вході підсилювача діють імпульси з амплітудою, модульованою вхідним сигналом

$$u_1(t) = u_{in}(t) \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_0 t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_0 t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega_0 t \dots \right). \quad (4.45)$$



**Рис. 4.10 – Принцип роботи підсилювача з перериванням**

Якщо ми опишемо нульовий компонент як  $U_0$  і дрейф нуля як  $\Delta U_0$  і аналіз обмежимо першою гармонікою (ми можемо усунути вищі гармоніки використовуючи фільтр на виході) вихідна напруга підсилювача становить

$$u_2(t) = -\frac{R_2}{R_1} u_{in}(t) \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_0 t \right) + \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) U_0 + \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \Delta U_0. \quad (4.46)$$

Сталий складник цього сигналу блокується конденсатором, тоді напруга  $u_3(t)$  дорівнює

$$u_3(t) = -\frac{R_2}{R_1} u_{in}(t) \left( \frac{2}{\pi} \cos \omega_0 t \right). \quad (4.47)$$

Після синхронної демодуляції (другого переривання) напруга  $u_4(t)$  дорівнює

$$u_4(t) = u_3(t) \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_0 t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_0 t \dots \right). \quad (4.48)$$

Таким чином, після фільтрації ми отримуємо вихідний сигнал

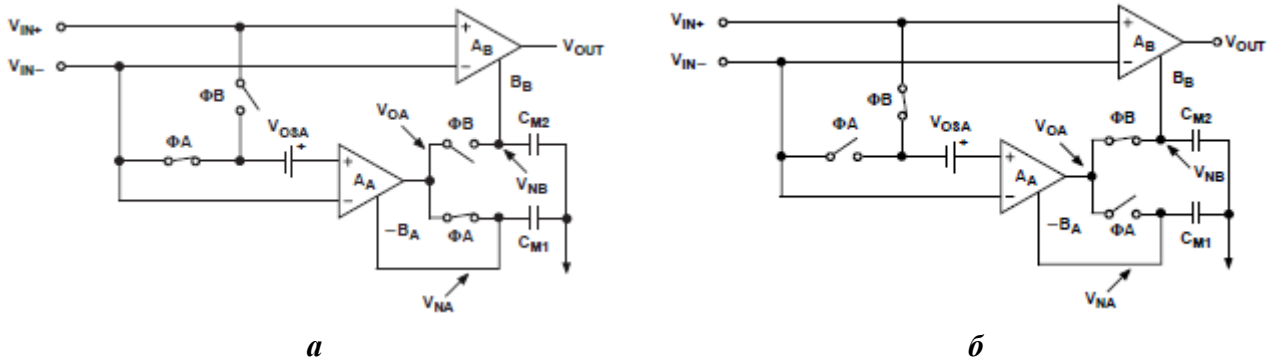
$$u_{out}(t) = -\frac{R_2}{R_1} u_{in}(t) \frac{4}{\pi^2} + U_{02}, \quad (4.49)$$

де  $U_{02}$  – дрейф нуля повторювача, але він є незначним тому що додається до великого вихідного сигналу.

В сучасних ОП з автоматичною установкою нуля обмеження смуги пропускання вирішена за рахунок того, що схема переривання використовується для стабілізації звичайного широкосмугового підсилювача, через який проходить посилений сигнал. Автоматична установка нуля виконується за допомогою схеми підсилювача автокомпенсації, сигнал якого подається на основний підсилювач через додатковий вхід "установки нуля", а не через один з диференціальних входів. Сигнал високої частоти минає каскад установки нуля за рахунок прямого підключення до основного підсилювача або

за рахунок використання зв'язку вперед, що забезпечує стабільний нульовий зсув на вході в широкому діапазоні частот.

ОП з нульовим дрейфом (англ. zero-drift) коригують зміщення за дві фази. Вони містять два підсилювачі –  $A_B$  та  $A_A$ , які комутуються поперемінно ключами  $\Phi_A$  та  $\Phi_B$  (рис. 4.11). За час першої фази (рис. 4.11а) ключі  $\Phi_A$  закриті, а ключі  $\Phi_B$  – відкриті. Напряга зсуву підсилювача автоналаштування  $A_A$  вимірюється, а його значення зберігається на конденсаторі  $C_{M1}$ .



*a* – підсилювач автокомпенсації нуля коректує власне зміщення;

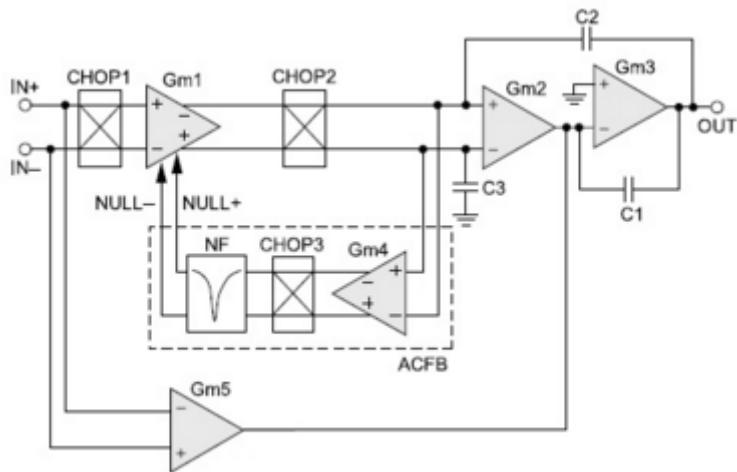
*б* – підсилювач автокомпенсації нуля коректує зміщення основного підсилювача

**Рис. 4.11 – Фази роботи підсилювача з автоматичною установкою нуля AD8571**

За час другої фази (рис. 4.11б) ключі  $\Phi_B$  закриті, а ключі  $\Phi_A$  – відкриті. Напряга зміщення основного підсилювача  $A_B$  вимірюється, а його значення зберігається на конденсаторі  $C_{M2}$ , тоді як збережене значення на конденсаторі  $C_{M1}$  забезпечує зсув підсилювача автокомпенсації  $A_A$ . Сумарне зміщення подається на основний підсилювач при обробці вхідного сигналу.

Функції вибірки-збереження перетворює підсилювач з автокорекцією нуля в дискретну систему, викликаючи накладання спектрів. На низьких частотах шум змінюється повільно, тому віднімання двох послідовних вибірок шуму забезпечує практично повну його компенсацію. При більш високих частотах ця корекція зменшується.

На рис. 4.12 показана блок-схема іншого чопперного підсилювача з нульовим дрейфом ADA4528, в якому використовується контур зворотного зв'язку з автокорекцією (англ. autocorrection feedback, ACFB). В основний сигнальний тракт з високим коефіцієнтом підсилення входить схема переривання  $CHOP1$ , керований напругою підсилювач струму (з малим вхідним опором)  $Gm1$ , вихідна схема переривання  $CHOP2$ , керований напругою підсилювачі струму  $Gm2$  та  $Gm3$ . Контур зворотного зв'язку автокорекції містить підсилювач, керує мий струмом  $Gm4$ , схему переривання  $CHOP3$  і ежекторний фільтр  $NF$ . І нарешті, високочастотний тракт прямого зв'язку включає підсилювач, що керується струмом  $Gm5$ . Частота переривання дорівнює 200 кГц.



**Рис. 4.12 – Блок-схема ОП з нульовим дрейфом ADA4528**

Схема працює наступним чином. Спочатку вхідний сигнал основної смуги частот модулюється схемою CHOP1, потім схема CHOP2 демодулює вхідний сигнал і в той же час за рахунок модуляції початкову напругу зсуву і низькочастотний шум підсилювача  $Gm1$  переносить на частоту модуляції. Модульовані пульсації з виходу CHOP2 поступають на вхід  $Gm4$  в контурі зворотного зв'язку. Вони демодулюються в постійний струм за допомогою CHOP3, пропускаються через ежекторний фільтр і подаються на входи корекції нуля  $Gm1$  (NULL+ і NULL-) для установки в нуль початкової напруги зсуву і шуму, які б протинному разі з'явилися б у вихідному сигналі мікросхеми у вигляді модульованих пульсацій. Таким чином, зворотний зв'язок автоматичної корекції, яка працює в безперервному режимі, подавляє модульовані пульсації.

Корисний сигнал основної смуги частот, який присутній на виході CHOP2, переноситься схемою CHOP3 за рахунок модуляції на частоту переривання. Режекторний фільтр, який працює синхронно з тактовою частотою, відфільтровує сигнали на частоті переривання. Таким чином, контур зворотного зв'язку автоматичної корекції вибірково подавляє небажані напругу зсуву і шум без спотворення корисного вхідного сигналу.

Призначення високочастотного тракту прямого зв'язку на основі  $Gm5$  полягає в підсиленні будь-яких високочастотних вхідних сигналів на частотах в довкіллі частоти переривання і вище її. Він також дозволяє обійти фазовий зсув, який вноситься колом зворотного зв'язку. Для подальшого придушення залишкової пульсації до бажаного рівня служить пост-фільтр на основі  $Gm3$ .

ОП з нульовим дрейфом компанії Analog Devices поєднують в собі технології автоматичної корекції нуля та стабілізації переривання для безперервного виправлення статичних помилок у часі та діапазоні температур, що дозволяє підтримувати напругу зміщення на рівні мікрвольт та дрейф на рівні нановольт на градус Цельсія. В нових серіях підсилювачів від Analog Devices об'єднуються обидва методи, тобто використовується автокорекція нуля і переривання, що знижує споживання енергії на частоті переривання. При цьому рівень шуму дуже низький при більш низьких частотах.

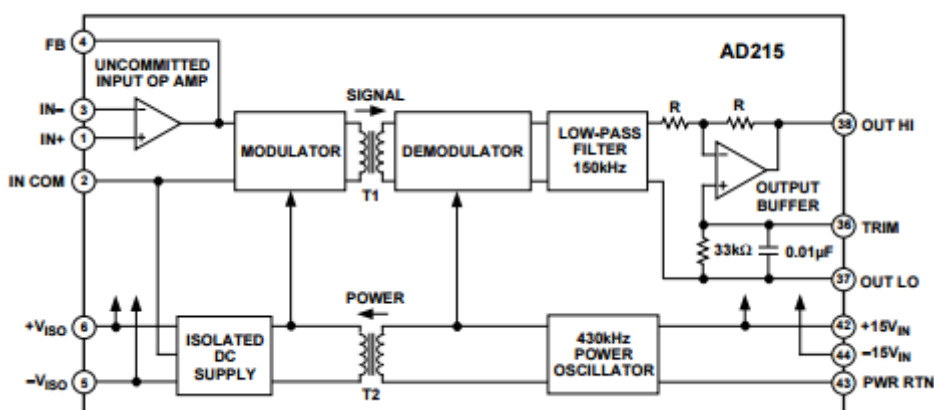


Для гальванічної розв'язки електричних кіл, безпосередньо підключених до джерела сигналу (сенсора) та кіл, які здійснюють його обробку та/або передачу показнику, призначені ізолюючі підсилювачі. Така ізоляція потрібна, наприклад, у таких прикладеннях, як

- медичні прилади для захисту пацієнта від удару електричним струмом;
- при вимірах у високовольтних колах;
- для зниження помилки передачі інформації при значних синфазних наведеннях на лінію передачі сигналу;
- для виключення впливу окремих частин схеми через загальні шини (земля, живлення).

Для вирішення цих проблем вимірювальна схема розбивається на дві ізольовані частини. Передаюча частина працює під потенціалом вимірювача (сенсора), а приймальна – під нульовим потенціалом. Для реалізації подібного пристрою необхідно, щоб передавальна частина мала окрему, ізольовану від приймальної частини, так звану "плаваюче" джерело електричної енергії. Зв'язок між цими частинами може здійснюватися за допомогою трансформаторів, ємностей або оптронів. Ізолюючі підсилювачі виготовляються тільки у гібридному виконанні.

В якості прикладу розглянемо ізолюючий підсилювач з трансформаторним зв'язком AD215, виробництва фірми Analog Devices (рис. 4.13).



**Рис. 4.13 – Блок-схема ізолюючого підсилювача AD215**

Для передачі вхідного сигналу через ізолюючий бар'єр у вигляді трансформатора T1 використовується балансна амплітудна модуляція несучої частоти 430 кГц. Пульсації напруги на виході демодулятора подавляються ФНЧ із смугою пропускання 150 кГц. Внутрішній синхронізатор керує демодулятором і передає частину енергії через трансформатор T2 для живлення ізольованої частини та керування модулятором. Випрямляч з фільтром забезпечує живлення ізольованої частини схеми постійним струмом. Робочий діапазон частот AD215 від 0 до 120 кГц. Нелінійність коефіцієнта передачі з  $K=1$  не перевищує 0,015% (як відхилення від прямої лінії у відсотках).

Інший принцип гальванічного поділу застосовується в ізолюючому підсилювачі ISO124 виробництва Texas Instruments (рис. 4.14). Тут

конденсатори ємністю 1 пФ використовуються як ізолятори для передачі в диференційному вигляді сигналу широтно-імпульсної модуляції. ISO124 працює наступним чином. Підсилювач вхідного сигналу A1 інтегрує різницю між вхідним струмом ( $V_{IN}/200 \text{ кОм}$ ) і змінним струмом  $\pm 100 \text{ мкА}$  частотою 500 кГц, який формує сенсорний підсилювач (Sense) шляхом перемиканням джерел постійного струму 200 мкА та 100 мкА. Напряга на виході A1 в результаті інтегрування лінійно змінюється поки досягається поріг спрацювання компаратора. Таким чином, на виході A1 утворюється сигнал трикутної форми, його тривалість модулюється вхідним сигналом, при  $V_{IN} = 0$  вона складає 50% робочого циклу.

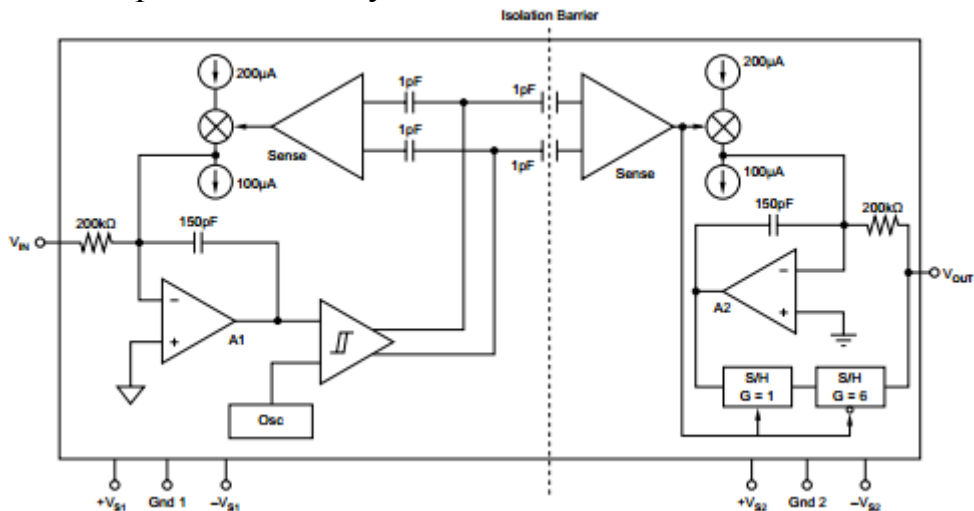


Рис. 4.14 – Блок-схема ізолюючого підсилювача ISO124

В приймальній частині сенсорний підсилювач виявляє переходи сигналів і формує змінний струм, який разом із струмом зворотного зв'язку ( $V_{OUT}/200 \text{ кОм}$ ) інтегрує A2. В результаті середнє значення на виводі  $V_{OUT}$  дорівнює  $V_{IN}$ . Підсилювачі вибірки-утримання (S/H) в колі зворотного зв'язку слугують для видалення небажаних пульсації, властивих процесу демодуляції.

Робочий діапазон частот ISO124 дорівнює 50 кГц, коефіцієнт нелінійності не перевищує 0,01%.

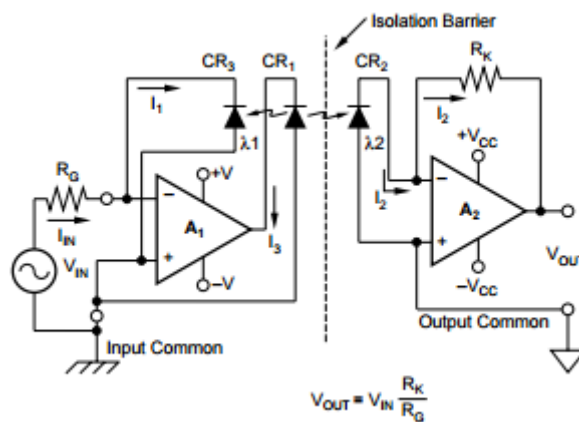


Рис. 4.15 – Еквівалентна схема ізолюючого підсилювача типу 3650

Також можна застосувати оптрон у якості розділювального пристрою. Такий принцип використовується в ізолюючому підсилювачі типу 3650 виробництва Burr-Brown (рис. 4.15). Операційний підсилювач  $A_1$  включений як перетворювач струму в напругу. Світлодіод  $CR_1$  освітлює два ідентичні фотодіоди –  $CR_2$  у вихідному каскаді і  $CR_3$  у ланці ВЗЗ вхідного каскаду, завдяки якому зменшується нелінійність ізолюючого підсилювача. Струм  $I_1 = I_{IN} \cdot R_G$ , де  $R_G$  – резистор, заданий користувачем. Оскільки  $CR_2$  та  $CR_3$  ідентичні, і вони отримують однакову кількість світла від світлодіоду  $CR_1$  (тобто,  $\lambda_1 = \lambda_2$ ), тоді  $I_1 = I_2 = I_{in}$ . Підсилювач  $A_2$  включений також як перетворювач струму в напругу  $V_{OUT} = I_2 \cdot R_K$ , де  $R_K = 1$  МОм – вбудований масштабний резистор. Таким чином, загальна функція переносу:  $V_{OUT} = (R_K / R_G) V_{in}$ .

Робочий діапазон частот моделі 3650 дорівнює 15 кГц, коефіцієнт нелінійності не перевищує 0,05%.

#### 4.4 Функціональні перетворювачі сигналів

У вимірювальній техніці логарифмічні підсилювачі застосовуються для представлення результатів вимірювання в децибелах, лінеаризації експонентних характеристик сенсорів, логарифмічні та антилогарифмічні (експоненційні) підсилювачі входять в склад вимірювальних перетворювачів для виконання аналогового піднесення до квадрату чи перемноження та ділення сигналів.

Для отримання логарифмічної характеристики в коло ВЗЗ операційного підсилювача вмикають  $p$ - $n$ -перехід. Це може бути діод чи транзистор, включений за схемою із спільною базою. Класична схема логарифмічного підсилювача постійного струму приведена на рис. 4.16а. Для цієї схеми

$$\frac{U_{in}}{R} = I_{es} [\exp(u_{be} / U_T) - 1] \approx I_{es} \exp(u_{be} / U_T), \quad (4.50)$$

де  $I_{es}$  – тепловий струм через емітерний перехід;  $u_{be}$  – напруга база-емітер;  $U_T$  – температурний потенціал (при кімнатній температурі  $U_T \approx 25$  мВ).

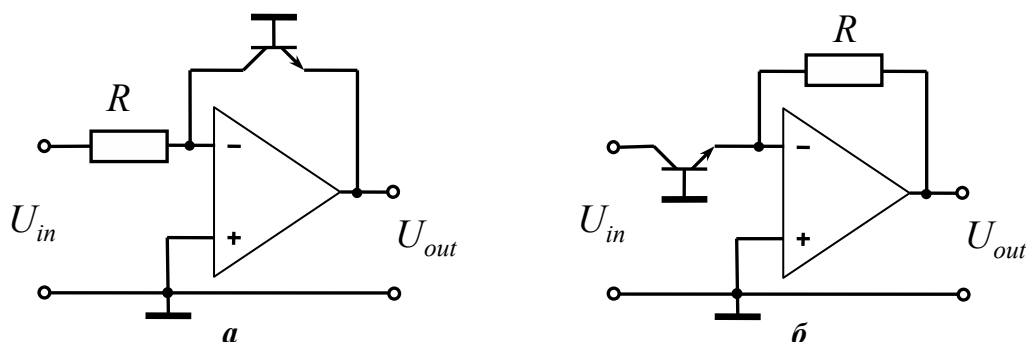


Рис. 4.16 – Класичні схеми логарифмічного (а) та антилогарифмічного (б) підсилювачів

Очевидно, що в даній схемі  $u_{be} = -U_{out}$ , тоді

$$U_{out} \approx -U_T \ln\left(\frac{1}{RI_{es}}U_{in}\right). \quad (4.51)$$

Поступаючи аналогічно виконаному, для схеми антилогарифмічного підсилювача (рис. 4.16б) можна записати

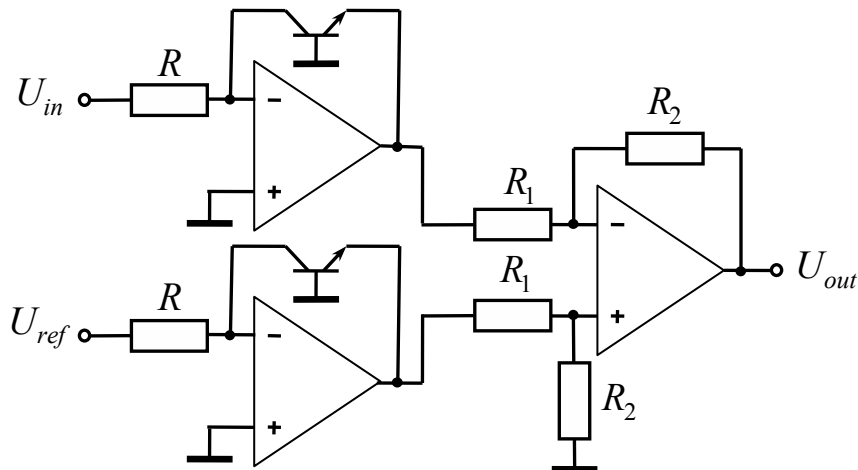
$$U_{out} \approx -RI_0 \exp(U_{in}/U_T). \quad (4.52)$$

Приведені схеми на рис.4.16 формують на виході напругу однієї полярності – при додатній входній напрузі на виході формується від’ємна напруга. Для отримання вихідної додатної напруги необхідно транзистори *n-p-n* типу замінити на *p-n-p*.

Схеми на рис.4.16 мають значні похибки, зумовлені температурною нестабільністю характеристик біполярних транзисторів. Проте, чутливість до змінювання температури значно знижується при використанні диференційного каскаду, на який подаються результати перетворення входного сигналу та еталонного джерела. Наприклад, для логарифмічного підсилювача з температурною компенсацією на рис.4.17 можна записати

$$U_{out} = U_T \ln\left(\frac{1}{RI_{es}}U_{in}\right) - U_T \ln\left(\frac{1}{RI_{es}}U_{ref}\right) = U_T \ln(10) \lg\left(\frac{U_{in}}{U_{ref}}\right), \quad (4.53)$$

де  $U_{ref}$  – еталонна напруга.



**Рис. 4.17 – Схеми логарифмічного підсилювача з температурною компенсацією**

Прецизійні ІМС логарифмічних і антилогарифмічних підсилювачів значно складніші. Одні із них призначені для виконання тільки однієї функції, інші – для виконання обох функцій. Для прикладу на рис. 4.18 приведена еквівалентна схема трансімпедансного логарифмічного підсилювача MAX4206 виробництва Maxim Integrated, який здатен працювати в динамічному діапазоні у 5 декад (від 10 пА до 1 мА). Для логарифмічного перетворення напруги слід додатково вмикати резистори на входах LOGIN та REFIN.

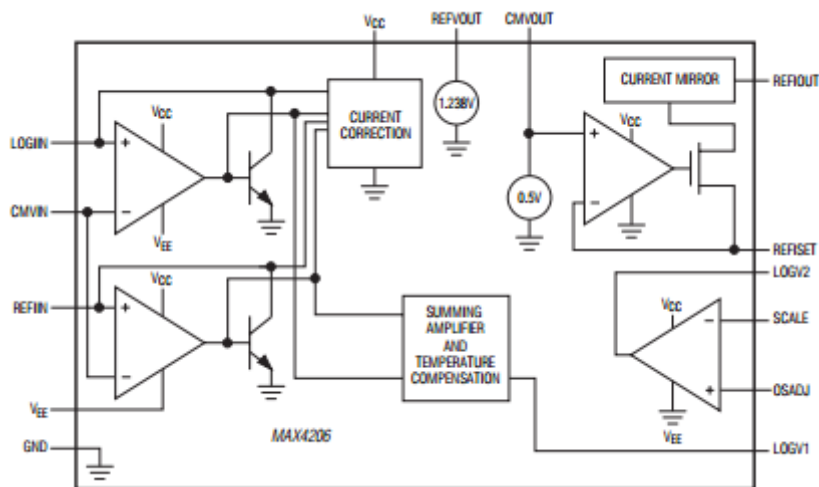
За допомогою ОП легко отримати суму декількох сигналів. На рис. 4.19 приведені схеми суматорів на основі ОП, призначених для формування напруг, які дорівнюють алгебраїчній сумі напруг декількох входних сигналів.

В схемі інвертуючого суматора (рис. 4.19а) вихідний сигнал додатково інвертується. Розглянемо спочатку окремий випадок, коли  $R_1 = R_2 = \dots = R_N = R$ . Так як  $I_1 + I_2 + \dots + I_N = U_{in1}/R + U_{in2}/R + \dots + U_{inN}/R = -U_{out}/R_b$ , тоді

$$U_{out} = -(U_{in1} + U_{in2} + \dots + U_{inN}). \quad (4.54)$$

Сигнали можуть бути як додатними, так і від'ємними. Підсумовування може відбуватися також з різними ваговими коефіцієнтами для кожного з доданків. Досягається це використанням різних значень опорів резисторів у вхідних ланках:

$$U_{out} = -\left(\frac{R_b}{R_1}U_{in1} + \frac{R_b}{R_2}U_{in2} + \dots + \frac{R_b}{R_N}U_{inN}\right). \quad (4.55)$$

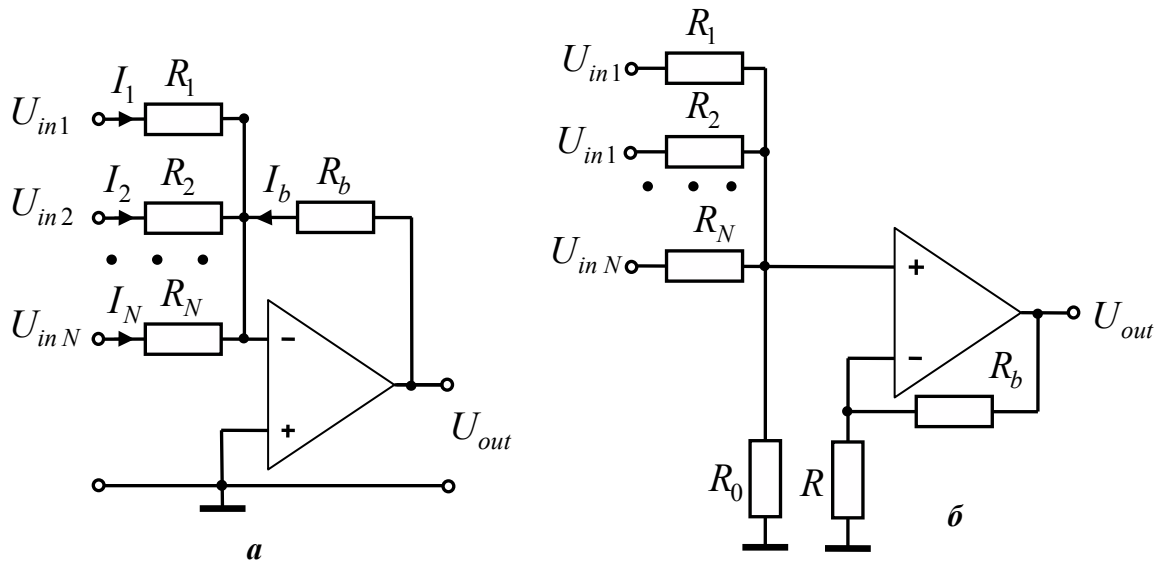


**Рис. 4.18 – Еквівалентна схема логарифмічного перетворювача струму MAX4206**

Для того щоб вихідна напруга в схемі суматора без інвертування (рис. 4.19б) визначалася наступним чином

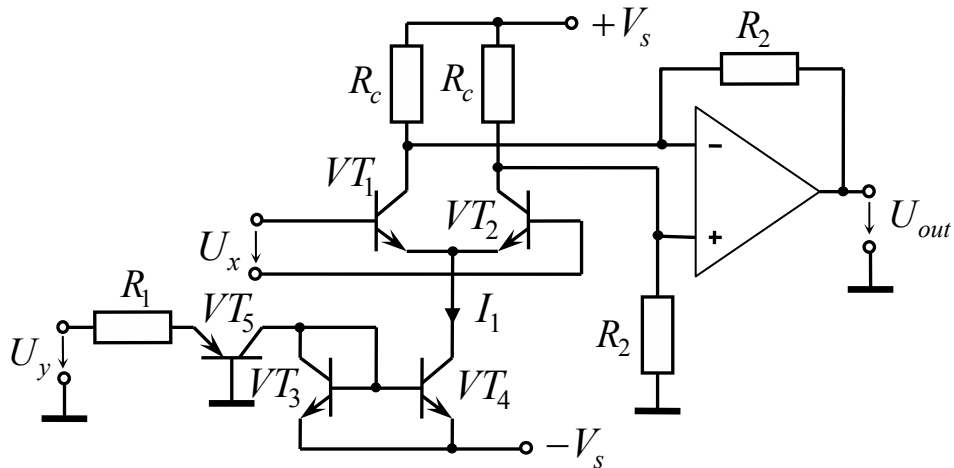
$$U_{out} = \frac{R_0}{R_1}U_{in1} + \frac{R_0}{R_2}U_{in2} + \dots + \frac{R_0}{R_N}U_{inN}, \quad (4.56)$$

необхідне виконання умов:  $R_0 = R_b$ ;  $1/R = 1/R_1 + 1/R_2 + \dots + 1/R_N$ .



*a* – інвертуючий; *б* – неінвертуючий  
**Рис. 4.19 – Суматори сигналів**

Одним з першорядних пристроїв аналогової обробки сигналів є перемножувач, за допомогою якого виконуються різні операції: перемноження, ділення, піднесення до квадрату, знаходження кореня квадратного, визначення середнього квадратичного значення, електричної потужності і т.п. Існують різні ІМС перемножувачів з похибкою помноженням не більше 0,1% і частотною смугою до десятків мегагерц. На рис. 4.20 приведена спрощена схема перемножувача на основі керуемого джерела струму.



**Рис. 4.20 – Схема перемножувача на основі керуемого джерела струму**

Добуток вхідних сигналів реалізується за рахунок змінювання коефіцієнта передачі диференційного підсилюючого каскаду (узгоджені транзистори  $VT_1$  і  $VT_2$ ) при зміні робочого струму  $I_1$ . В даному випадку  $I_1 \approx U_y/R_1$ , завдяки струмовому дзеркалу на основі  $VT_3$  і  $VT_4$  та джерела струму на  $VT_5$ .

Диференційний підсилювач на основі ОП формує напругу, прямо пропорційну різниці колекторних струмів транзисторів  $VT_1$  і  $VT_2$ :

$$U_{out} = R_2(I_{c2} - I_{c1}), \quad (4.57)$$

причому різниця колекторних струмів визначається відношенням вхідної напруги диференційного каскаду до динамічного опору емітерних переходів  $r_e$  транзисторів  $VT_1$  і  $VT_2$ :

$$I_{c2} - I_{c1} = \frac{U_x}{r_e}. \quad (4.58)$$

В свою чергу, динамічний опір емітерного переходу зворотно пропорційний струму  $I_1$ :

$$r_e = \frac{U_T}{I_1}. \quad (4.59)$$

Звідки слідує, що

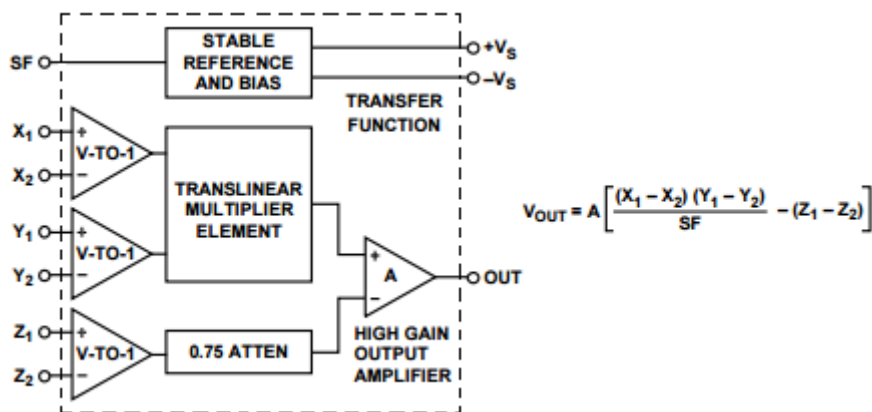
$$U_{out} = U_x U_y \frac{R_2}{R_1 U_T}. \quad (4.60)$$

Перемножувачі на основі керуємих джерел струму, які виготовляються серійно, мають значно складнішу внутрішню структуру, ніж представлена на рис. 4.20. У якості прикладу на рис. 4.21 приведена функціональна схема прецизійного перемножувача AD534, виробництва Analog Devises.

AD534 дозволяє реалізувати наступне перетворення

$$U_{out} = A \left[ \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{SF} - (Z_1 - Z_2) \right], \quad (4.61)$$

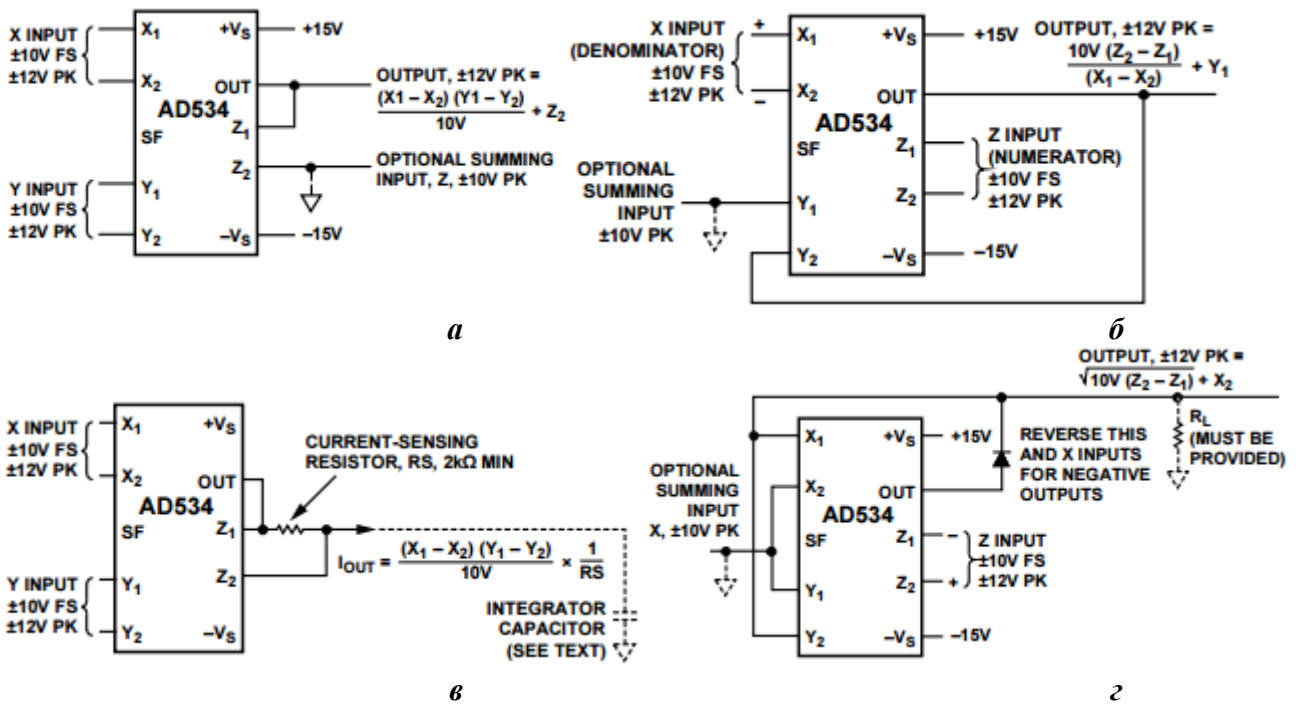
де  $SF$  – вхідна напруга масштабування, яка може задаватися за допомогою зовнішнього потенціометра в діапазоні від 3 В до 10 В.



**Рис. 4.21 – Функціональна схема прецизійного перемножувача AD534**

На основі AD534 можливо реалізувати різноманітні функціональні перетворювачі сигналів, деякі з них приведені на рис. 4.22.





*a* – перемножувач; *б* – дільник; *в* – перемножувач з вихідним струмом; *г* – добуток кореня квадратного

**Рис. 4.22 – Реалізація на основі AD534 перетворювачів сигналів**

Можна отримати високу точність виконання функції перемноження, використовуючи принцип логарифмічного та антилогарифмічного перетворення згідно рис. 4.23. Для цієї схеми можна записати

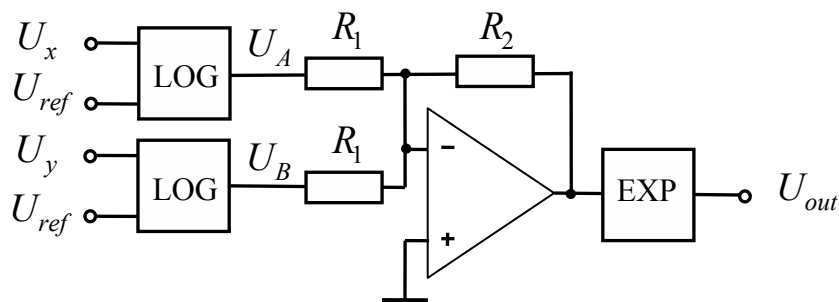
$$U_A = K_1 \lg\left(\frac{U_x}{U_{ref}}\right); \quad U_B = K_2 \lg\left(\frac{U_y}{U_{ref}}\right). \quad (4.62)$$

При умові, що  $K_1 = K_2 = K_3 = K$ :

$$U_C = -(U_A + U_B) = -K \lg\left(\frac{U_x U_y}{U_{ref}^2}\right), \quad (4.63)$$

тоді

$$U_{out} = U_{ref} \cdot 10^{-U_C/K_3} = \frac{U_x U_y}{U_{ref}}. \quad (4.64)$$



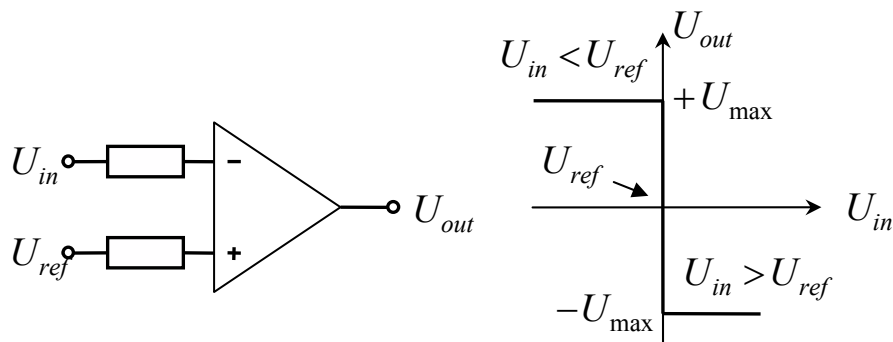
**Рис. 4.23 – Схема перемножувача на основі логарифмічного та антилогарифмічного перетворення**



При вимірюваннях часто виникає необхідність порівняння сигналів. Пристрої, які називаються компараторами, реалізують таку функцію. Компаратор виконує порівняння або двох вхідних сигналів, або одного вхідного сигналу з деяким наперед заданим еталонним рівнем. При цьому на виході компаратора формується тільки два значення вихідного сигналу. Якщо один сигнал більше другого, то вихідний сигнал компаратора змінює рівень вихідного сигналу. Звичайний ОП без зворотного зв'язку може слугувати компаратором завдяки високому значенню диференційного коефіцієнта підсилення  $G$ . Рис. 4.24 ілюструє принцип роботи такого компаратора. При цьому неідентифікований діапазон становить

$$\Delta U = 2U_{\max} / G, \quad (4.65)$$

де  $U_{\max}$  – максимальна (за модулем) вихідна напруга, яка в залежності від типу ОП на 1 – 2 В менше напруг живлення.

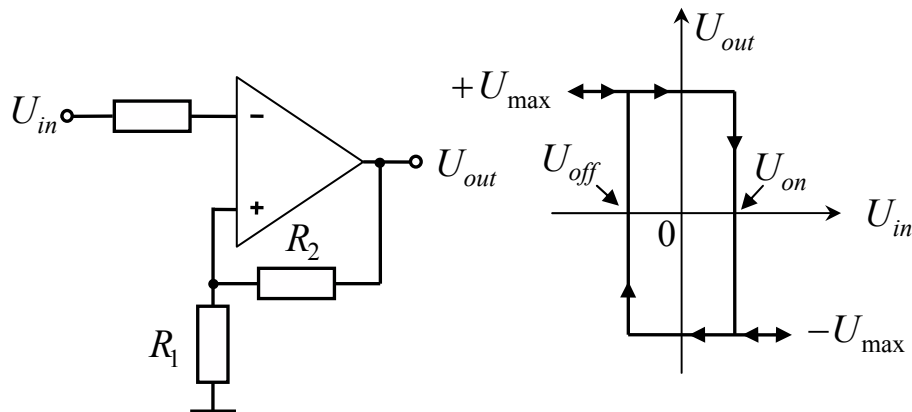


**Рис. 4.24 – Компаратор на основі ОП**

Швидкість і точність спрацювання компаратора на основі ОП зростає при утворенні додатного зворотного зв'язку. Наприклад, так як це показано на рис. 4.25 – за допомогою резистивного дільника  $R_1 - R_2$ . При цьому коефіцієнт передачі напруги зворотного зв'язку дорівнює

$$b = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (4.66)$$

Але коли  $b > 1/G$ , то передатна характеристика перестає бути однозначною і з'являється діапазон вхідних напруг, для якого без знання попереднього стану компаратора неможливо однозначно визначити значення вихідної напруги.



**Рис. 4.25 – Гістерезисна схема порівняння**

Нехай в деякий момент часу вхідна напруга  $U_{in}=0$  (рис. 4.15), а на виході присутня напруга додатної полярності  $(+U_{max})$ . Тоді до неінвертуючого входу ОП буде прикладена також додатна напруга  $(+bU_{max})$ . Цей стан є стійким і може підтримуватися як завгодно довго, поки  $U_{in}$  не досягне цього рівня. В цей момент зміниться вихідна напруга і буде дорівнювати  $(-U_{max})$ , тоді на неінвертуючому вході буде прикладена напруга  $(-bU_{max})$  до тих пір, поки вхідна напруга не досягне цього рівня, цей стан буде стійким. Таким чином, напруги спрацювання і відпускання відповідно дорівнюють

$$U_{on} = +bU_{max}; \quad U_{off} = -bU_{max} \quad (4.67)$$

У розглянутому прикладі передатна характеристика симетрична відносно початку координат. Для отримання різних напруг спрацювання і відпускання в колі додатного зворотного зв'язку вмикають додаткові джерела зміщення, або елемент, коефіцієнт передачі якого залежить від полярності, наприклад, діод.

Гістерезисний компаратор називають також тригером Шмітта. Одним із найважливіших застосувань тригера Шмітта є перетворення вхідної напруги довільної форми в напругу прямокутної форми. Зокрема, гармонійний сигнал перетворюється в меандр.

Для повільних процесів, наприклад, моніторингу рівня сигналу, достатньо звичайного ОП. Але час перемикання при цьому відносно великий – кілька мікросекунд. У спеціально розроблених ІМС компараторів час перемикання становить декілька наносекунд.

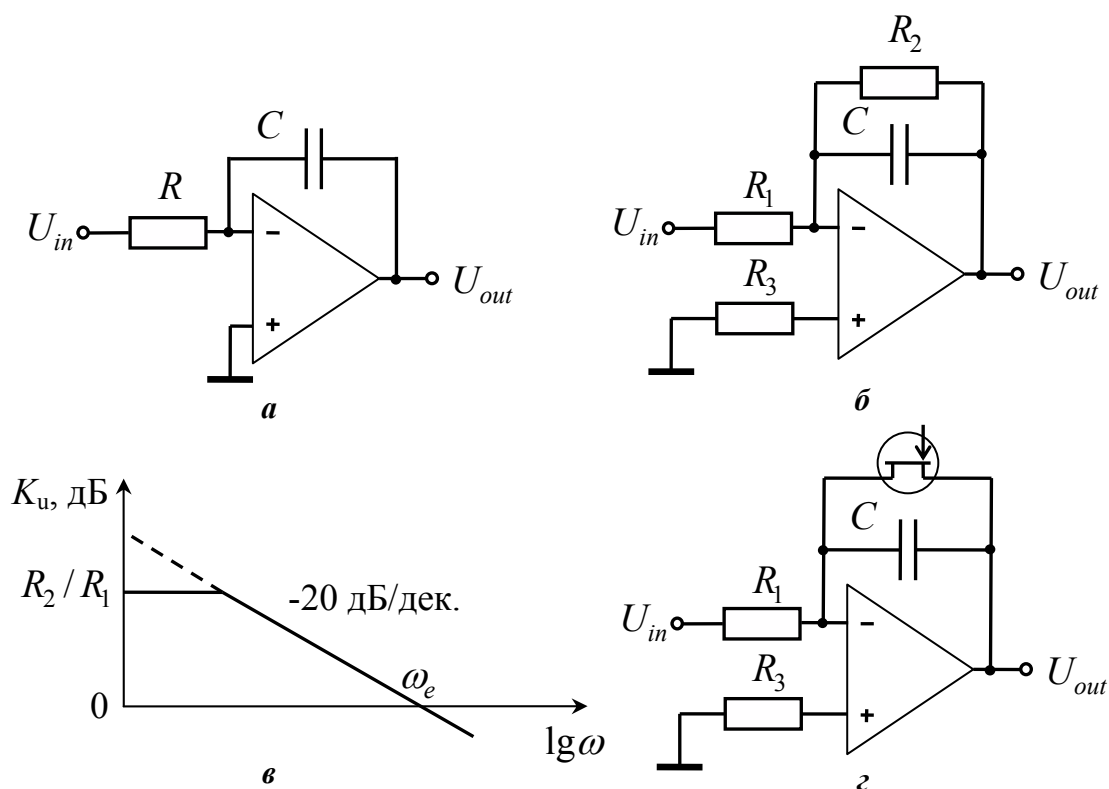
Інтегратором називається електронний пристрій, вихідний сигнал якого пропорційний інтегралу у часі від його вхідного сигналу. Базова схема інтегратора на ОП наведена на рис. 4.26а. За другим правилом аналізу схем на основі ОП

$$\frac{U_{in}}{R} = -C \frac{dU_{out}}{dt}, \quad (4.68)$$

звідки

$$U_{out} = -\frac{1}{RC} \int U_{in} dt + U_0 = -\frac{1}{\tau_0} \int U_{in} dt + U_0. \quad (4.69)$$

де  $\tau_0 = RC$  – стала часу;  $U_0$  – початковий стан виходу інтегратора.



**Рис. 4.26 – Схеми інтеграторів**

Інтегратор майже ідеальний, так як не має обмеження  $U_{out} \leq U_{in}$ . Головний недолік схеми на рис. 4.26а – відсутність ВЗЗ за постійним струмом. Тому вихідна напруга дрейфує. Це викликано напругою зміщення нуля і струмом зсуву. Для зменшення їх впливу схему симетрують, обирають ОП на польових транзисторах, вмикають паралельно конденсатору резистор у декілька мегаом, як це показано на рис. 4.26б. При цьому послабляються інтегруючі властивості схеми на частотах  $f < \frac{1}{2\pi R_2 C}$ .

Симетрування схеми на основі ОП полягає у наступному. Вхідний струм (вхідний струм зміщення) – це є базовий струм вхідних транзисторів або струм затворів. Його роль полягає в тому, що він здійснює падіння напруги на резисторах кола ВЗЗ і зсуву, а також внутрішньому опорі джерела сигналу. Тому навіть коли вхідні струми однакові, вони можуть здійснювати на входах ОП різницю напруг, якщо протікають через нерівні опори. Ця різниця, будучи підсиленою, здійснює на виході напругу у відсутності вхідного сигналу. У багатьох випадках при застосуванні ОП на польових транзисторах вхідним струмом можна знехтувати. Схему з ОП на біполярних транзисторах обов'язково симетрують, наприклад так, як це показано на рис. 4.26б – за допомогою компенсаційного резистора  $R_3 = R_1 \parallel R_2$ .

Якщо вхідний сигнал інтегратора є гармонійний  $U_{in}(t) = U_m \cos \omega t$ , то формула для вихідного сигналу буде мати вигляд

$$U_{out} = -\frac{1}{RC} \int U_m \cos \omega t dt + U_0 = \frac{U_m}{\omega RC} \sin \omega t + U_0. \quad (4.70)$$

Із (4.70) видно, що амплітуда вихідного сигналу зворотно пропорційна коловій частоті. Логарифмічна амплітудно-частотна характеристика (ЛАЧХ) інтегратора має вигляд прямої із нахилом -20 дБ на декаду (-6 дБ на октаву). Це є простим критерієм, за допомогою якого можна визначити, чи являється схема інтегратором. Типова ЛАЧХ інтегратора на ОП показана на рис. 4.24в. Частота, при якій ЛАЧХ перетинає вісь частот  $\omega_e = 1/RC$  – називається частотою одиничного підсилення.

При подачі на вхід постійної напруги, струм що заряджає конденсатор, має постійну величину  $U_{in}/R$  (не залежить від ступеня заряду конденсатора) і конденсатор заряджається рівномірно, а вихідна напруга зростає лінійно із нахилом  $U_{in}/RC$ . Тому на основі схеми інтегратора створюють генератор лінійних напруг, який широко застосовується у вимірювальних приладах, наприклад, в електронних осцилографіях для розгортки сигналу на екрані електронно-променевої трубки. Також схема інтегратора є базовою для побудови вимірювального перетворювача напруги в частоту.

На рис. 4.26г показано, як можна використати польовий транзистор у якості електронного ключа для скидання інтегратора у нуль, замикаючи конденсатор практично накоротко.

Диференціатором називається електронний пристрій, вихідний сигнал якого пропорційний похідній у часі від його вхідного сигналу. Іншими словами, вихідний сигнал диференціатора пропорційний швидкості змінювання вхідного сигналу. Найпростіша схема диференціатора наведена на рис. 4.27а. Для цієї схеми

$$C \frac{dU_{in}}{dt} = -\frac{U_{out}}{R}, \quad (4.71)$$

звідки

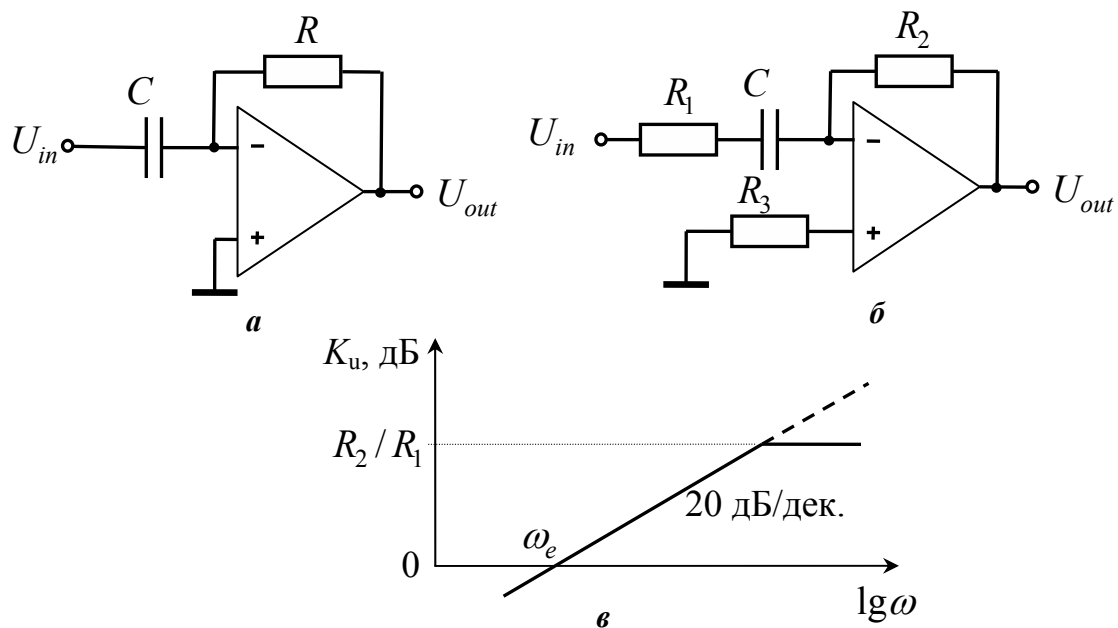
$$U_{out} = -RC \frac{dU_{in}}{dt} = -\tau_0 \frac{dU_{in}}{dt}, \quad (4.72)$$

де  $\tau_0 = RC$  – стала часу.

Якщо вхідний сигнал є гармонійний  $U_{in}(t) = U_m \sin \omega t$ , то формула для вихідного сигналу буде мати вигляд

$$U_{out} = -\omega RC U_m \cos \omega t. \quad (4.73)$$

Із (4.73) видно, що амплітуда вихідного сигналу прямо пропорційна круговій частоті. На рис. 4.27в приведена типова ЛАЧХ диференціатора, вона має вигляд прямої із нахилом +20 дБ на декаду (+6 дБ на октаву). Частота, при якій ЛАЧХ перетинає вісь частот, дорівнює  $\omega_e = 1/RC$  (частота одиничного підсилення). Обмеження верхньої частоти діапазону, у якому ця схема може розглядатися як диференціатор, через кінцеве значення смуги пропускання ОП може наступати раніше, ніж обмеження через кінцеве значення коефіцієнта підсилення.



**Рис. 4.27 – Схеми диференціаторів**

Схема диференціатора (рис. 4.27а), внаслідок специфіки своєї частотної характеристики, крім корисного вхідного сигналу підсилює також високочастотні складові зовнішніх завад і власних шумів. Все це призводить до значної похибки вихідної напруги. Тому верхню частоту робочого діапазону слід зменшувати, наприклад введенням додаткового резистора  $R_1$ , як це показано на рис. 4.27б. Завдяки  $R_1$  схема на високих частотах починає працювати як інтегратор ( $R_1 C < R_2 C$ ). Проте, в свою чергу, це знижує точність диференціювання.

#### 4.5 Детектори

Перетворювачем струму в напругу може слугувати звичайний резистор, оскільки падання напруги на резисторі дорівнює  $U = IR$ , але таке перетворення має суттєвий недолік. Для збільшення чутливості слід збільшити опір резистора  $R$ , але при цьому зростає як вхідний так і вихідний опір такого перетворювача (які дорівнюють  $R$ ).

Перетворювач струму в напругу на основі ОП не має вказаного вище недоліку. Його схема зображена на рис. 4.28а, при цьому  $I_{in} = -U_{out} / R$ , звідки

$$U_{out} = -I_{in} R = -k_{i-u} I_{in}, \quad (4.74)$$

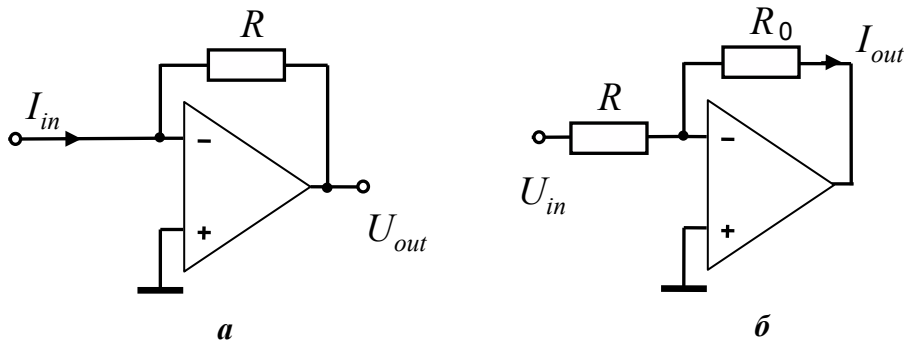
де  $k_{u-i} = R$  – коефіцієнт перетворення, В/А.

У якості джерела струму може бути фотодіод або сонячна батарея. Інвертуючий вхід має квазінульовий потенціал і це дуже сприятливо, так як фото-ЕРС кремнієвого фотодіоду складає всього 0,5...0,55 В, а значення струму короткого замикання при середньому освітленні дорівнює 20...25 мА/см<sup>2</sup>.

Для перетворювача напруги в струм (рис. 4.28б)

$$I_{out} = \frac{-U_{in}}{R} = -k_{u-i}U_{in}, \quad (4.75)$$

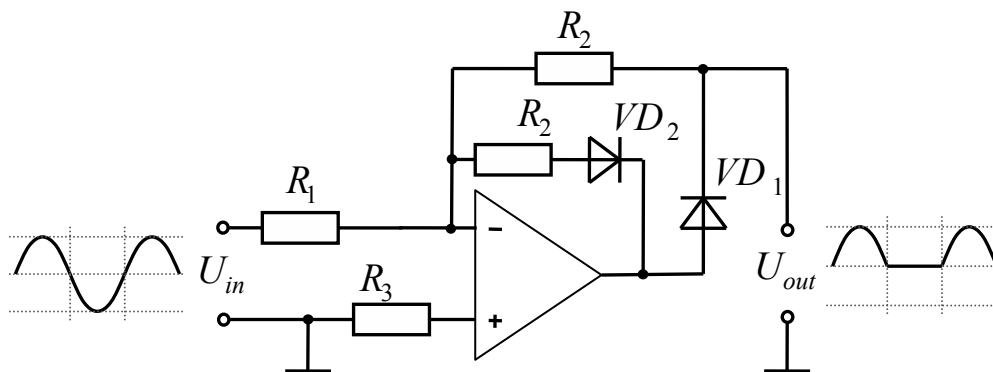
де  $k_{u-i} = R^{-1}$  – коефіцієнт перетворення, А/В.



**Рис. 4.28**– Перетворювач струму в напругу (а) та напруги в струм (б)

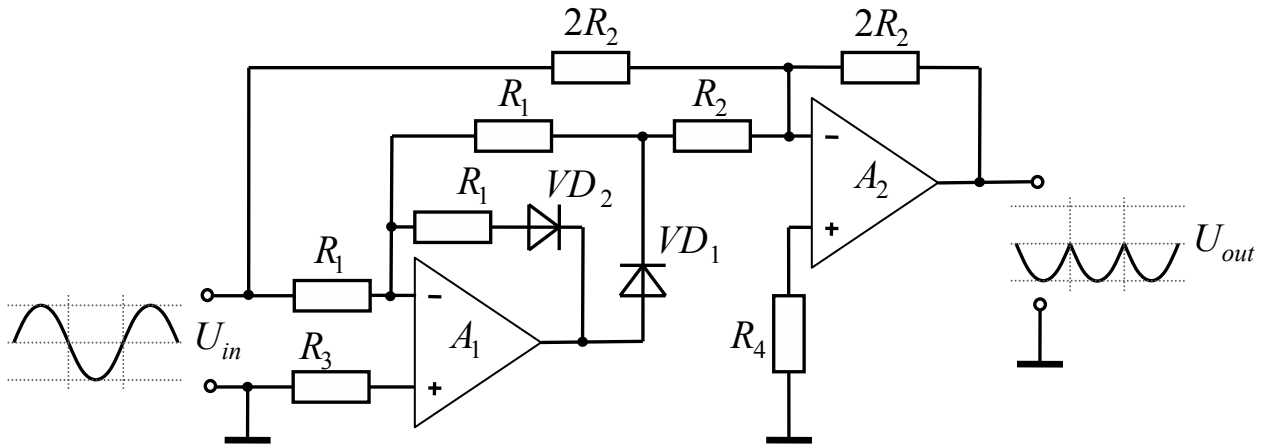
При вимірюваннях дуже корисним застосування перетворювачів напруги в струм, оскільки такий перетворювач є практично ідеальним джерелом струму. Якщо, зміна опору зв'язку (наприклад, опору з'єднання через зміну температури навколишнього середовища) в разі передачі сигналу напруги призводить до появи похибки, то при передачі сигналу струму вказане явище не впливає на вихідний сигнал.

Для точного спрямлення малих за величиною змінних напруг безпосереднє використання діоду чи діодного мостика непридатне через нелінійність прямої вітки вольт-амперної характеристики. Можна вважати, що кремнієвий діод перестає проводити струм, як тільки прикладена напруга у прямому напрямі падає нижче 0,4 В. Використання ОП дозволяє у значній мірі послабити вплив реальних характеристик діодів. Вказану трудність можна подолати, розмістивши діод у колі ВЗЗ, як це показано на рис. 4.29. Тут функцію спрямлення здійснює діод  $VD_1$ : його увімкнення в коло зворотного зв'язку призводить до того, що напруга, яка діє на вході схеми, еквівалентна ефективній різниці потенціалів, яка прикладена до діоду в прямому напрямі, поділена в число раз, рівне коефіцієнту підсилення ОП. Так що спрямляч добре працює при входних напругах менше 1 мВ. Другий діод  $VD_2$  та резистор з ним потрібні в цій схемі для того, щоб забезпечити ВЗЗ на час дії додатного півперіоду вхідного сигналу.



**Рис. 4.29** – Однонапівперіодний спрямляч

Відомі схеми прецизійних спрямлячів на ОП відрізняються один від одного півхвилею, що передається (додатною чи від'ємною), знаком коефіцієнта передачі, діапазоном робочих частот, кількістю компонентів. На рис. 4.30 подана схема двонапівперіодного спрямляча, де додатна півхвиля, яка в попередній схемі «пропускалася» подається тепер на суматор на основі операційного підсилювача  $A_2$  і підсумовується з спрямленою півхвилею за допомогою однонапівперіодного спрямляча на основі  $A_1$ .



**Рис. 4.30 – Двонапівперіодний спрямляч**

На сьогодні використовуються два принципи функціонування сучасних перетворювачів змінного струму в істинне середнє квадратичне значення (англ. true RMS-to-DC converter):

- з обчисленням середнього квадратичного значення за формулою, яка його визначає;
- із застосуванням балансного термоперетворювача.

Відповідно до рівняння (4.10) для знаходження середнього квадратичного значення змінного струму слід піднести його до квадрату, виконати інтегрування (усереднення у часі) та знайти корінь квадратний отриманого після інтегрування значення. В принципі це можна виконати за допомогою двох перемножувачів та одного інтегратора, схеми яких були розглянуті раніше. Проте, таку трансформацію застосовують рідко через обмеженість динамічних характеристик ІМС вказаних перетворювачів.

Багато виробників пропонують готові до використання ІМС перетворювачів істинного середньоквадратичного значення. Перетворювач AD637, виробництва Analog Devices, долає властиві обмеження прямого обчислення середньоквадратичного значення шляхом втілення неявного рішення наступного рівняння

$$V_{rms} = \frac{1}{T_0} \int \frac{V_{in}^2(t)}{V_{rms}} dt, \quad (4.76)$$

де  $T_0$  – стала часу інтегрування.

Алгоритм обчислення, яке виконує AD637, ілюструє рис. 4.31. Вхідна напруга  $V_{in}$  у блоці «ABSOLUTE VALUE VOLTAGE – CURRENT

CONVERTER» спрямляється і перетворюється в струм  $I_1$ . У блоці «ONE QUADRANT SQUARER/DIVIDER» відбувається піднесення до квадрату струму  $I_1$  і його ділення на струм зворотного зв'язку  $I_3$ , тобто реалізується функція  $I_4 = I_1^2 / I_3$ . Далі, блок «FILTER/AMPLIFIER» – активний фільтр нижніх частот (інтегратор із зовнішнім конденсатором усереднення), дозволяє отримати середнє значення струму  $I_4$ , якщо стала часу  $T_0$  набагато перевищуватиме найдовший з періодів гармонік вхідного сигналу. Вихідний сигнал цього блоку пропорційний середньому квадратичному значенню вхідної напруги. Він подається через зовнішнє коло на вхід «DEN INPUT» і використовується АЗ для забезпечення струму знаменника  $I_3$ , який дорівнює спрямленому значенні  $I_4$  для завершення неявного обчислення середньоквадратичного значення у блоці «ONE QUADRANT SQUARER/DIVIDER».

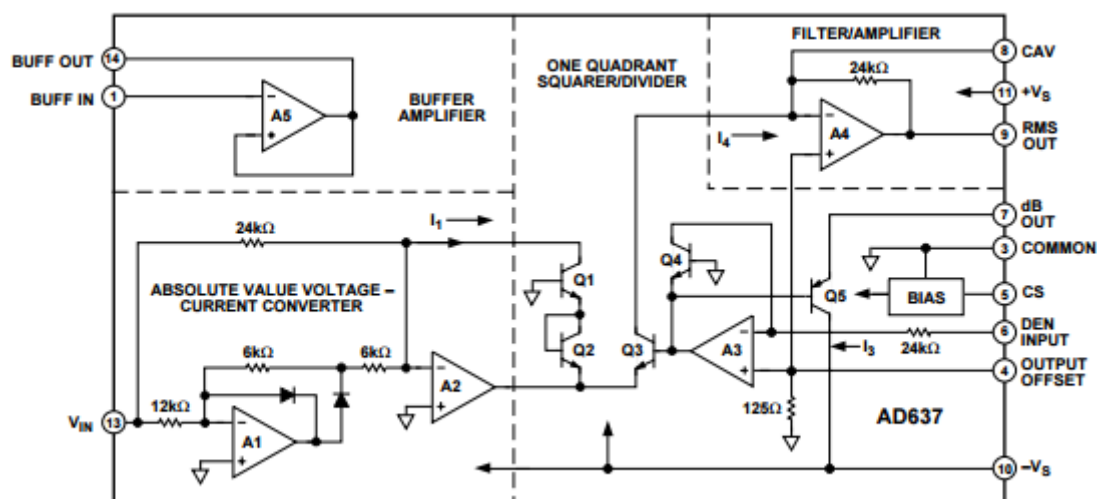


Рис. 4.31 – Функціональна схема перетворювача AD637

Блок «BUFFER AMPLIFIER» – буферний підсилювач, який входить до складу AD637, пропонує користувачеві додаткову гнучкість застосування.

Перетворювач AD637 дозволяє вимірювати сигнали з пік-фактором аж до 10 з додатковою помилкою меншою 1% у смузі частот до 600 кГц з діючою напругою 200 мВ і до 8 МГц, коли діюча напруга перевищує 1 В.

Замість того, щоб використовувати формулу (4.10) для обчислення середньоквадратичного значення, також можна здійснити перетворення змінного струму в постійний струм, застосувавши фізичне розуміння ефективного значення: «ефективне (середньоквадратичне) значення змінного струму дорівнює значенню постійного струму, який в тому ж опорі  $R$  за час одного періоду викликає викид того ж значення теплоти». Така ідея реалізується термоперетворювачами. Прикладом може слугувати термоперетворювач LT1088, виробництва Linear Technology (на сьогодні серійно не виготовляється).



На рис. 4.32 приведена спрощена балансна схема перетворювача змінного струму в істинне середнє квадратичне значення на основі LT1088. Вхідний змінний струм на вході 2 нагріває полікремнієвий резистор, температура якого контролюється термочутливим діодом. Напруга на діоді (вихід 12) пропорційна температурі резистора і відповідно квадрату діючої вхідної напруги

$$U_{12} = k_T U_{rms}^2, \quad (4.77)$$

де  $k_T$  – чутливість перетворювача, яку можна вважати сталою величиною.

На другий термонагрівач подається напруга зворотного зв'язку з виходу диференційного підсилювача. Тоді напруга на відповідному діоді (вихід 5) пропорційна квадрату постійної вихідної напруги диференційного підсилювача

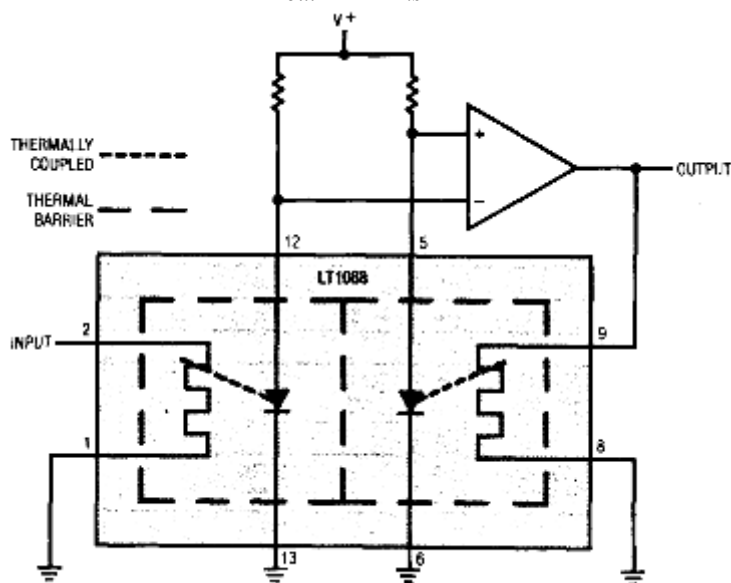
$$U_5 = k_T U_{out}^2, \quad (4.78)$$

Диференційний підсилювач здійснює посилення різниці вхідних напруг з коефіцієнтом посилення  $G$ . Отже можна записати

$$U_{out} = G(U_5 - U_{12}) = G(k_T U_{out}^2 - k_T U_{rms}^2) = Gk_T U_{out}^2 - Gk_T U_{rms}^2, \quad (4.79)$$

Якщо параметри схеми обрати так, що  $Gk_T U_{out}^2 \gg U_{out}$ , тоді

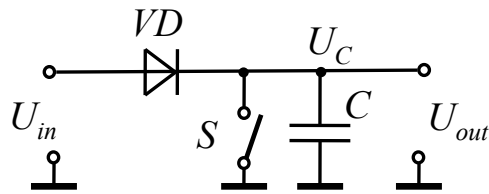
$$U_{out} = U_{rms}. \quad (4.80)$$



**Рис. 4.31 – Спрощена схема термоперетворювача на основі LT1088**

В термоперетворювачах вольтметрів істинного середньоквадратичного значення у якості термочутливих елементів широко застосовуються термопари та термістори.

Для вимірювання пікових значень змінної напруги застосовують пікові детектори. Роботу пікового детектора можна пояснити на прикладі простої схеми, яка складається з ідеального діоду та конденсатору (рис. 4.32).

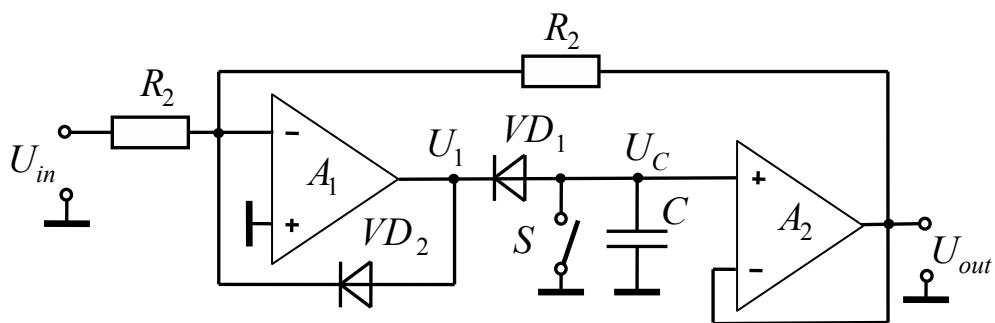


**Рис. 4.32 – Найпростіший піковий детектор**

Пікові детектори можуть працювати в двох режимах – слідування та збереження. В режимі слідування напруга вхідного сигналу вище напруги на конденсаторі, діод відкритий і вихідна напруга детектора відповідає вхідній напрузі до тих пір, поки вхідна напруга не почне знижуватися. В цей момент пристрій переходить в режим зберігання, в якому буде залишатися до тих пір, поки вхідна напруга знову не перевищить досягнутого рівня. Для повернення схеми до початкового стану використовується ключ  $S$ .

Схема на рис. 4.32 має ряд суттєвих недоліків. По-перше, зафіксована вихідна напруга поступово зменшується через розряд конденсатора, в тому числі через навантаження схеми. По-друге, через падіння напруги на діоді вихідна напруга дещо відрізняється від вхідної у режимі слідування. І нарешті, стала заряду конденсатора обмежує швидкодію схеми, мінімальну тривалість імпульсу, який може бути виявленим, та максимальну швидкість наростання вихідної напруги.

На рис. 4.33 приведена удосконалена схема пікового детектора на основі ОП. Тут використовується інвертуючий підсилювач на  $A_1$ . Коли вхідна напруга  $U_{in}$  перевищує напругу на конденсаторі  $-U_C$ , напруга  $U_1$  стає від'ємною і діод  $VD_1$  відкривається. Завдяки від'ємному зворотному зв'язку, який охоплює обидва підсилювачі,  $U_1$  встановлюється таким, що  $U_{out} = -U_{in}$ . При цьому виключається вплив падіння напруги на діоді  $VD_1$ , а також і напруги зміщення нуля повторювача на основі  $A_2$ . Коли вхідна напруга знову знижується, напруга  $U_1$  наростає, діод  $VD_1$  закривається і розриває коло зворотного зв'язку, яке здійснюється через  $R_2$ . Напруга  $U_1$  зростає до тих пір, поки діод  $VD_2$  не відкриється і підсилювач на  $A_1$  буде охоплений зворотнім зв'язком.



**Рис. 4.33 – Піковий детектор на ОП**

Інвертована додатна пікова напруга  $U_{in}$  запам'ятовується на конденсаторі  $C$ , так як він практично не розряджається ні через  $VD_1$ , ні через повторювач на  $DA_2$ . Після закінчення вимірювання конденсатор  $C$  розряджається через ключ  $S$ . Для вимірювання від'ємного пікового значення полярність діодів у схемі повинна бути зворотною.

#### 4.6 Власні шуми вимірювальних пристроїв

Вимірювальні сигнали, зазвичай, супроводжуються шумами (англ. *noises*) та завадами (англ. *interferences*), іноді за рівнем, порівняним із рівнем самого сигналу. Шумом зазвичай називають випадкові флуктуації напруги або струму, які спотворюють корисний сигнал. Шуми поділяють на власні (внутрішні) і зовнішні. Власні шуми притаманні самим вимірювальним пристроям. Джерелами зовнішніх шумів та завад є, наприклад, атмосферні та індустриальні розряди, космічне (галактичне) випромінювання, випромінювання Землі, передавачі радіозв'язку, електрохімічні процеси.

Власні шуми вимірювальних приладів обмежують їх чутливість та роздільну здатність. У залежності від спектральних характеристик та зовнішньої подібності породжуючих флуктуаційних процесів власні шуми розділяють на тепловий, дробовий та  $1/f$ -шум. Така класифікація хоча й дуже умовна, проте вона сприяє досягненню єдності в оцінці шумових властивостей кіл та спрощує процедуру визначення їх впливу на відношення сигнал-шум.

*Тепловий шум* (англ. *thermal noise*) – це випадкова флуктуація напруги на кінцях провідника, яка обумовлена хаотичністю теплового руху в ньому носіїв заряду. Його часто називають також *шумом Джонсона* (англ. *Johnson noise*).

*Спектральна густина потужності* (СПП; англ. *Power Spectral Density*, PSD) шумової напруги на клеммах опору  $R$  у розімкнутому контурі визначається за відомою *формулою Найквіста*

$$S_e(f) = 4kTR \text{ [В}^2\text{/Гц]} \quad , \quad (4.81)$$

де  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – стала Больцмана;  $T$  – абсолютна температура.

СПП характеризує розподіл середньої питомої нормованої потужності за частотою, а саме вказує яка середня потужність виділиться на опорі в 1 Ом у смузі частот в 1 Гц у довкіллі певної частоти  $f$ .

Вираз (4.81) справедливий практично у всьому радіодіапазоні. Оскільки тут СПП не залежить від частоти, то можна вважати, що тепловий шум має характер білого шуму. Що стосується розподілу миттєвих значень шумової напруги, то тепловий шум можна описати, як стаціонарний випадковий процес з нормальним розподілом і нульовим середнім значенням.

*Спектральна густина напруги* теплового шуму визначається як

$$s_e(f) = \sqrt{S_e(f)} = \sqrt{4kTR} \text{ [В} \cdot \sqrt{\text{Гц}}\text{]} \quad (4.82)$$

*Дисперсія* (англ. *variance*) напруги теплового шуму на опорі  $R$  у смузі частот  $\Delta f = f_h - f_l$  дорівнює

$$D_e = \int_{f_l}^{f_h} S_e(f) df = 4kTR\Delta f \quad [\text{В}^2]. \quad (4.83)$$

Величина

$$e_T = \sqrt{D_e} = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad [\text{В}] \quad (4.84)$$

є ефективною напругою теплового шуму.

Таким чином, реальному опору  $R$  еквівалентний генератор шуму із електрорушійною силою (ЕРС)  $e_N(t)$  (рис. 4.34б), дисперсія якого визначається формулою (4.84). Послідовно з  $e_N(t)$  включено ідеальний нешумлячий опір, який представляє собою внутрішній опір еквівалентного генератора.

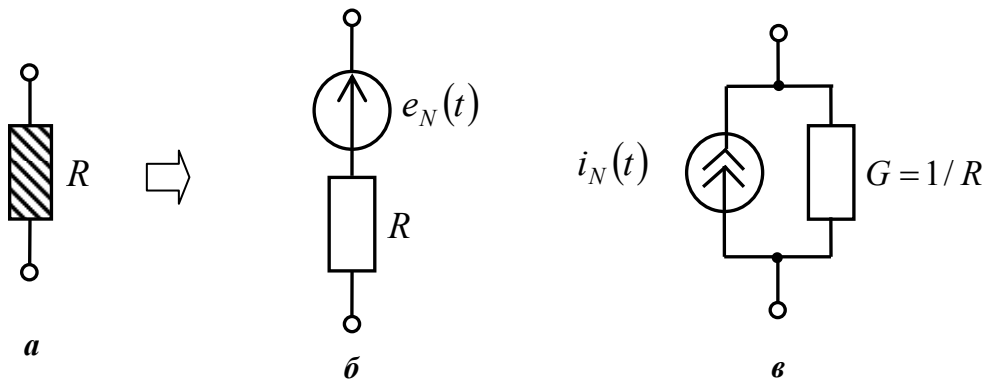
Очевидно, що від схеми з джерелом ЕРС можна перейти до схеми з еквівалентним генератором шумового струму  $i_N(t)$  (рис. 4.34в), СГП струму якого описується рівнянням

$$S_i(f) = 4kTG \quad [\text{А}^2/\text{Гц}], \quad (4.85)$$

де  $G = 1/R$  – провідність.

А його дисперсія дорівнює

$$D_i = 4kTG\Delta f \quad [\text{А}^2] \quad (4.86)$$



**Рис. 4.34 – Реальний опір (а), його еквівалентні схеми у вигляді генератора шумової ЕРС (б) та генератора шумового струму (в)**

Генератор шуму, як і всякий генератор, віддає максимальну потужність у навантаження при узгодженні, тобто у випадку коли опір нешумлячого навантаження дорівнює опору, що шумить  $R_L = R$

$$P_{NT} = \frac{D_e}{4R} = kT\Delta f \quad [\text{Вт}]. \quad (4.87)$$

Цю потужність прийнято називати *номінальною потужністю теплових шумів*, вона залежить від температури опору та ширини смуги частот і не залежить від опору джерела шуму.

*Дробовий шум* або *шум Шоткі* (англ. *shot noise*) – це випадкові флуктуації напруги і струму, які обумовлені дискретною структурою зарядів, що утворюють струм в вакуумних і напівпровідникових електронних пристроях.

*Простий дробовий шум* спостерігається в електронних лампах. СГП струму дробового шуму лампового діоду у режимі насичення не залежить від частоти (білий шум) і описується *формулою Шоткі*

$$S_i(f) = 2qI_0 \text{ [A}^2/\text{Гц]}, \quad (4.88)$$

де  $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл – заряд електрона;  $I_0$  – середній струм.

Формула Шоткі (4.88) служить характеристикою не тільки простих дробових шумових процесів у лампах, вона також використовується для опису флуктуацій струму в приладах з  $p$ - $n$ -переходами.

Спектральна густина струму дробового шуму дорівнює

$$s_i(f) = \sqrt{S_i(f)} = \sqrt{2qI_0} \text{ [A}/\sqrt{\text{Гц}}], \quad (4.89)$$

При протіканні струму через опір  $R$  СГП шумової напруги дробового шуму на цьому опорі дорівнює

$$S_e(f) = S_i(f) \cdot R^2 = 2qI_0 R^2 \text{ [B}^2/\text{Гц]} \quad (4.90)$$

Дисперсія шумового струму дробового шуму у смузі частот  $\Delta f$  дорівнює

$$D_i = \int_{\Delta f} S_i(f) df = 2qI_0 \Delta f \text{ [B}^2] \text{ ,} \quad (4.91)$$

а ефективний шумовий струм –

$$i_s = \sqrt{2qI_0 \Delta f} \text{ [A]}. \quad (4.92)$$

Різновидом дробового шуму можна вважати *лавинний шум* (англ. *avalanche noise*). Джерелом лавинного шуму є  $p$ - $n$ -переходи, які працюють в режимі зворотного пробую, як це має місце в лавинних фотодіодах.

$1/f$ -Шум (англ. *1/f noise*) характеризується спектральною густиною потужності, яка зростає по мірі зменшення частоти за законом

$$S_{1/f}(f) = H^2 / f^\alpha, \quad (4.93)$$

де  $f$  – частота;  $H$  – параметр, який має розмірність [В], або [А] в залежності яка СГП розглядається, зазвичай приймають, що він чисельно дорівнює екстрапольованому значенню спектральній густині у довкіллі частоти 1 Гц. Параметр  $\alpha$  називається *параметром форми спектра*. Найчастіше його величина близька до одиниці  $\alpha \in (0,8; 1,2)$ , проте зустрічаються значення і з більш широкого діапазону (0,6; 2).

Зворотно пропорційна залежність спектральної густини  $1/f$  – шуму від частоти обумовила ще і такі його назви: *низькочастотний шум* (англ. *low-frequency noise*), *рожевий шум* (англ. *pink noise*). А при залежності, пропорційній  $1/f^2$ , також називають ще *красним* чи *коричневим* шумом (англ. – *red/brown noise*). Зустрічаються й інші назви цього шуму в залежності від природи походження: *фліккерний шум*, *струмовий* (англ. *current noise*), *збитковий* (англ. *excess noise*), *контактний* (англ. *contact noise*), *імпульсний* (англ. – *burst noise* або *popcorn noise*), *генераційно-рекомбінаційний* (англ. *generation-recombination noise*)

*Фліккерним шумом* (англ. *flicker noise*) називають  $1/f$  – шум, який обумовлений взаємодією носіїв заряду з дефектами кристалічної решітки напівпровідникових матеріалів. Такий шум властивий транзисторам всіх типів і дифузійним резисторам. Спектральна густина струму фліккерного шуму описується наступним чином:

$$s_{1/f}(f) = \sqrt{S_{1/f}(f)} = H \frac{1}{\sqrt{f}} = K_f \cdot I_0^m \frac{1}{\sqrt{f}} \quad [\text{A}/\sqrt{\text{Äö}}], \quad (4.94)$$

де  $H = K_f \cdot I_0^m$ ;  $K_f$  – коефіцієнт фліккерного шуму (константа, притаманна приладу);  $I_0$  – постійний струм;  $m$  – показник ступеня залежності шуму від струму.

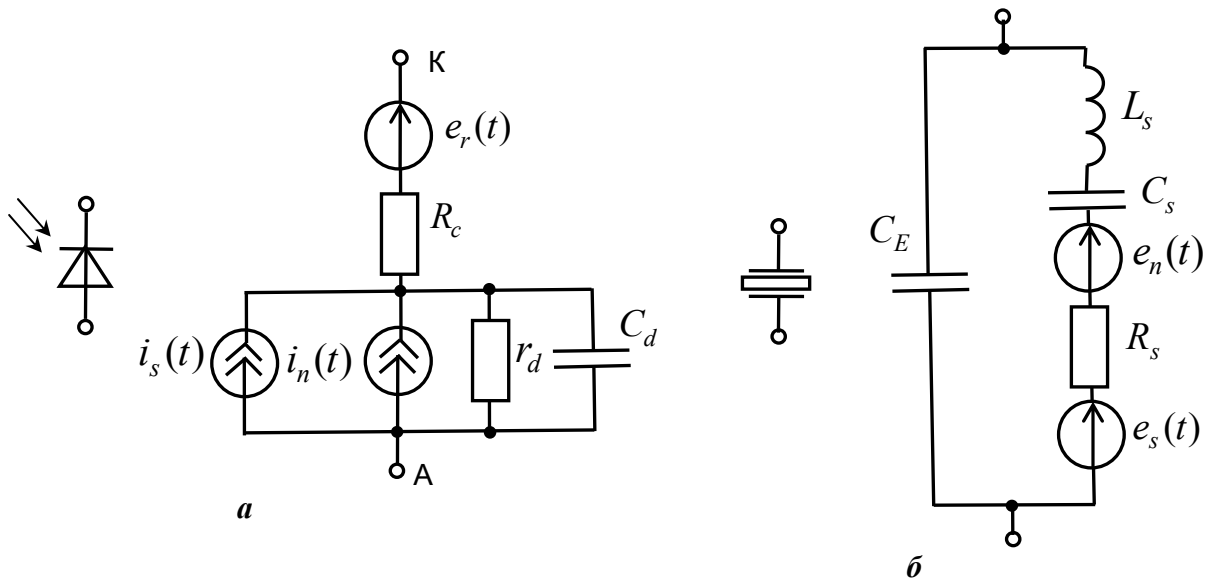
Для опису шумів двополюсних компонентів електричних кіл, якими є первинні перетворювачі (сенсори), використовують еквівалентні схеми, які містять нешумний двополюсник і джерела шумової напруги чи (та) струму. Звісно, склад та структура схеми заміщення, а саме кількість еквівалентних джерел шуму та їх тип, число врахованих паразитних параметрів, залежать від типу компонента, потрібного ступеня адекватності моделі реальному об'єкту, діапазону частот, в якому проводиться аналіз, режиму роботи. Тому, звичайно, для певного компонента універсальної шумової моделі не існує, а ту чи іншу модель обирають в залежності від потреби. Для прикладу на рис. 4.35 приведені шумові моделі фотодетектора та п'єзоелектричного перетворювача.

Малосигнальна шумова схема напівпровідникового фотодетектора (рис. 4.35а), який працює в режимі фотопровідності, містить генератор сигнального струму  $i_s(t)$ , що пропорційний освітленості; генератор шумового струму  $i_n(t)$ ;  $r_d$  – опір зворотно зміщеного  $p$ - $n$ -переходу (зазвичай близько 1000 МОм при нормальній температурі);  $C_d$  – його ємність (типове значення 50 пФ при нульовому зміщенні);  $R_c$  – опір навантаження фотодіоду (зазвичай  $R_c = 50$  Ом);  $e_r(t)$  – генератор шумової напруги теплового шуму навантаження  $R_c$  із СГП  $4kTR_c$ .

Шумовий струм  $i_n(t)$  містить три компоненти. Це дробовий шум із СГП шумового струму  $2qI_d$ , де  $I_d$  – зворотний струм фотодіоду; фліккерний шум із СГП шумового струму  $K_f I_d^\alpha / f$  та генераційно-рекомбінаційний шум.

Еквівалентна шумова схема п'єзоелектричного перетворювача для частот у докільлі механічного резонансу (рис. 4.35б) містить:  $C_E$  – електричну ємність перетворювача;  $L_s$ ,  $C_s$ ,  $R_s$  – еквівалентні елементи механічної ланки перетворювача, які обираються в залежності від резонансної частоти

$f_\delta = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}$  і добротності  $Q = \frac{\sqrt{L_s / C_s}}{R_s}$ ;  $e_s(t)$  – генератор сигнальної напруги, пропорційної прикладеному механічному зусиллю;  $e_n(t)$  – генератор шумової напруги теплового шуму із СГП  $4kTR_s$ .



**Рис. 4.35 – Шумові моделі фотодетектора (а) і п'єзоелектричного перетворювача (б)**

Для опису шумних чотирьополусників використовуються еквівалентні схеми, які містять нешумний чотирьополусник і джерела шумів. Можливі кілька різновидів увімкнення еквівалентних джерел шуму, які рівнозначно можуть бути використані і застосовуються в залежності від характеру задачі, яка вирішується. Найбільш зручними для використання є еквівалентні схеми, які складаються з нешумного чотирьополусника і генераторів шумової напруги та шумового струму, які увімкнуті на вході. Зручність таких моделей пояснюється тим, що в технічній документації для активних компонентів, приводять потужності шумів, які перераховані до входу, – *еквівалентні входні шуми* (англ. *equivalent input noise*). Вважається, що генератор шумової напруги не залежить від внутрішнього опору джерела сигналу; генератор шумової напруги і шумового струму є корельованими.

На рис. 4.36 приведена еквівалентна схема для аналізу шумів ОП при його інвертуючому чи неінвертуючому увімкненні. Шум на виході схеми обумовлений шумами, які здійснюють, по-перше, входні ланки і ланка від'ємного зворотного зв'язку ОП, а, по-друге, власними шумами операційного підсилювача. Шумова схема ОП містить ідеальний (нешумний) ОП і увімкнуті на його входах еквівалентні генератори: шумової напруги  $e_N(t)$ , шумового струму на інвертуючому вході ОП  $i_{Ni}(t)$  і шумового струму на неінвертуючому вході  $i_{Nn}(t)$ .

Коефіцієнт підсилення напруги джерел, які увімкнуті до інвертуючого входу ОП, дорівнює  $R_2/R_1$ , коефіцієнт підсилення напруги джерел, які увімкнуті до неінвертуючого входу, дорівнює  $(1 + R_2/R_1)$ .

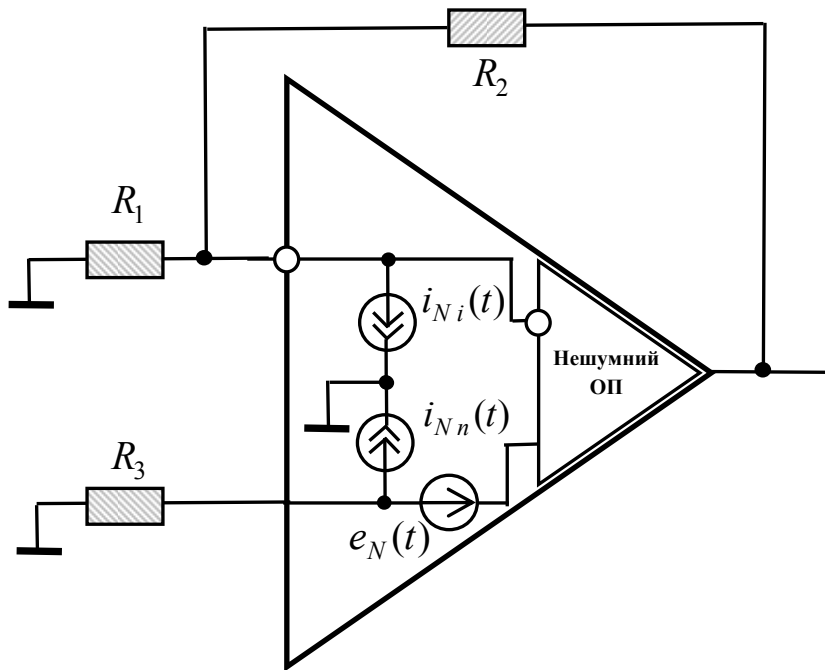


Рис. 4.36 – Аналіз шумів ОП

Відповідно коефіцієнти підсилення за потужністю дорівнюють  $(R_2 / R_1)^2$  і  $(1 + R_2 / R_1)^2$ . СГП напруги теплових шумів на виході схеми, які здійснюють опори  $R_1$ ,  $R_2$  і  $R_3$ , дорівнює

$$S_{eR}(f) = 4kTR_1 \left( \frac{R_2}{R_1} \right)^2 + 4kTR_2 + 4kTR_3 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 = 4kTA[R_2 + AR_3], \quad (4.95)$$

де  $A = 1 + R_2 / R_1$  – шумове підсилення.

СГП еквівалентного генератора шумової напруги  $e_N(t)$  представляють у вигляді

$$S_e(f) = S_{e0} + \frac{H_e^2}{f} = S_{e0} + S_{e0} F_{ce} \frac{1}{f} = S_{e0} \left( 1 + F_{ce} \frac{1}{f} \right), \quad (4.96)$$

де  $S_{e0} = const$  – СГП білого шуму;  $H_e^2 = const$  – інтерпольоване значення СГП фліккерного шуму на частоті  $f = 1$  Гц;  $F_{ce}$  – частота зламу спектра  $S_e(f)$ , яка

знаходиться з рівняння  $\frac{H_e^2}{F_{ce}} = S_{e0}$ .

Зазвичай вважають, що еквівалентні генератори шумового струму на інвертуючому  $i_{Ni}(t)$  та неінвертуючому  $i_{Nn}(t)$  входах ОП ідентичні. СГП еквівалентних генераторів шумового струму представляють у вигляді

$$S_i(f) = S_{i0} + \frac{H_i^2}{f} = S_{i0} + S_{i0} F_{ci} \frac{1}{f} = S_{i0} \left( 1 + F_{ci} \frac{1}{f} \right), \quad (4.97)$$



де  $S_{i0} = const$  – СГП білого шуму;  $H_i^2 = const$  – інтерпольоване значення СГП фліккерного шуму на частоті  $f=1$  Гц;  $F_{ci}$  – частота зламу спектра  $S_i(f)$ , яка знаходиться з рівняння  $\frac{H_i^2}{F_{ci}} = S_{i0}$ .

СГП напруги шуму на виході схеми (рис. 4.36), яку здійснюють власні шуми ОП дорівнює

$$\begin{aligned} S_{eOP}(f) &= \left[ S_{e0} \left( 1 + F_{ce} \frac{1}{f} \right) \right] \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 + \left[ S_{i0} \left( 1 + F_{ci} \frac{1}{f} \right) \right] \cdot R_1^2 \cdot \left( \frac{R_2}{R_1} \right)^2 + \\ &+ \left[ S_{i0} \left( 1 + F_{ci} \frac{1}{f} \right) \right] \cdot R_3^2 \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 = \\ &= A^2 S_{e0} \left( 1 + F_{ce} \frac{1}{f} \right) + S_{i0} \left( 1 + F_{ci} \frac{1}{f} \right) (R_2^2 + A^2 R_3^2). \end{aligned} \quad (4.98)$$

Тоді результуюча СГП напруги шуму на виході схеми (рис. 4.36) за правилом незалежності джерел шуму дорівнює

$$\begin{aligned} S_e(f) &= S_{eR}(f) + S_{eOP}(f) = \\ &= 4kTA[R_2 + AR_3] + A^2 S_{e0} \left( 1 + F_{ce} \frac{1}{f} \right) + S_{i0} \left( 1 + F_{ci} \frac{1}{f} \right) (R_2^2 + A^2 R_3^2). \end{aligned} \quad (4.99)$$

Дисперсію шумової напруги у смузі частот  $\Delta f = f_h - f_l$  можна знайти як

$$\begin{aligned} D_e &= \int_{f_l}^{f_h} S_e(f) df = \\ &= 4kTA[R_2 + AR_3] \Delta f + A^2 S_{e0} \left( \Delta f + F_{ce} \ln \frac{f_h}{f_l} \right) + S_{i0} \left( \Delta f + F_{ci} \ln \frac{f_h}{f_l} \right) (R_2^2 + A^2 R_3^2). \end{aligned} \quad (4.100)$$

Вхідні шумові струми ОП на основі польових транзисторів із ізольованим затвором зазвичай наскільки малі, що у власному шумі ОП домінує шумова напруга. Тоді останнім доданком в (4.100) можна знехтувати. За цим припущенням приведена вище формула значно спрощується:

$$D_e = 4kTA[R_2 + AR_3] \Delta f + A^2 S_{e0} \left( \Delta f + F_{ce} \ln \frac{f_h}{f_l} \right). \quad (4.101)$$

Якість вимірювання залежить від *відношення сигнал-шум* (С/Ш, англ. *signal to noise ratio*, SNR or S/N), яке представляє собою відношення потужності сигналу (середньої чи миттєвої)  $P_S$  до середньої потужності шуму  $P_N$ . Найчастіше його виражають в децибелах як

$$SNR = 10 \lg \left( \frac{P_S}{P_N} \right) \text{ [дБ]}. \quad (4.102)$$

Узагальнюючим шумовим параметром лінійного чотириполюсника є *коефіцієнт шуму* (КШ) або *шум-фактор*

$$F = \frac{(P_S/P_N)_{in}}{(P_S/P_N)_{out}}, \quad (4.103)$$

тобто КШ лінійного чотириполюсника знаходиться для вказаної смуги частот як співвідношення сигнал-шум на вході  $(P_S/P_N)_{in}$ , віднесене до такого ж співвідношення на виході чотириполюсника  $(P_S/P_N)_{out}$ . Він показує у скільки разів зменшується відношення  $(P_S/P_N)_{out}$  порівняно із  $(P_S/P_N)_{in}$ . Це показник якості для такої схеми, в якій відображені внутрішні шумові властивості з урахуванням узгодження імпедансу на вході та при умові, що на вході і внутрішній шум є білим.

Хоча величина  $F$  (4.103) історично називається коефіцієнтом шуму, під сучасним терміном «коефіцієнт шуму» зазвичай розуміють логарифмічний масштаб цієї величини, а саме  $NF = 10 \lg F$  [дБ]. В зарубіжній спеціальній літературі, яка публікується ведучими виробниками вимірювачів коефіцієнта шуму, послідовно розмежовують два терміни: фактор шуму  $F$  (англ. *noise factor*) і шумову діаграму  $NF$  (англ. *noise figure*).

Розділимо чисельник і знаменник виразу (4.95) на потужність сигналу на вході  $P_{S out}$ . Тоді з урахуванням того, що  $P_{S out} = P_{S in} \cdot K_p$ , де  $K_p$  – коефіцієнт передачі потужності, при умові, що АЧХ чотириполюсника рівномірна у смузі частот, отримаємо

$$F = \frac{P_{N out}}{P_{N in} K_p}. \quad (4.104)$$

Якби чотириполюсник був ідеальним, то  $P_{N out} = P_{N in} \cdot K_p$ . Таким чином, можна трактувати КШ як відношення сумарної потужності шумів на виході чотириполюсника до складової, яка обумовлена шумом джерела сигналу.

Якщо чотириполюсник є пасивним ( $K_p < 1$ ), то він служить джерелом теплового шуму для навантаження, КШ пасивного чотириполюсника

$$F = L, \quad (4.105)$$

де  $L = \frac{P_{in}}{P_{out}}$  – коефіцієнт втрат.

Нехай чотириполюсник є активним, наприклад це підсилювач ( $K_p > 1$ ). Шум на його виході  $P_{N out}$  містить дві складові. Перша складова – це підсилена потужність шуму джерела  $P_{N in} \cdot K_p$ , а друга – власний (внутрішній) шум пристрою  $P_{a out}$ . Тому вираз (4.96) можна переписати так (вважаючи, що шум на вході є тепловий шум джерела):

$$F = \frac{P_{N out}}{P_{N in} K_p} = \frac{kT_0 \Delta f K_p + P_{a out}}{kT_0 \Delta f K_p} = 1 + \frac{P_{a out}}{kT_0 \Delta f K_p}, \quad (4.106)$$

де  $P_{N in} = kT_0 \Delta f$  – вхідний шум від узгодженого із входом чотириполюсника джерела теплового шуму при температурі  $T_0$ .

Вираз (4.98) лежить в основі офіційного визначення коефіцієнта шуму, прийнятого міжнародним Інститутом радіоінженерів (IRE, натеper Institute of Electrical and Engineers – IEEE). Він не є досконалим, тому обумовлює неточності і визиває дискусії. Зокрема, (4.106) містить шум джерела, передбачається, що чотириполіусник узгоджений з джерелом, на вході і власний шум є білим, а АЧХ чотириполіусника рівномірна. Що стосується останнього, то у якості смуги частот  $\Delta f$  пропонується еквівалентна шумова смуга чотириполіусника.

Треба пам'ятати, що КШ виражає шумові властивості відносно вхідного джерела шуму, тобто він не є абсолютною мірою шуму. Таким чином, для порівняння пристроїв за шумами необхідно мати еталон. Так як при узгодженні  $P_{N in} = kT_0\Delta f$ , то за рекомендацією IEEE прийнято визначати КШ для джерела при *стандартній температурі* (англ. *standard noise temperature*)  $T_0 = 290$  К (а не 293 К!), так як при цьому  $kT_0 = 4,0003 \cdot 10^{-21}$  Вт/Гц (-204 дБВт/Гц).

Потужність внутрішніх шумів підсилювача може бути еквівалентно представлена як результат дії на вході деякого уявного джерела, потужність якого дорівнює  $P_{a in} = P_{a out} / K_p$  – це *приведена (перерахована) до входу номінальна потужність власних шумів чотириполіусника*. При цьому вважається, що сам чотириполіусник є нешумний. Тоді вираз (4.106) можна записати у вигляді

$$F = 1 + \frac{P_{a in}}{kT_0\Delta f}. \quad (4.107)$$

Часто для опису шумових властивостей чотириполіусників замість коефіцієнта шуму використовують *ефективну температуру вхідного шуму* (англ. *effective input noise temperature*), або просто «шумову температуру»  $T_N$ , виходячи з того, що приведена до входу номінальна потужність власних шумів  $P_{a in}$  можна трактувати як результат підвищення температури джерела шуму на величину  $T_N$  (рис. 4.37):

$$P_{a in} = kT_N\Delta f, \quad (4.108)$$

тоді (4.107) можна представити у вигляді

$$F = \frac{kT_0\Delta f + kT_N\Delta f}{kT_0\Delta f} = 1 + \frac{T_N}{T_0}. \quad (4.109)$$

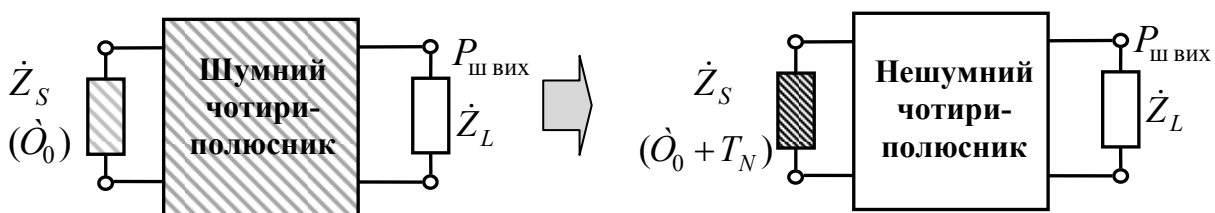


Рис. 4.37 – Визначення ефективної температури вхідного шуму

Якщо внесений чотириполосником шум дорівнює потужності шуму джерела шуму, то КШ згідно (4.108) дорівнює  $F=2$  ( $NF=3$  дБ), що відповідає температурі вхідного шуму  $T_N = T_0$ .

Шумова температура чотириполосника на відміну від КШ характеризує лінійний чотириполосник незалежно від джерела вхідного шуму. За відомим КШ активного чотириполосника ефективну температуру вхідного шуму можна обчислити так:

$$T_N = (F - 1)T_0. \quad (4.110)$$

А шумова температура пасивного чотириполосника з коефіцієнтом втрат  $L$  дорівнює

$$T_N = (L - 1)T_0. \quad (4.111)$$

Шумова температура пасивного чотириполосника, наприклад, лінії передачі між сенсором і вимірювальним приладом при фізичній температурі  $T$ , дорівнює

$$T_N = (L - 1)T. \quad (4.112)$$

Цей вираз свідчить про те, що інтенсивність шумів лінії передачі, чи будь-якого пасивного чотириполосника, зростає при збільшенні фізичної температури і втрат. А при великих втратах ( $L \gg 1$ ) шумова температура значно перевищує фізичну.

При  $M$ -каскадному з'єднанні чотириполосників з коефіцієнтами шуму  $F_1, F_2, \dots, F_M$  і відповідними номінальними коефіцієнтами передачі за потужністю  $K_1, K_2, \dots, K_M$  коефіцієнт шуму визначається за формулою Харальда Фріїза

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_1} + \frac{F_3 - 1}{K_1 K_2} + \dots + \frac{F_M - 1}{K_1 \cdot \dots \cdot K_{M-1}}. \quad (4.113)$$

Величину  $(F_2 - 1)/K_1$  в цьому виразі часто називають *ефектом другого каскаду* (англ. *second-stage effect*). Якщо підсилення першого каскаду велике, то ефект другого каскаду буде мінімальним.

Оригінальний вигляд набуває формула Фріїза (4.112) при послідовному увімкненні пасивного і активного чотириполосників, наприклад, лінії зв'язку з втратами  $L$  та підсилювача з КШ  $F_a$ :

$$F = L + \frac{F_a - 1}{1/L} = LF_a. \quad (4.114)$$

Це рівняння свідчить про те, що підсилювач засобу вимірювання слід розміщувати як можна ближче до сенсора, щоб лінія зв'язку між ними була найкоротшою. А ще краще, коли сенсор застосовується сумісно з підсилювачем, розташованим у безпосередній близькості до сенсора, а до приймача передається вже підсилений сигнал.

#### 4.7 Захист від завад сенсорів та з'єднуючих провідників

В засобах вимірювань зовнішні шуми та завади проникають в основному через лінії зв'язку з сенсорами. Сучасні технології відновлення сигналу дозволяють зменшити вплив шумів та завад, навіть потужніших за вимірюваний сигнал. Але використовуючи неправильне підключення сигналу сенсора або помилкове заземлення, можна значно погіршити якість вимірювального сигналу.

Паразитний вплив на процес передачі сигналу сенсора приймачу можна розділити на наступні групи:

- вплив нееквіпотенціальності «землі»;
- дія через кондуктивний зв'язок;
- наведення через взаємну індуктивність;
- наведення через ємнісний зв'язок;
- високочастотні електромагнітні наведення.

Джерела сигналів (датчики температури, тиску, ваги, вологості, тощо) можуть бути заземленими або незаземленими (плаваючими). Сигналом незаземленого джерела є різниця потенціалів між його двома виводами. Потенціал виводів відносно «землі» є паразитним і не повинен впливати на результат вимірювання.

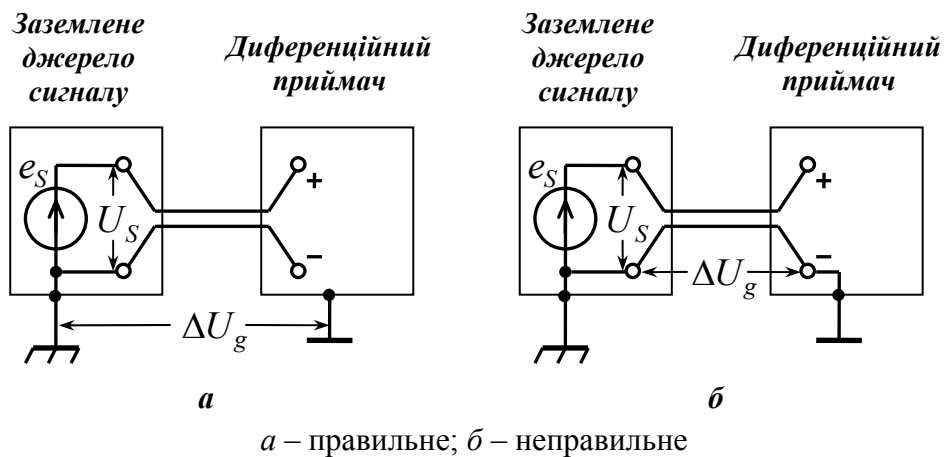
У заземленого джерела сигналу один з виводів заземлений і напруга другого виводу вимірюється відносно «землі». Заземлене джерело можна отримати з плаваючого, якщо один з виводів заземлити. Проте зворотну операцію виконати достатньо важко, так як конструкція сенсора часто не дозволяє цього зробити.

Джерела сигналу можуть бути не тільки джерелами напруги, а і джерелами струму, які теж можуть бути заземленими або плаваючими. Проте, практично у всіх випадках перетворений сигнал перед вимірюванням насамкінець перетворюється у напругу.

Приймач сигналу може приймати (вимірювати) сигнал відносно «землі» або відносно другого входу. У першому випадку приймач сигналу є приймачем з недиференційним (одиничним) входом, у другому – диференційним приймачем сигналу, який вимірює різницю потенціалів між його двома виводами. Ці потенціали відраховуються відносно загального провідника приймача (відносно «землі» приймача). Таким чином, диференційний приймач сигналу має три виводи: два сигнальних і один загальний («земля»). З точки зору завад, «землі» джерела і приймача мають різні потенціали, тому в приведених далі схемах вони мають різні умовні позначення.

Сигнал заземленого джерела краще вимірювати за допомогою диференційного приймача без з'єднання із загальним провідником (рис. 4.38а). При цьому різниця потенціалів між заземленням джерела сигналу і заземленням приймача  $\Delta U_g$  проявляється як синфазна завада для диференційного приймача. На рис. 4.38б показана помилкове заземлення – заземлений приймач використовується для вимірювання сигналу заземленого

джерела. У цьому випадку вимірювана напруга представляє собою суму напруги сигналу  $U_s$  і різниці потенціалів між заземленням джерела сигналу і заземленням приймача  $\Delta U_g$ . Ситуація може бути значно покращена, якщо «землі» джерела і приймача з'єднати провідником з низьким опором. Проте, це не усуває паразитну напругу  $\Delta U_g$  повністю, так як у з'єднуючому провіднику буде текти струм. Як правило, основним компонентом цього струму є завада з частотою 50 Гц, але більше значення мають наведення височастотними електромагнітними полями.

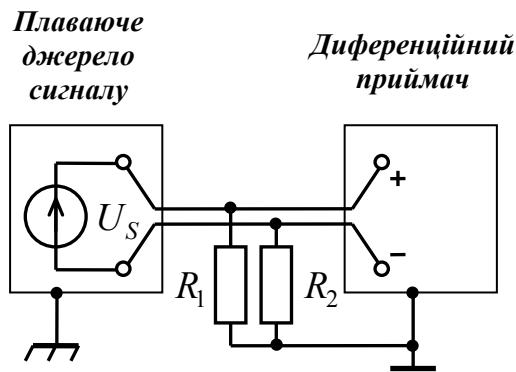


**Рис. 4.38 – Вимірювання сигналу заземленого джерела**

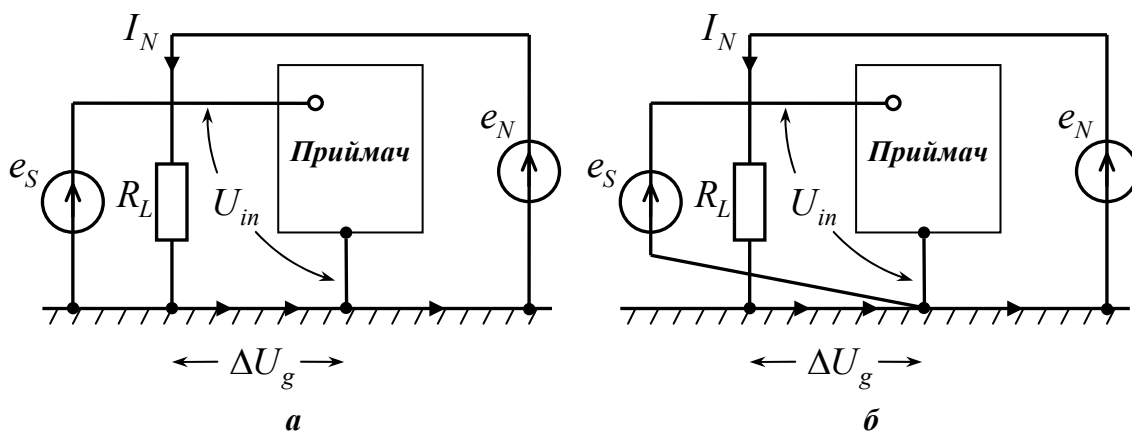
При вимірюванні сигналу незаземленого джерела диференційним приймачем слід використовувати резистори зміщення, як це показано на рис. 4.39. Резистори зміщення  $R_1$  і  $R_2$  призначені для того, щоб напруга синфазної завади не вийшла за межі діапазону працездатності приймача. Опір між будь-яким диференційним входом і «землею» дуже великий, тому навіть незначний струм завади може здійснити на ньому велику напругу. Опір резисторів зміщення повинен бути достатньо великим, щоб дозволяти джерелу «плавати» і не навантажувати джерело, але їх опір повинен бути невеликим, щоб синфазна напруга не виходила за межі допустимої. Наприклад, при використанні термопар типова величина опору резисторів зміщення лежить в діапазоні від 10 кОм до 100 кОм.

Джерелом завади при передачі сигналу може бути падіння напруги  $\Delta U_g$  на ділянці провідника, який є загальним для сигналу і деякого навантаження  $R_L$  (рис. 4.40a). Такий паразитний зв'язок називається *кондуктивним* (резистивним). Навантаженням  $R_L$  може бути, наприклад, деяка допоміжна цифрова схема, через яку протікає струм  $I_N$  від еквівалентного джерела. В результаті вхідна напруга  $U_{in}$  буде складатися з напруги джерела сигналу  $e_s$  і напруги завади  $\Delta U_g$ .

Рішенням описаної проблеми є підключення «землі» джерела сигналу до приймача окремим ізольованим провідником, який не використовується ні для будь-яких інших цілей (рис.4.40б).



**Рис. 4.39 – Вимірювання сигналу незаземленого джерела**



*а* – послідовне підключення, яке призводить до кондуктивної завади;  
*б* – окреме підключення для усунення кондуктивного зв'язку

**Рис. 4.40 – Кондуктивна завада**

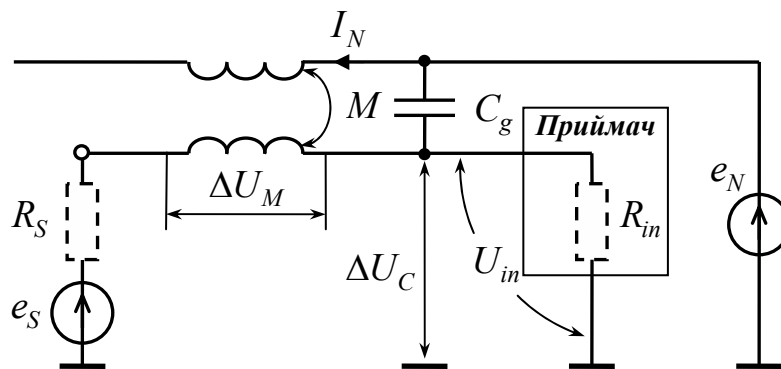
Індуктивний (магнітний) зв'язок виникає завдяки змінному у часі магнітному полю у просторі, обмеженому контуром сигнального кола. Припустимо, що поруч з сигнальним провідником розташований деякий провідник, по якому тече струм амплітудою  $I_N$  (рис. 4.41). Тоді, завдяки ефекту електромагнітної індукції, у сигнальному провіднику буде наводитись напруга завади  $U_N$ , яка пропорційна взаємній індукції  $M$ . Величина  $M$ , в свою чергу пропорційна площі витка, який пересікається магнітним полем, що здійснює  $I_N$ . «Витком» в даному випадку є контур, по якому протікає струм, спричинений ЕРС завади. На рис. 4.41 цей контур утворений сигнальним провідником, входним опором приймача  $R_{in}$ , провідником «землі» і вихідним опором джерела сигналу  $R_s$ . Для зменшення взаємної індуктивності площа даного контуру повинна бути мінімізована, тобто сигнальний провідник повинен бути максимально близько до «землі». Ефективну площу витка можна зменшити, якщо розташувати його у площині, перпендикулярній площі контуру із струмом, який наводить заваду.

Індуктивне наведення збільшується з ростом частоти і відсутнє на постійному струмі. Напряга індуктивної завади на рис. 4.41 є послідовною до напруги джерела сигналу, тобто вносить адитивну похибку, і дорівнює

$$\Delta U_M = \omega M I_N. \quad (4.115)$$

Паразитна ємність між провідниками  $C_g$  (рис. 4.41) утворює дільник напруги для джерела  $e_N$ , який складається з  $C_g$  і паралельного з'єднання опорів  $R_S$  і  $R_{in}$ . Таким чином, адитивна ємнісна напруга завади дорівнює

$$\Delta U_C = \left| \frac{(R_S \parallel R_{in})}{\frac{1}{j\omega C_g} + (R_S \parallel R_{in})} \right| \cdot e_N = \frac{\omega C_g (R_S \parallel R_{in})}{\sqrt{1 + [\omega C_g (R_S \parallel R_{in})]^2}} \cdot e_N. \quad (4.116)$$



**Рис. 4.41 – Шляхи проходження ємнісної та індуктивної завад від джерела  $e_N$**

З (4.116) видно, що коли внутрішній опір джерела сигналу дорівнює нулю ( $R_S=0$ ) напруга ємнісної завади також дорівнює нулю. Насправді, сигнальний провідник має деякий індуктивний і резистивний опір, тому падіння напруги на ньому не дозволяє повністю усунути ємнісне наведення за допомогою джерела з низьким внутрішнім опором.

Сенсори, які мають великий внутрішній опір і малу напругу сигналу, слід застосовувати сумісно з підсилювачем, а до приймача передавати вже підсилений сигнал.

З іншої сторони, для усунення індуктивної завади носієм сигналу повинен бути струм, а не напруга, тобто джерело сигналу повинно бути ідеальним джерелом струму, для якого струм не залежить від опору навантаження, в тому числі і від наведеної ЕРС. Вибір носія інформації (струм чи напруга) в кожному конкретному випадку залежить від того, яка завада є домінуючою (індуктивна чи ємнісна).

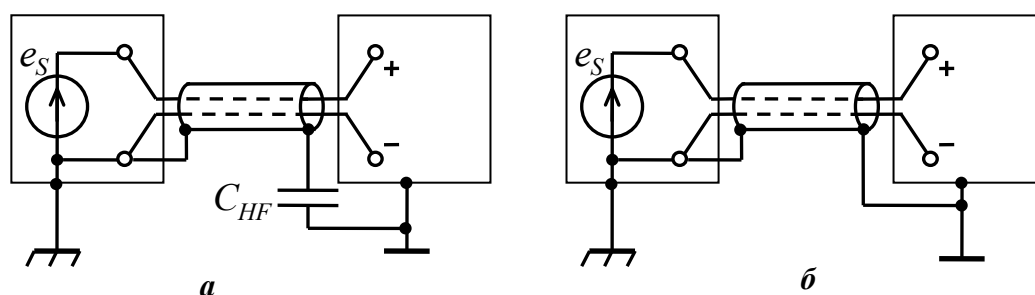
Для усунення паразитного ємнісного зв'язку використовують електростатичний екран у вигляді провідної трубки (панчохи), яка охоплює сигнальні провідники. Електростатичний екран слід підключати до заземлення тільки на стороні джерела (рис. 4.42a). В загальному випадку при передачі ширококутового сигналу від віддаленого джерела з високим опором



рекомендується вмикати ємність  $C_{HF}$ , яка ослабляє високочастотну складову завади.

Не можна з'єднувати одночасно електростатичний екран також із «землею» приймача (рис. 4.42б), так як при цьому через екран тече струм, який обумовлений нееквіпотенціальністю «земель» джерела і приймача. Струм, що протікає по екрану є джерелом індуктивного наведення в сигнальних провідниках.

Для захисту від магнітного поля використовують екран з матеріалу з високою магнітною проникністю. Для частот нижче 100 кГц можна застосовувати екран із сталі або пермалою. На більш високих частотах використовують алюміній і мідь. Властивості магнітного екранування цих металів на низьких частотах дуже неефективні, наприклад, на частотах силових електричних ліній (50 Гц). У зв'язку з трудністю магнітного екранування слід приділяти особливу увагу зменшенню індуктивності сигнальних провідників і вибору підходящої схеми джерела та приймача.



*a* – правильне; *б* – неправильне

**Рис. 4.42 – Підключення екрану**

Високочастотні електромагнітні завади наводяться від таких джерел, як радіо і телевізійні передавачі, мобільні телефони, тиристорні перетворювачі, електродвигуни, комп'ютери, тощо. Завади з частотою вище 100 кГц знаходяться за межами частотного діапазону більшості сенсорів, проте, високочастотні завади можуть бути спрямлені і перенесені в низькочастотні кола завдяки нелінійності напівпровідникових компонентів схем.

Всякий раз при переміщенні кабелю, наприклад, при вібрації, має місце трибоелектричний ефект – явище електризації тіл при терті. При цьому внаслідок тертя між діелектриком (ізолятором) та провідниками у кабелі виникає різниця потенціалів між провідниками. Рух кабелю призводить також до наведення завади внаслідок зміни магнітного потоку через контур сигнальної схеми. Також можуть спостерігатися паразитні напруги, які обумовлені термоелектричним ефектом на контактах різнорідних металів, п'єзоелектричним ефектом, електростатичною індукцією.

Значення коефіцієнта придушення синфазного сигналу (CMRR) диференційної вимірювальної схеми обмежує її здатність подавляти синфазну заваду. CMRR залежить від частоти і, як правило, зменшується при збільшенні частоти. Симетрична вимірювальна схема максимізує CMRR. Приймач з

диференційним входом є симетричним – обидва входи мають однаковий імпеданс відносно землі. Але вся схема буде симетричною тоді, коли симетричними є також джерело сигналу і кабель. Джерело є симетричним, якщо обидва контакти мають однаковий імпеданс відносно землі. Кабель – коли обидва провідника мають однаковий імпеданс відносно землі.

Прикладом симетричного кабелю є вита пара або екранована вита пара. Коаксіальний кабель є несиметричним, так як його провідники мають різну ємність відносно землі.

#### 4.8 Частотні фільтри

Якщо смуга частот сигналу менше, ніж смуга приймача, або якщо деякі параметри сигналу відомі, для зменшення завад використовують аналогові фільтри на вході приймача.

Фільтр (англ. *filter*) – це чотиріполіусник, який має яскраво виражені частотно-селективні властивості, призначений для передачі спектральних складових сигналу, які знаходяться в смузі частот пропускання (англ. *bandpass*), та суттєвого пригнічення спектральних складових сигналу, які лежать поза смугою частот пропускання в смузі затримування або режекції (англ. *stopband*).

Як лінійний чотиріполіусник, фільтр характеризують комплексним частотним коефіцієнтом передачі напруги

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{\dot{U}_{out}}{\dot{U}_{in}}, \quad (4.117)$$

де  $\dot{U}_{in}$  і  $\dot{U}_{out}$  – комплексні амплітуди відповідно вхідного і вихідного сигналів.

Представлення  $\dot{K}(j\omega)$  у показниковій формі дає

$$\dot{K}(j\omega) = |\dot{K}(j\omega)| \exp[j\varphi_K(\omega)], \quad (4.118)$$

де  $|\dot{K}(\omega)|$  – амплітудно-частотна характеристика (АЧХ);  $\varphi_K(\omega)$  – фазочастотна характеристика (ФЧХ).

Фільтр прийнято характеризувати також *частотною характеристикою загасання* (ЧХЗ, англ. *attenuation characteristic*), яка зв'язана з  $|\dot{K}(\omega)|$  наступним чином

$$A(\omega) = -20 \lg |\dot{K}(j\omega)|, \quad (4.119)$$

Відомо, що комплексний частотний коефіцієнт передачі лінійного кола є дрібно-раціональною функцією

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{b_m(j\omega)^m + b_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + b_1(j\omega) + b_0}{a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + a_1(j\omega) + a_0}, \quad (4.120)$$

При формальній заміні в (4.120)  $j\omega = s$  отримаємо *операторний коефіцієнт передачі* або *передатну функцію* (англ. *transfer function*), яка представляє собою відношення зображень Лапласа вихідного і вхідного сигналів

$$H(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}, \quad (4.121)$$

де  $b_m$  і  $a_n$  – дійсні сталі величини ( $m \leq n$ ).

Максимальний степінь знаменника передатної функції визначає порядок фільтра.

Розкладаючи чисельник і знаменник (4.121) на множники, отримаємо передатну функцію в наступному вигляді:

$$H(s) = \frac{(s - z_m)(s - z_{m-1}) \cdot \dots \cdot (s - z_1)}{(s - p_n)(s - p_{n-1}) \cdot \dots \cdot (s - p_1)}, \quad (4.122)$$

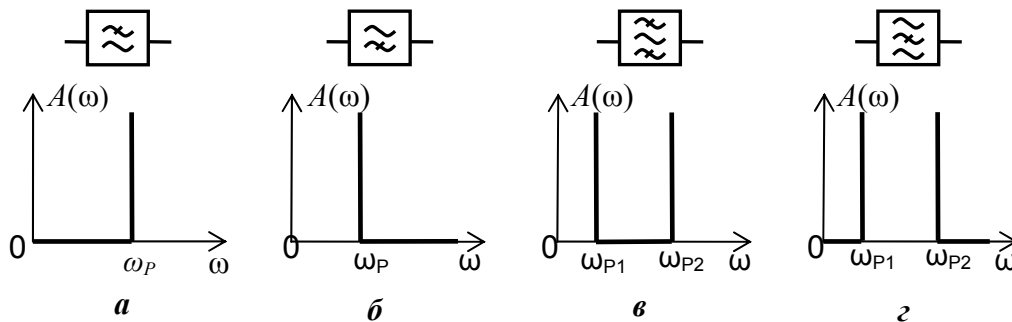
Тут  $k = b_m / a_m$  – коефіцієнт посилення (англ. *gain*);  $z_i$  – нулі передатної функції (англ. *zero*);  $p_i$  – її полюси (англ. *pole*).

Розташування нулів і полюсів  $H(s)$  на комплексній площині визначає поведінку кола як в частотному, так у часовому просторі.

Залежно від призначення розрізняють такі типи фільтрів:

- фільтри нижніх частот (ФНЧ; англ. *low-pass filter*), пропускають частоти, менші деякої частоти  $\omega_p$ ;
- фільтри верхніх частот (ФВЧ; англ. *high-pass filter*), пропускають частоти, більші деякої частоти  $\omega_p$ ;
- смуго-пропускні фільтри (СПФ; англ. *band-pass filter*), пропускають частоти в деякому діапазоні, для них характерна ширина смуги пропускання  $\Delta\omega = \omega_{p2} - \omega_{p1}$ ;
- режекторні фільтри (РФ), інші можливі назви – фільтр-пробка, смугозатримувальний фільтр (СЗФ; англ. *band-stop filter*), пропускають усі частоти, крім тих, що належать деякому діапазону, для них характерна ширина смуги затримування  $\Delta\omega = \omega_{p2} - \omega_{p1}$ .

На рис. 4.43 зображені ідеальні частотні характеристики загасання відповідних фільтрів. Однак така ідеальна (прямокутна) форма характеристики загасання не може бути фізично реалізована. У реального ж фільтра загасання у смузі пропускання не дорівнює нулю (децибел), загасання в смузі затримування не дорівнює нескінченності, а перехід від смуги пропускання до смуги затримування відбувається поступово (не стрибкоподібно).



$a$  – ФНЧ;  $б$  – ФВЧ;  $в$  – СПФ;  $г$  – РФ

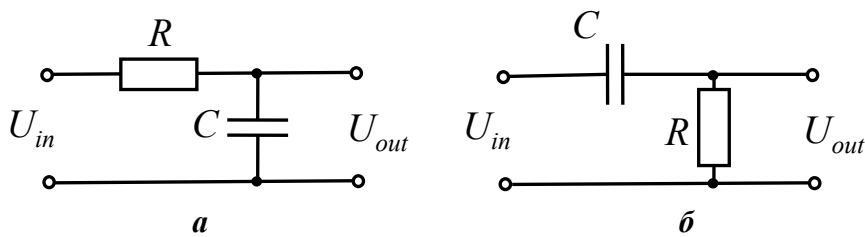
**Рис. 4.43 – Частотні характеристики фільтрів**

Найпростішими фільтрами є пасивні  $RC$ -кола (рис. 4.44), які широко застосовуються на практиці, особливо ФНЧ. Комплексний частотний коефіцієнт передачі ФНЧ (рис. 4.44а) дорівнює

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega CR} = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_g}, \quad (4.123)$$

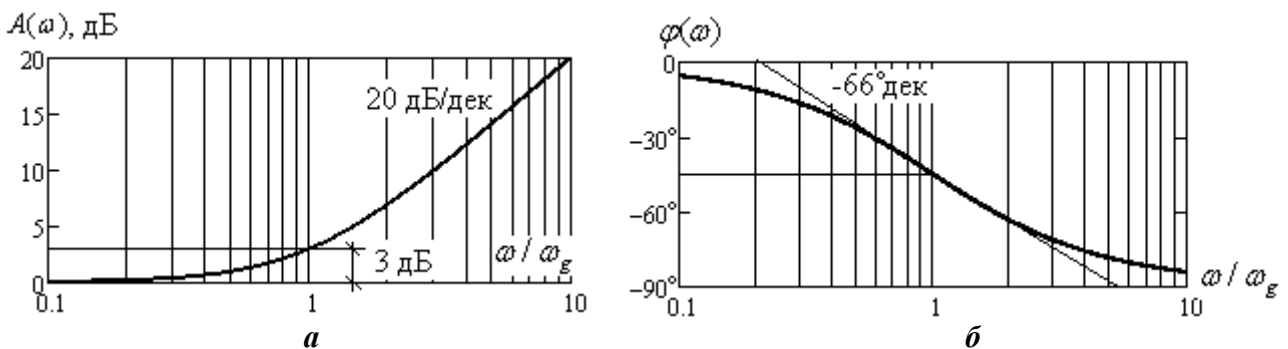
де  $\omega_g = 1/(CR)$  – частота зрізу фільтра (англ. *cut-off frequency*) (на якій загасання дорівнює 3 дБ).

На рис. 4.45 приведені ЧХЗ і ФЧХ ФНЧ першого порядку, видно, що схил ЧХЗ становить 20 дБ/дек (6 дБ/окт).



$a$  – ФНЧ;  $b$  – ФВЧ

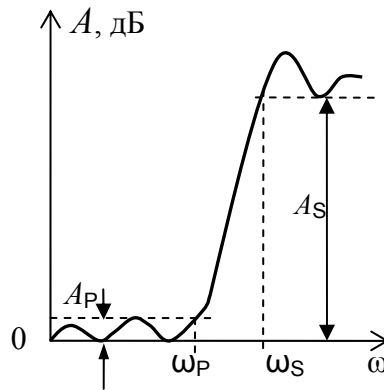
**Рис. 4.44 – Пасивні  $RC$ -фільтри першого порядку**



$a$  – АЧХ;  $b$  – ФЧХ

**Рис. 4.45 – Частотні характеристики ФНЧ першого порядку**

Можливий вид характеристики загасання реального фільтра більш високого порядку, наприклад ФНЧ, наведено на рис. 4.46. Проектування фільтра виконується з урахування проектних параметрів:  $\omega_p$  – граничної частоти смуги пропускання;  $A_p$  – граничного (максимального) загасання в смугі пропускання;  $\omega_s$  – граничної частоти смуги затримування;  $A_s$  – мінімального загасання в смугі затримування.



**Рис. 4.46 – Характеристика загасання реального ФНЧ**

Процедура проектування фільтра виконується зазвичай у два етапи. Першим етапом є апроксимація – процедура отримання передатної функції, яка з заданою точністю відтворює потрібну частотну характеристику. Передатна функція, яка знайдена на етапі апроксимації, потім реалізується електричним колом.

Етап апроксимації значно полегшується використанням сучасних спеціальних програмних середовищ, які мають засоби визначення за проектними параметрами порядку фільтра  $n$  і його передатної функції  $H(p)$ . При цьому використовуються типові передатні функції, які мають аналітичне рішення.

Найчастіше застосовують два способи апроксимації ідеальної ЧХЗ, які дозволяють у разі заданого порядку фільтра  $n$  наблизити реальну ЧХЗ до ідеальної. За першого способу параметри фільтра підбирають таким чином, щоб отримати максимально плоску ЧХЗ (фільтр Баттерворта):

$$A(\omega) = 10 \lg(1 + \varepsilon \Omega^{2n}), \quad (4.124)$$

де  $\Omega = \omega / \omega_p$ ;  $\varepsilon = 10^{A_p/10} - 1$ .

Фільтри Баттерворта використовують у випадку, коли до якості узгодження в смузі пропускання висувають жорсткі вимоги. Їх головна перевага – добра лінійність фазової характеристики, що сприяє невикривленій передачі імпульсних сигналів.

При другому способі апроксимації реалізується рівномірно пульсуюча характеристика (фільтр Чебишова):

$$A(\omega) = 10 \lg(1 + \varepsilon T_n^2(\Omega)), \quad (4.125)$$

де  $T_n(\Omega) = \cos(n \arccos(\Omega))$  – поліном Чебишова першого роду  $n$ -го порядку;  $\varepsilon = 10^{A_p/10} - 1$  – параметр, що визначає величину пульсацій ЧХЗ у смузі пропускання.

За однакових вимог до частотної характеристики в фільтрі Чебишова потрібне менше число елементів.

Імітація котушок індуктивності є основною ідеєю активних фільтрів. Активними називаються фільтри, які використовують для формування частотної характеристики заданого виду як пасивні (в основному резистори і

конденсатори), так і активні (підсилюючі) елементи. Використання підсилюючих елементів вигідно відрізняє активні фільтри від фільтрів на пасивних елементах. Це, насамперед, можливість відказатися від таких нетехнологічних елементів, як котушки індуктивності. Їх використання яких несумісне з методами інтегральної технології. До того ж, котушки індуктивності із точним значенням індуктивності мають високу вартість, вони чутливі до фону, який утворюють силові трансформатори, і схильні до індукційних завад.

З найпростішими схемами фільтрів нижніх і верхніх частот ми вже познайомилися. Це відповідно інтегратор і диференціатор, вони представляють собою фільтри першого порядку. Порядок фільтра дорівнює старшому порядку знаменника передатної функції. Чим більше порядок фільтра, тим більша крутизна спаду АЧХ за смугою пропускання.

Існує велика кількість схем активних фільтрів. Кожна схема є найкращою з точки зору досягнення тих чи інших бажаних властивостей і тому «абсолютно кращою» схеми активного фільтра не існує. Ось деякі властивості, які бажані для схеми активного фільтра:

- мале число елементів;
- легкість регулювання;
- відсутність жорстких вимог до ОП;
- малий вплив розкиду параметрів компонентів, особливо значення ємності конденсаторів.

Будь-який поліномінальний фільтр (передатна функція якого представляє собою відношення поліномів) може бути утворений з'єднанням фільтрів (ланок) 2-го порядку:

$$H(p) = \prod_i \frac{K_{0i}}{1 + a_i p + b_i p^2}, \quad (4.125)$$

де  $K_{0i}$  – коефіцієнти підсилення ланок фільтра на нульовій частоті;  $a_i$ ,  $b_i$  – додатні дійсні коефіцієнти,  $p = \alpha + j\omega$ .

Для реалізації фільтрів на основі ОП широке використання має схема другого порядку з додатним зворотнім зв'язком, яка отримала назву схеми Саллена-Кі.

В схемі Саллена-Кі від'ємний зворотний зв'язок, сформований за допомогою діляника напруги  $R_3$  і  $R_4$ , що забезпечує коефіцієнт підсилення  $K_{0i} = 1 + R_4 / R_3$ . Додатний зворотний зв'язок обумовлений наявністю конденсатора  $C_2$ . Передатна функція фільтра Саллена-Кі нижніх частот має наступний вигляд

$$H(p) = \frac{K_0}{1 + \omega_c [C_1(R_1 + R_2) + (1 - K_0)R_1 C_2] p + \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}, \quad (4.126)$$

де  $\omega_c$  – частота зрізу.

При розрахунку параметрів елементів фільтра зручно задати спочатку значення ємностей конденсаторів і обчислювати необхідні значення опорів

резисторів. Рекомендується для отримання прийнятних значень опорів резисторів взяти  $C_1 \approx 10/f_c$  (мкФ),  $C_2 \geq C_1 b_i / a_i$ .

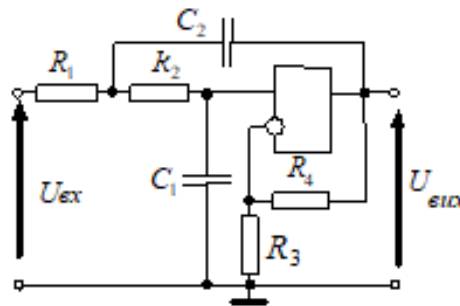
Порівнюючи (4.125) і (4.126), отримуємо вираз для  $R_2$ :

$$R_2 = \frac{b_i}{\omega_c^2 R_1 C_1 C_2}, \quad (4.127)$$

Підставивши це значення в (4.126), одержимо наступне рівняння для знаходження  $R_1$ :

$$R_1^2 \omega_c^2 C_1 C_2 [C_1 + (1 - K_0) C_2] - R_1 a_i \omega_c C_1 C_2 + b_i C_1 = 0.$$

Значення коефіцієнтів  $a_i$ ,  $b_i$  залежать від типу фільтра і номера ланки. Наприклад, для фільтра Баттерворта 2-го порядку (одноланкового):  $a_i = 1,4142$ ;  $b_i = 1$ .



**Рис.4.47 – Активний фільтр другого порядку Саллена-Кі**

Активним фільтрам притаманні наступні недоліки: неможливість використання їх в силових колах, необхідність джерела живлення, обмежений частотний діапазон, який визначається власними частотними властивостями використаних підсилюючих елементів.

#### 4.9 Синхронний детектор

Синхронне детектування сигналів широко застосовується в техніці зв'язку, різноманітній вимірювальній апаратурі, при виконанні експериментальних досліджень. Наприклад, синхронний детектор у засобі вимірювання може бути застосований для того, щоб виділити із спектра вхідних сигналів амплітуду того коливання, частота якого дорівнює опорній частоті, а також положення фази відносно фази опорного сигналу. Причому, якщо вхідний сигнал представляє собою довільний набір частот, то вклад в усереднене значення вихідної напруги синхронного детектора вносять тільки складова, частота якої дорівнює опорній частоті та складові, які є непарно кратними до опорної частоти. Тому синхронний детектор застосовується для селективного вимірювання амплітуди. Через те, що середнє значення вихідної напруги, крім того залежить і від зсуву фаз між відповідною складовою вхідної напруги і опорної напруги, синхронний детектор називають також фазочутливим детектором.

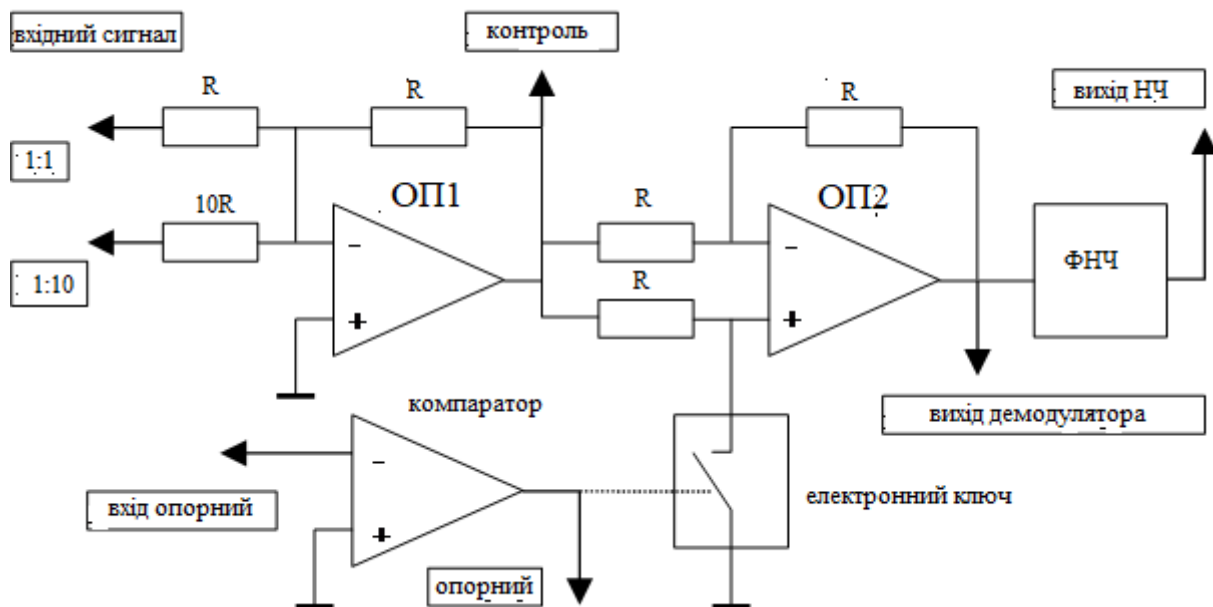
Основною перевагою синхронного детектора є збереження відношення сигнал/завада на виході детектора. Це пояснюється тим, що такий детектор представляє собою перетворювач частоти, який переносить спектр сигналу в область низьких частот без змінювання форми сигналу і співвідношення між складовими спектра.

Частотна вибірковість синхронного детектора визначається смугою пропускання фільтра низьких частот і може бути дуже високою, яку надзвичайно важко досягти шляхом прямої фільтрації сигналу. Якщо опорну частоту регулювати безперервно, то синхронний детектор буде працювати як аналізатор спектра.

Розглянемо принципи роботи синхронного детектора. Основним елементом синхронного детектора є перемножувач (демодулятор), зібраний на операційному підсилювачі ОП2 і електронному ключі. Під дією керуючого сигналу ключ замикає (або розмикає) неінвертуючий вхід ОП2 на землю. При замкненому ключі ОП2 працює за схемою інвертуючого підсилювача з коефіцієнтом підсилення  $K = -1$ , а при розімкненому ключі – за схемою неінвертуючого підсилювача з  $K = 1$ .

Ключ управляється вихідним сигналом компаратора, який порівнює напругу, що подається на опорний вхід, з нульовим потенціалом. При негативній опорній напрузі компаратор виробляє позитивний вихідний сигнал величиною 5В, і ключ розімкнутий ( $K = 1$ ), а при позитивному опорному напрузі вихідний сигнал компаратора дорівнює нулю, і ключ замкнений ( $K = -1$ ). Таким чином, ця частина схеми преремножує вхідний сигнал на зворотний знак опорного сигналу.

На рисунку 4.48 зображено схему синхронного детектора.



**Рис.4.48 – Синхронний детектор**

На сигнальному вході демодулятора включений інвертуючий підсилювач-суматор на операційному підсилювачі ОП1. Суматор призначений



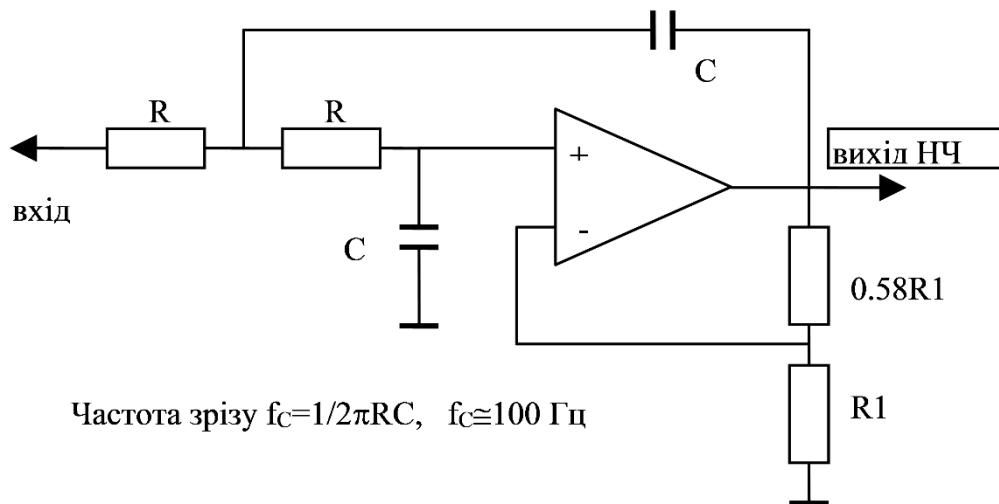
для формування суміші корисного сигналу і шуму на вході детектора. Вихідний сигнал підсилювача (точка КОНТРОЛЬ) дорівнює сумі, яка складається з сигналу на вході 1:1, що береться з протилежним знаком, і ослабленого в 10 разів сигналу на вході 1:10.

В результаті вихідний сигнал демодулятора дорівнює добутку опорного сигналу і сигналу, що подається на вхід 1:1 або 1:10.

Вихідний сигнал демодулятора надходить на фільтр низьких частот (рис. 4.49). Фільтр зібраний на операційному підсилювачі і являє собою фільтр Баттерворта другого порядку (крутизна спаду амплітудно-частотної характеристики поза смуги пропускання становить 12дБ / октава, октава – зміна частоти в два рази). Амплітудно-частотна характеристика фільтра описується виразом:

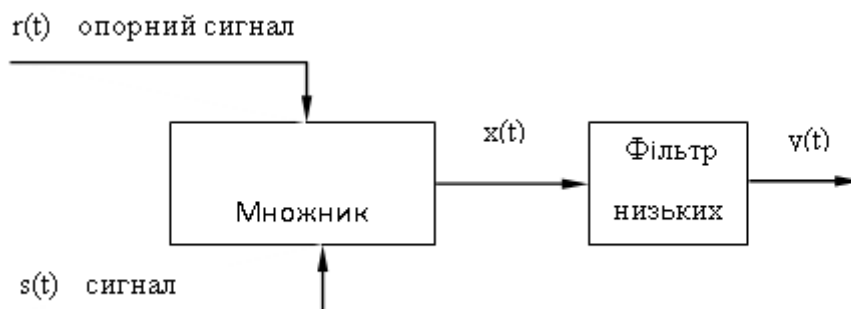
$$|K(f)|^2 = K_0^2 / (1 + (f/f_c)^4)$$

Коефіцієнт підсилення фільтра в смузі пропускання  $K_0$  приблизно дорівнює 1.6, частота зрізу  $f_c$  становить близько 100 Гц.



**Рис. 4.49 – Фільтр низьких частот**

Синхронне детектування засноване на операції множення сигналів (рис. 4.50).



**Рис. 4.50 – Схема синхронного детектора**

Нехай на входи помножувача подаються два гармонійних сигнали: так званий опорний сигнал з постійними частотою і амплітудою

$$r(t) = R \sin(\omega_R t)$$

і сигнал  $s$

$$s(t) = S \sin(\omega t + \varphi)$$

Тоді вихідний сигнал множника матиме вигляд:

$$x(t) = r(t)s(t) = RS(\cos((\omega - \omega_R)t + \varphi) - \cos((\omega + \omega_R)t + \varphi))/2$$

В результаті множення з'являються гармонійні складові на сумарній  $(\omega + \omega_R)$  і різницевої  $(\omega - \omega_R)$  частоті.

У синхронному детекторі використовується складова на різницевої частоті. Її виділяє фільтр низьких частот, який включений на виході помножувача. Фільтр пропускає сигнали з частотами нижче частоти зрізу фільтра  $\omega_C$  і пригнічує більш високочастотні сигнали. Частота зрізу встановлюється набагато меншою, ніж опорна частота  $\omega_R$ . Тому ненульовий відгук на виході фільтра дадуть лише ті сигнали, частоти яких близькі до опорної частоти (відрізняються від опорної частоти на величину, що не перевищує частоту зрізу фільтра низьких частот).

У разі, коли частота сигналу точно дорівнює опорній частоті (сигнали на входах множника синхронні – звідси назва детектора), в результаті множення з'явиться складова з нульовою різницевою частотою, тобто постійна складова. На вихід фільтра пройде тільки ця постійна складова. Для фільтра з коефіцієнтом передачі в смузі пропускання, що дорівнює одиниці, вихідний сигнал буде дорівнює:

$$y_s(t) = \text{const} = RS \cos(\varphi)/2$$

Таким чином, значення сигналу на виході синхронного детектора пропорційно амплітуді вхідного сигналу і залежить від фазового зсуву щодо опорного сигналу.

Якщо змінити фазу опорного сигналу на  $\pi/2$ , тобто взяти його у вигляді  $r(t) = R \cos(\omega_R t)$ , то в синхронному режимі вихідний сигнал буде дорівнює:

$$y_c(t) = \text{const} = RS \sin(\varphi)/2$$

Сигнали  $y_s$  і  $y_c$  пропорційні квадратурним складовим  $S \cos(\varphi)$  і  $S \sin(\varphi)$  вимірюваного гармонійного сигналу  $s(t)$  і дозволяють визначити його фазу і амплітуду окремо:

$$S^2 = y_c^2 + y_s^2$$

$$\text{tg}(\varphi) = y_c/y_s$$

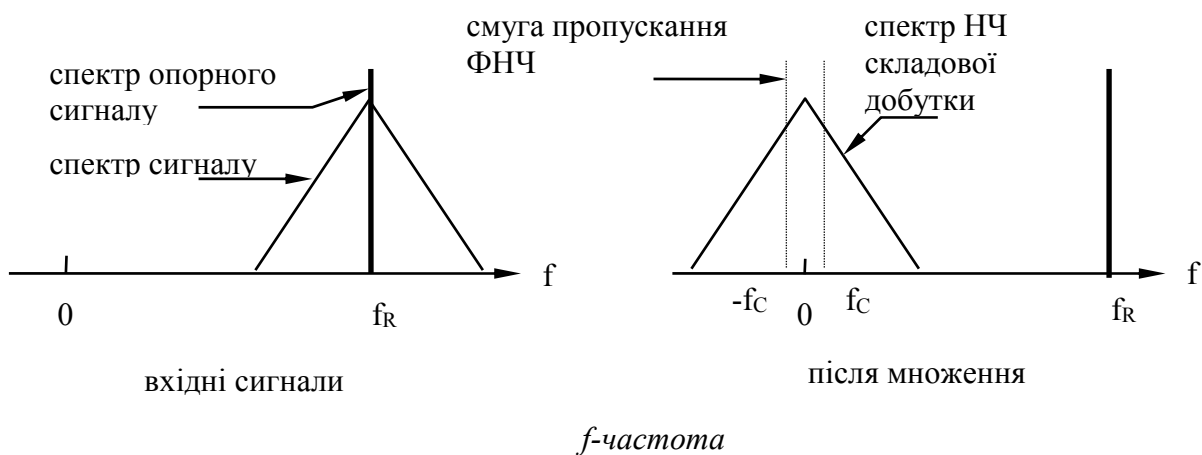
На основі попереднього розгляду можна пояснити роботу синхронного детектора при впливі негармонічного сигналу  $s(t)$ , що має в загальному випадку безперервний спектр  $s(\omega)$ . В результаті множення на гармонійний опорний сигнал  $r(t)$  відбувається зсув спектра по осі частот на величину, що дорівнює частоті опорного сигналу  $\omega_R$ , а фільтр "вирізає" з зрушеного спектра область низьких частот  $|\omega| < \omega_C$ . Тобто синхронний детектор діє як смуговий фільтр, налаштований на частоту опорного сигналу і має смугу пропускання, що

дорівнює частоті зрізу фільтра низьких частот. Перетворення спектрів у синхронному детекторі зображено на рис. 4.51.

Частотна вибірковість синхронного детектора визначається смугою пропускання фільтра низьких частот і може бути зроблена дуже високою, що важко досягти шляхом прямої фільтрації сигналу. Наприклад, при частоті опорного сигналу 1 МГц і частоті зрізу фільтра 1 Гц добротність коливального контуру, який забезпечує вибірковість, що дорівнює вибірковості синхронного детектора, повинна становити близько 10.6.

Таким чином, синхронний детектор має властивості, що є важливими для обробки сигналів:

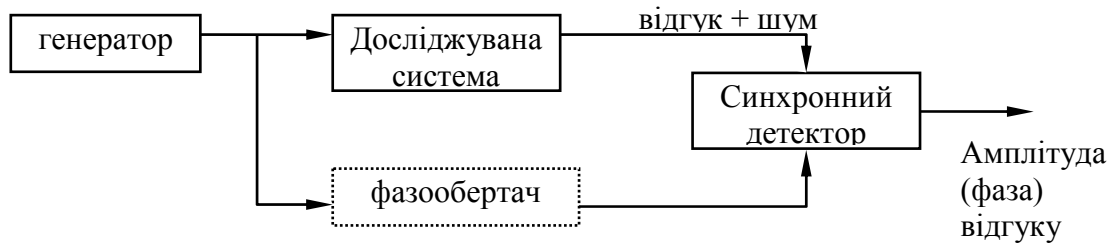
- чутливість до фази і амплітуди вимірюваного сигналу,
- висока частотна вибірковість.



**Рис.4.51 – Перетворення спектрів у синхронному детекторі**

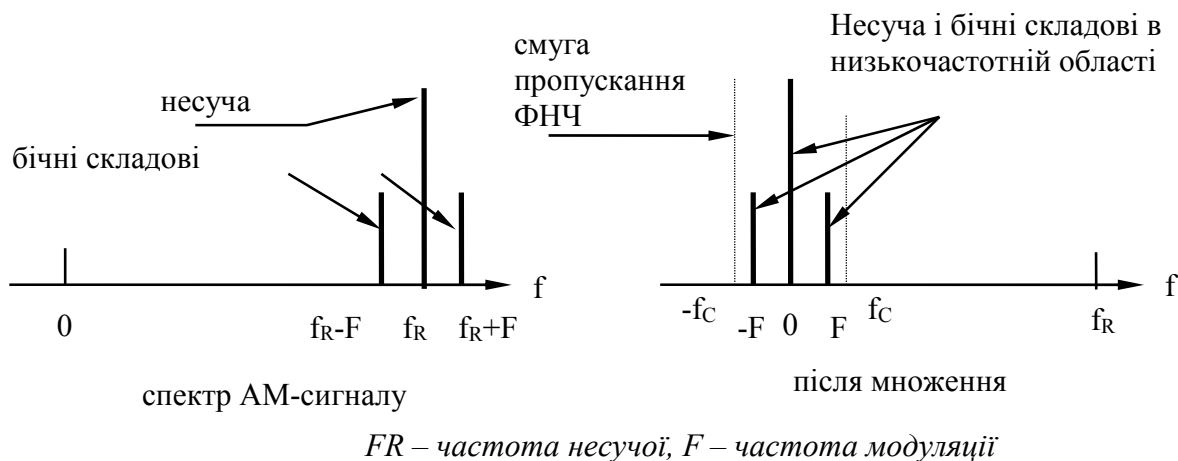
Завдяки цьому синхронне детектування широко використовується в техніці зв'язку, різноманітної вимірювальної апаратури, при проведенні експериментальних досліджень.

Типовий приклад використання синхронного детектора – реєстрація слабкого сигналу від досліджуваної системи на тлі шумів і перешкод (рис.4.52). В систему надходить слабкий сигнал від генератора. Слабкий зашумлений відгук системи підсилюється і надходить на синхронний детектор. Опорним сигналом служить вихід генератора. При необхідності компенсації фазового зсуву, що виникає в досліджуваній системі, в ланцюг сигналу або в ланцюг опорного сигналу включають фазообертач – пристрій, що дозволяє регулювати фазу сигналу. Виділення сигналу з шуму відбувається за рахунок високої частотної вибірковості синхронного детектора. Може реєструватися як амплітуда відгуку, так і зсув фази, що виникає в досліджуваній системі.



**Рис. 4.52 – Схема реєстрації слабого сигналу**

Синхронний детектор може використовуватися для детектування сигналів з різними видами модуляції – амплітудної, частотної та фазової. Для цього опорний сигнал налаштовується на частоту несучої модульованого сигналу, а смуга пропускання фільтра низьких частот вибирається ширше смуги бічних складових сигналу. В результаті множення спектр сигналу зміщується в низькочастотну область, причому несуча переноситься на нульову частоту. Фільтр низьких частот пропускає бічні складові (модулюючий сигнал) і пригнічує перешкоди і шуми, що лежать поза смугою частот модулюючого сигналу. Для ілюстрації на рис.4.53 показано перетворення спектра при детектуванні сигналу, амплітуда якого модульована за гармонійним законом з частотою  $F$ .



**Рис. 4.53 – Перетворення спектра при детектуванні амплітудно-модульованого (АМ) сигналу**

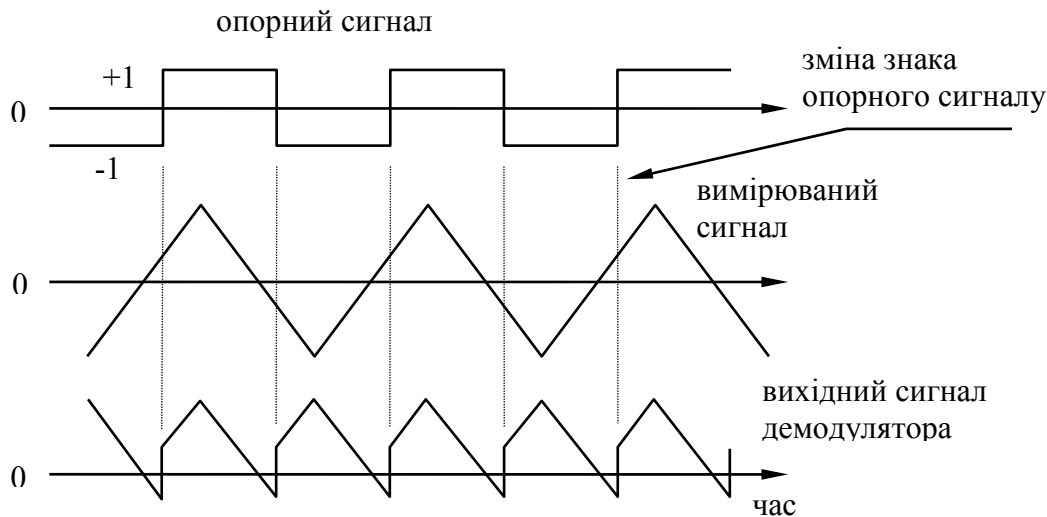
Множення сигналів в синхронному детекторі проводиться за допомогою електронних пристроїв з керованими параметрами, наприклад за допомогою підсилювача, коефіцієнт підсилення якого змінюється під дією опорного сигналу. Широко застосовуються спеціальні інтегральні мікросхеми аналогових помножувачів сигналів, які виконують операцію множення з високою точністю.

Опорний сигнал синхронного детектора не обов'язково повинен бути гармонійним. Важливо лише, щоб його частота співпадала з частотою вимірюваного сигналу. Тоді величина постійної складової, яка виникає на виході помножувача, буде як і раніше пропорційна амплітуді вимірюваного сигналу (в силу лінійності операції множення по відношенню до

сигналу). Залежність постійної складової від різниці фаз вимірюваного і опорного сигналів визначається конкретною формою цих сигналів.

На практиці часто використовується різновид синхронного детектора, в якому опорний сигнал має форму меандру. У цьому випадку операція множення на опорний сигнал зводиться до зміни знака сигналу у відповідності зі знаком опорного сигналу і може бути порівняно просто реалізована за допомогою різних електронних перемикачів (діодних, транзисторних, спеціальних інтегральних схем). Такий вид множника також називається балансним модулятором або демодулятором – в залежності від функції, виконуваної множника.

Рис.4.54 показує перетворення сигналу в балансному демодуляторі. У якості прикладу взятий сигнал пилоподібної форми. Асиметрія вихідного сигналу демодулятора щодо нуля вказує на наявність постійної складової, а зменшення періоду вдвічі – на появу другої гармоніки. Постійна складова відповідає нульовій різностній частоті перемноження сигналів, а друга гармоніка – сумарній частоті.



**Рис. 4.54 – Перетворення сигналу в балансному демодуляторі**

Особливість синхронного детектора з прямокутним опорним сигналом, а також з періодичним опорним сигналом іншої форми полягає в тому, що в результаті множення в низькочастотну область переносяться складові сигналу, що лежать поблизу частот всіх гармонік опорного сигналу  $\omega_R$ ,  $2\omega_R$ ,  $3\omega_R$ , тощо. У випадку вузькосмугового сигналу це погіршує відношення сигнал / шум детектора в порівнянні з випадком гармонійного опорного сигналу. Це пояснюється тим, що разом з корисним сигналом на вихід детектора потрапляють складові шуму і перешкод на кратних частотах, де сигнал відсутній. Від цього недоліку зазвичай позбавляються за допомогою попередньої фільтрації сигналу за допомогою селективного фільтра з відносно невисокою добротністю, який усуває шуми і перешкоди на кратних частотах.

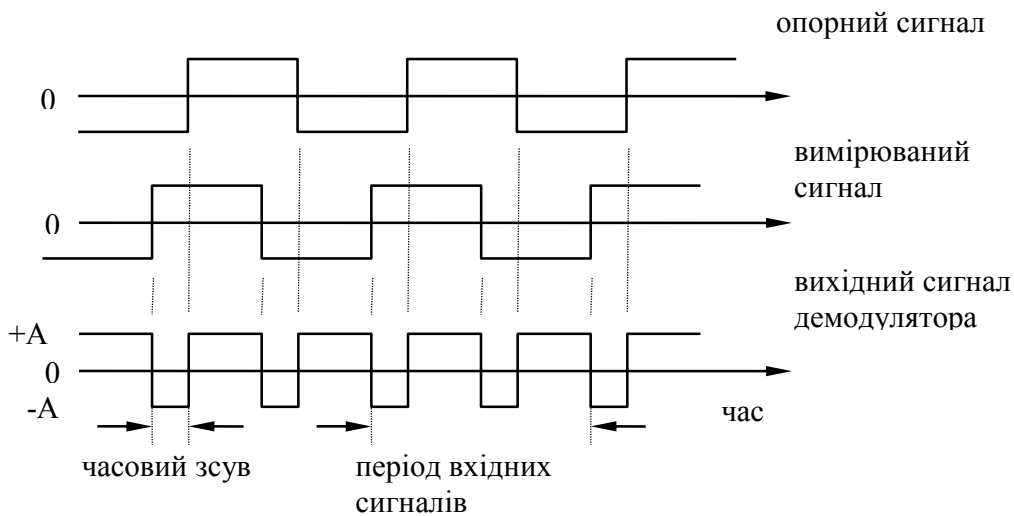
У різних системах реєстрації фази, тобто у випадках, коли амплітуда сигналу не несе корисної інформації, обидва сигнали, що подаються на

синхронний детектор, заздалегідь перетворюють в сигнали прямокутної форми з фіксованою амплітудою. Перетворення здійснюється, наприклад, за допомогою амплітудних обмежувачів або компараторів. Постійна складова, що виникає в результаті перемноження двох прямокутних сигналів однакової частоти, лінійно залежить від різниці фаз. На рис.4.55 показано перемноження симетричних сигналів прямокутної форми, що мають різні фази (вимірюваний сигнал випереджає опорний).

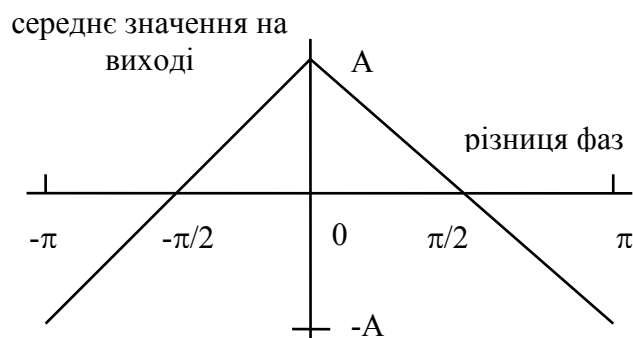
Фазовий зсув  $\phi$ , часове зрушення  $\Delta T$  і період  $T$  сигналів пов'язані простою пропорцією:

$$\phi/2\pi = \Delta T/T$$

З рис. 4.55 видно, що постійна складова, яка дорівнює середньому значенню вихідного сигналу, лінійно залежить від часового зсуву сигналів  $\Delta T$  і, отже, від різниці фаз  $\phi$ . При нульовій різниці фаз (нульовому зсуві  $\Delta T$ ) постійна складова набуває максимального значення  $A$  ( $A$  – амплітуда прямокутного вихідного сигналу). Для протифазних сигналів (різниця фаз дорівнює  $+\pi$  або  $-\pi$ ) ця складова мінімальна і дорівнює  $-A$ . При різниці фаз  $+\pi/2$  або  $-\pi/2$  сигнали взаємно ортогональні, і середнє значення на виході дорівнює нулю. На рис.4.56 представлена результуюча фазова характеристика.



**Рис. 4.55 – Множення прямокутних сигналів**



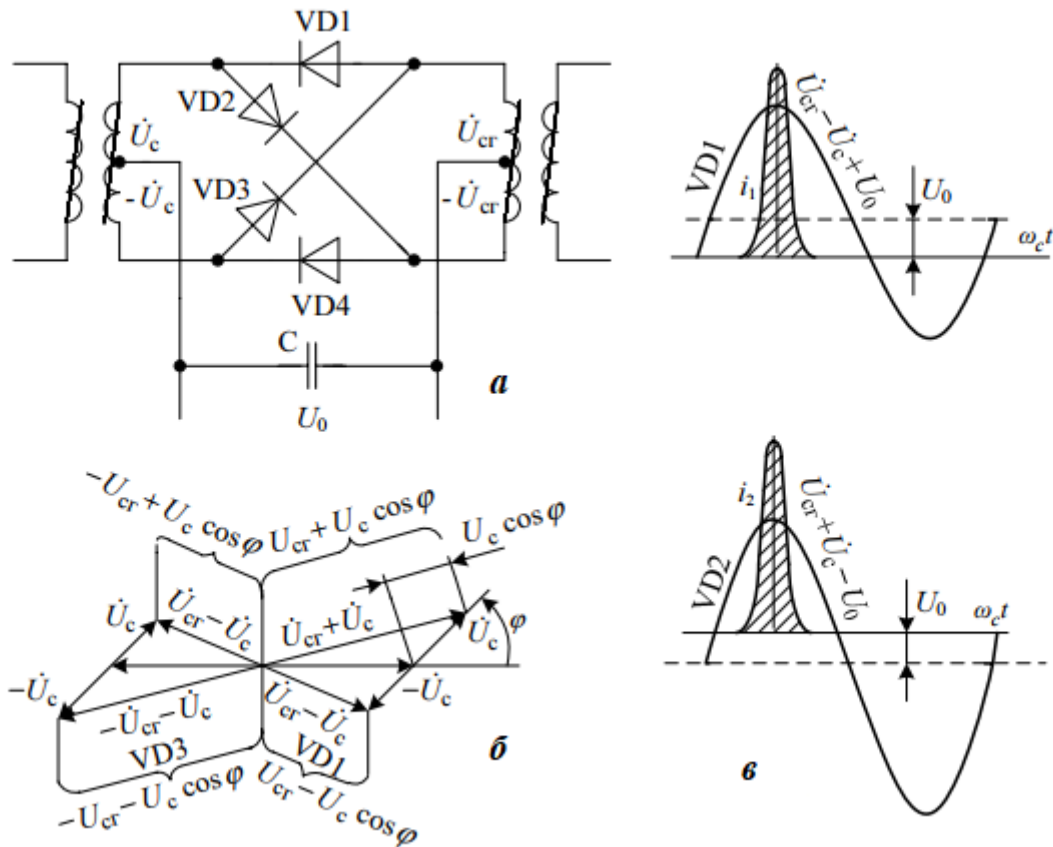
**Рис. 4.56 – Фазова характеристика синхронного детектора для прямокутних сигналів**

Основною перевагою синхронного детектора є збереження відношення сигнал/завада на виході детектора. Це пояснюється тим, що такий детектор представляє собою перетворювач частоти, який переносить спектр сигналу в область низьких частот без змінювання форми сигналу і співвідношення між складовими спектра.

Розглянемо можливі схемні реалізації синхронних детекторів показані на рис. 4.57 – 4.59. Введемо позначення:  $U_c$  – напруга сигналу проміжної частоти;  $U_{ce}$  – напруга генератора проміжної частоти;  $U_0$  – вихідна напруга детектора. Вихідна напруга діодного кільцевого детектора (рис. 4.57), нестабільність цієї напруги і коефіцієнт передачі відповідно дорівнюють:

$$U_0 = U_c \cos \varphi \approx U_c \Delta \varphi; \quad \Delta U_0 = \delta i_s \delta T U_{pn}; \quad K_{\text{фд}} = U_c \sin \varphi \approx U_c$$

де  $U_{pn}$  – напруга відсікання р-п-переходу (для германієвих 0,2 – 0,3 В, для кремнієвих 0,6 В);  $T$  – абсолютна температура;  $\delta i_s$  – похибка підбору діодів за їх вольт-амперною характеристикою.



*a* – схема; *б* – векторні діаграми напруг; *в* – часові діаграми струму і напруг

**Рис. 4.57 – Кільцевий діодний детектор**

Для зменшення температурної нестабільності послідовно з діодами вмикають додаткові резистори (рис. 4.58), в такому разі

$$U_0 = \frac{2}{\pi} U_c \cos \varphi \approx \frac{2}{\pi} U_c \Delta \varphi;$$

$$\Delta U_0 = \frac{2}{\pi} \Delta U_{cr} \delta R;$$

$$K_{\phi d} = \frac{2}{\pi} U_c \sin \varphi \approx \frac{2}{\pi} U_c;$$

а вхідний і вихідний опори;

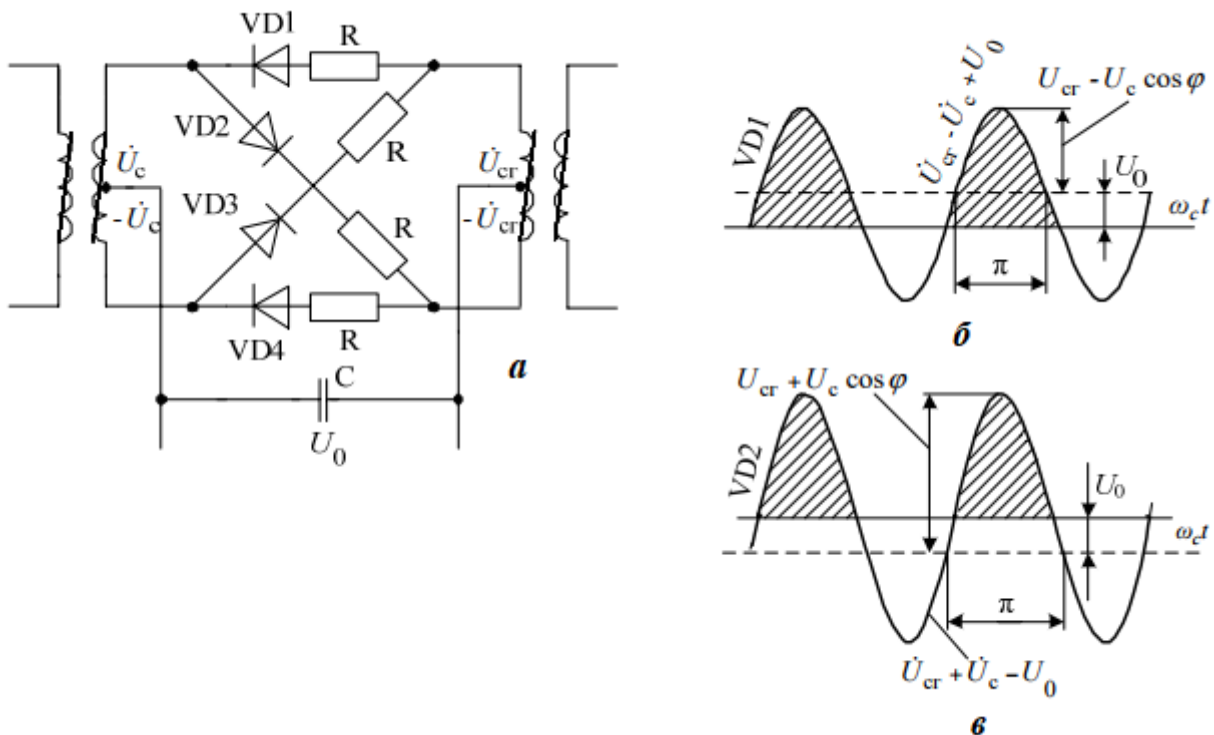
$$R_{вх} = R; \quad R_{вих} = \frac{R}{2}$$

Найприйнятніший для практичної реалізації параметричний фазовий детектор (рис. 4.59), для якого порівняно з діодним не потрібні намоточні елементи, – широкопasmові трансформатори. Вхід і вихід детектора є симетричні. Через колектор транзистора VT7 проходить струм 2 і 0. Він перерозподіляється між транзисторами VT5 і VT6 відповідно до напруги вхідного сигналу. Напруга синхронного гетеродина в перший напівперіод відчиняє транзистори VT1 і VT4, в другий – VT2 і VT3.

Вихідна напруга параметричного детектора

$$u_0 = \frac{2}{\pi} S R U_c \cos \varphi \approx \frac{2}{\pi} S R U_c \Delta \varphi,$$

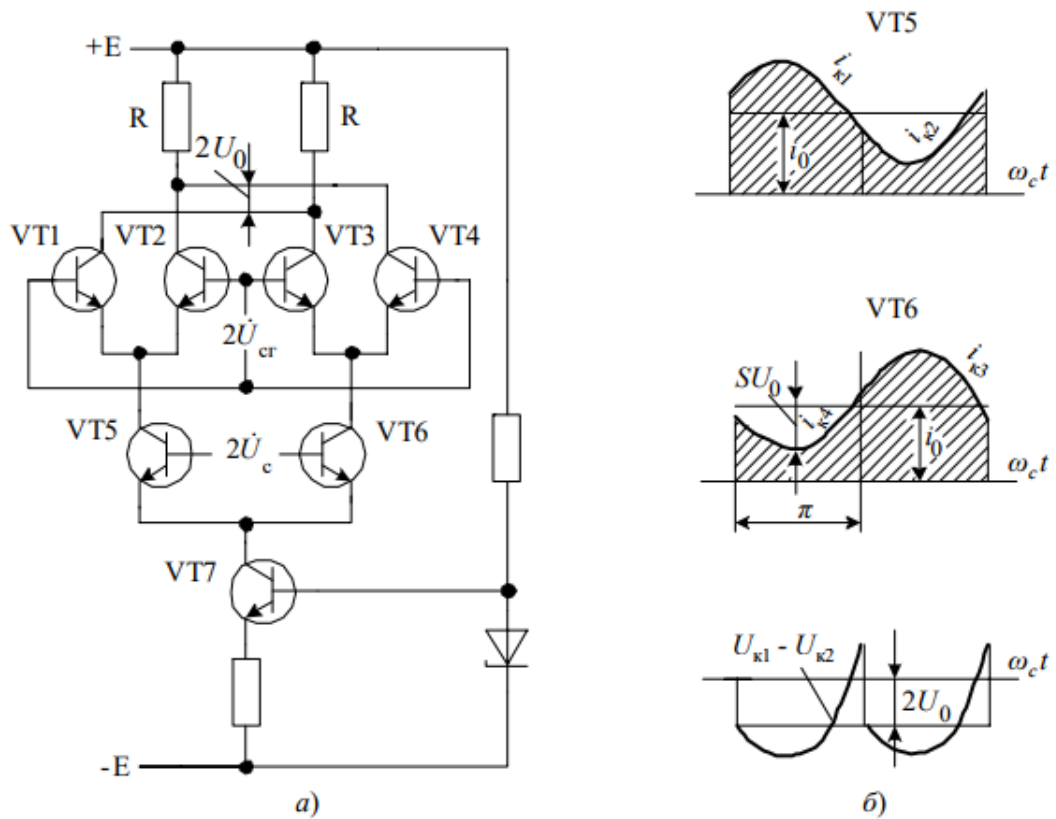
де  $S = \lambda_{i0}$  – крутість вольт-амперної характеристики транзистора; для германієвих транзисторів  $\lambda = 40$  1/В, для кремнієвих  $\lambda = 20$  1/В.



а – схема; б, в – часові діаграми струму та напруги

**Рис. 4.58 – Кільцевий діодний детектор з додатковими резисторами**





а – схема; б – часові діаграми

**Рис. 4.59 – Параметричний детектор**

З вищевикладеного для параметричного синхронного детектора

$$K_{сд} = \frac{2}{\pi} U_c S R \sin\varphi \approx \frac{2}{\pi} U_c S R; \quad R_{вх} = \frac{h_{21e}}{2S}; \quad R_{вих} = R,$$

де  $h_{21e}$  – коефіцієнт підсилення по струму в схемі зі спільним емітером.

Таку схему синхронного детектора рекомендується використовувати з низьковольтними генераторними елементами НВЧ, наприклад, з тунельним діодом. У цьому випадку підсилювач проміжної частоти (крім першого малопомітного каскаду) і детектор можна виконати на спеціалізованих інтегральних мікросхемах, призначених для трактів зображення і звуку телевізійних приймачів.

#### 4.10 Класифікація осцилографів

Сучасна осцилографічна техніка розділилася на два основні класи (технології): аналогові осцилографи (АО) і цифрові осцилографи (ЦО).

Аналіз сучасних тенденцій у використанні осцилографічної техніки свідчить про спад інтересу до АО. Проте, багато з фахівців, особливо ті, які займаються дослідженням комунікаційних, швидкоплинних чи аналогових сигналів у реальному часі, не поспішають розлучатися із звичайним АО. Через те, що АО і ЦО мають взаємно виключні можливості, сучасний спеціаліст не в змозі обійтись одним із класів осцилографів при дослідженні складних (компонентних) сигналів.

Аналогові осцилографи з розвитком елементної бази набули ряд важливих додаткових функцій і можливостей, наприклад, надзвичайно полегшують роботу курсори з цифровим відліком вимірюваних величин. За допомогою вхідного мультиплексора для декількох каналів можна достатньо просто організувати єдину розгортку на одній ЕПТ декількох сигналів. Крім того, АО мають дві суттєві переваги, які недосяжні багатьом ЦО:

- висока частота відображення сигналу на екрані, тобто малий час між закінченням виводу осцилограми на екран і початком запуску синхронізації, що визначається часом зворотного ходу променя;
- градацією за яскравістю, яка полегшує задачу розпізнавання всіх подробиць сигналу через простий перегляд рівнів його яскравості на різних ділянках, так як яскравість залежить від швидкості переміщення променя.

Сучасні ЦО забезпечують:

- одночасне вимірювання у декількох каналах, програмно компенсуючи затримки у каналах;
- автоматичне вимірювання основних параметрів сигналу;
- розширенні можливості із синхронізації;
- збереження і передачу даних для подальшої обробки.

Існує декілька класів ЦО, найбільш поширені, це цифрові запам'ятовуючі осцилографи (ЦЗО), цифрові люмінофорні осцилографи (ЦЛО), цифрові стробоскопічні осцилографи (ЦСО), цифрові осцилографи змішаних сигналів (ЦОЗС), віртуальні осцилографи і портативні осцилографи. Їх коротка характеристика приведена нижче.

*Цифрові запам'ятовуючі осцилографи (Digital Save Oscilloscope – DSO) у порівнянні із АО мають більш широкі можливості. У загальному вигляді ЦЗО складається із вхідного дільника, нормалізуючого підсилювача, аналого-цифрового перетворювача (АЦП), блоку пам'яті, пристрою керування і пристрою відображення. Вхідний сигнал після нормалізації перетворюється у цифрову форму і записується у пам'ять. Оцифровка дає можливість уникнути відображення сигналу у реальному часі і, таким чином підвищити стійкість зображення, організувати збереження результатів, спростити масштабування і розтяжку, ввести мітки. Використання дисплею замість ЕПТ відкриває можливості для відображення будь-якої додаткової інформації, керування приладом за допомогою меню.*

Для ЦЗО (так як і для АО) завжди має місце деяка затримка, на протязі якої прилад обробляє тільки що отримані дані, відновляє систему і чекає моменту наступного запуску (сигнал тригера). На протязі всього цього часу осцилограф залишається «сліпим» на будь яку активність сигналів. Ймовірність побачити події, які відбуваються з низьким повторюванням, знижується пропорційно збільшенню часу затримки. У цьому ЦЗО значно поступають АО.

Використання в ЦЗО процесорів цифрової обробки сигналів забезпечує можливість дослідження спектра сигналу шляхом швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Цифрове представлення інформації забезпечує збереження

екрану з результатами вимірювання в пам'яті комп'ютера або вивід безпосередньо на принтер. Деякі осцилографи мають накопичувач для збереження зображення у вигляді файлів для послідувочої архівації або подальшої обробки.

*Цифрові люмінофорні осцилографи* (Digital Phosphor Oscilloscopes – DPO) – це клас цифрових осцилографів, де використовується нова архітектура побудови, яка базується на технології «цифрового люмінофору» (Digital Phosphor). Ця технологія у цифровій формі імітує притаманне АО реального часу змінювання інтенсивності зображення. В ЦЛО сигнал спочатку оцифровується як і в ЦЗО, потім дані перетворюються і розміщуються у трьохвимірній базі даних, структура якої відповідає екранному растру. Звідти інформація періодично подається в систему дисплею, яка обслуговується власним процесором. Подача інформації відбувається кожні 1/30 секунди – частота сприймання людського ока. Слід зауважити, що системний процесор ЦЛО не завантажений задачами дисплейного керування, процесор призначено для автоматичного вимірювання і аналізу – це відмінна риса ЦЛО від ЦЗО. Така паралельна обробка необхідна для ЦЛО для того, щоб підтримувати велику швидкість збору і відображення трьохвимірної інформації про сигнал. Результатом всіх перетворень є слід сигналу, яскравість якого міняється пропорційно інтенсивності появи сигналу у кожній точці – за типом «градації сірого».

ЦЛО дає можливість бачити на екрані, наприклад, модульовані сигнали і всі їх тонкі деталі, як і АО реального часу, забезпечуючи при цьому збереження, вимірювання і аналіз, як і ЦЗО. Зокрема, здатність ЦЛО відображати інформацію із змінною інтенсивністю суттєвим чином полегшує пошук несправностей в імпульсних блоках живлення, особливо визначення збиткової глибини модуляції сигналу у колах регулювання вихідної напруги, яка, як відомо, призводить до нестабільності роботи цих блоків. Таким чином, ЦЛО об'єднують кращі якості аналогових і цифрових приладів, але і не перевершують їх. Вони мають всі достоїнства ЦЗО (від збереження даних до складних видів синхронізації), забезпечуючи у той же час особливі можливості АО реального часу (миттєву реакцію на змінювання сигналу і відображення сигналу із змінною яскравістю, яке є можливим за рахунок цифрової емуляції флюоресценції).

*Цифрові стробоскопічні осцилографи.* У цьому класі приладів використовується принцип стробування миттєвих значень сигналу для перетворювання його спектра; при кожному повторенні сигналу визначається (відбирається) миттєве значення сигналу в одній точці. До приходу наступного сигналу точка відбору переміщається по сигналу, і так до тих пір, поки він не буде увесь простробованим. Перетворений сигнал, який представляє собою обвідну миттєвих значень вхідного сигналу, повторяє його форму. Тривалість перетвореного сигналу у багато разів перевищує тривалість досліджуваного і, таким чином, має місце звуження спектру, що еквівалентно відповідному розширенню смуги пропускання. ЦСО найбільш широкосмугові (значення

смуги пропускання може становити 100 ГГц) і дають змогу досліджувати періодичні сигнали з мінімальною тривалістю.

*Віртуальні осцилографи.* Це порівняно новий клас осцилографів, який може бути як зовнішнім приладом із USB або паралельним портом вводу-виводу даних, так і внутрішнім додатковим приладом на основі PCI або ISA карт. Програмне забезпечення будь-якого віртуального осцилографа дає можливість повного управління приладом, а також забезпечує ряд сервісних можливостей, наприклад, експорт/імпорт даних, математичну обробку сигналів, розширенні вимірювання, цифрову фільтрацію і т.д. Враховуючи ключові переваги – високу швидкодію, малі габарити, легкість у користуванні і невисоку вартість, можна стверджувати, що ці прилади – достойна альтернатива традиційним ЦЗО.

*Портативні осцилографи.* Прогрес у розвитку цифрових технологій дозволив звичайні цифрові осцилографи перетворити в портативні осцилографи з прекрасними масо-габаритними показниками і малим енергоспоживанням. Причому, портативні прилади із живленням від батарейок не поступають стаціонарним осцилографам за функціональністю і мають широкі можливості використання в різних галузях виробництва, обслуговування і досліджень.

#### **4.11 Електронні осцилографи**

Область науки і техніки, яка присвячена спостереженню та вимірюванню змінних сигналів, називається осцилографією. Прилади для спостереження різних електричних величин, що змінюються в часі називаються *осцилоскопами*. Цю назву в подальшому було змінено на *осцилограф*, оскільки даний прилад в результаті його вдосконалення дозволяє виконувати досить точні вимірювання.

Слово «осцилограф» складається з двох слів «осціллум» – коливання і «графо» – пишу. Звідси і призначення цього вимірювального приладу – відображати в часі форму тих чи інших коливань. За звичай він використовується для дослідження коливань електричних величин.

Винахідником електронного осцилографа є Фердінанд Браун. Трубка Брауна використовувала магнітне відхилення променя електронів, за допомогою котушки. Надалі такі трубки з двома котушками отримали назву *кінескопів*, а котушки почали називати *магнітною відхиляючою системою*. Досліджуваний струм підводили до котушки електромагніту, що розташована зовні вузької частини скляної колби між діафрагмою і екраном. Пучок електронів, який створювався катодом, під дією змінюється магнітного поля викреслював на флуоресціюючому екрані лінію між двома точками, що відповідають мінімальній та максимальній величині досліджуваного сигналу. Світлова лінія відбивалась на зовнішній екран за допомогою дзеркала Кеніга, яке, повертаючись, дозволяло спостерігати зміну сигналу у часі. Таким чином, в осцилоскопі Брауна використовувалася оптико-механічна розгортка по горизонталі.

Швидкість сканування за допомогою дзеркала, що відображає часову залежність струму в котушці, була невелика. Тому, створена Брауном трубка суттєво відрізняється від сучасних осцилографічних трубок.

Однією з головних особливостей осцилографа Брауна було те, що він міг застосовуватися тільки для побудови часових залежностей струму  $i(t)$ , що протікає через котушку з індуктивністю  $L$ , магнітне поле якої пропорційно  $i(t)$  і змінюється зі зміною струму.

На практиці частіше виникає необхідність спостерігати часову залежність напруги  $u(t)$ , а не струму. Але для цього магнітна розгортка не придатна. У цьому легко переконатися, якщо врахувати, що напруга на ідеальній котушці з індуктивністю  $L = \text{const}$  пропорційна похідній струму. З урахуванням того, що котушка має власний омичний опір, зміна струму при впливі на котушку постійної напруги буде описуватися вже не лінійним, а експоненціальним законом з постійною часу  $\tau = L/R$ , де  $R$  – сумарний опір в ланцюзі котушки. Стала часу, яка характерна для осцилографів з магнітним відхиленням, становить величину порядку одиниць мілісекунди. Однак, час перехідних процесів, що реєструються осцилографом, не може бути істотно менше сталої часу  $\tau$ , тому осцилограф з магнітним відхиленням не може бути швидкісним (ширококутовим). Він може використовуватися для спостереження низькочастотних коливань зі сталою часу порядку мілісекунд або часткою мілісекунди.

Розглянемо осцилографічну трубку з електростатичним відхиленням. Для спостереження процесів, що протікають досить швидко, розробники сучасних електронно-променевих трубок (ЕПТ) застосовують зовсім інший принцип відхилення електронного променя. Це електростатичний метод відхилення. Тут електронний промінь відхиляється під дією електричного поля.

Цей метод набагато простіше методу магнітного відхилення. У якості відхиляючої системи використовується пара пластин, що розташовані по обидві боки променя. При цьому пластини повинні бути розташовані досить близько одна від одної і тому повинні знаходитися всередині трубки.

Якщо подати на пластини постійну напругу, то промінь електронів з негативним зарядом буде відштовхуватися від пластини з негативною напругою і притягатися до пластини з позитивною напругою. Як наслідок, промінь буде потрапляти в нову точку екрану. Для збереження гарного фокусування променя повинна зберігатися симетричність подачі відхиляючих напруг. Для отримання парафазних відхиляючих напруг застосовують спеціальні підсилювачі з симетричними виходами або схеми фазоінверторів.

Екран трубки зсередини покритий люмінофором. Це речовина, що здатна світитися під ударами електронів. Електронний промінь створюється електронною гарматою, яка розміщена на протилежному від екрану кінці трубки. Вона складається з підігрівача (нитки розжарення) і катода. Між гарматою і екраном розміщений модулятор, який регулює потік електронів. За допомогою двох електродів-анодів утворюються електричні поля, розподіл потенціалів яких створює електронні лінзи. Завдяки цьому пучок електронів досить великого діаметра (кілька міліметрів), пройшовши електронні лінзи,

фокусується і приймає форму конуса з вершиною біля екрану трубки. В результаті розміри зображення точки на екрані можна звести до частки міліметра. Крім того, за допомогою анодів створюється потрібне прискорення електронів в пучку, що забезпечує досить високу швидкість запису осцилограм. Промінь відхиляється за допомогою пари подвійних металевих пластин. Одна з них відхиляє промінь по вертикалі (вісь  $Y$ ), а інша по горизонталі (вісь  $X$ ).

Екран ЕПТ буде світитися лише при подачі на спеціальні прискорюючі електроди певних значень напруги. Такі електроди зазвичай називають анодами. Значення напруги досягає сотень вольт у малогабаритних трубок і тисяч вольт у більшості трубок середніх розмірів. Для їх створення використовуються високовольтні джерела живлення.

На нитку розжарювання зазвичай подають змінну напругу, на керуючий електрод (модулятор) – постійну, негативної полярності по відношенню до катоду, на аноди – позитивну. На першому аноді (фокусуєчому) напруга значно менше, ніж на другому (прискорюєчому). Змінюючи напругу на керуючому електроді можна змінювати інтенсивність електронного променя від максимальної до нульової.

На відхиляючі пластини подається як постійна напруга, що дозволяє змішувати пучок електронів в будь-яку сторону, щодо центру екрану, так і змінна, що створює лінії розгортки тієї чи іншої довжини, а також «малює» на екрані форму досліджуваних коливань. Бажаною є парафазна подача відхиляючих напруг. Тоді середній потенціал пластин не змінюється і не порушується фокусування електронного променя трубки.

Сучасним осцилографічним ЕПТ притаманні такі характерні особливості:

- колба трубки має плоску або опуклу поверхню екрану; пласка поверхня має менші геометричні спотворення, проте гірше фокусування;
- у катоді є нитка підігріву, що зазвичай живиться змінним струмом стандартною напругою 6,3 В;
- максимальний струм анода становить кілька мА, але струм променя біля екрану не перевищує 0,1 мА, тому що частина потоку електронів поглинається анодами і до екрану не доходить;
- для повного замикання трубки на керуючий електрод досить подати негативну (щодо анода) напругу порядку десятків В;
- на аноди трубки подається прискорююча напруга в сотні В;
- використовуються дві пари пластин, найближча до катода використовується для відхилення по осі  $Y$ , більш віддалена – по осі  $X$ .
- кут відхилення променя зазвичай не перевищує  $15^{\circ}$ , тому що в іншому випадку погіршується фокусування і чутливість трубки;
- для зменшення відблисків від внутрішньої поверхні колби вона виконується зі спеціальним вигином і покривається шаром графіту.

Однією з фундаментальних характеристик осцилографічної трубки є графічна швидкість променя, тобто це швидкість з якою промінь креслить зображення на екрані. Чим швидше промінь рухається по екрану, тим слабкіше буде його видима яскравість в разі спостереження одноразових процесів. У разі реєстрації синусоїдального сигналу

$$y = A \sin(2\pi ft + \varphi), \quad (4.128)$$

де  $A$  – амплітуда (для електричного струму в амперах, для напруги в вольтах),  $f$  – частота (в герцах),  $\varphi$  – фаза (в радіанах). Вертикальну складову швидкості променя можна обчислити таким чином:

$$v_{y \max} = \left. \frac{dy}{dt} \right|_{t=0} = 2A\pi f. \quad (4.129)$$

Тоді максимальна графічна швидкість, з урахуванням швидкості руху променя при горизонтальній розгортці, буде дорівнювати:

$$v_z \max = \sqrt{v_x^2 + v_{y \max}^2}. \quad (4.130)$$

У разі реєстрації відеоімпульсу графічна швидкість описується наступною формулою:

$$v_z = \sqrt{v_x^2 + \sigma v_y^2}, \quad (4.131)$$

де  $\sigma$  – чутливість трубки по вертикальному відхиленню (см/В).

Графічна швидкість визначає яскравість осцилограм. Вона падає при спостереженні одноразових подій. Для підвищення графічної швидкості необхідно збільшувати напругу на прискорювальних електродах ЕПТ до 10÷20 кВ. Однак, це призводить до падіння чутливості за відхиленням.

Відхиляюча система осцилографічних трубок з двома пластинами в найпростішому наближенні є фактично неідеальним конденсатором, який має ємність  $C$ . В його ланцюзі треба враховувати паразитну індуктивність виводів  $L$  та опір джерела сигналу  $R$  (наприклад, вихідний опір підсилювача). Таким чином, еквівалентна схема ланцюга відхилення є ланкою фільтра низьких частот або послідовним  $RLC$ -контуром.

Якщо на вхід такого контуру подати ідеальний перепад напруги  $E$ , то часова залежність напруги на ємності  $C$  буде мати вигляд:

$$u(t) = E \left[ 1 - e^{-\alpha t} \left( \frac{\alpha}{\delta} \sin(\delta t) + \cos(\delta t) \right) \right],$$

де  $\alpha = R/2L$  та  $\delta = \left( 1/LC - R^2/4L^2 \right)^{1/2}$ . Розрахунки показують, що ця залежність може мати значний сплеск при малих значеннях  $R$ . При  $\alpha/\delta = 1$  цей сплеск становить не більше 4% від амплітуди перепаду, що є цілком задовільним показником. Для цього величину  $R$  треба вибрати такою:

$$R = \sqrt{2L/C}. \quad (4.132)$$

Якщо скористатися відомим значенням резонансної частоти контуру

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (4.133)$$

то можна виразити значення  $R$  через резонансну частоту контуру, яка визначає граничну частоту каналу відхиляючої системи:

$$R = \frac{1}{f_0 C \sqrt{2\pi}} = \frac{0,22}{f_0 C}. \quad (4.134)$$

Можна показати, що час досягнення напругою  $u(t)$  значення  $E$  складе

$$t = 3\pi RC / 4 = 2,2RC \quad (4.135)$$

Це значення зазвичай вважається *часом встановлення* відхиляючої системи з оптимальною перехідною характеристикою.

Отримані результати відносяться до ідеального випадку подачі сигналу прямо на електроди відхиляючої системи осцилографічної трубки. Розрахунки показують, що максимальна частота реєстрованих сигналів не перевищує 300 МГц, а час встановлення каналу відхиляючих пластин не може бути менше 1 нс без кардинальної модифікації конструкції ЕПТ. Очевидно що ці значення на багато порядків вище, ніж у трубки Брауна, але вони не задовольняють потребам сучасної швидкісної осцилографії. Слід зауважити, що виходячи з квантово-механічного принципу невизначеності, граничне дозвіл осцилографії оцінюється часом порядку  $10^{-14}$ . Таким чином, існує перспектива поліпшення часових характеристик осцилографів.

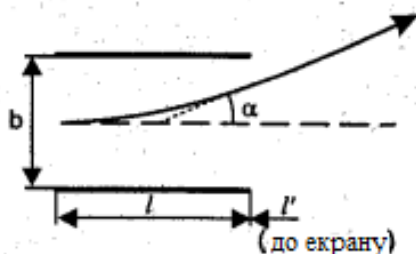
Найважливішими конструктивними елементами ЕПТ є її відхиляючі системи. У найпростішому випадку це дві пари плоскопаралельних пластин. Одна пара використовується для відхилення по вертикалі ( $Y$ ), інша по горизонталі ( $X$ ). Кожна з пари пластин встановлена по обидва боки траєкторії променя.

Одним з найважливіших параметрів осцилографічної ЕПТ є чутливість по відхиленню ( $\varepsilon$ ). Чутливість визначається як відношення відхилення точки на екрані трубки  $h$ , поділене на напругу, прикладена до пластин  $U_{від}$ . Для плоскопаралельних відхиляючих пластин вона описується виразом:

$$\varepsilon = \frac{h}{U_{від}} = k \frac{lL}{2bU_a} \text{ [мм/В]}, \quad (4.136)$$

де  $l$  – довжина пластини,  $L$  – відстань від вхідного краю пластин до екрана,  $b$  – відстань між пластинами,  $U_a$  – різниця потенціалів між катодом і вихідним електродом прожектора,  $k < 1$  - коефіцієнт, що враховує підвищення чутливості через крайові ефекти ( $k = 0,1 \div 0,15$ ).

Чутливість по відхиленню збільшується при зменшенні відстані між пластинами. Однак, при надто малій відстані між пластинами, промінь при відхиленні потрапляє на пластину, до якої він наближається і повністю поглинається і ній. Фактично це означає зменшення граничного кута відхилення  $\alpha$ , тому він зазвичай і не перевищує  $15^\circ$  (рис. 4.60).



**Рис. 4.60 – Плоскопаралельні відхиляючі пластини**

Наслідком цього осцилографічні трубки мають велику довжину. Вона в кілька разів більше, ніж діаметр екрану круглої трубки або діагональ екрану трубки з прямокутним екраном.



Можна дещо збільшити чутливість трубки по відхиленню, якщо зробити пластини вигнутими зі збільшеним в місці виходу променя відстанню (рис. 4.61).

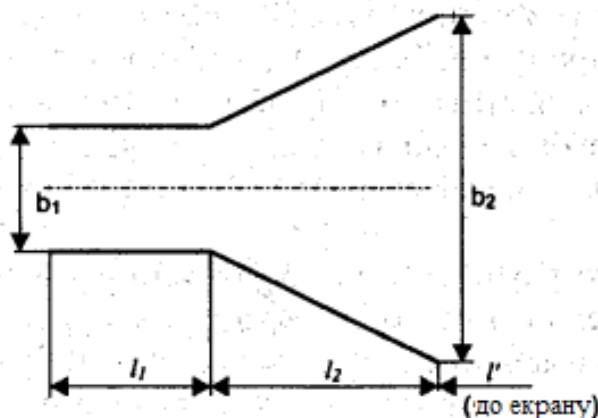


Рис. 4.61 – Відхиляючі пластини з одним вигином

Розрахунки показують, що оптимальним є експоненціальне розширення відстані між пластинами. Однак виявилось, що дуже близький результат забезпечує більш простий в реалізації одноразовий вигин пластин приблизно в середині їх загальної довжини. При цьому чутливість по відхиленню становить величину:

$$\varepsilon = \frac{h}{U_{від}} = \frac{L}{2U_a} \left( \frac{l_1}{b_1} + \frac{l_2}{b_2 - b_1} \ln \frac{b_2}{b_1} \right) \text{ [мм/В]}, \quad (4.137)$$

де  $l_1$  – довжина паралельної частини пластин,  $l_2$  – довжина по горизонталі відігнутої частини пластин,  $b_1$  – відстань між паралельними частинами пластин і  $b_2$  – відстань між краями розширеної частини вигнутих пластин.

Розрахунки за формулами (4.136) і (4.137) показують, що чутливість системи з вигнутими відхиляючими пластинами приблизно 1,8 рази вище, ніж у плоскопаралельних відхиляючих пластин. Типові значення чутливості осцилографічних ЕПТ становлять 0,5 ÷ 5 мм/В.

Наведені значення чутливості означають можливість реєстрації сигналів з амплітудою, починаючи від кількох В і вище. Для роботи з меншими сигналами необхідно застосовувати підсилювачі. Вони збільшують чутливість до відхилення в  $K$  (коефіцієнт посилення підсилювача) разів. При цьому для збереження широкосмуговості трубки треба використовувати підсилювачі з шириною смуги пропускання в 2 ÷ 3 рази вище, ніж у трубки. Цього вдається досягти далеко не завжди і саме підсилювачі найчастіше обмежують ширину смуги частот осцилографа і його часові характеристики.

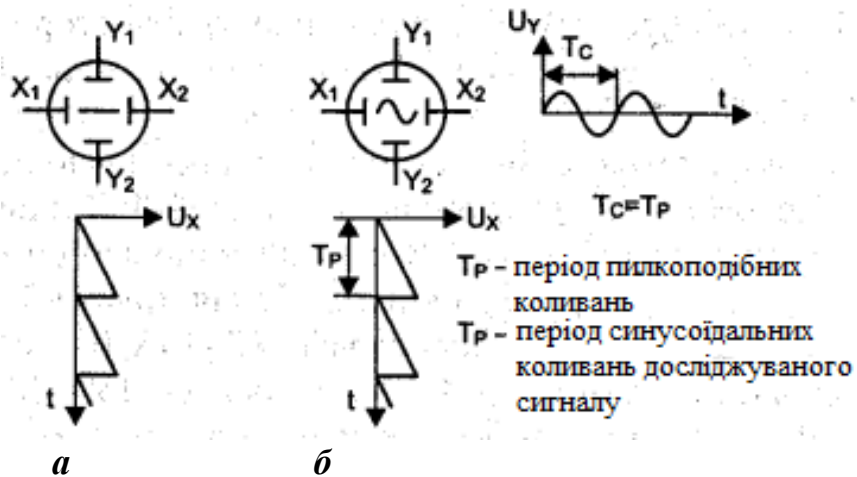
Для електронних осцилографів перехід до трубки з електростатичним відхиленням означав різке підвищення достовірності відтворення на екрані картини перехідних процесів і підвищення швидкісних характеристик відразу на декілька порядків. По-перше, це пов'язано з тим, що в першому наближенні відхилення променя майже пропорційно різниці потенціалів відхиляючих пластин. По-друге, пов'язане з різким зниженням постійної часу пристрою

відхилення. Справа в тому, що інерційність електростатичної системи відхилення пов'язана не стільки з кінцевою швидкістю руху електронів в пучку, скільки з ємністю пластин, а вона становить зазвичай одиниці або десятки пікофарад.

Припустимо, що ємність пластин вертикального відхилення становить 20 пФ, а вихідний опір джерела сигналу (наприклад, підсилювача каналу  $Y$ )  $R = 500$  Ом. Тоді постійна часу відхилляє буде дорівнює  $\tau = RC = 10^{-8}$  с. Якщо зменшити вихідний опір підсилювача до 50 Ом, то постійна часу впаде до  $10^{-9}$  с. Це в мільйон разів менше, ніж у магнітної системи відхилення і означає можливість реєстрації процесів з тривалістю порядку одиниць-десятків наносекунд і менше.

Розглянемо принцип дії осцилографа. Для розуміння процесів що відбуваються на ЕПТ, умовно зобразимо екран трубки у вигляді кола (хоча екран може бути і прямокутним) і помістимо усередині неї відхиляючі пластини (рис. 4.62).

Якщо підвести до горизонтальних пластин  $X_1$  і  $X_2$  пилкоподібну напругу, на екрані з'явиться світиться горизонтальна лінія – її називають *лінією розгортки* або просто розгорткою. Її довжина залежить від амплітуди пилкоподібної напруги (рис 4.62, а). Якщо тепер одночасно з пилкоподібною напругою, що подається на пластини  $X_1$  і  $X_2$ , подати на іншу пару пластин (вертикальних -  $Y_1$  і  $Y_2$ , наприклад, змінну напругу синусоїдальної форми, лінія розгортки в точності «зігнеться» і «намалює» на екрані зображення (рис. 4.62, б).



а – при відсутності сигналу на пластинах вертикального відхилення;  
б – при подачі на них синусоїдального сигналу

**Рис. 4. 62 – Отримання осцилограм**

У разі рівності періодів синусоїдального і пилкоподібного коливань, на екрані буде зображення однієї синусоїди. При нерівності періодів на екрані з'явиться стільки повних коливань, скільки періодів їх укладається в періоді коливань пилкоподібної напруги розгортки. В осцилографі є регулювання частоти розгортки, за допомогою якої обирають потрібну кількість коливань на екрані.

При перегляді періодичних сигналів тривалість розгортки в загальному випадку повинна бути кратною періоду повторення сигналу. Це означає, що розгортка має бути синхронною з сигналом. Для цього використовується система синхронізації розгортки осцилографа. Крім того, треба враховувати, що частина періоду розгортки витрачається на зворотний хід променя. На екрані це означає відображення лінії, що з'єднує початкову та кінцеву точки осцилограми. Зазвичай, ця лінія гаситься подачею спеціального імпульсу гасіння на керуючий електрод трубки. Це означає наявність в осцилографі крім каналів  $X$  і  $Y$  ще одного каналу  $Z$  – управління яскравістю променя.

Розглянемо структурну схему аналогового осцилографа. Типова структурна схема аналогового осцилографа, зображена на рис. 4.63.

Аналогові осцилографи призначені для роботи з аналоговими (безперервними в часі) сигналами.

Нині існують різні за конструкцією та призначенням осцилографи. По різному виглядають їх лицьові панелі, дещо відрізняються назви ручок управління і перемикачі. Але в будь-якому осцилографі існує мінімально необхідний набір вузлів, без яких він не може працювати. Розглянемо призначення цих основних вузлів. У загальному випадку в осцилографі є три канали:

- канал вертикального відхилення  $Y$ , що містить ланцюги і пристрої, які відносяться до пластин вертикального відхилення;
- канал горизонтального відхилення  $X$ , що містить ланцюги і пристрої, які відносяться до пластин горизонтального відхилення;
- канал яскравості  $Z$ , що містить, ланцюги, які відносяться до керуючого електрода трубки.

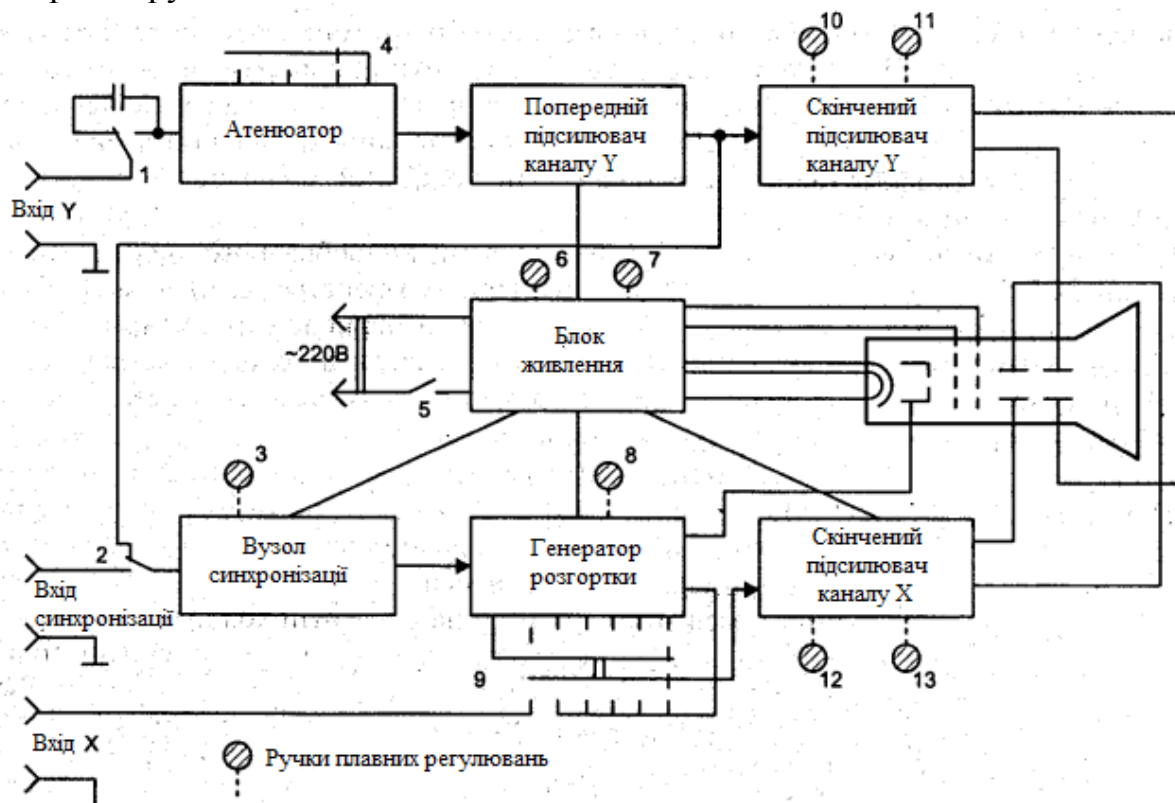


Рис. 4.63 – Типова схема аналогового осцилографа

Блок живлення забезпечує енергією роботу всіх вузлів електронного осцилографа. На вхід блоку живлення надходить змінна напруга від мережі 220 В з частотою 50 Гц. Тут вона перетворюється в напруги різної величини: змінне 6,3 В для живлення нитки розжарення електронно-променевої трубки; постійна напруга 12÷14 В для живлення підсилювачів і генератора розгортки, якщо вони напівпровідникові (або 200÷250 В, якщо лампові); 150 В для живлення кінцевих підсилювачів горизонтального і вертикального відхилення променя; кілька сотень вольт для фокусування електронного променя і кілька тисяч вольт для прискорення електронного пучка.

На передній панелі завжди є регулятори «фокусування» та «яскравість». При обертанні цих ручок змінюються напруги, що подаються на перший анод і модулятор. При зміні напруги на першому аноді, змінюється конфігурація електростатичного поля, що призводить до зміни ширини електронного променя. Модулятор в електронно-променевої трубки виконує роль керуючої сітки в ламповому тріоді. При зміні напруги на модуляторі змінюється струм електронного променя (змінюється кінетична енергія електронів), що призводить до зміни яскравості світіння люмінофора екрану. Напруга на модуляторі має бути негативною по відношенню до катода. При певній напрузі замикання струм електронного променя падає до нуля і пляма на екрані трубки зникає (трубка виявляється замкнутою).

Генератор розгортки виробляє пилкоподібну напругу, частоту якої можна змінювати грубо (ступенями) і плавно. Дані регулятори називаються «частота грубо» (або «тривалість розгортки») та «частота плавно». Діапазон частот генератора досить широкий – від одиниць герц до одиниць мегагерц. Зауважимо, що близько перемикача діапазонів зазвичай проставлені значення тривалості пилкоподібних коливань, а не їх частоти.

В імпульсних осцилографах крім безперервної розгортки частот використовується чекаюча розгортка, яка запускається сигналом (внутрішнім з підсилювача каналу  $Y$ ) або зовнішнім. Для спостереження фронту імпульсу в канал  $Y$  вводиться лінія затримки, що створює часову затримку, яка дещо перевершує час затримки спрацьовування чекаючої затримки. Така лінія може включатися в будь-яке місце каналу  $Y$ , але після точки з якої надходить сигнал для запуску чекаючої розгортки. На схемі рис. 4.63 таку лінію можна включити на виході або на вході кінцевого каскаду каналу  $Y$ .

Підсилювач горизонтального відхилення (каналу  $X$ ) призначений для отримання напруг розгортки, достатніх для отримання потрібної довжини лінії розгортки – близько горизонтального розміру екрану (або діаметра) трубки. На його вхід подається сигнал з виходу генератора розгортки. Цей підсилювач необхідний для отримання такої амплітуди пилкоподібної напруги, при якій електронний промінь відхиляється на весь екран. В підсилювачі розташовані регулятор довжини лінії розгортки (регулятор амплітуди вихідного пилкоподібного напруги). На передній панелі осцилографа він представлений ручкою «підсилення  $X$ » або «амплітуда  $X$ ». Існує також і регулятор зміщення лінії розгортки по горизонталі (зазвичай він позначений значком  $\leftrightarrow$ ).

Канал вертикального відхилення складається з вхідного атенюатора (діляника вхідного сигналу) і двох підсилювачів – попереднього і кінцевого. Атенюатор дозволяє вибирати потрібну висоту зображення на екрані в залежності від амплітуди досліджуваних коливань. За допомогою перемикача вхідного атенюатора, амплітуду сигналу можна зменшити в 10 або 100 разів. Близько перемикача зазвичай стоять написи: 1: 1 – в цьому випадку вхідний сигнал не послаблюється; 1:10 і 1: 100 – в цих випадках ослаблення відповідно 10 і 100 разів. Більш плавні зміни рівня сигналу, а значить і розміру зображення на екрані, отримують за допомогою регулятора чутливості скінченого підсилювача каналу  $Y$ . У скінченому підсилювачі цього каналу, як і каналі горизонтального відхилення, є регулювання зміщення променя, а значить, і зображення, по вертикалі. Крім того, на вході каналу вертикального відхилення є перемикач, за допомогою якого можна або подавати на підсилювач (часто через атенюатор – калібрований діляник напруги) постійну складову досліджуваного сигналу, або позбавлятися від неї включенням розділового конденсатора. Це в свою чергу, дозволяє користуватися осцилографом як вольтметром постійного струму, який здатним вимірювати постійні напруги. Причому вхідний опір осцилографа досить високий – 1 МОм та більше.

Крім перемикача і регулятора тривалості розгортки у генератора розгортки є ще один перемикач - перемикач режиму роботи розгортки. Генератор розгорток може працювати в двох режимах: в автоматичному – генерує пилкоподібну напругу заданої тривалості та в режимі очікування – очікує приходу вхідного сигналу, і з його появою запускається. Цей режим буває необхідний при дослідженні параметрів імпульсу, коли його передній фронт повинен бути на початку розгортки. В автоматичному режимі роботи випадковий сигнал може з'явитися в будь-якому місці розгортки, що ускладнює його спостереження. Тому для імпульсних вимірювань необхідно застосовувати режим очікування.

Перемикач генератора розгортки спарений. У всіх положеннях перемикача, крім крайнього лівого, генератор виробляє пилкоподібну напругу різної тривалості. В крайньому лівому положенні генератор розгорток відключається, а нижня секція перемикача генератора розгортки підключає крайовий підсилювач каналу горизонтального відхилення до гнізд «вхід  $X$ ».

В цьому випадку горизонтальна лінія розгортки буде виходити тільки при подачі сигналу на «вхід  $X$ ». Причому чутливість цього каналу зазвичай менше, ніж каналу вертикального відхилення. Довжину лінії розгортки можна встановлювати регулятором скінченого підсилювача. Такий режим роботи осцилографа використовується, наприклад, при дослідженні частотних і фазових співвідношень гармонійних коливань або для побудови фігур Ліссажу (для цього один сигнал подають на вхід  $Y$  осцилографа, а інший – на вхід  $X$ ).

Кожен осцилограф оснащений засобами синхронізації розгортки з досліджуваним сигналом. Якщо між генератором розгортки і сигналом немає ніякого зв'язку, то початок розгортки і поява сигналу будуть відбуватися в різний час, зображення сигналу на екрані осцилографа буде переміщатися або в один, або в інший бік – залежно від різниці частот сигналу і розгортки. Щоб

зупинити зображення треба синхронізувати генератор розгортки, тобто забезпечити такий режим роботи, при якому початок розгортки буде збігатися з початком появи періодичного сигналу. Зазвичай при цьому період розгортки повинен перевищувати період повторення сигналу в ціле число разів.

Синхронізувати генератор розгортки можна як від внутрішнього сигналу (він береться з підсилювача вертикального відхилення), так і від зовнішнього, що подається на гнізда або роз'єм «вхід синхронізації».

Існує плавне регулювання синхронізації. Цю ручку можна повертати від крайнього лівого положення (знак «-») до крайнього правого (знак «+»). Це регулювання синхронізації розгортки від сигналу відповідної полярності. Коли ручка регулювання знаходиться в крайньому лівому положенні, генератор розгортки синхронізується негативним фронтом, в крайньому правому положенні (+) - позитивним. В середньому положенні ручки синхронізація вимикається. У деяких конструкціях осцилографів перемикач синхронізації від (+) або від (-) здійснюється окремим перемикачем. В цьому випадку ручка регулювання синхронізації змінює амплітуду синхронізації, що забезпечує більш стійке зображення на екрані.

У наведеній блок-схемі (рис. 4.63) осцилографа канал яскравості  $Z$  представлений лише ланцюгом подачі з генератора розгортки імпульсу, що гасить зворотний хід розгортки. Це робиться для того, щоб зворотні хід не було видно на екрані. У сучасних осцилографах в цей канал часто вводять підсилювач каналу  $Z$ , що дозволяє виконувати спеціальні види вимірювань. Нерідко в цей канал вводять і генератор часових міток, що дозволяє виконувати часові виміри сигналів.

Розглянемо вимоги до підсилювачів осцилографа. Осцилографічні трубки мають низьку чутливість до відхилення. В загальному випадку вона не перевищує 1 мм/В (або 1 В/мм). Це означає, що для отримання на екрані трубки зображення імпульсу або синусоїди розміром в 1 см потрібно на пластини  $Y$  подати імпульс з амплітудою 10 В або синусоїду з такою ж подвійною амплітудою. Для точних вимірювань потрібно мати розмах осцилограми в кілька сантиметрів, що вимагає відхиляючих напруг в десятки В, а для трубок з низькою чутливістю навіть у сотні В.

Таким чином, осцилографи для дослідження малих за рівнем сигналів повинні містити *підсилювачі каналу  $Y$*  з досить великим підсиленням. Оскільки напруга з генератора розгортки становить одиниці-десятки В, то коефіцієнт підсилення підсилювача горизонтального підсилення (каналу  $X$ ) може бути набагато меншим – близько 10. Однак, якщо треба працювати із зовнішніми сигналами, що подаються на вхід  $X$ , то підсилювач горизонтального відхилення бажано мати таким же, як і підсилювач вертикального відхилення.

До підсилювачів осцилографів пред'являються досить специфічні вимоги:

- високий рівень вихідних сигналів (десятки, іноді сотні В), що передбачає побудову вихідних каскадів на електронних лампах або високовольтних транзисторах;
- високий вхідний опір (зазвичай близько  $0,5 \div 2$  МОм з паралельною ємністю до 50 пФ);

- висока лінійність (коефіцієнт нелінійності не більше  $3 \div 5\%$ );
- висока стабільність коефіцієнта підсилення, зазвичай досягається стабілізацією напруги живлення та іншими заходами;
- низька ( $10 \div 20$  Гц) нижня гранична частота (в разі роботи на постійному струмі нульова гранична частота та малий дрейф вихідного сигналу);
- висока верхня гранична частота (від  $1 \div 5$  МГц у простих осцилографів, до десятків і сотень МГц у широкосмугових і швидкісних осцилографах);
- мала нерівномірність амплітудно-частотної характеристики, часто вона складає  $0,5 \div 1$  дБ.

Ці вимоги набагато жорсткіше, ніж у звичайних підсилювачів для побутової апаратури. Вони впливають з того, що сучасний осцилограф є радіовимірвальним приладом універсального призначення, а не просто осцилоскопом для спостереження форми сигналу. Деякі вимоги суперечливі, наприклад, отримання одночасно високого коефіцієнта підсилення і великої амплітуди сигналу разом з великою шириною смуги частот, які підсилюються. Для подолання подібних суперечностей доводиться ускладнювати схему підсилювача або навіть вводити кардинальні зміни в засобах здійснення підсилення. Наприклад, переходячи від підсилювачів з зосередженим підсиленням до підсилювачів з розподіленим підсиленням.

Розглянемо основні типи підсилювачів, що використовуються в осцилографах.

Імпульсні підсилювачі призначені для підсилення імпульсних сигналів, які можуть мати прямокутну, трапецеїдальну, експонентну або іншу форму. Імпульсні підсилювачі за принципом дії діляться на лінійні і нелінійні. В лінійних імпульсних підсилювачах форма імпульсу відтворюється з мінімальними спотвореннями, а в нелінійних форма імпульсів спотворюється навмисно для їх перетворення або за амплітудою, або за тривалістю, або за цими двома параметрами одночасно. У каналах  $X$  і  $Y$  осцилографів застосовують лінійні підсилювачі, а в каналі  $Z$  (яскравості) часто застосовують нелінійні підсилювачі.

Частотний спектр реальних імпульсних сигналів дуже широкий і може складати від одиниць герц до десятків гігагерц. Тому підсилювачі імпульсних сигналів повинні бути *широкосмуговими підсилювачами*. Область частот, які підсилюються, у них становить десятки і сотні МГц.

Лінійні спотворення підсилювачів можна оцінити, знаючи спотворення синусоїдального сигналу. Будь-який періодичний сигнал можна розкласти на гармонійні складові, використовуючи ряд Фур'є (для неперіодичних сигналів використовують інтеграл Фур'є). Наявність реактивних елементів (ємностей і індуктивностей) в схемі підсилювача призводить до того, що його підсилення залежить від частоти вхідного сигналу, тому коефіцієнт підсилення по напрузі є комплексною величиною.

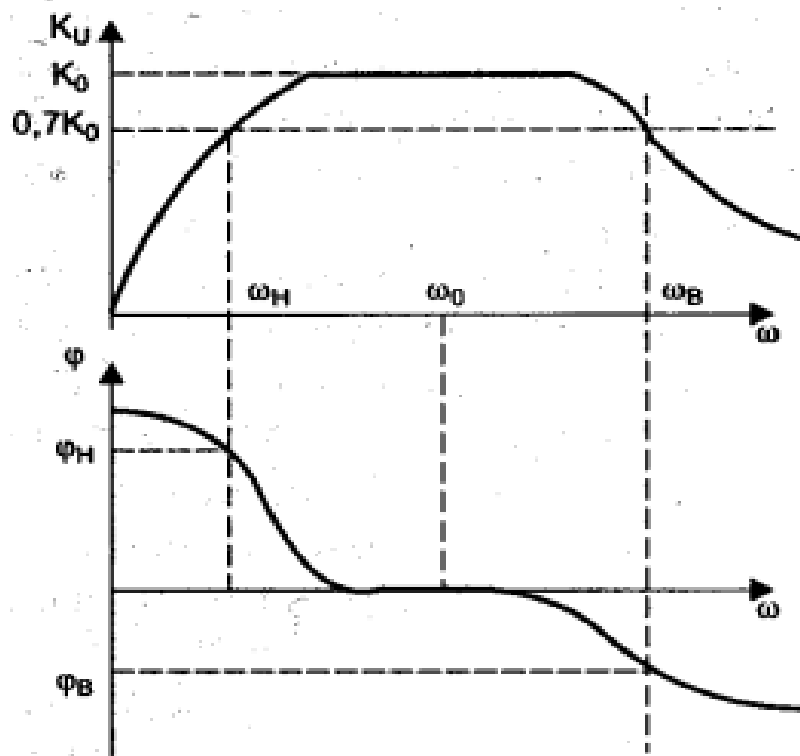
*Коефіцієнт підсилення підсилювача по напрузі при синусоїдальному сигналі з круговою частотою  $\omega$  в комплексній формі визначається виразом*

$$K_U = K_U(\omega) \exp[i\varphi(\omega)] \quad (4.138)$$

Годограф вектора комплексного коефіцієнта підсилення, тобто крива, що описується кінцем радіуса-вектора  $K_U$  при зміні частоти від 0 до  $\infty$ , називається *амплітудно-фазовою характеристикою*. Таким чином, за допомогою годографа можна одночасно встановити залежність підсилення і фазового зсуву від частоти. Більш чітке уявлення щодо характеру та обсягів лінійних спотворень дає окремий розгляд амплітудно-частотної  $K_U = f(\omega)$  (АЧХ) і фазо-частотної  $\varphi = f(\omega)$  характеристики. Приблизний вигляд цих характеристик представлено на рис. 4.64.

Для кількісної оцінки частотних спотворень вводиться поняття *граничної частоти*. Це частота при якій модуль  $K(\omega)$  зменшується до значення  $K_0 / \sqrt{2} \approx 0,7K_0$ . При цьому розрізняють нижню граничну частоту і верхню. Різниця частот називається смугою пропускання підсилювача.

*Широкосмуговими* називати підсилювачі, у яких відношення верхньої граничної частоти до нижньої становить кілька порядків і вище. Практично всі осцилографи повинні без помітних спотворень давати осцилограми сигналів з частотою 50 Гц. Тому нижня межа смуги пропускання підсилювачів повинна бути не більше  $10 \div 20$  Гц. Верхня гранична частота навіть у простих осцилографів рідко буває нижче 1 МГц. Таким чином, підсилювачі сучасних осцилографів завжди є *широкосмуговими*, а при значенні верхньої частоти в одиниці ГГц і вище навіть *надширокосмуговими*.



**Рис. 4.64 – Амплітудно-частотна та фазо-частотна характеристики підсилювача**



Підсилювачі постійного струму мають нижню граничну частоту яка дорівнює нулю (рис. 4.65). Зауважимо, що підсилення на рис. 4.65 представлено в децибелах. Рівень спаду підсилення до 0,707 від максимального (на нульовій частоті) відповідає  $-3\text{дБ}$ , при цьому за  $0\text{дБ}$  прийняте максимальне підсилення. Таке представлення АЧХ зручне для оцінки частотних спотворень (існують і інші форми подання АЧХ).

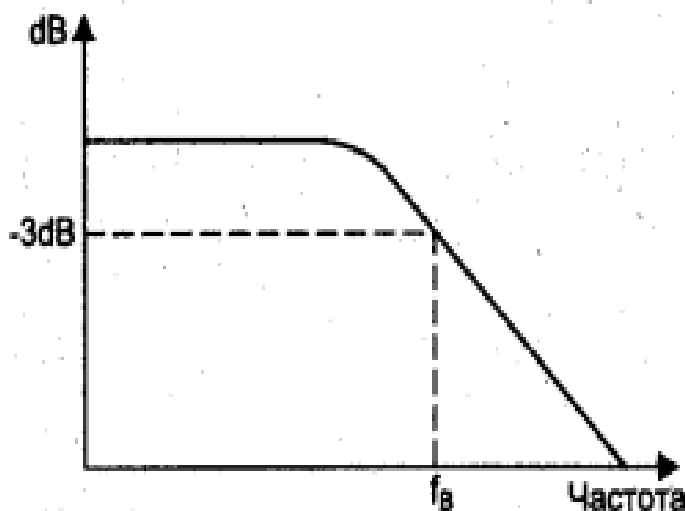


Рис. 4.65 – АЧХ підсилювача постійного струму

Для оцінки лінійних спотворень, що виникають при передачі імпульсних сигналів, зручно використовувати *перехідну характеристику* підсилювача. *Перехідна характеристика  $h(t)$*  – це реакція підсилювача на ідеальний перепад входної напруги. Різниця двох перехідних характеристик, які зсунуті в часі на тривалість імпульсу  $t_u$ , дає форму вихідного імпульсу підсилювача, що отримується при подачі на його вхід ідеального прямокутного імпульсу (рис. 4.66).

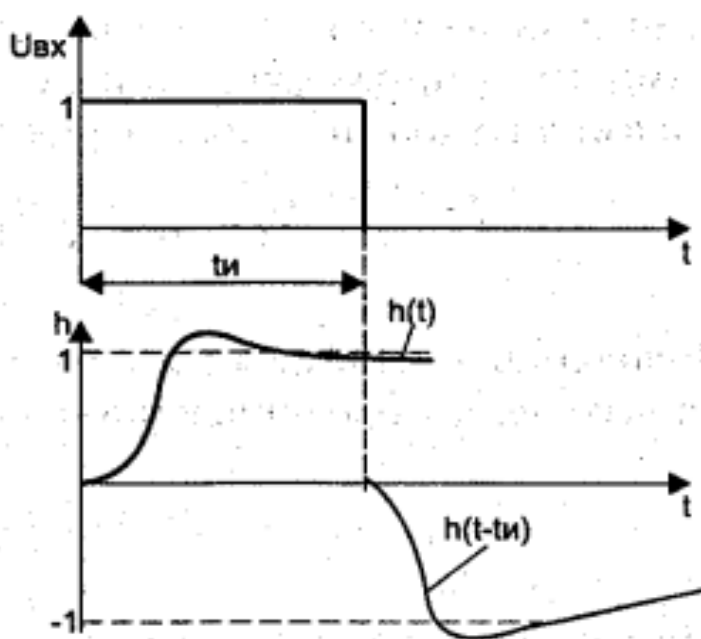
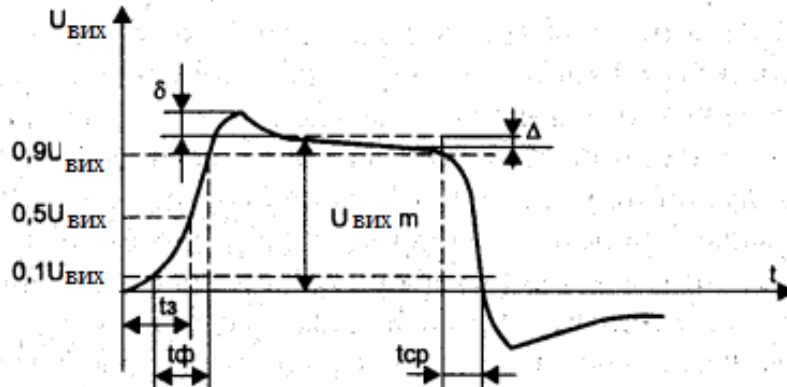


Рис. 4.66 – Перехідні характеристики підсилювача

Зазвичай вводяться поняття спотворень реального імпульсу в області малого часу (спотворення фронтів) і в області великого часу (спотворення вершини імпульсів). Відповідні визначення представлені на рис. 4.67. Реальним імпульсом називають імпульс з кінцевою тривалістю фронтів, викидами на них та іншими спотвореннями, наприклад, спадом плоскої вершини імпульсу. Спад відсутній у підсилювачів постійного струму.



**Рис. 4.67 – Часові характеристики реальних імпульсних сигналів**

Відповідно до рис. 4.67 використовуються наступні імпульсні параметри підсилювачів:

$t_{\phi}$  - *тривалість фронту*, яка визначається часом наростання сигналу від рівня 0,1 до рівня 0,9 свого сталого значення (іноді цей параметр називають часом встановлення підсилювача);

$t_z$  - *час затримки*, який визначається від моменту появи сигналу на вході підсилювача до моменту досягнення 0,1 рівня стаціонарного значення (іноді до досягнення половини стаціонарного значення вихідної напруги);

$t_{cp}$  - *тривалість зрізу*, яка визначається часом спаду сигналу від рівня 0,9 до рівня 0,1 свого стаціонарного значення;

$\delta$  - *сплеск* або відносна різниця між максимальним значенням вихідного сигналу в області малого часу і його сталим значенням;

$\Delta$  - *спад (підйом)* вершини імпульсу – відносна різниця між сталим значенням вихідного сигналу в області великого часу і його поточним значенням.

В лінійних підсилювачах амплітудна, фазочастотна і перехідна характеристики жорстко пов'язані між собою. Скористаємося відомим з теорії лінійних електричних ланцюгів інтегралом Дюамеля, який має вигляд

$$u_2(t) = h(0)u_1(t) + \int_{\mu}^t h'(t)u_1(t-\tau)d\tau, \quad (4.139)$$

де  $u_2(t)$  – напруга на виході підсилювача;  $u_1(t)$  – напруга на його вході;  $h(t)$  – перехідна характеристика підсилювача;  $h(0)$  – значення перехідної характеристики при  $t=0$ ;  $h'(t)$  – похідна функції  $h(t)$ .

Нехай  $u_1 = 1 \exp(i \omega t)$ , тоді з (4.68) отримаємо:

$$u_2(t) = \left[ h(0) + \int_{\mu}^t h'(\tau) \exp(-i\omega\tau) \right] \exp(i\omega t) = A(t) \exp(i\omega t) \quad (4.140)$$

Якщо на вхід підсилювача подати гармонійне коливання певної частоти з амплітудою, що дорівнює одиниці, то на виході отримаємо напругу тієї ж частоти з амплітудою, що змінюється в часі за законом

$$A(t) = h(0) + \int_{\mu}^t h'(t) \exp(-i\omega\tau) d\tau \quad (4.141)$$

Якщо вважати, що в (4.141)  $t = \infty$ , отримаємо сталі значення амплітуди на виході, яке чисельно дорівнює коефіцієнту передачі (підсилення)

$$K(i\omega) = h(0) + \int_{\mu}^{\infty} h'(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau. \quad (4.142)$$

Формула (4.142) встановлює зв'язок між коефіцієнтом передачі і перехідною характеристикою. Звідси можна визначити значення коефіцієнта передачі при  $\omega = 0$  та  $\omega = \infty$ :

$$K(0) = h(0) + \int_{\mu}^{\infty} h'(\tau) d\tau = h(\infty) \quad (4.143)$$

$$K(\infty) = h(0) \quad (4.144)$$

Вирази (4.142) – (4.144) показують, що перехідна характеристика імпульсного підсилювача однозначно визначається його частотними властивостями. Характеристики підсилювача в області низьких частот відображають поведінку підсилювача в області великого часу, тобто визначають форму плоскої вершини імпульсу. А характеристики підсилювача в області високих частот – поведінку підсилювача в області малого часу, тобто визначають тривалість фронту і зрізу імпульсів. Чим ширше смуга пропускання в сторону високих частот, тим точніше відтворюється фронт сигналу і зменшуються спотворення в області малого часу. При розширенні смуги пропускання в сторону нижніх частот підсилювач краще відтворює плоску вершину імпульсу, тобто зменшуються спотворення в області великого часу.

Для одиночного резисторного каскаду з інтегруючим  $RC$ -ланцюгом час наростання і спаду імпульсів  $t_{\phi} = 2,2RC$ . У той же час гранична частота  $f_B = 1/2\pi RC$ . Звідси можна отримати значення тривалості фронту, яка виражена через граничну частоту:

$$t_{\phi} = \frac{2,2}{2\pi f_B} = \frac{0,35}{f_B} \quad (4.145)$$

Виявилося, що ця проста формула досить точно описує співвідношення між тривалістю фронту і верхньою граничною частотою і в разі багатокаскадного підсилювача, за умови, що амплітуда сплесків перехідної характеристики не перевищує 4÷5%. Тому формула (4.145) є однією з найважливіших в осцилографії і є основою для визначення тривалості фронту перехідної характеристики осцилографа в цілому на рівні відліків 0,1 і 0,9. Іноді вказують час встановлення перехідної характеристики  $t_y$  за який закінчуються перехідні процеси після відображення фронтів (рівень відліку кінця перехідного процесу зазвичай береться рівним 1% від початкової амплітуди коливального процесу). Цей час може виявитися в 3-4 рази більшим, ніж час  $t_{\phi}$ .

На жаль, реальна тривалість фронту більша за  $t_{\phi}$ . і визначається як:

$$t_p = \sqrt{t_{\phi}^2 + (2,2\tau_{ex})^2}$$

де  $\tau_{ex}$  – стала часу вхідного ланцюга осцилографа, що дорівнює  $R_{ex} C_{ex}$ . Навіть при низькоомному вході  $R_{ex} = 50$  Ом і типовому значенні  $C_{ex} = 20$  пФ ми маємо  $\tau_{ex} = 1$  нс. Це вже дає  $t_p = 2,2$  нс навіть при  $t_{\phi} \rightarrow 0$ . Звідси впливає гостра необхідність зменшення вхідної ємності  $C_{ex}$  осцилографа.

В області низьких частот спад вершини імпульсу з тривалістю  $t_u$  можна оцінити наближеним виразом

$$\Delta \approx t_u / t_u \quad (4.146)$$

У більшості сучасних осцилографів використовується підсилювач каналу  $Y$  з гальванічним зв'язками (підсилювач постійного струму). У цьому випадку формулу (4.146) можна застосувати для розрахунку постійної часу  $RC$  розділового ланцюга, що включається на виході підсилювача в разі, коли бажано виключити постійну складову сигналу.

Розглянемо принципи побудови генераторів розгортки. Генератор розгортки осцилографа призначений для вироблення лінійно-змінної напруги (рис. 4.68), яка підсилюється підсилювачем каналу  $X$  і використовується для розкочки пластин вертикального відхилення.

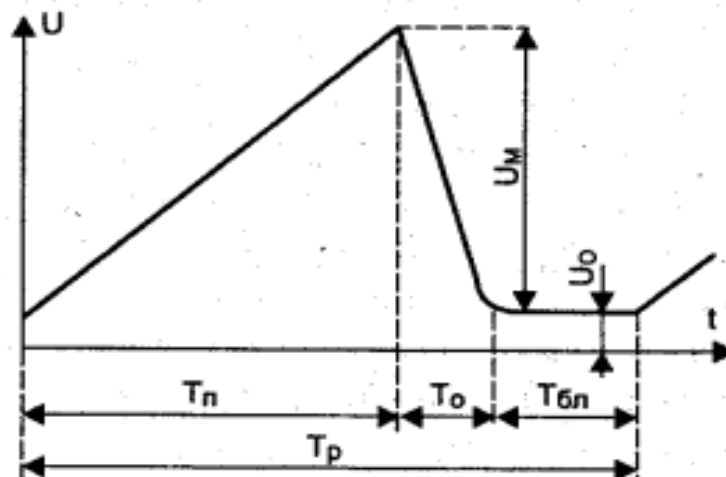


Рис. 4.68 – Пилкоподібна напруга розгортки

Це забезпечує лінійне переміщення світлової плями від електронного пучка ЕПТ по поверхні екрану.

Параметрами напруги розгортки є:

- $U_0$  – початкова напруга розгортки;
- $U_M$  – амплітуда напруги розгортки;
- $T_P$  – час прямого ходу;
- $T_0$  – час зворотного ходу;
- $T_{бл}$  – час блокування (в разі режиму очікування);
- $T_p$  – загальний час одного циклу розгортки.

Крім того, характерним параметром розгортки є коефіцієнт нелінійності пилкоподібної напруги

$$K_H = \frac{(u/dt)_{\max} - (du/dt)_{\min}}{(du/dt)_{\min}} 100\%. \quad (4.147)$$

Він визначається відносною зміною крутизни пилкоподібної напруги і зазвичай виражається у відсотках.

Залежно від виду роботи осцилографа використовуються горизонтальні розгортки трьох типів:

- автоколивальна;
- чекаюча;
- універсальна.

Незалежно від типу розгортки принцип створення лінійно-змінної напруги базується на заряді лінійного конденсатора  $C$  від джерела струму. Відомо, що струм, що протікає через лінійний конденсатор, пов'язаний з напругою на конденсаторі наступною залежністю:

$$i_c(t) = C \frac{du_c(t)}{dt}. \quad (4.148)$$

Якщо зробити струм постійним ( $i_c(t)=I=\text{const}$ ), то з (4.148) отримаємо:

$$I = C \frac{du_c(t)}{dt}. \quad (4.149)$$

Очевидно, що сталість струму можлива за умови, коли крутизна зміни напруги на конденсаторі незмінна, тобто якщо напруга змінюється за лінійним законом (зростає при  $I > 0$  або падає при  $I < 0$ ).

До цього висновку можна прийти і з іншого відомого для ємності інтегрального виразу:

$$u_c(t) = u_c(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt. \quad (4.150)$$

Якщо обрати  $i_c(t)=I=\text{const}$  та  $u_c(t) = u_c(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt$ , то отримаємо:

$$u_c(t) = u_c(0) + \frac{1}{C} I t. \quad (4.151)$$

Звідси видно, що напруга на конденсаторі змінюється, починаючи з початкового рівня  $u_c(0) = U_0$ , за лінійним законом. Крутизна зміни напруги дорівнює  $I/C$ . Вона може змінюватися в широких межах – зазвичай дискретною зміною ємності конденсатора  $C$  і плавною зміною струму  $I$ .

Найпростішим способом отримання майже лінійно-наростаючої напруги є заряд конденсатора  $C$  від джерела напруги  $E$  через резистор  $R$ . Узагальнена схема генератора розгортки, що реалізує цей принцип, показана на рис. 4.69.

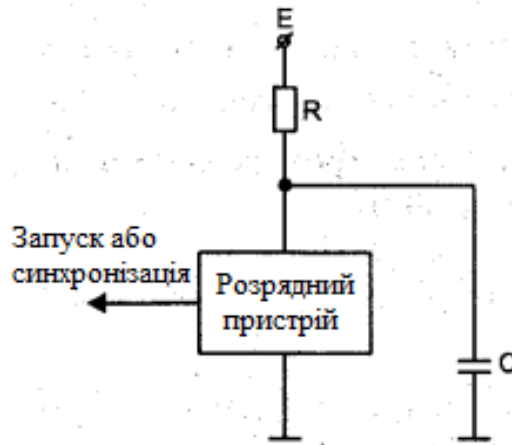


Рис 4.69 – Узагальнена схема генератора розгортки

Нехай зарядний пристрій спочатку замикає конденсатор  $C$  на землю. Тоді він буде розряджений і напруга  $u_c(0) = U_0 = 0$  (якщо це напруга дещо відмінна від нуля, то принципівих відмінностей це не виникає). При закритті ключа пристрою напруга на конденсаторі почне змінюватися за експоненціальним законом:

$$u_c(t) = E(1 - \exp(-t/RC)). \quad (4.152)$$

Якщо обмежити зростання напруги значенням,  $u_c(t_n) = U_M$ , при  $U_M \ll E$ , то використовуючи розкладання в ряд експоненти можна отримати наступний наближений вираз:

$$u_c(t) \approx \frac{E}{RC}t.$$

Можна показати, що коефіцієнт нелінійності в даному випадку складе:

$$K_H = (I_{\max} - I_{\min}) / I_{\max} = U_M / E.$$

Для розряду конденсатора треба відкрити розрядний пристрій. Найчастіше цей пристрій є звичайним транзисторним ключем і для управління ним можна застосувати тригер або чекаючий мультивібратор. Таким чином реалізується чекаюча розгортка.

Існує три основних способи генерації пилкоподібної напруги з високою лінійністю:

- заміна резистора  $R$  (рис. 4.69) струмостабілізуючим ланцюгом;
- реалізація ємнісного негативного зворотного зв'язку;
- застосування компенсуючої ЕРС.

У деяких осцилографіях застосовують так звану *затриману розгортку*. Це додатковий генератор пилкоподібної напруги з великою крутизною його зміни. Він запускається від основної розгортки з регульованим рівнем запуску. Така розгортка дозволяє отримати розтягнутий фрагмент зображення, наприклад фронту імпульсу або його частини. Можна сказати, що таким чином реалізується «лупа часу».

Розглянемо вузли синхронізації осцилографа. Канал синхронізації осцилографа призначений для підтримки періоду повторення безперервної

(автоколивальної) розгортки яка строго кратна періоду сигналу. У простих осцилографах це досягається подачею на вхід розрядного пристрою рис 4.69 частини вхідного сигналу. Зазвичай рівень синхронізації є регульованим за допомогою потенціометра і ручки «синхронізація». Це дає прийнятний результат при спостереженні синусоїдальних коливань.

Однак деякі сигнали, включаючи синусоїдальні, змінюються плавно. І це може створити нестабільність запуску розгортки. Тому в осцилографах високого класу застосовують спеціальні схеми синхронізації, які формують короткі імпульси з малим часом наростання для запуску розгортки. Зазвичай для цього використовуються широкосмугові підсилювачі-обмежувачі і диференційні *RC*-ланцюги. Часто застосовуються і регенеративні пристрої, наприклад, на основі тригера Шмідта або високошвидкісного тригера на основі тунельного діода.

Розглянемо пробники. Навіть найдосконаліші прилади не можуть видати точного результату, якщо дані що надходять на них мають велику похибку. Пробник в поєднанні з осцилографом представляють собою єдину вимірювальну систему. Похибка вимірювання розраховується починаючи від наконечника пробника. Правильно підібрані пробники, узгоджені з осцилографом і досліджуваним пристроєм (ДП), не тільки не спотворюють сигнал що надходить на осцилограф, але також сприяють підтримці цілісності досліджуваного сигналу і точності проведених вимірювань.

Пробники, що є частиною вимірювального ланцюга, вносять в нього власні опір, ємність та індуктивність. Всі ці чинники неминуче спотворюють результати вимірювань. Для отримання найбільш достовірних даних необхідно застосовувати пробники, що мінімально впливають на досліджуваний ланцюг. Ідеальне узгодження пробника з осцилографом здатне істотно зменшити цей негативний вплив і повністю розкрити всі можливості вимірювального приладу.

Іншою вкрай важливою особливістю, яку завжди необхідно враховувати при узгодженні з ДП, є типорозмір пробника. Малогабаритні пробники забезпечують більш легкий доступ до компонентів сучасних радіоелектронних пристроїв з високою щільністю монтажу.

*Пасивні пробники* надають досить широку функціональність за доступною ціною для вимірювання характеристик найпростіших сигналів. Комбінація пасивного пробника і датчика струму являє собою ідеальне рішення для вимірювання потужності.

Деякі пасивні пробники передають сигнал з ослабленням в декілька разів. Коефіцієнт ослаблення позначається, як  $10X$ ,  $100X$ , тощо. Число перед символом « $X$ » вказує коефіцієнт ослаблення. Коефіцієнти підсилення позначаються навпаки, число стоїть після символу « $X$ » та вказує коефіцієнт підсилення, наприклад  $X10$ .

Пробник з десятикратним ослабленням справляє значно менший вплив на досліджуваний ланцюг в порівнянні з пробником  $1X$  і є розумним вибором для більшості випадків. Вплив осцилографа на досліджуваний ланцюг стає більш вираженим з підвищенням частоти сигналу або з підвищенням вхідного опору кола. Тому перед вибором пробника необхідно ретельно проаналізувати

відповідність його вхідних параметрів параметрам досліджуваного сигналу і схеми, що тестується. Пробник з ослабленням  $10X$  підвищує точність проведених вимірювань, але знижує амплітуду сигналу на вході осцилографа в 10 разів.

Оскільки при використанні пробника  $10X$  сигнал послаблюється, це створює труднощі при дослідженні сигналів амплітудою менше  $10 \text{ мВ}_{\text{пік-пік}}$ . Пробник  $1X$  відрізняється від  $10X$  тим, що не має в своєму складі атенюатора і як наслідок має менший вхідний опір. Це призводить до більшого впливу на схему, яка тестується.

У загальному випадку рекомендується використовувати пробник  $10X$ , але бажано при цьому завжди мати під рукою пробник  $1X$  для вимірювань сигналів невеликої частоти та малої амплітуди.

Пасивні пробники є хорошим рішенням при виконанні завдань загального призначення. Однак ці пробники не здатні здійснювати високоточні вимірювання сигналів з надзвичайно малим часом наростання, а також можуть справляти значний вплив на чутливі ланцюги. Стійка тенденція зростання швидкостей передачі даних і збільшення крутизни фронтів вимагає від інженерів застосування ширококутових пробників з меншим впливом на досліджувану схему.

*Ширококутові активні і диференціальні пробники* є ідеальним інструментом при вимірах сигналів високошвидкісних шин або диференціальних сигналів.

Збільшення частоти досліджуваних сигналів і поява логічних елементів з дуже низькою напругою живлення ускладнюють отримання точних результатів вимірювань. Найбільш важливими аспектами вирішення цієї проблеми є мінімізація спотворень вимірюваних сигналів і зниження впливу на досліджувану схему. Ефективне комплексне рішення по вимірюванню високошвидкісних сигналів включає в себе ширококутові пробники, які не вносять перекручень в сигнал та ідеально узгоджені з осцилографами.

В активних і диференціальних пробниках застосовуються спеціально розроблені інтегральні мікросхеми, що забезпечують цілісність сигналу в процесі його передачі на вхід осцилографа. При вимірах сигналів з малим часом наростання, ширококутові активні і диференціальні пробники забезпечать отримання більш точних результатів.

Пробники нового типу мають додаткову перевагу, що дозволяє використовувати одну схему підключення для виконання трьох типів вимірювань без будь-якої комутації. Такі пробники можуть виконувати диференціальні, несиметричні і синфазних вимірювання при незмінній конфігурації пробника.

Розглянемо *підключення пробників*. Пробник, за умови, що він відповідає характеристикам осцилографа, надає можливість доступу до всіх функцій і можливостей приладу, при цьому буде забезпечуватися цілісність досліджуваного сигналу.

При вимірах сигналів потрібна наявність двох з'єднань: з'єднання наконечника пробника з досліджуваною ланцюгом і з'єднання контакту «землі» пробника з «землею» досліджуваного пристрою. Для з'єднання з «землею»



пробники, як правило, оснащуються затискачем типу «крокодил». На практиці, необхідно прикріпити затискач «крокодил» до відомої точки заземлення досліджуваного пристрою, наприклад, до металевого шасі, а потім торкатися наконечником пробника до контрольних точок схеми, що тестується.

Розглянемо *компенсацію пробника*. Пасивні пробники послаблюють вимірюваний сигнал, тому вони повинні бути узгоджені з осцилографом. Перед застосуванням пасивних пробників необхідно виконати процедуру компенсації, тобто узгодити їх електричні характеристики з характеристиками конкретного осцилографа.

Користувачеві необхідно компенсувати пробник кожен раз, коли проводиться настройка осцилографа. Погано узгоджений пробник може значно збільшити похибку всіх результатів вимірювань.

Більшість осцилографів мають вбудований генератор опорного сигналу з виходом на передній панелі, який застосовується для компенсації пробників. Загальні інструкції по компенсації пробників наступні:

- приєднати пробник до входу каналу вертикального відхилення;
- приєднати наконечник пробника до виходу генератора опорного сигналу;
- приєднати затиск заземлення пробника до заземлення;
- вивести на екран опорний сигнал (меандр);
- виконати регулювання на пробники таким чином, щоб кути меандру стали максимально прямими.

При компенсації пробника необхідно завжди прикріплювати до нього абсолютно всі речі, які планується використовувати. Необхідно компенсувати пробник саме на тому вертикальному каналі, на якому будуть виконуватися вимірювання. Це є запорукою того, що осцилограф буде повністю відповідати своїм технічним характеристикам.

Розглянемо блоки живлення осцилографа. Важливе значення для стабільної роботи осцилографа мають його блоки живлення. Для живлення осцилографів потрібно кілька різних напруг:

- змінна напруга 6,3 В при струмі до 1 А для живлення ЕПТ;
- напруга порядку сотень вольт для живлення фокусуєчих анодів;
- напруга до декількох тисяч вольт для живлення прискорюючого електрода;
- напруга 50÷150 В для живлення кінцевих підсилювачів каналів X, Y, Z;
- напруга 12÷24 В для живлення попередніх підсилювачів, каналу запуску розгортки, каналу синхронізації, тощо.

Низьковольтні джерела живлення зазвичай виконуються стабілізованими для зменшення дрейфу підсилювачів і стабілізації їх коефіцієнта підсилення.

Чим вище клас осцилографа і менше допустима похибка вимірювань, тим вище повинна бути стабільність живлячих напруг. Для первинної мережі живлення характерна нестабільність напруги до 10÷20%, тоді рекомендована нестабільність напруг живлення осцилографа часто не повинна перевищувати 1%. У зв'язку з цим схеми стабілізованих блоків живлення сучасних осцилографів доводиться істотно ускладнювати, вводячи стабілізатори напруги.

А це знижує ККД блоків живлення і веде до збільшення нагрівання осцилографа.

Розглянемо технології вимірювань за допомогою осцилографа.

Два типові вимірювання, які зазвичай виконуються осцилографом – це вимірювання напруги і часу. Будь-які інші вимірювання базуються на одній з цих двох фундаментальних технологій.

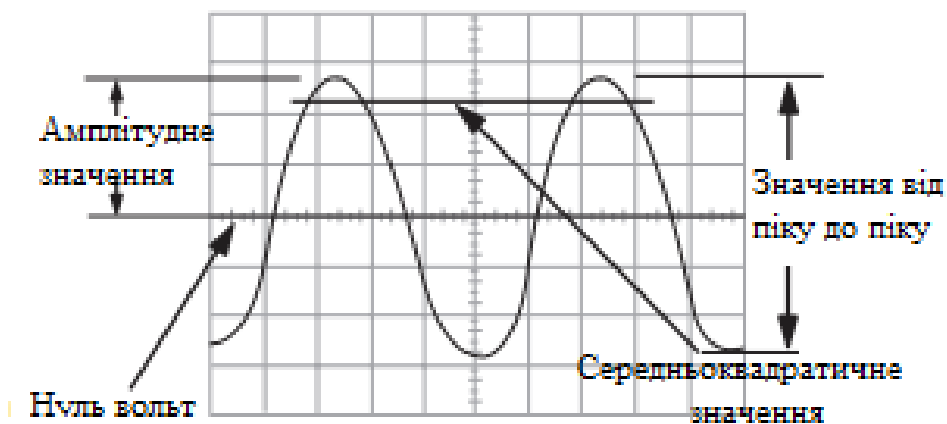
*Вимірювання напруги.*

Напруга – це різниця електричних потенціалів між двома точками ланцюга, яка вимірюється в вольтах. Зазвичай (але не обов'язково) одна з цих точок – «земля» (нуль вольт). Значення напруги можуть бути виміряні від точки з максимальним рівнем сигналу до точки з мінімальним рівнем. У будь-якому випадку необхідно точно визначати, про яке саме значенні напруги йде мова.

За призначенням, осцилограф є пристроєм для вимірювання напруги. Як тільки виміряна напруга, інші параметри можна отримати за допомогою розрахунку.

Розрахунки для змінного струму є складнішими, але вимірювання напруги є першим кроком для подальшого розрахунку інших величин. На рис. 4.70 у якості прикладу наведено амплітудне значення напруги, напруга від піку до піку і середньоквадратичне значення.

Найбільш загальний метод вимірювання напруги – це підрахунок кількості поділів вертикальної шкали, перекритих розгорткою сигналу. Необхідно обрати таку чутливість вертикального відхилення (В/поділ), щоб розгортка сигналу займала більшу частину площі екрану по вертикалі (рис. 4.70). Чим більша площа екрану займається, тим точніше будуть результати.

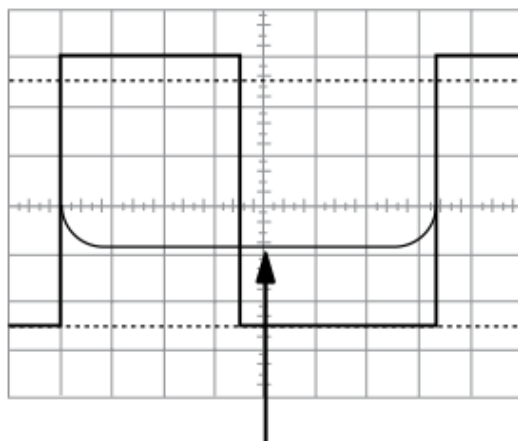


**Рис. 4.70 – Значення напруги**

Багато моделей осцилографів мають екранні маркери, що дозволяє вимірювати параметри сигналів автоматично, без підрахунку поділок шкали вручну. Маркер – це звичайна лінія, яку можна переміщати по екрану осцилографа. Дві горизонтальні маркерні лінії можна переміщати вгору і вниз для того, щоб виміряти амплітуду сигналу між ними, дві вертикальні лінії можна переміщати вправо і вліво, щоб виміряти час.

*Вимірювання часу і частоти.*

Можна здійснювати вимірювання часу з використанням горизонтальної шкали осцилографа. Вимірювання часу включає в себе вимірювання періоду і тривалості імпульсів. Частота – це величина зворотна періоду. Таким чином, знаючи період, можна розрахувати значення частоти. Як і при вимірах напруги, вимірювання часу є більш точним якщо один період покриває велику площу екрану (рис. 4.71).

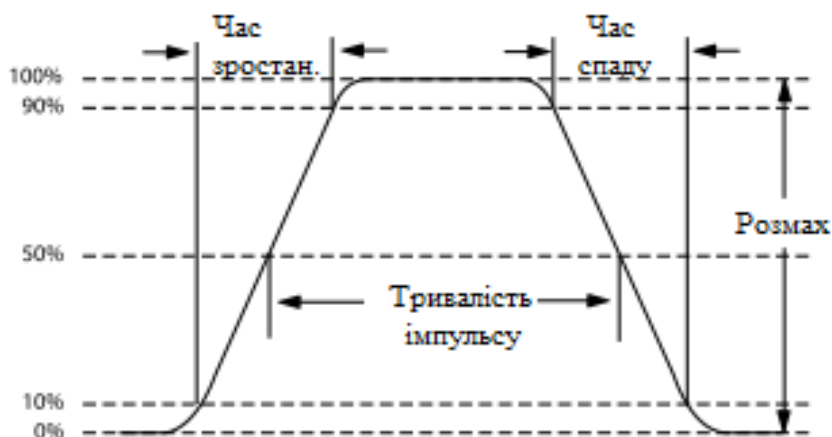


**Рис. 4.71 – Вимірювання часу**

*Вимірювання тривалості імпульсу і часу наростання фронту.*

У деяких випадках дуже важливо знати точні параметри форми імпульсу. Спотворені імпульси можуть стати причиною неправильного функціонування цифрової схеми, крім того, може порушуватися синхронізація в послідовності імпульсів.

У стандартні вимірювання параметрів імпульсів входять вимірювання тривалості імпульсу і часу наростання фронту імпульсу. Час наростання – це час, який необхідний перепаду імпульсу для переходу від низького рівня до високого рівня. Для зручності час наростання фронту імпульсу вимірюється від 10% до 90% від значення повного розмаху імпульсу. Такий підхід усуває будь-які похибки, пов'язані з перехідними кутами. Тривалість імпульсу – це час, що необхідний імпульсу для переходу від низького рівня до високого і назад до низького. Для зручності тривалість імпульсу вимірюється за рівнем 50% від значення повного розмаху імпульсу. На рис. 4.72 показані ці вимірювання.



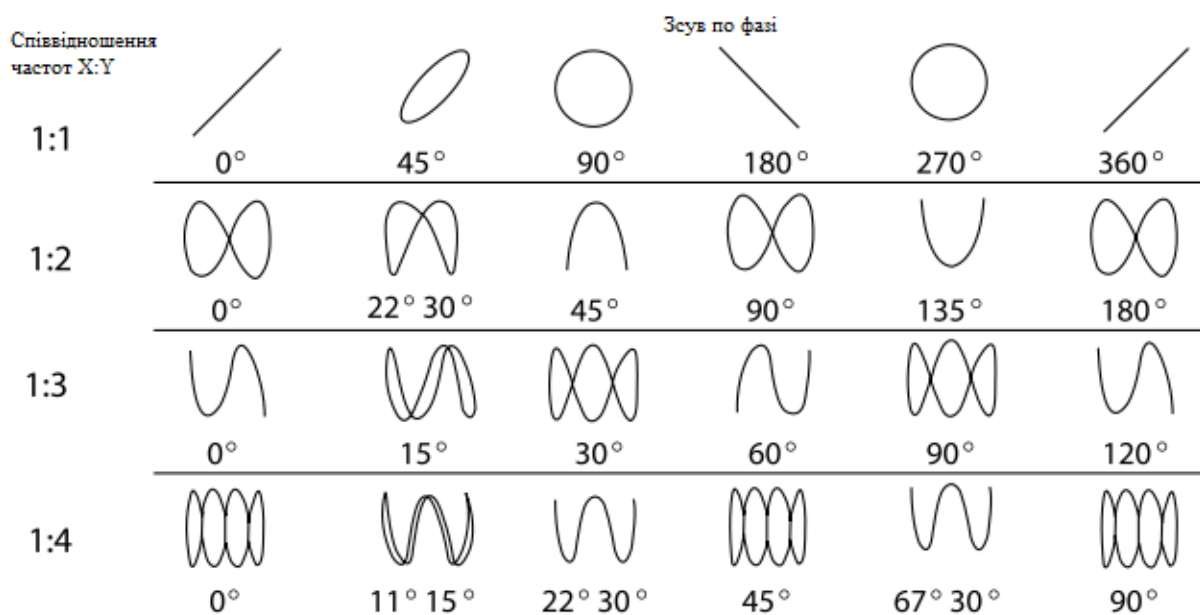
**Рис. 4.72 – Вимірювання часу наростання фронту і тривалості імпульсу**

Вимірювання параметрів імпульсів часто вимагає точного налаштування системи запуску осцилографа. Для того, щоб досконало оволодіти технікою вимірювання імпульсів, необхідно навчитися ефективно користуватися режимами утримання запуску і функцією попереджувального запуску (наприклад, в цифровому осцилографі).

Розтяжка по горизонталі (лупа часу) є іншою корисною функцією для вимірювання параметрів імпульсів. Вона дозволяє переглядати дрібні деталі дуже коротких імпульсів.

*Вимірювання зсуву по фазі.*

Один з методів вимірювання зсуву по фазі полягає в різниці в синхронізації між двома однаковими періодичними сигналами, тобто це використання режиму ХУ. Така вимірювальна технологія полягає в подачі одного сигналу на систему вертикального відхилення осцилографа, а іншого сигналу на систему горизонтального відхилення. Звідси і йде назва режиму ХУ, оскільки осі Х і У відповідають горизонтальному і вертикальному відхиленню. Отримана таким чином розгортка сигналу називається фігурою Ліссажу. Виходячи з форми фігури Ліссажу можна визначити зсув фаз між двома сигналами. Також можна дізнатися співвідношення частот. На рис. 4.73 показані фігури Ліссажу для різних співвідношень частот і зсувів фаз.



**Рис. 4.73 – Фігури Ліссажу**

#### 4.12 Електронні аналогові вольтметри

Електронні вольтметри застосовуються для вимірювання напруги, яка перетворюється в постійний струм за допомогою аналогових електронних пристроїв. Струм подається на магнітоелектричний вимірювальний механізм зі шкалою, яка градуйована в одиницях напруги. Електронні вольтметри мають високу чутливість і дозволяють вимірювати широкий діапазоном напруг (від десятків нановольт до десятків кіловольт). Вони мають великий вхідний опір (більше 1 МОм), можуть працювати в широкому частотному діапазоні (від

постійного струму до частот порядку сотень мегагерц). Все це зумовлює широке поширення електронних вольтметрів. Найбільш часто в електронних вольтметрах застосовують схеми з прямим перетворенням сигналів. В цьому випадку аналогові електронні вузли можуть вносити значні похибки. Особливо це позначається при вимірюванні малих напруг або напруг на високих частотах. Тому електронні вольтметри мають відносно невисокі класи точності. Вольтметри з урівноважуючим перетворенням, зазвичай, мають більш високі класи точності (0,2÷2,5), але вони більш складні і менш зручні в експлуатації.

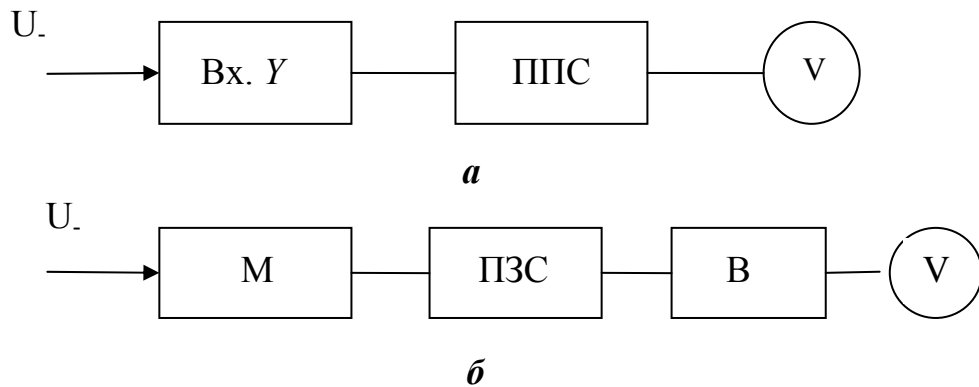
Вольтметри в залежності від свого призначення і принципу дії можна розділити на такі основні групи: вольтметри постійного струму, змінного струму, універсальні, імпульсні, фазочутливі і селективні.

*Вольтметри постійного струму.*

Вхідний опір вольтметра визначає методичну похибку вимірювання, яка визначається формулою:

$$\gamma_{мет} = \frac{U_{\epsilon} - U_x}{U_{\epsilon}} = \frac{IR_x}{IR_{\epsilon}} = \frac{R_x}{R_{\epsilon}},$$

де  $R_x$  – внутрішній опір джерела вимірюваної напруги,  $R_{\epsilon}$  – вхідний опір вольтметра. Похибка вимірювання зумовлена тим, що джерело вимірюваної напруги має внутрішній опір. Якщо вхідний опір вольтметра не дорівнює нескінченності, то в ланцюзі протікає струм і створюється падіння напруги на внутрішньому опорі джерела вимірюваної напруги. Для забезпечення необхідного вхідного опору вольтметра застосовують підсилювачі-повторювачі. На рис. 4.74 наведені спрощені структурні схеми вольтметрів постійного струму.



*a* – вольтметр з великими і малими межами вимірювання; *б* – вольтметр, який розрахований на вимірювання малих напруг

**Рис. 4.74 – Структурні схеми вольтметрів постійного струму**

Схема, що наведена на рис. 4.74,*a* складається з вхідного пристрою Вх. У, (зазвичай, в нього входять вхідний дільник і повторювач) і підсилювача постійного струму (ППС). Схема використовується для всіх вольтметрів з великими і малими межами вимірювання. Схема 4.74,*б* використовується в вольтметрах, які розраховані на вимірювання малих напруг, через те що використовується ППС типу МДМ. Схема складається з М – модулятора, який перетворює постійну напругу в змінну. Напруга підсилюється підсилювачем

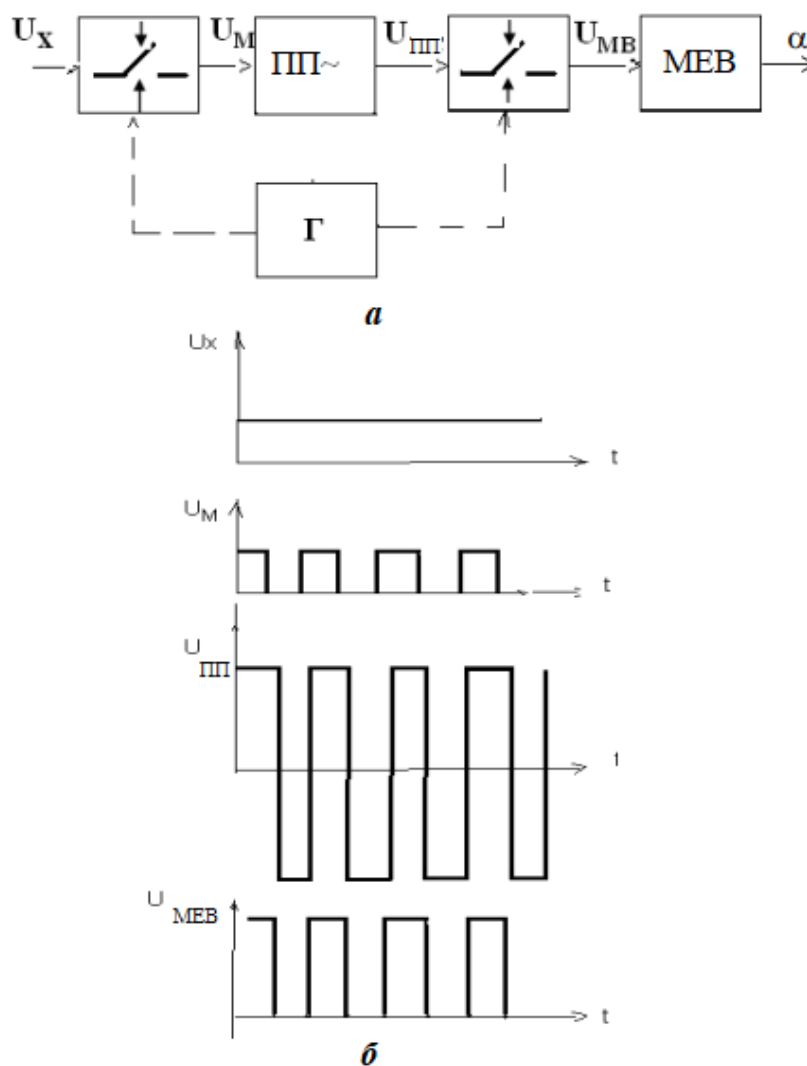
змінного струму (ПЗС), а потім перетворюється випрямлячем (В) в постійний струм. Модулятори виконуються на контактних і безконтактних ключових пристроях: віброперетворювачах, магнітокерованих контактах, динамічних конденсаторах, польових транзисторах, тощо. Нині найчастіше використовуються польові транзистори. Дрейф нуля підсилювача МДМ визначається дрейфом нуля модулятора і не перевищує  $0,1 \div 0,01$  мкВ/год і  $0,1 \div 0,01$  мкВ/°С. Демодулятори випрямляча можуть бути керованими, тоді вольтметр стає чутливим до полярності вхідного сигналу. Межі вимірювання приладів знижуються до одиниць мікрвольт.

Структурна схема та часова діаграма, яка пояснює роботу вольтметра постійного струму з використанням підсилювача постійного струму типу МДМ, наведені на рис. 4.75.

*Вольтметри змінного струму.*

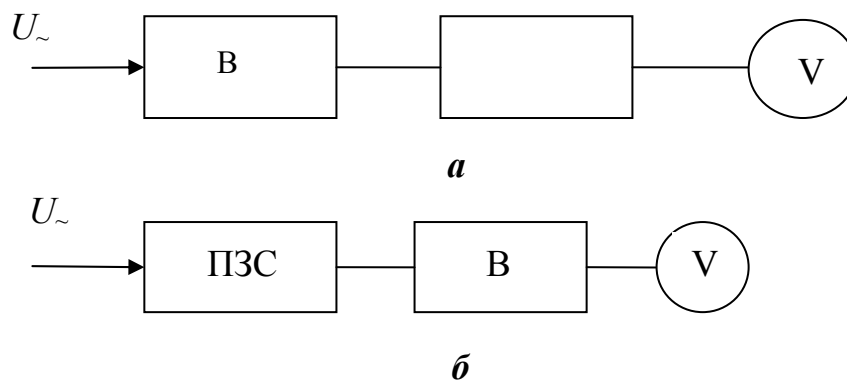
Електронні вольтметри змінного струму будуються за двома структурним схемам, в залежності від меж вимірювання, тобто від величини вимірюваної напруги.

Структурні схеми вольтметрів представлені на рис. 4.76.



*a* – структурна схема; *б* – часові діаграми сигналів

**Рис. 4.75 – Вольтметр постійного струму з підсилювачем типу МДМ**



*a* – схема для вимірювання великих напруг; *б* – схема для вимірювання малих напруг

**Рис. 4.76 – Структурні схеми вольтметрів змінного струму**

На рис. 4.76 представлені спрощені структурні схеми вольтметрів змінного струму. Схема 4.76,*a* призначена для вимірювання великих напруг, схема 4.76,*б* – малих напруг. На схемах не показані входні пристрої вольтметрів, які відрізняються між собою в схемах 4.76,*a* та 4.76,*б*. Вхідний пристрій у схемі 4.76,*a* складається з вхідного дільника і повторювача, в схемі 4.76,*б* перед підсилювачем встановлюється повторювач, а потім у вольтметрів зі змінними межами вимірювання ставиться низькоомний дільник. Напруга, що вимірюється, підсилюється підсилювачем ПЗС, потім випрямляється детектором В. Випрямлена напруга вимірюється магнітоелектричним вольтметром. Підсилювач змінного струму і випрямляч часто об'єднуються в один пристрій – активний перетворювач змінної напруги в постійну. Це дозволяє зменшити нелінійні властивості випрямляча і спростити схему вольтметра.

Основні розрахункові співвідношення при проектуванні вольтметрів наведені на прикладі розрахунку вольтметра змінного струму. Спрощена принципова схема наведена на рис. 4.77.

Схема включає вхідний пристрій – резистивний дільник ( $R_1$  і  $R_2$ ), ширококутовий підсилювач (DA), перетворювач середнього значення або випрямний перетворювач (VD1, VD2, R5, R6) і електромагнітний вольтметр – вимірювальний механізм з додатковим опором ( $r_0$  і  $R_d$ ). Для зменшення похибки від не лінійності за допомогою резистора  $R_7$  підсилювач та випрямний перетворювач (детектор) охоплені негативним зворотним зв'язком. Вхідна напруга можна подаватися на вхід 1 або вхід 2, тобто вольтметр має дві межі вимірювання.

Вибираючи опір резистивного подільника, можна задавати необхідну верхню (більшу) межу вимірювання.

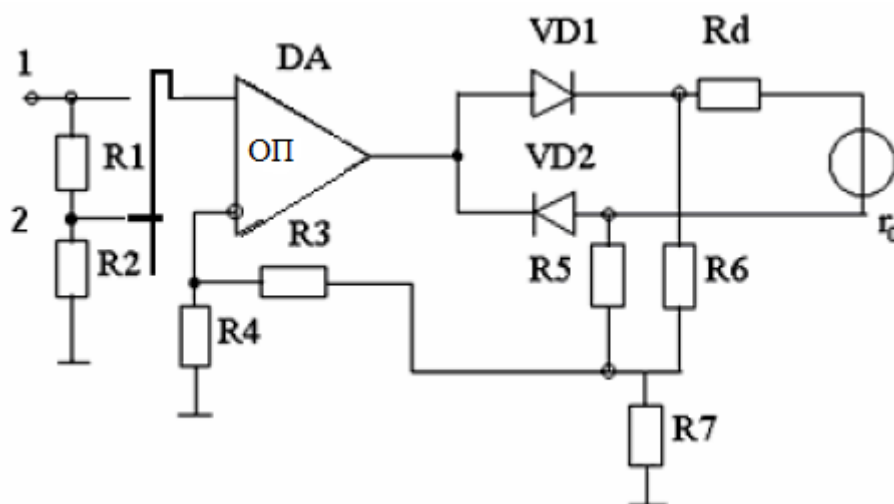


Рис. 4.77 – Принципова схема вольтметра змінного струму

Нижня (менша) межа визначається підсилювачем та межею вимірювання магнітоелектричного вольтметра. Значення нижньої межі вимірювання обчислити за формулою:

$$U_1 = U_{mv} / K_{np},$$

де  $U_{mv}$  – межа вимірювання магнітоелектричного вольтметра, який залежить від величини додаткового резистора  $R_d$ ;  $K_{np}$  – коефіцієнт підсилення, що визначається за формулою:

$$K_{np} = \frac{R_5 R_3}{R_7 R_4}.$$

Вхідний дільник з коефіцієнтами передачі  $K_{п1} = 1$  в межі 1 та в другій межі

$$K_{п2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Рівняння перетворення магнітоелектричного вольтметра має вигляд:

$$\alpha = S_I \times \frac{1}{r_0 + R_d} \times U_{mv}.$$

Випрямляч – це перетворювач змінного струму в постійний струм. Він реалізується за допомогою двонапівперіодної схеми випрямлення. Тому його коефіцієнт передачі має вигляд:

$$K_{\theta} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi},$$

де вихідна напруга випрямляча – це середньовипрямлене значення напруги, а вхідна напруга – змінне ефективне значення вхідної напруги.

Тоді рівняння шкали вольтметра можна описати, відповідно, для кожної межі вимірювання у вигляді:

$$\alpha_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_5 \times R_3}{R_7 R_4} \times \frac{S_I}{r_0 + R_d} \times U_{vx1};$$



$$\alpha_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_5 \times R_3}{R_7 R_4} \times \frac{S_I}{r_0 + R_d} \times U_{\text{вх1}}.$$

Відповідно до рівнянь, вольтметр градується в діючих значеннях синусоїдальної напруги. Через те, що

$$K_\theta = \frac{U_\theta}{U_{\text{эф}}} = \frac{1}{K_\phi},$$

тоді показання вольтметра будуть залежати від коефіцієнта форми сигналу  $K_\phi$ , отже, при іншій формі вхідного сигналу показання вольтметра зміняться. Наприклад, при прямокутній формі вхідного сигналу показання вольтметра зміняться на 11%.

Інструментальна мультиплікативна похибка може бути знайдена з рівняння шкали (в другій межі):

$$\gamma_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \gamma_{R_1} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \gamma_{R_2} + \gamma_{R_5} + \gamma_{R_3} - \gamma_{R_7} - \gamma_{R_4} + \lambda_{S_I} + \frac{r_0}{r_0 + R_d} \gamma_{R_0} + \frac{R_d}{r_0 + R_d} \gamma_{R_d}.$$

Формула враховує похибку виготовлення ( $\gamma$ ) всіх опорів, що входять в рівняння перетворення. Постійні коефіцієнти, які стоять перед похибками, називають функціями впливу, що враховують вагу похибки елемента в вимірювальному перетворенні.

Таким чином, можна представити похибку з урахуванням функцій впливів:

$$\gamma_2 = F_{R_1} \gamma_{R_1} + F_{R_2} \gamma_{R_2} + \gamma_{R_5} + \gamma_{R_3} - \gamma_{R_7} - \gamma_{R_4} + \lambda_{S_I} + F_{r_0} \gamma_{r_0} + F_{R_d} \gamma_{R_d}.$$

Формула не враховує похибку нелінійності випрямляча, а також частотні похибки подільника, підсилювача і випрямляча.

В лінійному наближенні похибку випрямляча можна визначити за формулою:

$$\gamma_{np} \approx \frac{\frac{r_{np}}{r_0 + R_d} + \frac{r_0 + R_d}{R_{3\theta}}}{K_{np}}.$$

Частотна похибка подільника, відповідно, має вигляд:

$$\gamma_\omega = \frac{Z_2 (R_1 + R_2)}{R_2 (Z_1 + Z_2)} - 1,$$

де  $r_{np}$  – та  $R_{3\theta}$  – прямий та зворотній опір діодів, а  $Z_1$  і  $Z_2$ , відповідно, комплексний опір резистивного подільника, що враховує власні ємності і індуктивності.

Вхідний опір вольтметра визначається вхідним опором вхідного дільника  $R_{\text{вх}} = R_1 + R_2$ . Вхідна ємність вольтметра залежить від ємності резисторів і ємності вхідних провідників. При корекції частотної похибки подільника,

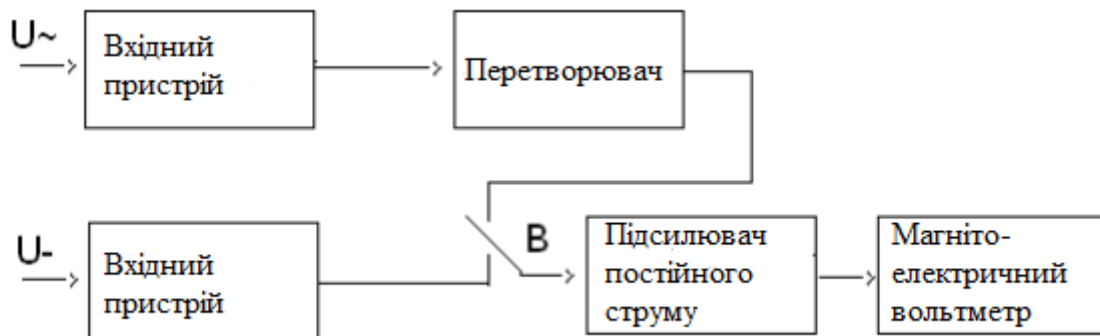
вхідна ємність вольтметра зростає. Ємність вхідних провідників зменшують шляхом виконання вузла, що включає дільник і повторювач у вигляді виносного вузла-пробника.

Загальна мультиплікативна похибка визначається сумою похибок: інструментальної, частотної та похибки нелінійності випрямляча.

*Універсальні вольтметри.*

Універсальні вольтметри призначені для вимірювання змінних напруг, які не змінюються протягом часу вимірювання. Деякі вольтметри допускають також вимір активних опорів, а в деяких випадках ємностей і індуктивностей.

Спрощена структурна схема такого вольтметра представлена на рис. 4.78.



**Рис. 4.78 – Структурна схема універсального вольтметра**

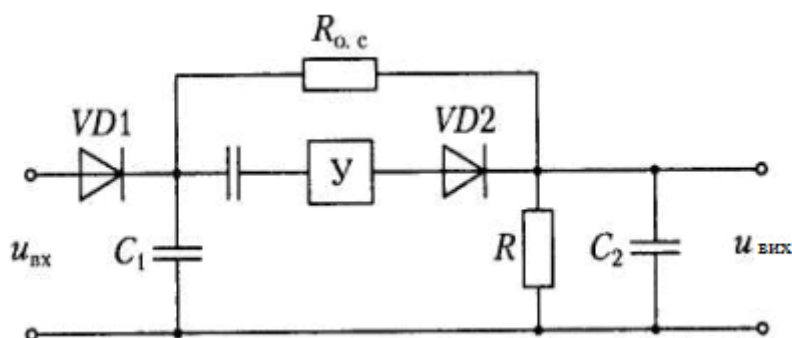
Змінна напруга, яка вимірюється випрямляється детектором – «Перетворювачем» і подається на підсилювач постійного струму ППС, на виході якого включений магнітоелектричний вольтметр. Зазвичай в схемах підсилювачів постійного струму універсальних вольтметрів немає підсилення за напругою, підсилюється тільки вхідний струм, що дає можливість отримати високий вхідний опір. Коефіцієнт підсилення по напрузі таких схем близький до одиниці, але стабільність досить висока.

Напруга, що вимірюється в універсальних вольтметрах подається безпосередньо на вхід ППС через вхідний пристрій.

*Імпульсні вольтметри.*

Імпульсні вольтметри призначені для вимірювання амплітуди імпульсів різної форми, тому градууються в амплітудних значеннях. Для перетворення амплітуди в постійну напругу вольтметри використовують перетворювачі амплітудних значень.

Структурні схеми імпульсних вольтметрів розрізняються залежно від меж вимірювання та скважності імпульсів (відношення періоду повторення до тривалості імпульсу). При скважності, що дорівнює 2, схеми вольтметрів аналогічні вольтметрам змінного струму. При малих скважностях (до  $10^9$ ) і малих тривалості імпульсів  $10 \div 100$  нс доводиться застосовувати активні перетворювачі амплітудних значень (ПАЗ), тобто перетворювачі з імпульсними підсилювачами. Такі схеми називають компенсаційними амплітудними перетворювачами. Її спрощена принципова схема представлена на рис. 4.79.



**Рис. 4.79 – Схема компенсаційного амплітудного перетворювача**

Схема використовує два пасивних перетворювача амплітудних значень з відкритим входом. Перший перетворювач управляється другим за допомогою імпульсного підсилювача з малою інерційністю та ланцюга зворотного зв'язку ( $R_{33}$ ). Напряга на виході

$$U_{вих} = \frac{U_m R}{R + R_{33}}$$

через опір зворотного зв'язку встановлює напряга на конденсаторі  $C_1$ , яке дорівнює амплітуді вхідного сигналу.

В імпульсних вольтметрах необхідно враховувати дві похибки, пов'язані з особливостями вимірюваного сигналу: похибка, що викликана відмінністю середнього значення напряги на виході (на конденсаторі) від амплітуди вимірюваного імпульсу і похибка від неврахування постійної складової при малій скважності в імпульсних вольтметрах з закритим входом. Перша складова наближено визначається за формулою:

$$\gamma_Q = \frac{(Q-1)T_{\max}}{2Q\tau_p},$$

де  $Q$  – скважність вхідного сигналу;  $T_{\max}$  – найбільший період сигналу;  $\tau_p$  – стала часу розряду амплітудного перетворювача-детектора.

Відносна похибка, яка викликана наявністю постійної складової  $E_0$ , може бути обчислена з виразу:

$$\gamma_{E_0} = \frac{E_0}{U_m} = -\frac{1}{Q}.$$

Для вимірювання великих амплітуд імпульсів вольтметри будують за схемою типу детектор-ППС. Детектор розміщують у виносному пробнику, там же й проводиться перемикання полярності вимірюваних імпульсів.

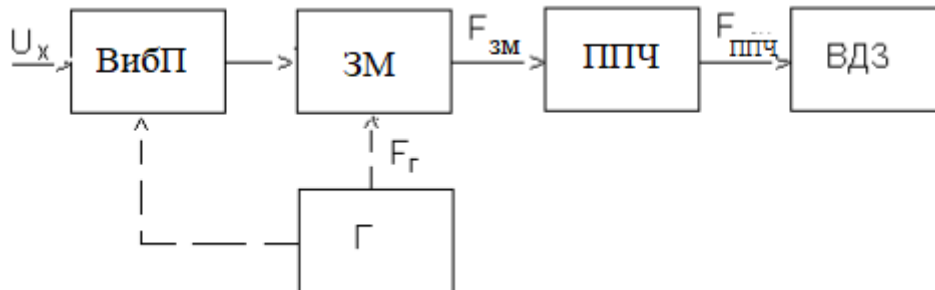
*Селективні вольтметри.*

Селективні (виборчі) вольтметри призначені для вимірювання діючого значення змінної напряги в смузі частот або діючого значення окремих гармонійних складових вхідного сигналу.

Особливістю вольтметрів є наявність в структурі приладу виборчої ланки, зазвичай, з пропускну здатністю, що перебудовується. Структурні схеми вольтметрів розрізняються залежно від виконання виборчої ланки. Це або

смуговий виборчий фільтр, який можна перестроювати, що включає також перетворювач частоти – змішувач.

Селективні вольтметри, в яких перестройка частоти при вимірюванні змінної напруги проводиться за допомогою змішувача шляхом зміни частоти допоміжного генератора-гетеродина, називають гетеродинними вольтметрами. Його структурна схема представлена на рис. 4.80.



**Рис.4.80 – Селективні вольтметри**

Вимірюваний сигнал  $U_X$  через вхідний вибірковий підсилювач (ВибП) подається на змішувач (ЗМ), призначений для перетворення частотного спектра вимірюваного сигналу. На виході змішувача з'являється сигнал, який пропорційний вимірюваному сигналу, але з частотами спектра

$$F_{ЗМ} = F_G - F_{X_i},$$

де  $F_{X_i}$  – частота гармонійних складових вимірюваного сигналу;  $F_G$  – частота синусоїдального сигналу генератора.

Підсилювач проміжної частоти (ППЧ), що виконує роль смугового фільтра, який налаштований на фіксовану частоту  $F_{ППЧ}$ , тому на його вихід пройде тільки складова вихідного сигналу змішувача з частотою, що дорівнює  $F_{ППЧ}$ . Цей сигнал відповідає гармонійній складовій вимірюваного сигналу з частотою  $F_{X_i} = F_G - F_{ППЧ}$ , діюче значення якої вимірюється вольтметром діючих значень ВДЗ. Змінюючи частоту гетеродина  $F_G$ , можна вимірювати діючі значення різних гармонійних складових вихідного сигналу  $U_X$ . Завдяки фіксованому значенню частоти  $F_{ППЧ}$  підсилювач ППЧ має великий коефіцієнт підсилення та вузьку смугу пропускання, що забезпечує високу чутливість і вибірковість селективного вольтметра.

#### *Фазочутливі вольтметри*

Фазочутливі вольтметри призначені для вимірювання синусоїдальної напруги, при цьому визначаючи дійсну та уявну складові:

$$U_X = U_{XB} + jU_{XM}.$$

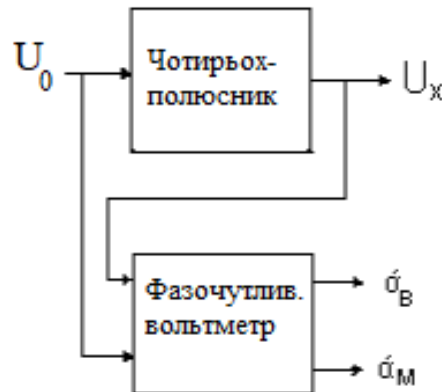
На відміну від інших, фазочутливі вольтметри мають два індикатори, які проградуировані в миттєвих значеннях. За показами двох індикаторів визначаються амплітуду (модуль) і фазу вхідної напруги:

$$U_X = \sqrt{U_{XB}^2 + jU_{XM}^2}, \quad \varphi_X = \arctg \frac{U_{XM}}{U_{XB}}.$$

Фазовий зсув – це зсув між двома напругами: тією що досліджується (що вимірюється) та опорною. Вольтметри застосовуються для дослідження АЧХ і

ФЧХ чотирьополісників, де опорна напруга – вхідна, а досліджувана – вихідна напруга чотирьополісника. Відповідно, вольтметр має два входи, прилад має два вимірювальних канали. Схема підключення вольтметра показана на рис. 4.81.

Відомо, що дійсна та уявна складові представляють скалярні добутки опорної та досліджуваної напруги при опорній напрузі, що дорівнює одиниці:



**Рис. 4.81 – Схема підключення фазочутливого вольтметра до досліджуваного чотирьополісника**

Таким чином, для виділення складових вимірюваної напруги необхідно перемножити скалярно два вектори  $U_0$  і  $U_X$ . Для скалярного множення векторів застосовуються квадратори і використовується сума-різницевий метод перемноження:

$$(U_0 + U_X)^2 = U_X^2 + 2U_X U_0 + U_0^2 \text{ – для суми;}$$

$$(U_0 - U_X)^2 = U_X^2 - 2U_X U_0 + U_0^2 \text{ – для різниці.}$$

Якщо з суми відняти різницю, отримаємо:

$$(U_0 + U_X)^2 - (U_0 - U_X)^2 = 4U_X U_0 .$$

При синусоїдальній формі сигналів:

$$U_X(t) = U_{MX} \sin \omega t$$

$$U_0(t) = U_{M0} (\sin \omega t + \varphi).$$

Тоді скалярний добуток дає збільшений в чотири рази добуток амплітуд опорної і вимірюваної напруги:

$$4U_X(t)U_0(t) = 4U_{MX}U_{M0} \cos \varphi .$$

У якості квадраторов застосовують вакуумні термоперетворювачі. Для виключення похибки при перемножуванні термоперетворювачі повинні бути ідентичними, тобто повинні мати однакову квадратичність ( $n_1 = n_2 = 2$ ) та однакові коефіцієнти перетворення  $K_{T1} = K_{T2}$  в рівняннях перетворень:

$$e_1 = K_{T1} I_1^{n1}, \text{ и } e_2 = K_{T2} I_2^{n2},$$

де  $I_1$  та  $I_2$  – відповідні струми через нагрівачі термоперетворювачів.

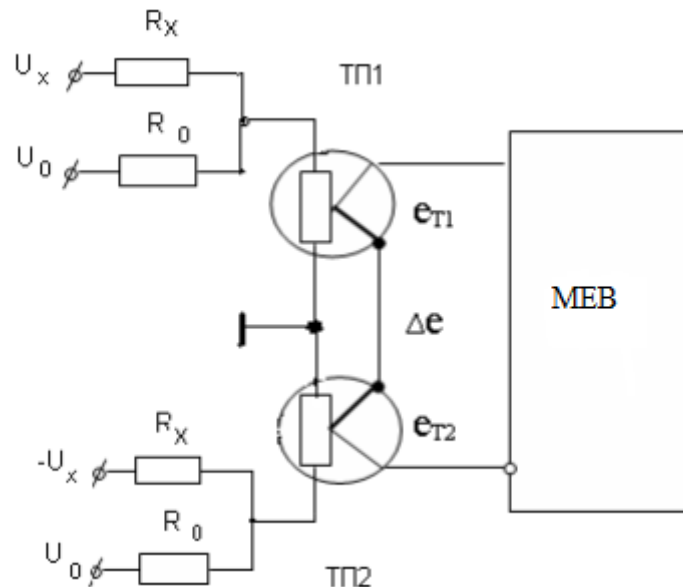
Струми нагрівачів створюються в першому перетворювачі сумою вхідних напруг, у другому різницею:

$$I_1 = K_1(U_x + U_0),$$

$$I_2 = K_2(U_x - U_0)$$

Для вимірювання уявної складової виконуються подібні перетворення, попередньо повернувши вектор опорного напруги на  $90^\circ$ .

Спрощена принципова схема вимірювання дійсної складової напруги наведена на рис. 4.82.



**Рис.4.82 – Схема вимірювання дійсної складової змінної напруги**

Струм нагрівача першого перетворювача ТП1 складається з суми струмів:

$$I_{ТП1} = \frac{U_x}{R_x} + \frac{U_0}{R_0},$$

струм нагрівача другого перетворювача ТП2 складається з різниці:

$$I_{ТП2} = \frac{U_x}{R_x} - \frac{U_0}{R_0}.$$

У формулах не враховуються опір термонагрівачів.

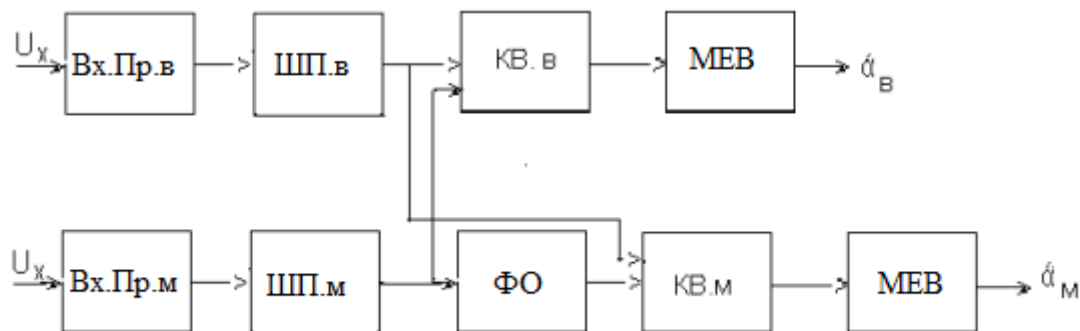
Різниця термо-ЕРС,  $\Delta e = KU_{MX}U_{M0} \cos \varphi$ ,  $U_X \cos \varphi$  вимірюється магнітоелектричним вольтметром.

Опорна напруга перед кожним вимірюванням встановлюється постійною за допомогою калібрування. Для цього на обидва канали подається опорна напруга, отже, фазовий зсув дорівнює нулю. Індикатор дійсної складової повинен показати максимальну напругу (кожен вольтметр має паспортну величину цієї напруги), за допомогою регулювання опорної вхідної напруги. Другий індикатор при цьому показує нуль.

Для установки зсуву фаз  $90^\circ$ , тобто для калібрування індикатора уявної складової напруги на обидва канали подається опорна напруга, але в другому каналі опорна напруга зсувається фазообертачем до тих пір, щоб перший

індикатор показав нуль, другий – максимальне відхилення (попередньо є паспортна величина цієї напруги).

Структурна схема фазочутливого вольтметра наведена на рис. 4.83.



**Рис. 4.83 – Структурна схема фазочутливого вольтметра**

Структурна схема фазочутливого вольтметра включає: вхідні пристрої (Вх.Пр), що складаються з вхідних дільників і повторювачів, ширококутових підсилювачів (ШП), квадраторів (КВ), фазообертачів (ФО) і магнітоелектричних вольтметрів (МЭВ). У якості фазообертачів застосовують мостовий фазозсувний RC-ланцюг.

Відмінною особливістю вимірювання змінної напруги шляхом вимірювання його квадратурних складових є висока вибірковість до частоти вхідного вимірюваного сигналу, що має важливе значення при вимірюванні сигналів з великим вмістом гармонійних складових.

*Загальна характеристика аналогових вольтметрів:*

1 Послідовне з'єднання дільника напруги і підсилювача є характерною особливістю побудови всіх електронних вольтметрів. Така структура дозволяє робити вольтметри високочутливими і такими що мають змінні межі вимірювання за рахунок зміни в широких межах їх загального коефіцієнта перетворення. Однак підвищення чутливості вольтметрів постійного струму шляхом збільшення коефіцієнта підсилення ППС наптовхується на технічні труднощі через нестабільність роботи ППС, яка характеризується змінами вихідного рівня: дрейфом «нуля» (мимовільним зміною вихідного сигналу) і зміною коефіцієнта перетворення підсилювача. Тому в таких вольтметрах, зазвичай, основне призначення ППС – забезпечення великого вхідного опору вольтметра. У зв'язку з цим верхня межа вимірювань таких вольтметрів не буває нижче десятків і одиниць мілівольт.

2 Для зменшення нестабільності ППС в вольтметрах передбачають можливість регулювань перед виміром: «нуля» і коефіцієнта перетворення підсилювача.

3 Для створення високочутливих вольтметрів постійного струму (мікрвольтметр) застосовують підсилювачі постійного струму, які побудовані за схемою МДМ (модулятор-демодулятор). Підсилювачі змінного струму не пропускають постійну складову сигналу, тому у них відсутній дрейф «нуля», характерний для ППС.

Оскільки схема МДМ-підсилювача дозволяє практично повністю прибрати дрейф «нуля» і має стабільний коефіцієнт підсилення, коефіцієнт може досягати великих значень (порядку десятків тисяч). Внаслідок цього у мікровольтметрах нижня межа вимірювань при найвищій чутливості може становити одиниці мікровольт.

4 Дільник напруги на вході вольтметра розширює межі вимірювання. Включення подільника не повинно помітно знижувати вхідний опір вольтметра, тобто дільник повинен бути високоомним. Конструювання такого дільника є складною задачею, яка полягає у тому, що недротяні високоомні опори мають недостатню стабільність. Високу стабільність мають дотові опору з манганіна, проте виготовлення дротяних опорів великих номіналів утруднено через збільшення габаритів, велику власну ємність й індуктивність, що вносить похибку при вимірюванні змінної напруги.

Останнім часом розроблена технологія виробництва дротяних опорів з дуже тонкого дроту в скляній ізоляції. Такі опору називаються мікродротяними. Вони виготовляються на номінали до 10 МОм.

5 Конструктивне рішення – це монтування вхідного пристрою в виносному пробнику, що забезпечує можливість вимірювання на частотах від 20 Гц до 1 ГГц.

#### 4.13 Контрольні запитання

1. У чому полягають суттєві переваги аналогових осцилографів у порівнянні із більшістю цифрових?
2. У чому суттєві переваги цифрових осцилографів?
3. У чому полягає основний недолік цифрового запам'ятовуючого осцилографу?
4. У чому суть віртуальних приладів?
5. Що таке аналогова смуга пропускання ЦО?
6. Які основні складові похибок дискретності?
7. Як залежить шум квантування від кількості використовуваних біт у АЦП?
8. Які методи дискретизації використовують сучасні ЦО?
9. Які види інтерполяції використовуються для побудови осцилограм в ЦО?
10. У чому суть функції «до тригерний перегляд»?
11. Які параметри напруги сигналів можуть вимірюватися за допомогою ЦО?
12. Які часові параметри сигналів можуть вимірюватися за допомогою ЦО?
13. Перерахуйте найчастіше вживані параметри напруги чи струму електричних аналогових сигналів.
14. Розкрийте зміст понять «децибел-вольт» та «децибел-міліват».
- 15.3 якою метою у перетворювачах сигналів застосовується від'ємний зворотній зв'язок?
16. Перерахуйте параметри змінних сигналів.
17. Опишіть принцип роботи підсилювача постійного струму.
18. Поясніть принципи роботи трьох основних схем увімкнення операційного підсилювача.



- 19.3 якою метою у вимірювальній техніці застосовують логарифмічні підсилювачі?
20. Поясніть принцип роботи прецизійних спрямлячів на операційних підсилювачах.
21. Назвіть режими роботи пікового детектора.
22. За допомогою яких характеристик описують власні шуми вимірювальних приладів?
23. Від яких чинників залежать власні шуми вимірювальних приладів?
24. Якими процесами зумовлений паразитний вплив на процес передачі сигналу сенсора приймачу?
25. Які частотно-селективні властивості має фільтр?
26. Перерахуйте основні типи фільтрів.
- 27.3 якою метою у вимірювальній апаратурі застосовується синхронне детектування сигналів?
28. Поясніть принципи побудови електронного осцилографа.
29. Розкрийте зміст поняття в електронному осцилографі «чутливість по відхиленню».
30. Опишіть типову схему аналогового осцилографа.
31. Назвіть способи поєднання пробника з осцилографом.
32. Як за допомогою осцилографа вимірюється напруга?
33. Опишіть методику вимірювання часу і частоти за допомогою осцилографа.
34. Дайте характеристику основним групам аналогових вольтметрів.

## 5 ЦИФРОВИЙ ВОЛЬТМЕТР

Сигнали у вигляді послідовності імпульсів, які змінюють у часі частоту, фазовий зсув, ширину імпульсів, виявляються більш захищені від перешкод аналогічно цифровим сигналам. До того ж, частота – це величина, яку можливо виміряти доволі просто і з високою точністю. Отже, в деяких прикладеннях корисно перетворювати рівень сигналу у значення частоти. На рис. 5.1 приведена типова схема перетворювача напруги в частоту.

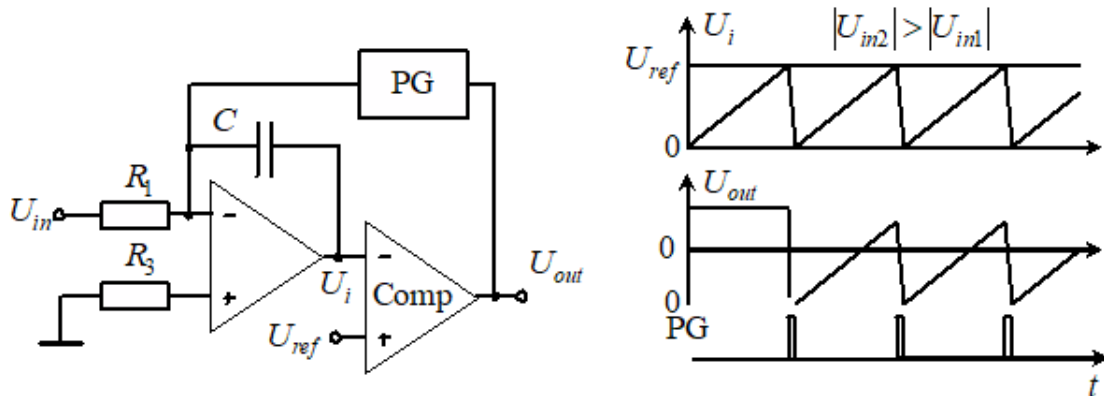


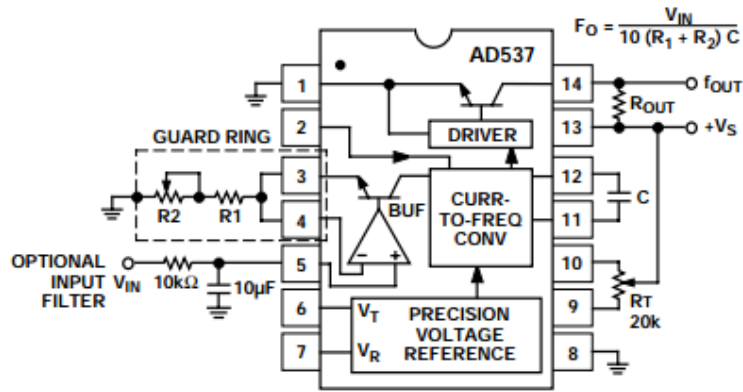
Рис. 5.1 – Типова схеми перетворювача напруги в частоту

Швидкість зарядки конденсатора  $C$  прямо пропорційна вхідній (від'ємній) напрузі  $U_{in}$ . Кожного разу, коли вихідна напруга схеми інтегратора  $U_i$  досягає певного значення, що дорівнює опорній напрузі  $U_{ref}$ , компаратор перемикається і розряджає конденсатор за допомогою генератора імпульсів PG. Отже, частота вихідного сигналу залежить від рівня вхідної напруги.

На рис. 5.2 у якості прикладу приведена схема стандартного увімкнення конвертора AD537, виробництва Analog Devices, для перетворення додатної вхідної напруги у частоту.

Перетворювач напруги на частоту AD537 дозволяє конвертувати вхідну напругу до частоти в 100 кГц з похибка нелінійності менше, ніж 0,05%. Коефіцієнт перетворення встановлюється шляхом підключення відповідних зовнішніх резисторів та конденсатора.

Цифрові вольтметри (ЦВ) призначені не тільки для вимірювання напруги, а й інших фізичних величин, які перетворені вхідним пристроєм в напругу. Тобто – це цифрові прилади, що автоматично виробляють дискретні сигнали вимірювальної інформації, показання яких представляються в цифровій формі.

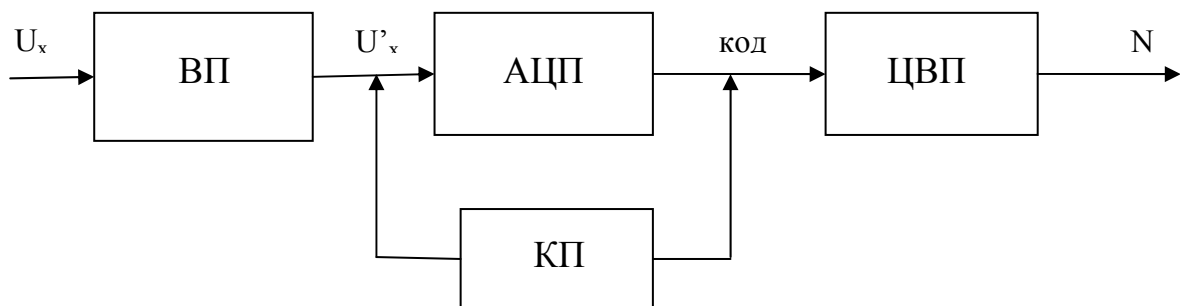


**Рис. 5.2 – Стандартне увімкнення AD537 для перетворення додатної напруги у частоту**

### 5.1 Узагальнена структура цифрових вольтметрів

Узагальнена структурна схема ЦВ, що складається з вхідного пристрою (ВП), аналогово-цифрового перетворювача (АЦП), цифрового відлікового пристрою (ЦВП), керуючого пристрою (КП), наведена на рис. 5.3.

ВП містить дільник напруги. АЦП перетворює аналоговий сигнал в цифровий, що представляється цифровим кодом. Процес аналого-цифрового перетворення становить сутність будь-якого цифрового приладу, в тому числі і ЦВ. Використання в АЦП цифрових вольтметрів двійкової-десятькового коду полегшує зворотне перетворення цифрового коду в десяткове число, що відображається ЦВП. ЦВП вимірювального приладу реєструє вимірювану величину. КП об'єднує і управляє всіма вузлами вольтметра.



**Рис. 5.3 – Узагальнена структурна схема цифрового вольтметра**

Залежно від кількості та виду вимірюваних величин можна виділити чотири основні групи серійних приладів:

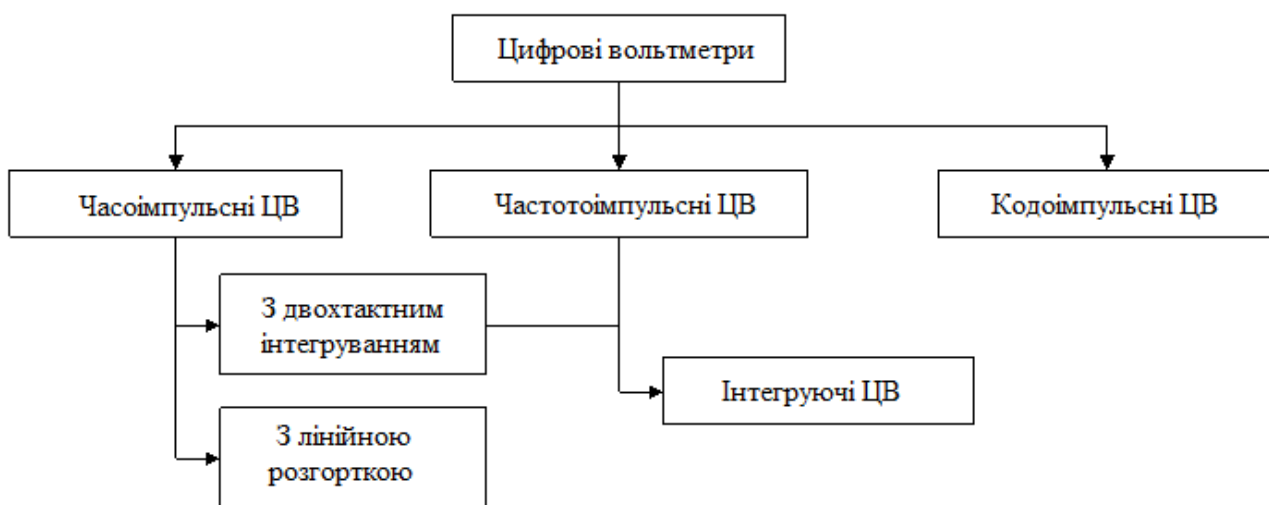
1. ЦВ для вимірювання тільки постійного струму;
2. Універсальні прилади (мультиметри) вимірюють:
  - а) середнє значення за модулем синусоїдальної напруги;
  - б) середньоквадратичне значення періодичних напруг;
  - в) опір, ємність, постійний струм, ставлення  $U$  і  $I$ ;

3. Прилади для вимірювання тільки середніх і середньоквадратичних величин. Вони містять відповідні перетворювачі вимірюваної величини в напругу. До них відносяться і прилади для вимірювання неелектричних величин;
4. Імпульсні ЦВ.

За методом перетворення постійної напруги в код цифрові вольтметри діляться на групи, які представлені на рис. 5.4.

У часоімпульсних ЦВ напруга перетворюється на пропорційний інтервал часу  $\Delta t$ . Різниця між першим та другим варіантам технічної реалізації приладу полягає в способі перетворення  $U \rightarrow \Delta t$ .

У першому варіанті воно здійснюється шляхом порівняння вимірюваної напруги з лінійно мінливих напругою.



**Рис. 5.4 – Класифікація цифрових вольтметрів за методом перетворення**

У другому варіанті перетворення  $U \rightarrow \Delta t$  здійснюється шляхом двотактного інтегрування.

Третій варіант технічної реалізації приладу відповідає частото імпульсним ЦВ  $U \rightarrow f$ .

У четвертому – кодоімпульсному ЦВ, де  $U \rightarrow код$ .

## 5.2 Часоімпульсний цифровий вольтметр з лінійної розгорткою

Розглянемо перетворювач  $U \rightarrow код$  з проміжним перетворенням в інтервал часу ( $\Delta t$ ). Такий перетворювач називають АЦП послідовного рахунку. Якщо розглядають даний вимірювальний прилад, то кажуть, що це вольтметр з часоімпульсним перетворенням (або часовим перетворенням). Структурна схема такого приладу представлена на рис. 5.5:

Розглянемо принцип роботи такого приладу. Напруга  $U_x$  подається на ВП, що представляє собою масштабний перетворювач, і далі на пристрій порівняння (ПП). Після запуску на ПП подається  $U_k$  від генератора лінійно-змінної напруги (ГЛЗН). Одночасно сигналом запуску тригер встановлюється в

стан «1» і відкривається вентиль & для проходу імпульсів з генератора G на лічильник Ст. Вентиль & залишається відкритим до тих пір, поки  $U_{xk} = U_{km}$ . У момент коли виконується вказана вище рівність, сигнал від КП переводить тригер у стан «0» і вентиль закривається. Кількість імпульсів, що надходять на Ст.:

$$N = f_0 T_x,$$

де  $T_x$  – час відкритого стану вентиля &.

Час  $T_x$  пропорційний до  $U$  (вимірювана величина), тобто

$$T_x = \frac{T_{np}}{U_{km}} K_1 U_x = \frac{1}{S} K_1 U_{km},$$

де  $S$  – крутизна лінійно-змінної напруги;  $U_{km}$  – амплітудне значення лінійно-змінної напруги,  $T_{np}$  та  $T_{звор}$  – тривалість прямого і зворотного ходу.

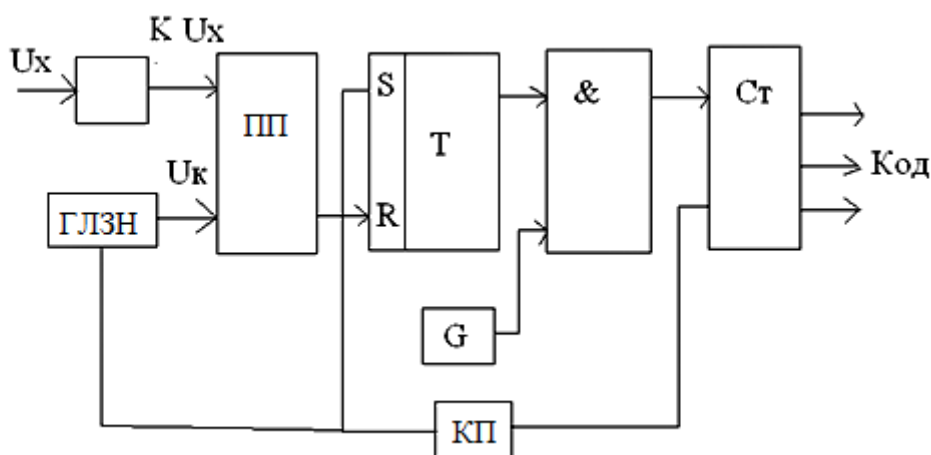


Рис. 5.5 – Структурна схема часоімпульсного ЦВ

$$N = f_0 T_x = f_0 \frac{T_{np}}{U_{km}} K_1 U_x. \quad (5.1)$$

$$U_x = \frac{U_{km} U}{T_{np} f_0 K_1} = \frac{S N}{f_0 K_1}. \quad (5.2)$$

З формули (5.2) видно, що на результат вимірювання впливають параметри ГЛЗН, G, ВП. Тобто максимальна відносна похибка може бути визначена, як:

$$\delta_{np} = \pm(\delta_H + \delta_0 + \delta_K + \delta_\delta),$$

де  $\delta_H$  – відносна похибка, яка обумовлена відхиленням  $U_k$  від лінійного закону і нестабільності крутизни в часі;  $\delta_0$  – відносна похибка, яка обумовлена нестабільністю генератора;  $\delta_K = \Delta K / K$  – відносна похибка вхідного пристрою;  $\delta_\delta$  – похибка дискретності;  $\delta_H, \delta_0, \delta_K$  – інструментальні похибки, що викликані технологічною недосконалістю, часовою та температурної нестабільністю. Похибка  $\delta_H$  може бути представлена як сума похибок від не лінійності та нестабільності крутизни, тобто  $\delta_S$ :

$$\delta_H = \delta'_H + \delta_S,$$

$\delta_H' = \gamma^* + \delta_S$ , ( $\gamma^*$  – залежить від ГЛЗН і складає  $0,125 \div 0,5$ ).

$$\delta_S = \frac{S_H - S_x}{S_H}$$

$$S_H = \frac{dU_H}{dt}$$

$$S_x = \frac{dU_x}{dt}$$

Для ГЛЗН, що побудовані на операційних підсилювачах, величина  $\delta_s$  дорівнює  $10^{-4} \div 10^{-5}$ . Тоді відносна похибка за рахунок нестабільності  $f_o$  становить  $10^{-5} \div 10^{-7}$ . Похибка дискретності  $\delta_\partial$  виникає при перетворенні  $T_x \rightarrow$  код і є наслідком розбіжності частоти  $f_o$  з початком і кінцем інтервалу  $T_x$ . Абсолютне значення  $\delta_\partial$  становить  $\pm 1$  квант.

$$\delta_\partial = \frac{1}{N} = \frac{1}{T_x f_0}$$

Відносна похибка вхідного пристрою вносить основний вклад в загальну похибку. У деяких випадках для спрощення розрахунку беруть  $\delta_K = \delta_M$  ( $\delta_M$  – мультиплікативна похибка). Застосовуючи високо стабільні елементи та методи калібрування можна отримати  $\delta_K = 10^{-3} \div 10^{-5}$ , але:

$$\delta_K = \delta_M \leq \frac{c - d}{100}$$

де  $c - d \approx \delta_M$  – мультиплікативна похибка, а  $c$  і  $d$  – максимальне і мінімальне її значення.

Для правильно спроектованого АЦП величина  $\delta_\partial$  визначається кроком квантування. Вона більша за всі інші складові, чому що

$$\delta_\partial = \delta_{a\partial\partial} \leq \frac{dU_{km}}{100U_x}$$

$$\text{де } U_{km} = (1,1 \div 1,2)K_1 U_x; f_0 = \frac{120}{T_{np} d}; \delta_\partial = \frac{1}{N} = \frac{U_{km}}{U_x f_0 T_{np}} \leq \frac{dU_{km}}{100U_x}$$

$$\text{Отже } \delta_{np} = \left[ c + d \left( \frac{U_{km}}{U_x} - 1 \right) \right] = \left[ (c - d) + \frac{dU_{km}}{U_x} - 1 \right]. \text{ Тут адитивна та}$$

мультиплікативна похибки визначаються як:  $\delta_a = \frac{dU_{km}}{100U_x}$ ;  $\delta_M \approx c - d$ .

Час вимірювання – це інтервал між запуском приладу, в наслідок чого схема переводиться в початковий стан з видачею результату на ЦВП:

$$T_n = T_\psi + T_\partial,$$

де  $T_\psi = T_{np} + T_{звор}$  – час циклу ( $T_{np} = 0,8 \div 0,9T_n$ );  $T_\partial$  – додатковий час, який включає час спрацьовування тригера, вентиля, ПП, ГЛЗН + тривалість керуючих імпульсів.

Частота задаючого генератора:

$$f_0 = \frac{120}{0,8 T_{np} d}$$

Максимальна кількість імпульсів, що надходять на ємність  $C_t$ , визначається як:

$$N_{вих} = f_0 T_x = (f_0 K U_{km} T_{np}) / U_{km}.$$

Число розрядів визначається як:

$$n = \lg N_{max} \text{ (для десяткового коду);}$$

$$n = \frac{\lg N_{max}}{\ln 2} \text{ (для двійкового коду).}$$

Зазвичай  $f_0$  і  $T_x$  вибирають, щоб їх добуток дорівнював цілому числу розрядів.

Діапазон вимірювання обирають так: співвідношення граничних значень в двох сусідніх піддіапазонах обирають як 1:10. Розбивши весь діапазон на піддіапазони встановлюють основний піддіапазон, при якому  $K = 1$ .

Вибір кроку квантування такий: нехай  $\Delta U_k = 6$  мВ. Такий крок незручний. Можна вибрати  $\Delta U_k = 10$  мВ, але при цьому зростає  $\delta_\partial$ . Отже можна прийняти  $\Delta U_k = 5$  мВ, але треба перерахувати  $N_{max}$ ,  $f_0$  і  $T_x$ . потім перераховуємо величину  $T_{np}$ . Тоді генератор та ГЛЗН розраховуються враховуючи скориговані значення  $f_0$  і  $T_x$ .

### 5.3 Часоімпульсний цифровий вольтметр з двотактним інтегруванням

Структурна схема даного вольтметра і часова діаграма сигналу представлені на рис. 5.6. Розглянемо принцип дії такого пристрою.

У початковий момент  $T1$ ,  $T2$ ,  $T3$ , пристрій знаходяться в стані «0». Керований інверсним виходом  $T2$  ключ  $K3$  замкнутий отже вхід і вихід ОП мають однаковий потенціал. Ключі  $K1$  і  $K2$  розімкнуті. Лічильний вхід  $C_t$  замкнений сигналом «0» тригера  $T2$ . Тому в  $C_t$  зберігається попередній результат. Сигналом ПУСК починається перший такт інтегрування. При цьому  $C_t$  скидається в «0», а після затримки одновібратором  $S$  встановлюються в стан «1»  $T1$  і  $T2$ . Замикається  $K1$ , розмикається  $K3$  і відмикається рахунковий вхід  $C_t$ , який починає рахувати імпульси генератора  $G$ . Інтегратор починає інтегрувати  $U_{вх}$  зі сталою часу  $RC$ . Час першого такту постійний і обумовлюється ступенем придушення періодичної перешкоди.

У момент часу  $t_2$   $U_2 = U_c$  і на виході ПП з'явиться імпульс, яким  $T2$  і  $T3$  встановлюються в стан «0». При цьому замикається  $C_t$ , розмикається  $K2$  і замикається  $K3$ . Схема повертається в початковий стан.

За час інтегрування від  $t_1$  до  $t_2$  напруга на виході ОП змінюється за формулою:

$$U_2 = U_1 - \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} U_0(t) dt.$$

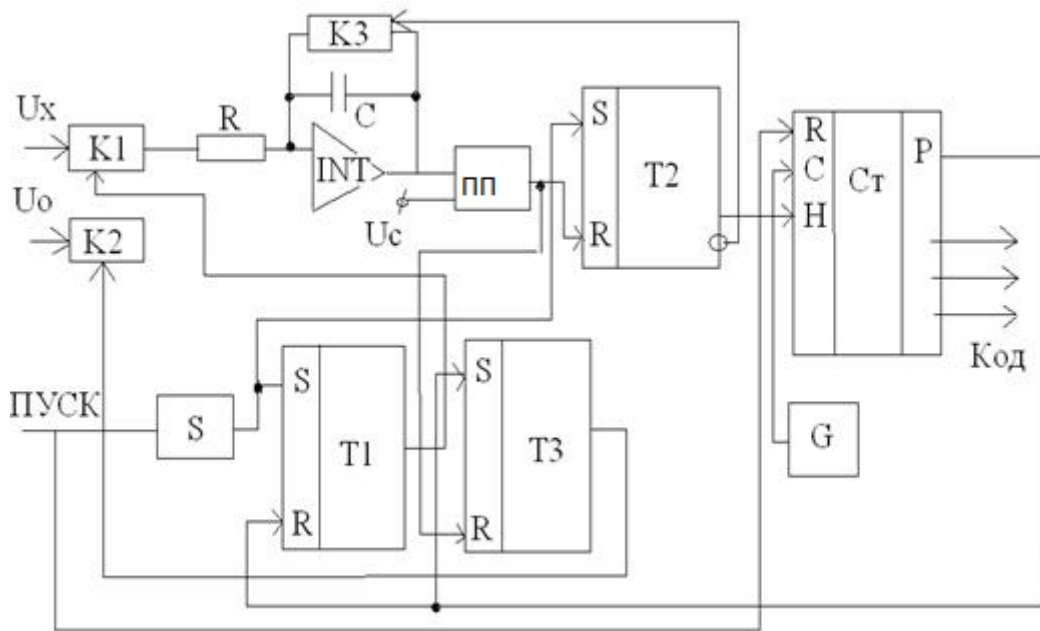
Кількість імпульсів, яка надходить на  $C_T$  за другий такт:

$$N_2 = (t_2 - t_1) f_0 = t'' f_0$$

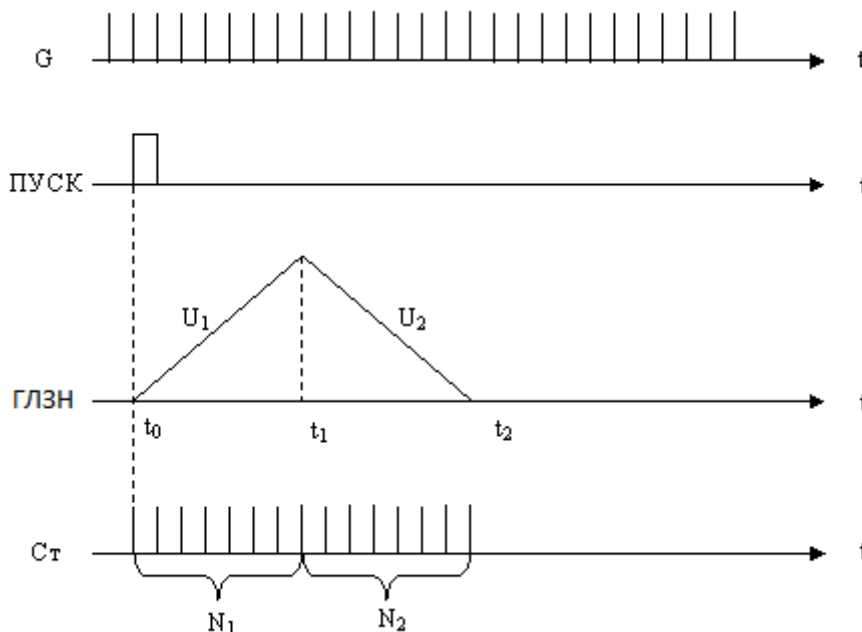
Якщо  $U_c = 0$ , то можна показати що

$$U_x = U_0 \frac{N_2}{N_1}.$$

АЦП з двотактним інтегруванням має заводозащищеність, яка обумовлена згладжуванням великих наводок, шумів, перешкод. Найбільш суттєвою є мережева завада що дорівнює 50 Гц. Для її видалення час інтегрування обирають рівним або кратним періоду мережевої завади.



*a*



*б*

*a* – структурна схема; *б* – часова діаграма сигналів

**Рис. 5.6 – Вольтметр з двотактним інтегруванням**



Розглянемо процес проектування даних вольтметрів:

1. Розбиття діапазону на кілька піддіапазонів (1/10).
2. Вибір основного діапазону, в якому буде відбуватися вимір вхідного сигналу (без підсилення та ослаблення).
3. Необхідний ступінь придушення періодичної завади  $f = 50$  Гц

визначається з виразу: 
$$D = 20 \lg \frac{\pi \frac{t_u}{t_n}}{\sin^2(\pi \frac{t_u}{t_n})},$$

де  $t_u$  – інтервал інтегрування ( $t_u = t'$ );  $t_n$  – частота завади ( $t_n = 1/T_n$ ).

З цього виразу видно, при  $t_u = t' = T_n$  ступінь придушення перешкоди дорівнює нескінченності. Однак нестабільність частоти та часу інтеграції дозволяють розрахувати величину  $D$ , яка буде задовольняти умові  $f=50$  Гц $\pm$ 1% та  $t_u = 20$  мсек. Щоб підвищити ступінь придушення періодичної перешкоди в прилад додають пристрій синхронізації інтервалу  $t_u$  зі змінним періодом  $T_n$ ;

4. Стала часу вибирається  $t' = RC = \tau$  на основі припущення, що за час першого такту інтегрування напруга досягає максимального значення основного піддіапазону.
5. Відносна похибка від нелінійності інтегратора визначається так:

$$\delta_i = \frac{t' - t''}{2 KII RC - t'},$$

де  $KII$  – коефіцієнт підсилення ОП.

Ця похибка дорівнює нулю при  $t' - t'' = 0$ .

Можна вважати, що  $t' = t''$  при  $U_o = U_{x \max}$ . Максимальна тривалість обох тактів  $t' + t''$  – це час одного виміру.

6. Розрахунок похибки. Адитивна складова визначається похибкою дискретності. Мультиплікативна включає в себе:

$\delta_{U_o}$  – відносну похибку нестабільності джерела опорної напруги;

$\delta_n$  – відносну похибку нелінійності інтегратора;

$\delta_{кл}$  – відносну похибку, яка викликана нестабільністю ключів K1 і K2;

$\delta_{др}$  – відносну похибку, яка викликана дрейфом нуля ПП та INT;

$\delta_{діл}$  – відносну похибку, яка викликана нестабільністю коефіцієнта ділення вхідного дільника.

Оскільки ці похибки незалежні, то:

$$\delta_M = \sqrt{\delta_{U_o}^2 + \delta_n^2 + \delta_{кл}^2 + \delta_{др}^2 + \delta_{діл}^2}.$$

Для спрощення розрахунку вважають, що вони однакові, тоді

$$\delta_M = \delta \sqrt{5}.$$

7. За допомогою попередніх формул обраховують  $\delta_n$ . Вважають, що  $\delta_n$  відповідає середині основного діапазону, тоді коли  $U_{x1} = 0,5 U_{x \max}$ . При

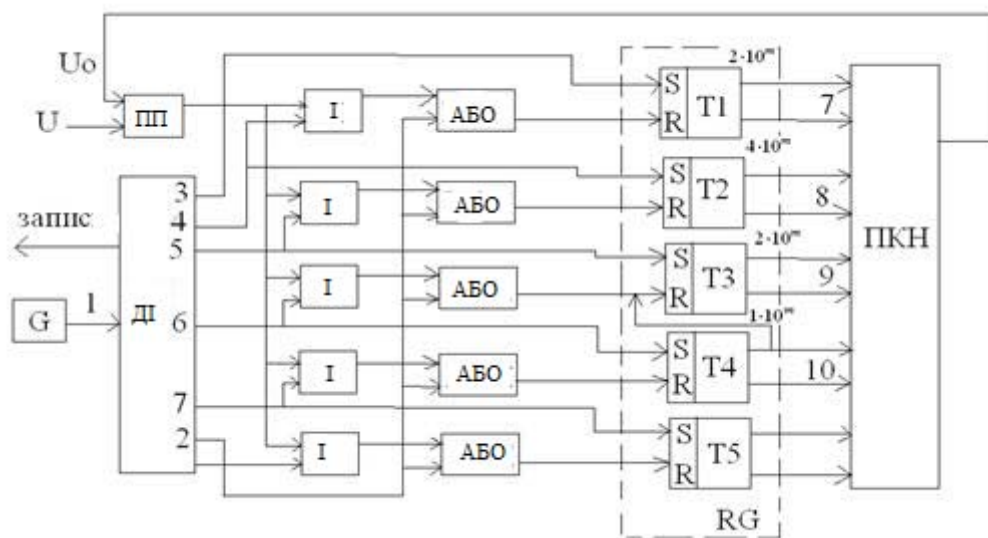
цьому  $tI = 0,5 t$ . За допомогою формули для  $\delta_i$  визначають коефіцієнт підсилення  $KП \geq \frac{t'-t''/2}{2 RC \delta_i} + \frac{t'}{2 RC}$ .

8. При розрахунку інтегратора величину  $R$  вибирають такою, що б вона була на 2-3 порядки менше за  $R_{ex}$  ОП і тоді розраховують  $C$ .
9. Визначають параметри для побудови  $G$  та Ст.

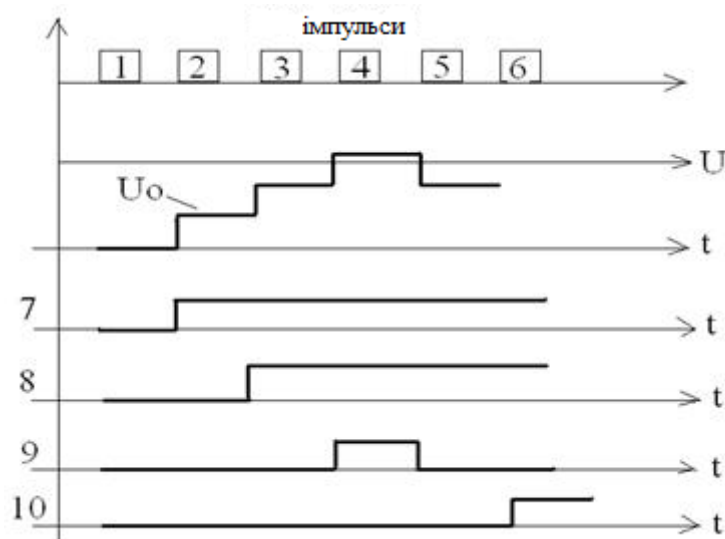
### 5.4 Кодоімпульсний цифровий вольтметр

Розглянемо структурну схему та часову діаграму роботи вольтметра даного типу (рис. 5.7).

Розглянемо принцип роботи даного пристрою.



*a*



*б*

*a* – структурна схема; *б* – часова діаграма сигналів

**Рис. 5.7 – Кодоімпульсний цифровий вольтметр**

На вхід ПП надходять напруги  $U$  та  $U_0$  з перетворювача код-напруга (ПКН). В процесі перетворення  $U_0$  змінюється за певною програмою, наближаючись до  $U$ . Цю програму реалізує пристрій, що містить генератор  $G$ , дільник імпульсів (ДІ), логічні елементи І, АБО і тригери. Кількість тригерів та логічних елементів визначається кількістю розрядів коду. Тригери Т1÷Т4 є старшою тетрадою, Т5 – молодшим розрядом молодшої тетради. Загальна кількість тригерів складає  $4m$ , де  $m$  – кількість тетрад.

Імпульси 1 від  $G$  послідовно з'являються на виходах ДІ. Перший імпульс (скидання) сигнал 2 – проходить крізь АБО на вхід  $R$  тригерів і встановлює їх в стан «0». На виході ПКН  $U_0 = 0$ . Другий імпульс (сигнал 3) – надходить на  $S$  вхід Т1 і встановлює його в «1». На виході ПКН з'являється напруга, значення якого відповідає ваговому коефіцієнту  $2 \cdot 10^{m-4}$ , що відповідає:

$$U_{01} = 2 \cdot 10^{m-4} = 0,2 U_{0\max}.$$

ПП визначає знак різниці  $U_{01} - U$ . Якщо  $(U_{01} - U) < 0$  – на виході ПП «0», яким закриваються елементи «І», якщо ж  $(U_{01} - U) > 0$  – на виході ПП «1» і елементи «І» відкриваються.

Третій імпульс (сигнал 4) встановлює Т2 в одиничний стан і не змінює стан Т1. На виході ПКН утворюється  $U_{02}$ , яке дорівнює:

$$U_{02} = 0,2 U_{0\max} + 0,4 U_{0\max} = 0,6 U_{0\max}.$$

Четвертий імпульс (сигнал 5) встановлює Т3 в одиничний стан і не змінює стан Т1 і Т2. На виході ПКН:

$$U_{03} = U_{02} + 0,2 U_{0\max} = 0,8 U_{0\max}.$$

Якщо при цьому  $(U_{03} - U) > 0$ , то на виході ПП встановлюється «1», яка відкриває елементи «І».

П'ятий імпульс (сигнал 6) встановлює в «1» Т4 і проходячи на вхід  $R$  Т3 скидає його в «0».

Отже отримуємо:

$$U_{04} = 0,2 U_{0\max} + 0,4 U_{0\max} + 0,1 U_{0\max} = 0,7 U_{0\max}.$$

Стан тригерів Т1÷Т4 після п'ятого імпульсу відображає код старшого десяткового розряду.

Кількість виходів з ДІ визначається з виразу:  $M = 4m + 3$ . Вони призначені:

- для управління тригерами;
- для управління тригерами і скидання попередніх станів;
- для управління тригерами, скидання попередніх станів і запису.

Похибка дискретності визначається за загальними формулами. Інструментальна похибка створюється в блоках ПКН та ПП.

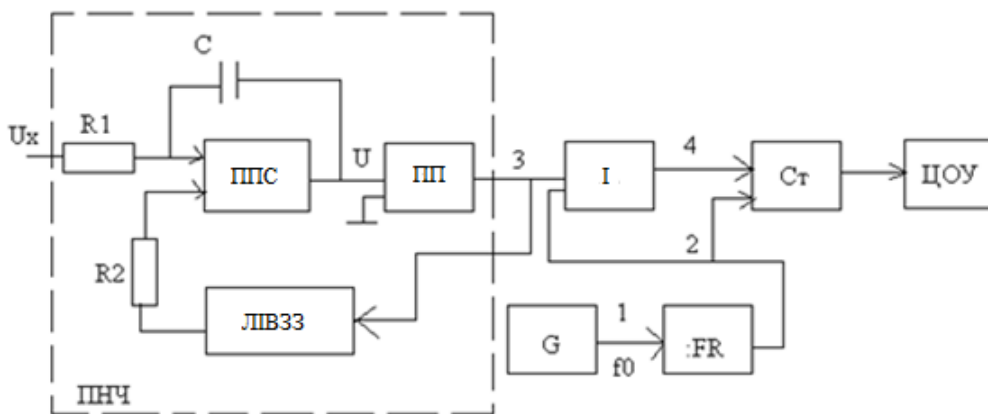
У кожній наступній тетраді зміна  $U_0$  послідовно зменшує в 10 разів.  $4m+1$ -й імпульс встановлює останній тригер молодшої тетради в стан «1» і в залежності від знаку  $(U_0 - U)$ , з приходом  $4m+2$ -го імпульсу залишається в стані «1» або повертається в «0». Код, який утворився на виході регістра відповідає значенню  $U$ . Останнім  $4m+3$ -м імпульсом цей код переписується в регістр ОП.

## 5.5 Частотноімпульсний цифровий вольтметр

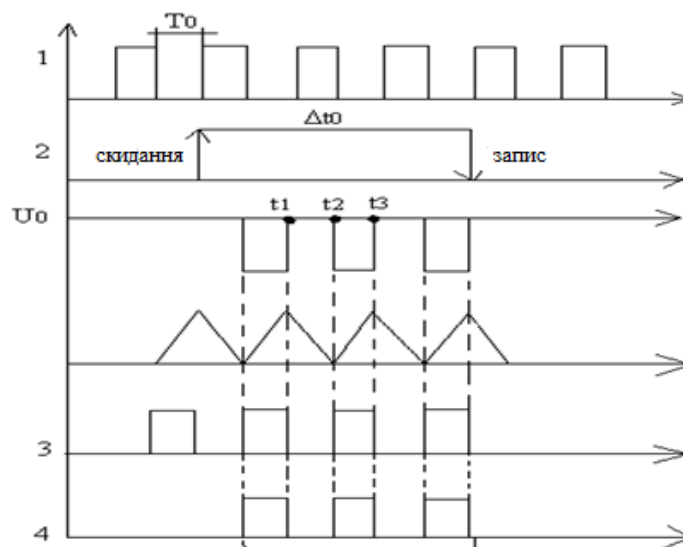
Розглянемо структурну схему роботи та часову діаграму сигналів такого пристрою (рис. 5.8).

Перетворювач  $U \rightarrow K$  (напряга- код) для часоімпульсних ЦВ використовує перетворення  $U \rightarrow f$ . Припустимо, що в момент часу  $t_1$  напруга  $U(t_1)$  на виході інтегратора більше нуля. В інтервалі часу  $t > t_1$  і  $t < t_2$  на виході ЛІЗВЗ напруга  $U_0 = 0$ , тому на виході інтегратора напруга лінійно падає під дією позитивного вхідного  $U_x$ . Коли ця напруга досягає 0 (точка  $t_2$ ) спрацьовує пристрій порівняння на виході, якого з'являється імпульс 3. Фронт цього імпульсу є командою для ЛІЗВЗ, воно виробляє імпульс опорної напруги  $U_0$ , форма якого визначається схемою ЛІЗВЗ.

Під час дії цього імпульсу напруга  $U$  на виході інтегратора зростає, а після закінчення імпульсу лінійно падає, далі процес повторюється. Протягом інтервалу часу  $\Delta t_0$  який створюється генератором  $G$  та дільником частоти  $FR$ , імпульси 3 проходять на лічильник  $Ст$ , на виході якого утворюється код числа  $N$ .



*a*



*б*

*a* – структурна схема; *б* – часова діаграма сигналів;  
 ПНЧ – перетворювач напруги в частоту; ППС – підсилювач постійного струму;  
 ЛІЗВЗ – ланка імпульсного ВЗЗ

**Рис. 5.8 – Частотноімпульсний цифровий вольтметр**

На початку, кожного циклу фронт сигналу 2 дає команду на скидання лічильника, а спад на запис в регістр ЦОУ.

Встановимо зв'язок між  $U$  та  $f$ . З часової діаграми видно, що інтеграли від вхідних напруг інтегратора за час  $t_1-t_2$  та за час  $t_2-t_3$  мають дорівнювати один одному, отже:

$$\frac{1}{\tau_1} \int_{t_1}^{t_2} U_x dt = \frac{1}{\tau_2} \int_{t_2}^{t_3} U_0 dt - \frac{1}{\tau_1} \int_{t_2}^{t_3} U_x dt, \quad (5.3)$$

де  $\tau_1 = R_1 C$  – стала часу інтегратора по входу, на який подано  $U_x$ ;  $\tau_2 = R_2 C$  – стала часу інтегратора по входу, на який подано  $U_0$ .

При прямокутній формі  $U_0$  інтеграл можна представити площею імпульсу, тобто маємо

$$\frac{U(t_3 - t_1)}{\tau_1} = \frac{1}{\tau_2} \int_{t_2}^{t_3} U_0 dt. \quad (5.4)$$

Враховуючи, що  $t_3-t_1=T=1/f$ , а  $t_3-t_2=t_u$  – тривалість імпульсу, з виразу (5.4) можна отримати значення частоти,

$$f = \frac{\tau_2}{\tau_1} \frac{U_x}{\int_0^{t_u} U_0 dt}. \quad (5.5)$$

Так як сталі часу інтегратора визначаються величинами  $R_1$ ,  $R_2$  та  $C$ , то можна записати, що:

$$f = \frac{R_2}{R_1} \frac{U_x}{t_u \int_0^{t_u} U_0 dt} \quad (5.6)$$

Тобто частота прямо пропорційна до  $U_x$ .

Число  $N$  пов'язане з  $f$  співвідношеннями:

$$N = \Delta t_0 / T = \Delta t_0 f. \quad (5.7)$$

При цьому:

$$\Delta t_0 = K/2f_0, \quad (5.8)$$

де  $K$  – коефіцієнт розподілу опорної частоти  $f_0$ .

З формул (5.4) - (5.8) отримуємо значення  $N$ :

$$N = \frac{K}{2} \frac{R_2}{f_0 R_1} \frac{U_x}{t_u \int_0^{t_u} U_0 dt} \quad (5.9)$$

Розглянемо джерела похибки в такому пристрої.

1. Похибка дискретності, яка пов'язана з перетворенням безперервної величини  $f$  в дискретну  $N/\Delta t_0$ . Максимальне значення абсолютної похибки дискретності, приведеної до входу інтегратора складає  $\pm 1/\Delta t_0$ .

Максимальне значення абсолютної похибки дискретності, приведеної до входу перетворювача з урахуванням (5.6) складає:

$$\Delta_{\partial} = \pm \frac{1}{\Delta t_0} \frac{R_2}{R_1} \int_0^{t_u} U_0 dt$$

Відносна та приведена похибки визначаються за розглянутими раніше формулами.

2. Інструментальна похибка. Згідно з формулою вона створюється нестабільністю частоти  $f_0$ , співвідношенням  $R_2/R_1$  і нестабільністю значення інтеграла.

3. Завадозахищеність. Через надходження на вхід ЦВ перешкоди частота визначається такою формулою:

$$f = \frac{R_2}{R_1} \frac{[U_0 + U_m \sin(\omega t + \varphi)]}{\int_0^{t_u} U_0 dt}, \quad (5.10)$$

де  $\varphi$  – різниця фаз між перешкодою та  $\Delta t_0$ .

Тому кількість імпульсів, що надійшли на Ст, визначається виразом:

$$N = \int_0^{st_0} f(t) dt \quad (5.11)$$

Підставляючи (5.10) в (5.11) і з урахуванням (5.8) отримаємо

$$N = \frac{K}{2 f_0} \frac{R_2}{R_1} \frac{U}{\int_0^{t_u} U_0 dt} + \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\int_0^{t_u} U_0 dt} U_m \int_0^{\Delta t_0} \sin(\omega t + \varphi) dt \quad (5.12)$$

При  $\Delta t_0 = T_n$ , або  $\Delta t_0 = K T_n$  – другий доданок в (5.12) перетворюється в нуль.

Вольтметр називається інтегруючим, тому що кількість імпульсів, які надійшли на Ст за  $\Delta t_0$ , є інтегралом від їх частоти.

Для захисту від завад вхідний пристрій та ПНЧ розміщують всередині екрану.

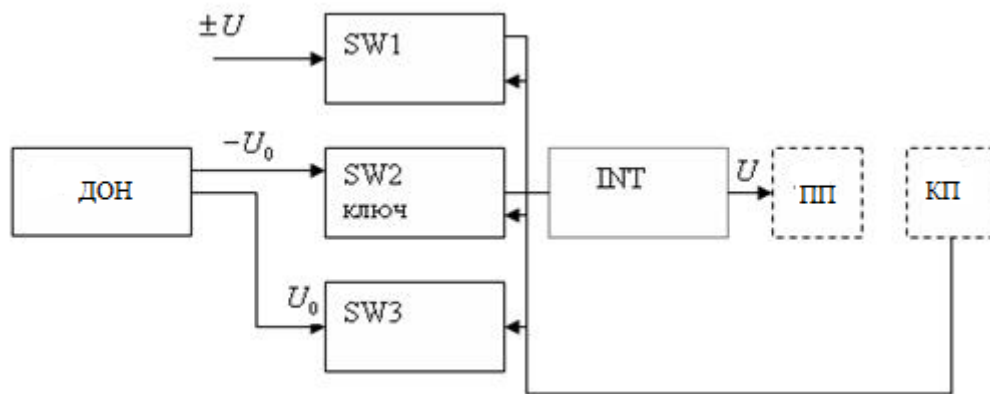
## 5.6 Автоматизація допоміжних операцій в цифрових вольтметрах

Крім основного перетворення напруги в код та індикації процес вимірювання включає й допоміжні операції. Це вибір діапазону вимірювання, корекція зміщення нульового рівня, калібрування, корекція масштабу перетворення, визначення я індикація полярності вимірюваної напруги.

*Автоматичне визначення та індикація полярності.*

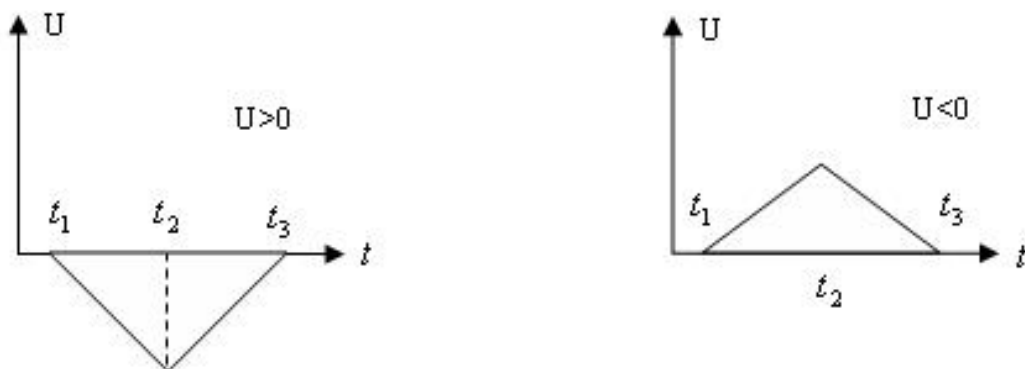
Для побудови двохполярного цифрового вольтметра необхідно доповнити його аналогову частину і застосувати знаковий індикатор в ЦОУ. Для автоматизації процесу потрібно вибрати ознаки полярності напруги і доповнити дискретну частину ЦВ автоматом полярності.

Принцип побудови двохполярного часоімпульсного ЦВ з двотактним інтегруванням закладений в його структурній схемі (рис.5.9).



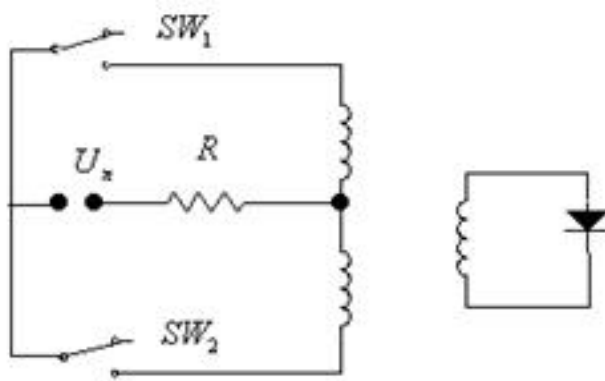
**Рис. 5.9 – Структурна схема двохполярного часоімпульсного ЦВ**

Дана схема на відміну від розглянутої раніше схеми містить біполярне джерело опорної напруги (ДОН) та три ключа SW1÷SW3. Ознакою полярності вимірюваної напруги є полярність напруги на виході інтегратора після першого такту інтегрування. При  $U > 0$  на початку другого такту інтегрування замикається ключ SW2, а при  $U < 0$  – SW3 (рис. 5.10).



**Рис. 5.10 – Принцип визначення полярності часоімпульсного ЦВ**

У частотноімпульсному ЦВ в залежності від полярності вимірюваної напруги повинна змінюватися полярність опорної напруги  $U_0$  на виході ЛІВЗЗ. Щоб отримати імпульс зворотної полярності треба змінити полярність випрямлення, ознакою полярності в цьому випадку може служити полярність напруги на виході інтегратора до появи першого імпульсу на виході ЛІВЗЗ. При  $U > 0$  ключ SW2 замикається.



**Рис. 5.11 – Схема визначення полярності частотоімпульсного ЦВ**

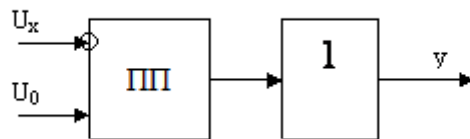
У кодоімпульсному ЦВ в залежності від полярності вимірюваної напруги повинна вибиратися полярність напруги  $U_0$  на виході перетворювача коду в напругу. Ознакою полярності є сигнал на виході пристрою порівняння після скидання, тобто при  $U_0 = 0$ .

Розглянемо спосіб побудови автомата полярності для кодоімпульсного ЦВ. Значення сигналу  $Y$  на виході пристрою порівняння (рис. 5.12) наведено в табл. 5.1. при обох умовах відображені в таблиці 5.1.

Для правильної роботи ПКН необхідно, щоб в обох випадках було забезпечено:

$$1 \rightarrow |U| < |U_0|;$$

$$0 \rightarrow |U| > |U_0|.$$



**Рис. 5.12 – Пристрій порівняння**

**Таблиця 5.1 – Стан входу-виходу пристрою порівняння**

Ситуації на вході пристрою порівняння	Вихід пристрою порівняння $Y$	
	$U > 0$	$U < 0$
$U < 0$	$U (-)$ «1» $U_0 (+)$	$U_0 (+)$ «0» $U (-)$
$U > 0$	$U (-)$ «0» $U_0 (+)$	$U_0 (+)$ «1» $U (-)$

Це завдання вирішується інверсією  $Y$  і вибором  $Y$  при  $U > 0$  або при  $U < 0$ . Тобто використовується така схема (рис. 5.12):



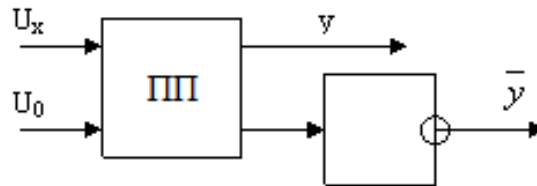


Рис. 5.12 – Схема інверсії

В такому випадку схема автомата вибору полярності може бути представлена наступним чином:

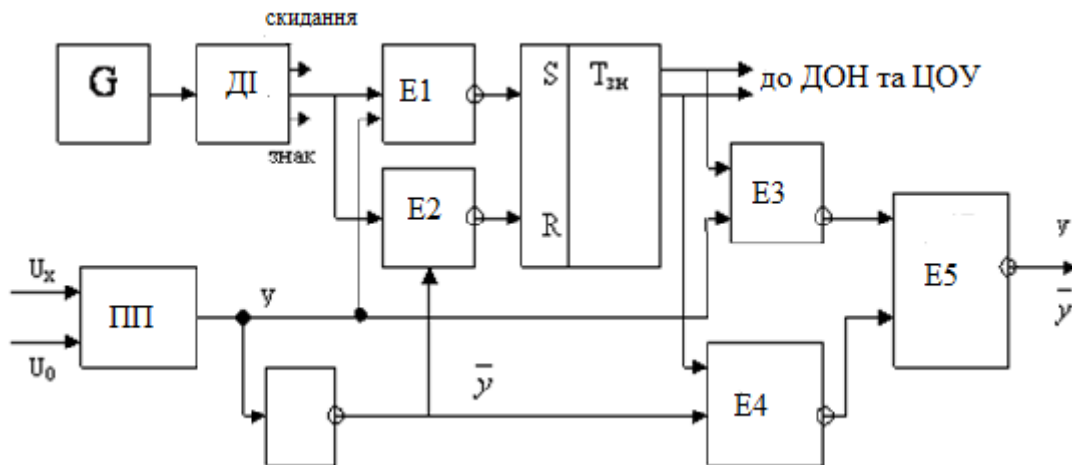
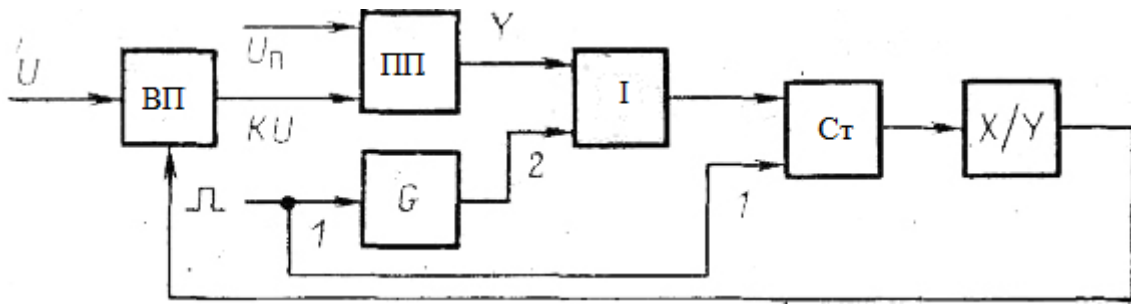


Рис. 5.13 – Автомат вибору полярності ЦВ

В роботі ПКН для визначення полярності передбачається додатковий (другий) такт і відповідний вихід з розподільника імпульсу ДІ. У першому такті (скидання) сигнали  $Y$  та  $\bar{Y}$  приймають значення, що визначаються полярністю вхідної напруги. У другому такті (знак) через елементи  $E1$  і  $E2$   $T_{3H}$  встановлюється в стан логічного «0» при  $U > 0$  і в стан логічної «1», при  $U < 0$ . У наступних тактах стан тригера не зміниться і сигнал на виході елемента  $E5$  повторює на виході  $Y$  при  $U > 0$  або  $\bar{Y}$  при  $U < 0$ . Вихідний сигнал тригера  $T_{3H}$  використовується також для вибору полярності  $U_0$  джерела опорної напруги і для управління знаковим індикатором ЦОУ.

*Автоматичний вибір діапазону.*

Одночасне використання декількох діапазонів досягається застосуванням вхідного дільника та дільника в ланцюзі зворотного зв'язку вхідного підсилювача. На ЦОУ переключенню подільника відповідає зміна місця положення коми, а також позначення одиниць виміру на буквенному індикаторі. Для здійснення автоматичного пошуку у вхідному пристрої ЦВ застосовується реле або ключ для перемикання діапазону, а дискретна частина ЦВ доповнюється автоматом пошуку діапазону. Перебір діапазону може проводитися як в напрямку від старшого до молодшого, так і навпаки. Перший варіант краще зважаючи на запобігання перевантажень вхідного пристрою. Структурна схема автомата вибору діапазону має вигляд (рис.5.14):

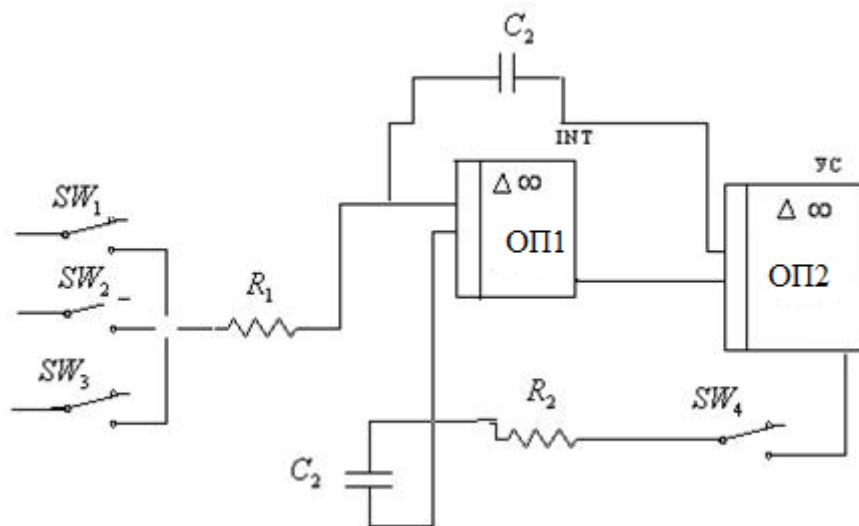


**Рис. 5.14– Автомат вибору діапазонів ЦВ**

На вхід ПП надходять напруга  $K_U$ , де  $K$  – коефіцієнт перетворення ВП (підсилення або поділ), і порогова напруга  $U_n$ , яка вибирається рівною мінімальному значенню  $U$  в основному діапазоні ( $K = 1$ ). При  $K_U < U_n$  на виході ПП утворюється сигнал  $Y = 1$ , при  $K_U > U_n$  – сигнал  $Y = 0$ . Пошук діапазону починається з приходом імпульсу сигналу 1, що встановлює лічильник імпульсів Ст в вихідний нульовий стан і запускає генератор імпульсів G. Код на виході лічильника через перетворювач коду X/Y управляє реле, що входить до ВП. У вихідному нульовому стані включається старший діапазон. Якщо при цьому  $K_U > U_n$ , то елемент І буде закритий для проходження імпульсів сигналу 2 від генератора на лічильник і залишиться включеним старший діапазон. Якщо,  $K_U < U_n$ , то елемент І пропустить перший імпульс на лічильник в результаті чого включиться наступний діапазон.

*Автоматична корекція зсуву нульового рівня.*

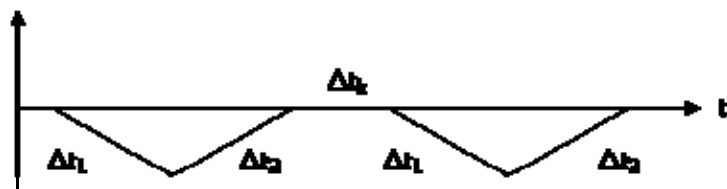
Схема корекції зміщення нуля операційних підсилювачів інтегратора ОУ1 і порівнює пристрою ОУ2 времяімпульсного цифрового вольтметра з двотактним інтегруванням наведена на рис. 5.15.



$SW1$  – ключ інтегруючої вимірюваної напруги;  $SW2$  – опорна напруга;  $SW3, SW4$  – пауза;  $C_2$  – запам'ятовуюча напруга зміщення  $E_{зм}$  і падіння напруги на  $R_1$ , викликане вхідним струмом ОП1.

**Рис. 5.15– Схема автоматичної корекції нульового рівня**

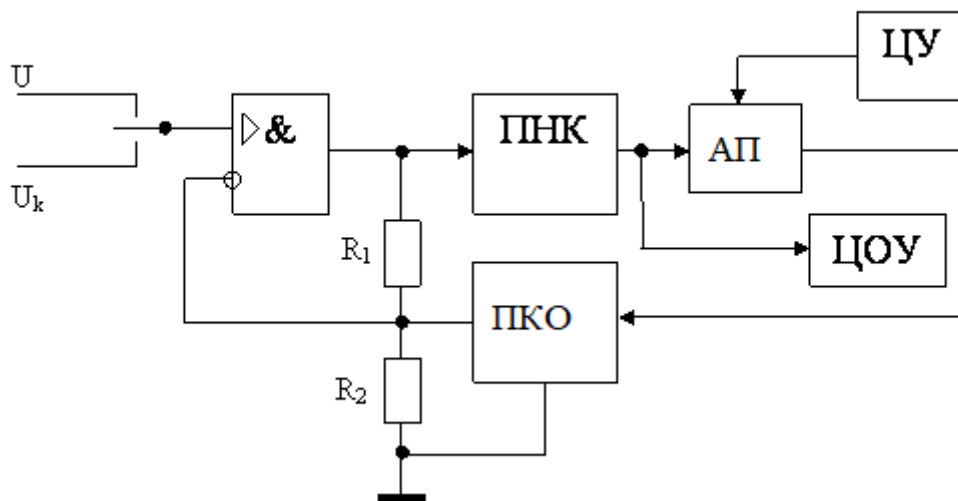
Розглянемо принцип роботи даної схеми. Протягом першого та другого тактів ключі  $SW3$ ,  $SW4$  розімкнуті і схема працює в звичайному режимі. Після закінчення другого такту  $SW3$ ,  $SW4$  замикаються на час  $\Delta t_k$  і на ємності  $C_2$  запам'ятовується напруга  $U_{C2} = I_{BX}R_1 + E_{3M1} + E_{3M2}$ . Надалі ця напруга вносить поправку в перший та другий такти наступного циклу. Ключ  $SW4$  замикається пізніше і розмикається раніше  $SW3$ . Схема дозволяє знизити вплив зміщення нульового рівня в  $10 \div 100$  разів на початку першого і другого тактів в наступному циклі (рис. 5.16).



**Рис. 5.16– Часова діаграма роботи схеми корекції зміщення нульового рівня**

*Схема автоматичного калібрування ЦВ.*

Принцип калібрування полягає в тому, що на вхід ЦВ подається відоме значення калібрувальної напруги  $U_K$  і регулюванням масштабу перетворення напруги в код намагаються отримати в ЦОУ число близьке до відповідного  $U_K$ , де  $U_K$  – відома напруга. Структурна схема автоматичного калібрування має вигляд (рис. 5.17):



**Рис. 5.17– Структурна схема автоматичного калібрування ЦВ**

Коефіцієнт підсилення вхідного підсилювача визначається резисторами  $R_1$  і  $R_2$ . Калібрування здійснюється за допомогою перетворення коду в опір (ПКО), включеним паралельно  $R_2$ . При виконанні калібрування код каліброваної напруги  $U_K$  вводиться в арифметичний пристрій (АП), де він порівнюється з кодом, який задається цифровою уставкою (ЦУ). Різницевий код управляє ПКС поки він не стане нульовим.

## 5.7 Контрольні питання

1. Які ще фізичні величини, окрім напруги можуть вимірювати цифрові вольтметри?
2. Поясніть призначення кожного елемента в узагальненій структурі цифрового вольтметра.
3. Як можна класифікувати цифрові вольтметри?
4. На якому фізичному принципі побудовано часоімпульсний цифровий вольтметр з лінійної розгорткою?
5. Розкрийте послідовність проектування часоімпульсного цифрового вольтметра з двохтактним інтегруванням.
6. Поясніть принцип роботи кодоімпульсного цифрового вольтметра.
7. Перерахуйте джерела похибок в частотноімпульсному цифровому вольтметрі.
8. Автоматизація яких допоміжних операцій виконується в цифрових вольтметрах?
9. Поясніть принцип побудови двохполярного часоімпульсного ЦВ з двотактним інтегруванням.
10. З якою метою застосовується автоматичне калібрування в ЦВ?
11. Опишіть послідовність операцій при автоматичній корекції зсуву нульового рівня.
12. Наведіть класифікацію цифрових вольтметрів за методом перетворення.

## 6 ЦИФРОВИЙ ОСЦИЛОГРАФ

### 6.1 Загальні принципи побудови цифрових осцилографів

Цифровим осцилографом називається універсальний вимірювальний прилад, призначений для дослідження електричних сигналів шляхом їх перетворення в цифрову форму з подальшим візуальним спостереженням на рідкокристалічному дисплеї, вимірюванням їх амплітудних і часових параметрів, а також математичною обробкою.

Основною складністю при створенні аналогових осцилографів є проектування широкосмугових та надширокосмугових підсилювачів з високою вихідною напругою, якої достатньо для роботи відхиляють систем ЕПТ. Проте, щоб отримати зображення форми сигналу зовсім не обов'язково підсилювати його до рівня збудження пластин ЕПТ в десятки та сотні вольт. Можна скористатися цифровим кодуванням сигналу і використовувати відоме в обчислювальній техніці перетворення сигналів в цифрову форму. Такий підхід дозволяє забезпечити подання отриманих цифрових сигналів на екранах низькочастотних осцилографів, ЕПТ з магнітним відхиленням або на екранах плоских рідкокристалічних дисплеїв (РК).

Узагальнена структурна схема цифрового осцилографа показана на рис. 6.1. Досліджуваний сигнал, пройшовши дільник (Д) і аналоговий підсилювач з малою вихідною напругою (А), надходить на схему вибірки (СВ) і аналого-цифровий перетворювач (АЦП). Перетворення сигналу з допомогою СВ і АЦП дозволяє представити аналоговий сигнал  $u(t)$  у вигляді ряду рівномірно розподілених в часі дискретних вибірок  $u_1, u_2, \dots, u_N$ . Тобто можна представити аналоговий сигнал в цифровій формі і розмістити його в запам'ятовуючому пристрої (ЗП) цифрового осцилографа. Таким чином, осцилограф також є запам'ятовуючим пристроєм. Такі прилади називають *цифровими запам'ятовуючими осцилографами (ЦЗО)*.

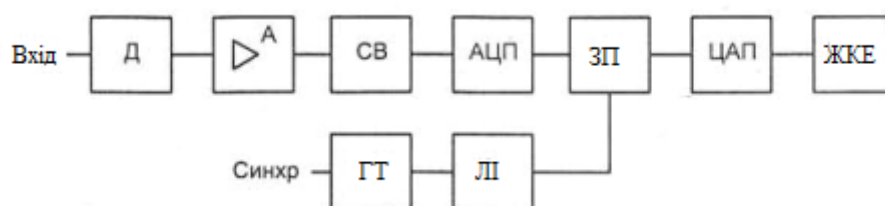


Рис.6.1 – Структурна схема цифрового осцилографа

Новим важливим параметром цифрового осцилографа в порівнянні з аналоговим є об'єм пам'яті (як загальний, так і на канал або осцилограму). Цифрові дані з пам'яті можуть бути записані на носії різних типів у вигляді файлів, зберігатися в них необмежено довгий час і використані за необхідністю.

Взяті з пам'яті осцилографа цифрові дані подаються на цифроаналоговий перетворювач (ЦАП) і можуть бути перетворені знову в аналоговий сигнал. Він відображається на ЕПТ або РК. Для створення розгортки зазвичай

використовується тактовий генератор (ГТ) та лічильник імпульсів (ЛІ). ЛІ управляє адресами вибірки цифрових даних з пам'яті.

Крім об'єму пам'яті, іншим важливим параметром є частота роботи АЦП або частота вибірки. У разі складних форм досліджуваних сигналів вона повинна бути в десятки, а іноді і в сотні разів вища за частоту повторення періодичного сигналу. У разі реєстрації одноразових сигналів з тривалістю  $t_H$  для його візуалізації також треба мати певну кількість відліків  $N$ . Тоді період рівномірного за часом квантування сигналу буде дорівнює  $dt = t_H/N$ , а частота квантування  $f = 1/dt = N/t_H$ . Щоб виключити плутанину між звичайною граничною частотою і частотою вибірок останню вказують в кількості вибірок в секунду, наприклад М виб/с або М в/с.

Таким чином, основною проблемою при побудові цифрових осцилографів, що працюють в реальному масштабі часу, є наявність швидкодіючих АЦП. Частота квантування сигналів АЦП повинна хоча б на порядок вище максимальної частоти досліджуваного сигналу для того, щоб на найкоротший сигнал приходилось хоча б десять відліків. При цьому можливо дослідження як одноразових, так і періодичних сигналів. Причому, в разі періодичних сигналів можлива статистична обробка відліків, наприклад, усереднення тим чи іншим способом або побудова усередненої осцилограми.

Крім частоти вибірки важливим параметром АЦП є *розрядність* – кількість рівнів квантування сигналу в двійковій формі. Більшість АЦП, в тому числі стробоскопічних, має стандартну розрядність, яка дорівнює 8. Це означає, що кількість помітних рівнів сигналу становить  $2^8 = 256$ . Цього цілком достатньо для загального представлення синусоїдального сигналу та більшості сигналів досить складної форми. Однак при цьому ступінчастість осцилограм зазвичай помітна на екрані. Тому деякі АЦП для цифрових осцилографів можуть мати велику розрядність.

І, нарешті, третім специфічним параметром цифрових осцилографів є об'єм пам'яті – як загальний так і на одну осцилограму. Чим більший об'єм пам'яті, тим більше інформації про досліджуваний процес можна накопичити і в подальшому вивчити по частинам або обробити вбудованими в осцилограф технічними засобами.

Не слід забувати, що перераховані вище параметри хоча й важливі, але є додатковими. Крім них цифровий осцилограф характеризується тими ж параметрами, що й в аналогових осцилографах. Перш за все це ширина смуги частот, час збільшення сигналу в каналі  $Y$ , чутливість, тривалість розгортки.

Вибір кількості відліків сигналу є принципово важливим як теоретично, так і практично. Це дозволяє перетворити сигнал в цифрову форму та в подальшому відновити його початковий вигляд за відліками. Проблема полягає в кількості вибірок що застосовується для довільного сигналу, щоб після перетворення його в цифрову форму, а потім знову в аналогову зберігалась первісна форма сигналу. Застосування теореми Котельникова дозволяє вибрати необхідну кількість відліків. Зміст теореми такий: «Якщо спектр сигналу  $e(t)$  обмежений вищою частотою  $f_B$ , то він без втрати інформації може бути представлений дискретними відліками з кількістю  $2 f_B$ ». При цьому сигнал

можна відновити за його відліками  $e(kdt)$ , що розташовані з інтервалом часу  $dt=1/f_B$ , за допомогою фільтра, який реалізує процес відновлення за формулою

$$e(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} e(k dt) \frac{\sin(\pi(t - k dt) / dt)}{\pi(t - k dt) / dt} \quad (.6.1)$$

Щоб відновити початковий сигнал по його відлікам треба мати числові значення відліків та значення інтервалу дискретизації  $dt$ . Ці дані можна зберігати в пам'ятовуючому пристрої. Якщо згідно з формулою (6.1) при відновленні сигналу збільшити  $dt$  в  $k$  разів, то відновлений сигнал без зміни форми буде розтягнутий в  $k$  разів і його можна відобразити на екрані досить низькочастотної ЕПТ, яка має простий низькочастотний підсилювач.

Для відновлення сигналу не обов'язково користуватися фільтром з імпульсної характеристикою яка задовольняє теоремі Котельникова. Можливе застосування більш простих фільтрів, таких як  $RC$ -фільтри нижніх частот. Однак, при цьому потрібно дещо збільшити частоту вибірок.

Збільшення частоти роботи АЦП є не єдиним способом підвищення роздільної здатності сучасних цифрових осцилографів. У деяких моделях осцилографів для підвищення роздільної здатності замість рівномірно розподілених в часі відліків використовуються нерівномірно розподілені відліки з періодом, що зменшується при високій крутизні зміни вхідного сигналу. Інший спосіб полягає у виконанні дискретизації при випадковому положенні відліків. Для високочастотних періодичних сигналів такий захід разом зі статистичною обробкою (накопиченням, усереднення, згладжуванням) дозволяє значно підвищити роздільну здатність осцилографа у часі та спростити його побудову.

Специфіка цифрових осцилографів полягає в тому, що реальні безперервні процеси замінюються на окремі відліки. Для того, щоб отримати зображення процесу не у вигляді окремих точок, а безперервних ліній, потрібно використовувати той чи інший вид інтерполяції. В математиці інтерполяцією називається спосіб знаходження проміжних значень величини за наявним дискретним набором відомих значень.

Найпростішою є лінійна інтерполяція, яка зводиться до з'єднання вузлових точок відрізками прямих. Вона легко реалізується математично і програмно і тому часто застосовується в програмах для цифрових осцилографів, які реалізують процес відображення осцилограми на екрані ЕПТ. Однак при відображенні навіть простих досить гладких процесів осцилограма, виглядає досить неякісною при кількості відліків менше за 10. Збільшення кількості відліків до 100 та більше істотно покращує результат. Ця обставина дозволяє переходити від більш складних видів інтерполяції до простої лінійної інтерполяції. На жаль, не завжди ясно, в який момент дослідження відбувається цей перехід. Тому застосування складних видів інтерполяції залишається актуальним.

Найбільш поширеною стала інтерполяція виду  $\sin(t)/t$ , оскільки саме ця інтерполяція є базисом Котельникова і забезпечує точне відновлення дискретного сигналу. Однак ця інтерполяція не вирішує усі проблеми. Причина

криється в тому, що насправді точна залежність сигналу в проміжках між відліками нам невідома. Тому будь-яка часткова залежність, наприклад лінійна або  $\sin(t)/t$ , не може бути теоретично точною для будь-яких форм сигналу.

Таким чином, користувач цифрових осцилографів має застосовувати їх не тільки грамотно, але й обережно. Особливо це відноситься до застосувань на межах можливостей приладу, коли неправильне застосування може призвести до недостовірних результатів.

## 6.2 Типи цифрових осцилографів

Цифрові осцилографи можна розділити на декілька класів: цифрові запам'ятовуючі осцилографи (англ. *Digital Sampling Oscilloscope*), цифрові люмінофорні осцилографи (англ. *Digital Phosphor Oscilloscope*), осцилографи змішаних сигналів (англ. *Mixed Signal Oscilloscope*), цифрові стробоскопічні осцилографи, віртуальні і портативні осцилографи.

Застосування цифрової технології передбачає здатність осцилографа відобразити сигнал будь-якої частоти в межах смуги пропускання приладу в чіткому, ясному і стабільному вигляді. Для періодичних сигналів смуга пропускання осцилографа визначається, зазвичай аналогової смугою його вхідного каскаду, що розраховується за рівнем -3 дБ. Для одноразових подій і перехідних процесів (імпульсних сигналів) смуга пропускання може бути обмежена частотою вибірки осцилографа.

### *Цифрові запам'ятовуючі осцилографи.*

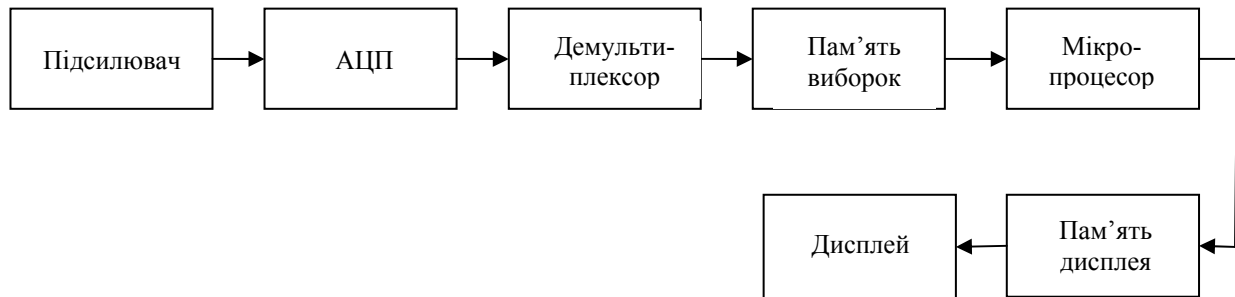
Звичайний цифровий осцилограф є цифровим запам'ятовуючим осцилографом. Дисплей такого приладу відноситься до екрану реєстрового типу, на відміну від люмінофорного екрану аналогових запам'ятовуючих осцилографів. ЦЗО дозволяють захоплювати (реєструвати) і переглядати події не тільки періодичні, але і одноразові, наприклад перехідні процеси. Оскільки інформація про сигнал існує в цифровому форматі у вигляді послідовності збережених бінарних значень, ці значення можна легко аналізувати, архівувати, роздруковувати, або обробляти будь-яким іншим способом, як в самому осцилографі, так і в зовнішньому комп'ютері. На відміну від аналогових моделей, цифрові запам'ятовуючі осцилографи забезпечують постійне збереження в пам'яті отриманої інформації, її обробку параметрів та аналіз. Однак такі прилади не відображають градації яскравості розгортки сигналу в реальному часі, тому ЦЗО нездатні наочно представляти змінні в часі сигнали.

ЦЗО мають архітектуру послідовної обробки інформації від реєстрації до виведення на екран досліджуваних сигналів (рис. 6.1).

Це означає, що вхідний сигнал, що пройшов через атенюатор та підсилювач системи вертикального управління, надходить на АЦП, який здійснює послідовну з певним кроком (часовим інтервалом) вибірку значень досліджуваного сигналу, перетворюючи напругу сигналу в цих точках в цифрові значення. Ці значення іноді називають елементами вибірки (семплами), а весь процес – оцифровкою сигналу. Послідовність елементів вибірки, яка отримана з АЦП, зберігається в оперативній пам'яті приладу в



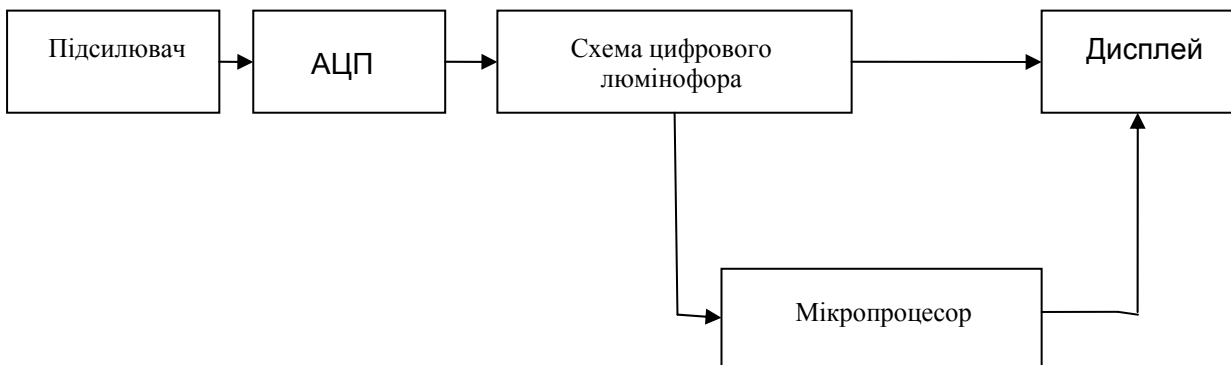
якості масиву цифрових даних, що описують форму сигналу. Система запуску осцилографа визначає момент пуску і зупинки процесу запису. Сигнальний тракт цифрових осцилографів включає в себе мікропроцесор, який обробляє сигнал і управляє виводом даних на дисплей.



**Рис. 6.1 – Послідовність обробки вхідних сигналів цифровим запам'ятовуючим осцилографом**

*Цифрові люмінофорні осцилографи.*

У ЦЛО використовується новий принцип обробки сигналу, що надає унікальні можливості реєстрації даних і точного відтворення осцилограми на екрані. Ці осцилографи мають паралельну (багатопроекторну) архітектуру обробки інформації (рис. 6.2). Мікропроцесор виконує математичну обробку сигналів, процедуру вимірювання. Він також керує органами управління на передній панелі приладу паралельно з системою захоплення та відображення інформації.



**Рис. 6.2 – Обробка сигналів в осцилографі з цифровим люмінофором**

При цьому один процесор, який підключений до багатовимірної пам'яті, керує тільки збором інформації, другий – відеосистемою. Цей крок дозволяє довести швидкість реєстрації сигналу (частоту запуску) осцилографа приблизно до 100000 відліків в секунду в порівнянні з двома - трьома тисячами в однопроцесорному ЦЗО. Деякі ЦЛО здатні робити мільйони відліків протягом секунд, що надзвичайно підвищує ймовірність реєстрації перехідних процесів та швидкоплинних подій – всього того, що характеризує динамічну поведінку сигналів.

ЦЛО переводить в растровий формат оцифровані дані про форму сигналу в базі даних «цифрового люмінофора». Основою технології цифрового люмінофора є спеціалізований процесор DPX, що перетворює оцифровану осцилограму в динамічну тривимірну базу даних, яку ще називають «цифровим фосфором». Кожну 1/30 частку секунди зображення, яке збережене в цій базі, переноситься системою відображення на дисплей. Кожен елемент цієї тривимірної бази даних відповідає пікселю дисплея ЦЛО. Якщо сигнал з'являється в даній точці екрану часто, то яскравість цієї точки буде більше, ніж у сусідніх точок, які з'являються рідше. Таким чином, при відображенні осцилограми на екрані приладу з'являється нова змінна – яскравість (аналогічно приладу з ЕПТ з тривалим післясвіченням), що характеризує частоту появи сигналу в даній точці екрану. Якщо замінити яскравісну шкалу кольірною шкалою, то з'являється ефективна можливість кольірного виділення рідкісних аномалій сигналів. Такий процес прямої растеризації (*англ. Rasterisation* або *rasterization*) даних про форму сигналу і безпосереднє копіювання з бази даних в пам'ять дисплея, усуває недолік, який пов'язаний з обробкою даних, що притаманне будь-яким іншим типам цифрових осцилографів. В результаті на дисплеї можна спостерігати «живі» сигнали в реальному часі. Мікропроцесор ЦЛО функціонує паралельно з інтегрованою системою захоплення, здійснюючи управління дисплеєм, автоматичними процедурами вимірювань і загальне управління приладом. Таким чином, продуктивність процесора не впливає на швидкість реєстрації.

#### *Цифрові осцилографи змішаних сигналів.*

Цифрові осцилографи змішаних сигналів поєднують характеристики осцилографів з цифровим люмінофором з базовими функціями 16-канального логічного аналізатора, включаючи можливість декодування протоколу паралельних/послідовних шин і запуску за сигналами цих шин. Цифрові канали ЦОЗС, подібно до будь-якої логічної схеми, сприймають цифровий сигнал, як послідовність високих і низьких логічних рівнів. Це означає, що завади які створюються за рахунок спотворення напруги живлення не викликають логічних переходів. Тобто ці аналогові ефекти в ЦОЗС не враховуються і на екрані їх не видно.

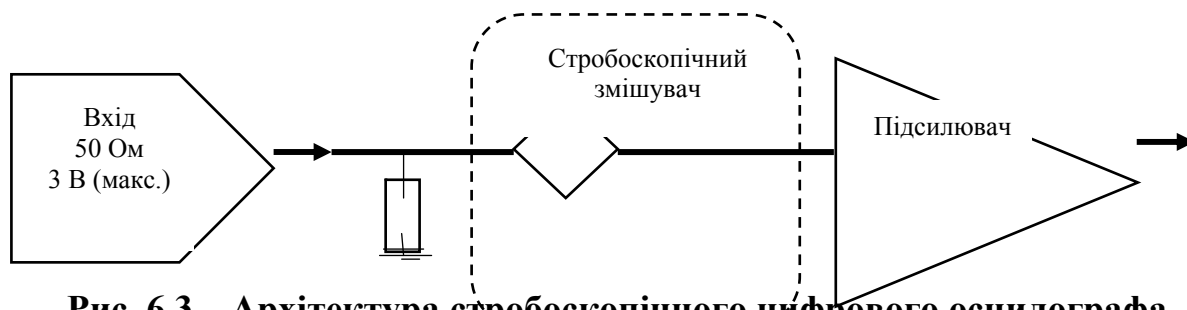
Подібно логічного аналізатору, для визначення високого або низького логічного рівня сигналу ЦОЗС використовує граничну напругу.

ЦОЗС дуже зручний для швидкого налагодження цифрових схем, пропонуючи різноманітні функції запуску, реєстрації з високою роздільною здатністю, засоби аналізу. Одночасний аналіз аналогових і цифрових сигналів, дозволяє швидко виявляти основні причини багатьох проблем, що перетворює ЦОЗС на ідеальний прилад для перевірки і налагодження цифрових схем.

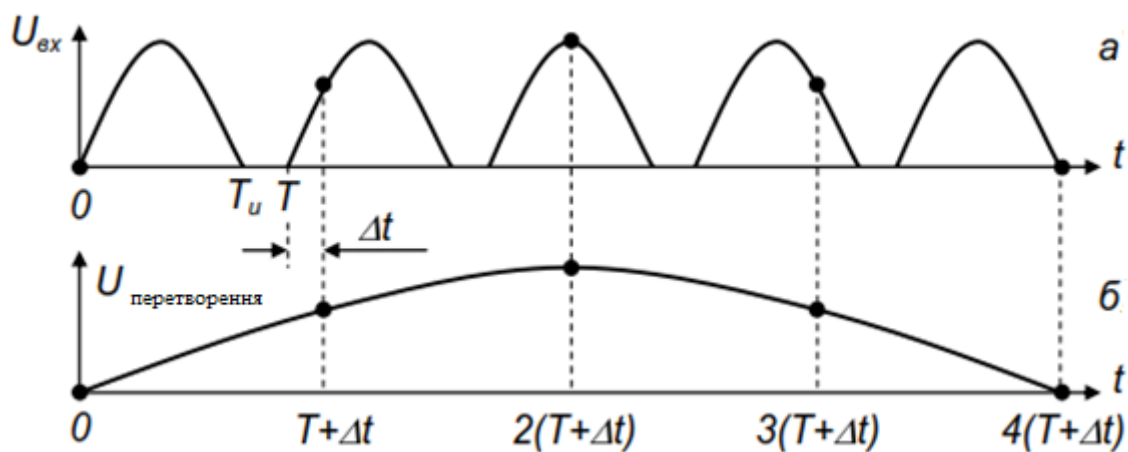
#### *Цифрові стробоскопічні осцилографи.*

Стробоскопічний осцилограф працює тільки з періодичними сигналами. Архітектура осцилографа представлена на рис. 6.3. У приладах такого типу використовується принцип послідовного стробування миттєвих значень сигналу для перетворення (стиснення) його спектра. При кожному повторенні сигналу проводиться вибірка його значення тільки в одній точці. До приходу

наступного сигналу точка вибірки зміщується вздовж сигналу на інтервал  $\Delta t$  і вибірка відбувається в момент часу  $T+\Delta t$ , як показано на рис. 6.4, де  $T$  – період вхідного сигналу. Наступна вибірка робиться в момент часу  $2(T+\Delta t)$ , до тих пір, поки весь сигнал не буде простробовано.



**Рис. 6.3 – Архітектура стробоскопічного цифрового осцилографа**



*a* – вхідний сигнал; *б* – перетворений сигнал

**Рис. 6.4 – Принцип дії стробуючого осцилографа**

Перетворений сигнал, що являє собою огибаючу миттєвих значень вхідного сигналу, повторює його форму. Тривалість перетвореного сигналу у багато разів перевищує тривалість вхідного досліджуваного сигналу і, отже, має місце стиснення спектра, що еквівалентно відповідному розширенню смуги пропускання. Смуга пропускання стробоскопічних осцилографів може доходити до 100 ГГц, що дозволяє досліджувати періодичні сигнали пикосекундної діапазону.

#### *Віртуальні осцилографи.*

Це новий клас осцилографів, який може бути як зовнішнім приладом з USB або паралельним портом вводу-виводу даних, так і внутрішнім додатковим приладом на основі PCI або ISA карт. Програмне забезпечення будь-якого віртуального осцилографа дає можливість повного управління приладом, а також надає ряд сервісних можливостей, наприклад експорт-імпорт даних, математичну обробку сигналів, розширені вимірювання, цифрова фільтрація, тощо.

Різні серії осцилографів на базі персонального комп'ютера можуть використовуватися для дуже широкого спектру вимірювань, як в різних

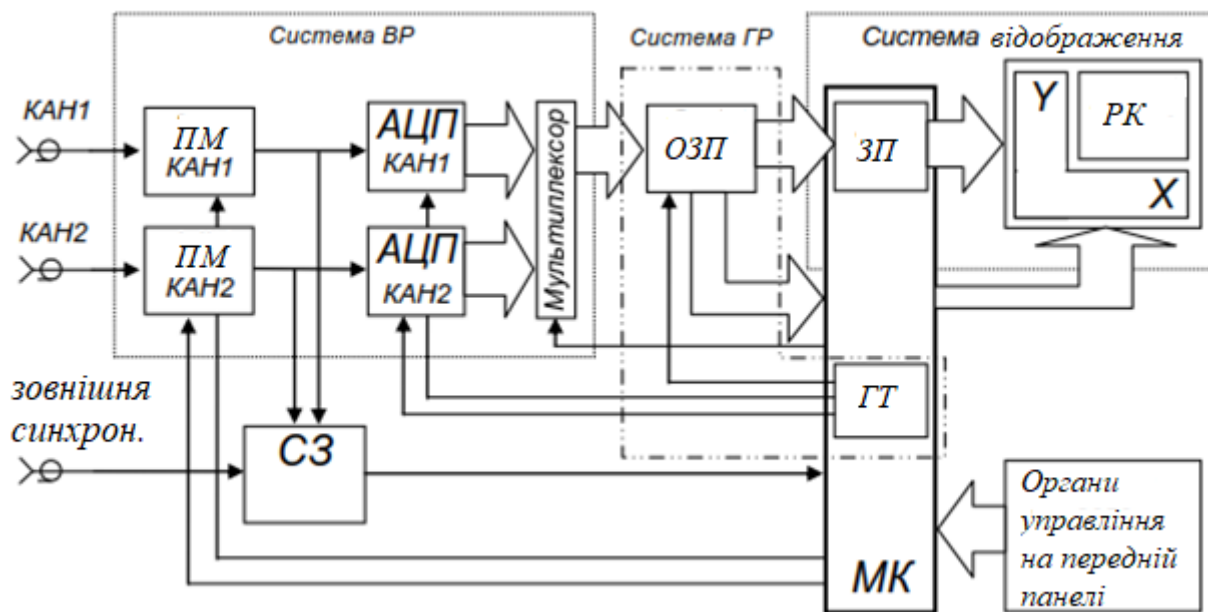
областях радіоелектроніки, так і в суміжних галузях життєдіяльності людини. Вони мають дуже високі експлуатаційні характеристики і є альтернативою традиційним ЦЗО.

*Портативні осцилографи.*

Прогрес в області інтегральних технологій дозволив створити портативні осцилографи з відмінними масо габаритними показниками і з малим енергоспоживанням. Портативні прилади з живленням від батарейок не поступаються стаціонарним ЦЗО за функціональністю та мають широкі можливості застосування в самих різних областях науки, виробництва і сервісу.

*Цифровий запам'ятовуючий осцилограф.*

Цифровий запам'ятовуючий осцилограф є найбільш поширеним на практиці осцилографом. Тому доцільно розглянути більш детально його побудову та принцип дії. На рис. 6.5 показана дуже спрощена типова структурна схема двоканального цифрового запам'ятовуючого осцилографа, в складі якої можна виділити чотири базових системи: систему вертикального формування, систему горизонтального формування, систему синхронізації (запуску) і систему відображення.



**Рис. 6.5 – Структурна схема цифрового запам'ятовуючого осцилографа**

Коротко розглянемо роботу осцилографа в одноканальному режимі. Вхідний аналоговий сигнал надходить на пристрій масштабування (ПМ), який приводить його амплітуду у відповідність з динамічним діапазоном АЦП. З пристрою масштабування сигнал подається на входи АЦП і системи запуску (СЗ).

Частота вибірок АЦП, а, отже, масштаб часу по осі «Х», задається генератором тактових імпульсів (ГТ), який входить до складу мікроконтролера (МК). З виходу АЦП послідовність кодових слів надходить в ОЗП, де утворюється постійно оновлюваний масив цифрових даних вхідного сигналу.

Значення двійкового числа, записаного в конкретний осередок пам'яті, визначає координату «Y», а номер комірки  $N_i$  визначає координату «X» точки, яка відображається на екрані.

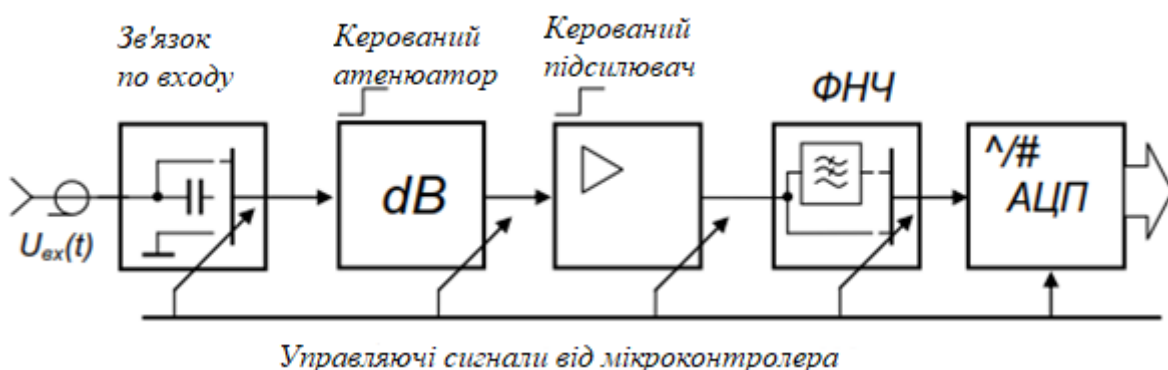
При виконанні умови запуску, СЗ виробляє імпульс запуску, за яким МК переписує масив даних з ОЗП у запам'ятовуючий пристрій (ЗП), що входить в систему відображення, де і формується масив осцилограми. За командою МК масив осцилограми з ЗП надходить в систему управління дисплеєм, і виводиться на екран. Мікроконтролер виводить на екран також і всю супроводжуючу інформацію.

### 6.3 Принципи побудови складових цифрового осцилографа

#### *Система вертикальної розгортки.*

Відомо, що в аналоговому осцилографі розгортка сигналу по вертикалі здійснюється відхиленням електронного променя в електричному полі системи вертикально відхиляючих пластин. У цифровому осцилографі координата точки по вертикалі задається значенням двійкового числа  $N_i$ , відповідного амплітуді  $i$ -ої вибірки. Оскільки динамічний діапазон АЦП фіксований, а амплітуда вхідного сигналу змінюється в широких межах, то необхідно узгодити їх параметри. Цю функцію виконує система вертикальної розгортки (СВР) осцилограми. Вона встановлює вид зв'язку по входу, масштабує амплітуду вхідного аналогового сигналу і перетворює його в цифрову форму, обирає положення осцилограми по вертикалі. Точніше, цю систему можна назвати системою вертикального формування осцилограми.

Спрощена функціональна схема СВР показана на рис. 6.6. Система складається з пристрою зв'язку по входу, атенюатора з керованим коефіцієнтом ослаблення, підсилювача з керованим коефіцієнтом підсилення, фільтра нижніх частот і аналого-цифрового перетворювача.



**Рис. 6.6 – Спрощена функціональна схема СВР**

Пристрій зв'язку по входу призначений для вибору виду зв'язку осцилографа з джерелом сигналу:

- якщо вхід відкритий – в цьому випадку на вхід проходить весь спектр сигналу разом з постійної складовою;
- якщо вхід закритий – в цьому випадку на вхід проходить спектр сигналу без постійної складової;

- якщо відбувається замикання входу на землю (Ground) – в цьому випадку вхід замикається на корпус приладу.

Атенуатор із змінним коефіцієнтом ослаблення і підсилювач із змінним коефіцієнтом підсилення утворюють пристрій масштабування, що призначений для узгодження амплітуди вхідного сигналу з динамічним діапазоном аналого-цифрового перетворювача (АЦП). Це означає, що амплітуда сигналу, осцилограма якого виходить за межі екрану по вертикалі зменшується за допомогою дільника. Малі сигнали підсилюються в необхідну кількість разів так, щоб осцилограма зайняла по вертикалі основну частину екрану. Вибір коефіцієнтів ослаблення або коефіцієнтів підсилення при масштабуванні, проводиться або вручну оператором, або автоматично в режимі автоматичних вимірювань. На масштабування осцилограми впливає також застосування щупів з дільниками, що дозволяють попередньо зменшувати амплітуду вхідного сигналу в 1, 10, 100 або 1000 разів. До складу системи входить також ФНЧ, який включається при виборі режиму обмеження смуги пропускання.

Система вертикальної розгортки визначає такий найважливіший параметр осцилографа як смуга пропускання амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) осцилографа. В свою чергу амплітудно-частотна характеристика є залежністю модуля комплексного коефіцієнта передачі лінійного ланцюга від частоти.

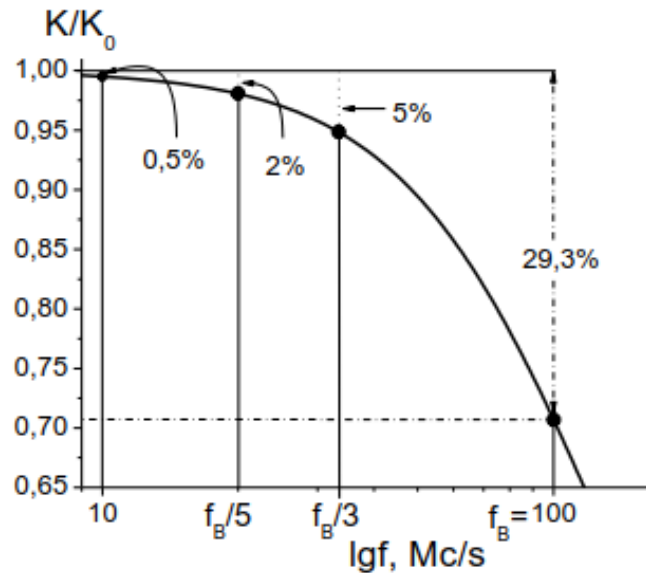
Розглянемо детально смугу пропускання (англ. *Bandwidth*). Смуга пропускання – це параметр АЧХ, який характеризує діапазон частот і положення, що займає АЧХ на осі частот. Цей діапазон є різницею верхньої  $f_g$  і нижньої  $f_n$  граничних частот  $\Delta f = f_g - f_n$ , які визначаються на рівні  $K_0 / \sqrt{2}$  ( $0,707K_0$  або -3 дБ за логарифмічною шкалою), де  $K_0$  – максимальне значення модуля коефіцієнта передачі. У осцилографа  $f_n = 0$ , тому  $\Delta f = f_g$ . Якщо в пристрої масштабування не застосовуються спеціальні фільтри, то його АЧХ, що показана на рис. 6.7 в напівлогарифмічному масштабі, збігається з теоретичною АЧХ звичайного інтегруючого ланцюга, який є фільтром нижніх частот першого порядку і описується співвідношенням

$$K(f)/K_0 = \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_g)^2}}, \quad (6.2)$$

де  $f_g$  – верхня гранична частота смуги пропускання. Нерівномірність АЧХ в смузі пропускання передбачає наявність помилок при вимірюванні амплітуди синусоїдальних сигналів різних частот. Це означає, що якщо на вхід осцилографа з пропускну здатністю 100 МГц подати синусоїдальний сигнал амплітудою 1 В і частотою 100 МГц, то на екрані цього осцилографа ми побачимо синусоїдальне коливання частотою 100 МГц і амплітудою 707 мВ. Тобто похибка при цьому становить 29,3%. Зі зменшенням частоти сигналу похибка зменшується. При вимірюванні амплітуди сигналу з частотою  $f_g/3$  похибка складе 5%, на частоті  $f_g/5$  вона зменшиться до 2%, а на частоті  $f_g/10$  вона не перевищує 0,5%.

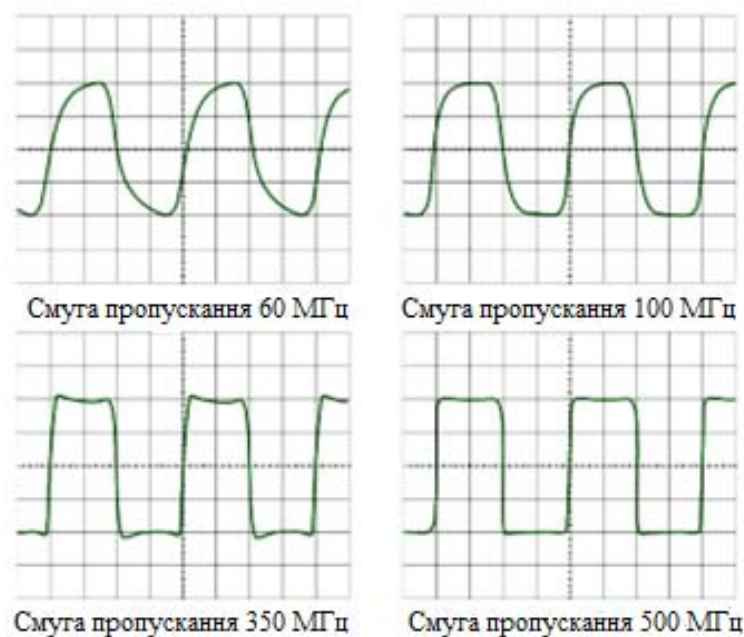
Таким чином, смуга пропускання осцилографа з урахуванням пробника повинна, як мінімум, в 5 разів перевищувати ширину спектра сигналу. Це називається «правилом п'ятикратного перевищення».

Вплив смуги пропускання осцилографа на якість відтворення сигналу особливо помітно під час налаштування цифрових додатків з швидкодіючою інтегральною логікою, де часто виникає необхідність вимірювання короткого фронту і зрізу імпульсних сигналів.



**Рис. 6.7 – АЧХ пристрою масштабування**

На рис. 6.8 показані осцилограми меандру з періодом 50 МГц і нормалізованою амплітудою, які отримані при різній смузі пропускання осцилографа.



**Рис. 6.8 – Лінійні спотворення форми меандру з частотою 50 МГц при різній смузі пропускання осцилографа**



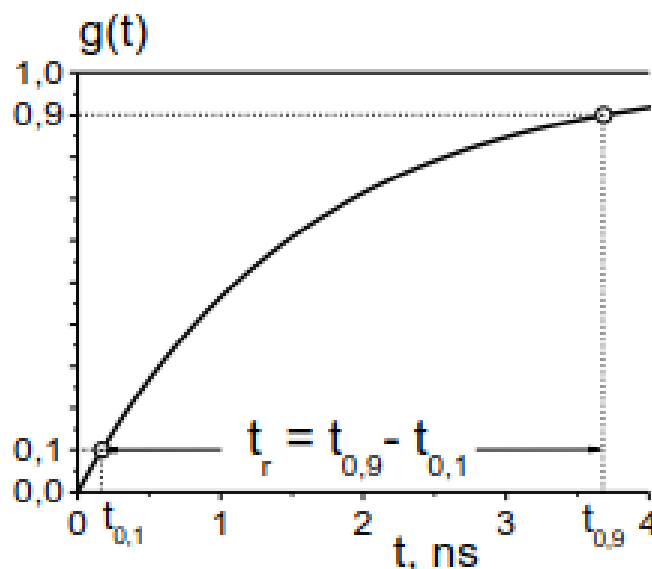
Спотворення форми, що виникають при цьому, називаються лінійними, оскільки відбуваються в лінійному ланцюзі і викликані зменшенням амплітуди вищих гармонік спектра.

Розглянемо детально час зростання перехідної характеристики. Під час налаштування цифрових додатків зі швидкодіючою інтегральною логікою часто виникає необхідність вимірювання тривалості фронту і зрізу імпульсних сигналів. У цьому випадку велике значення набуває здатність осцилографа з найменшими спотвореннями відтворювати фронт і зріз імпульсу. Цю здатність осцилографа характеризують параметром його Час наростання перехідної характеристики

Як вже говорилося, під час налаштування цифрових додатків з швидкодіючої інтегральною логікою часто виникає необхідність вимірювання тривалості фронту і зрізу імпульсних сигналів. У цьому випадку велике значення набуває здатність осцилографа з найменшими спотвореннями відтворювати фронт і зріз імпульсу. Цю здатність осцилографа характеризують параметром його перехідної характеристики (ПХ), який називається часом зростання (англ. *rise time*). На рис. 6.9 показана теоретична перехідна характеристика пристрої масштабування, яка є перехідною характеристикою інтегруючого ланцюга і відповідає теоретичній частотній характеристиці (6.2)

$$g(t) = 1 - \exp(-t/\tau_c) \quad (6.3)$$

де  $\tau_c = 0,5\pi f_c$  – стала часу інтегруючого ланцюга;  $f_c$  – верхня гранична частота смуги пропускання. Різницю  $t_r = t_{0,9} - t_{0,1}$  на рис. 6.9 позначено час зростання ПХ.



**Рис. 6.9 – Перехідна характеристика осцилографа**

Час зростання перехідної характеристики – це інтервал часу, протягом якого перехідна характеристика збільшується від 0,1 до 0,9 її максимального значення.



Тривалість відтвореного фронту зазвичай оцінюють за допомогою співвідношення

$$t_{ф.вим} = \sqrt{t_{ф}^2 + t_r^2}, \quad (6.4)$$

де  $t_{ф}$  – фактична тривалість фронту. Із співвідношення (6.4) випливає, що при  $t_r = 0,2 t_{ф}$ ,  $t_{ф.вим} \approx 1,02 t_{ф}$ , тобто похибка вимірювання тривалості фронту становить 2%. Отже, для вимірювання фронту тривалістю 4 нс, час зростання осцилографа має бути не більше за 800 пс. Однак дотримання цього простого правила не завжди можливе. Наприклад, для вимірювання сигналів ТТЛ та КМОП мікросхем може знадобитися час зростання 300÷400 пс.

Таким чином, час зростання перехідної характеристики осцилографа має бути, як мінімум, в 5 разів менше мінімальної тривалості фронту досліджуваного сигналу.

Якщо в системі вертикального відхилення не застосовуються спеціальні коригувальні фільтри, то АЧХ має форму (6.2), що показана на рис. 6.7. В цьому випадку час зростання пов'язаний з пропускну здатністю простим співвідношенням

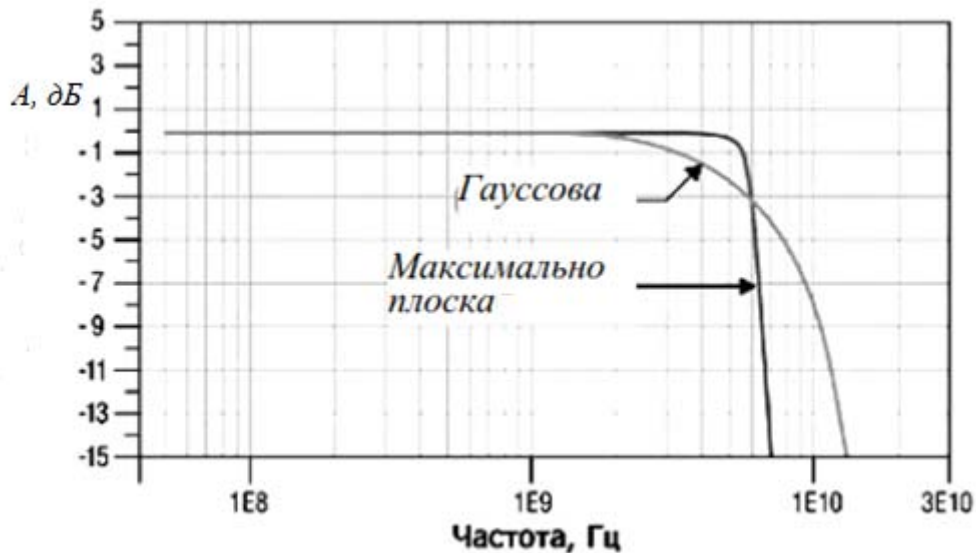
$$t_r = K/f_e, \quad (6.5)$$

де  $f_e$  – верхня гранична частота смуги пропускання осцилографа, а  $K$  – коефіцієнт, який при  $f_e < 1$  ГГц дорівнює  $K = 0,35$ . Однак для  $f_e > 1$  ГГц  $K$  змінюється від 0,4 до 0,45. Перехідна характеристики яка побудована для  $f_e = 100$  МГц, показана на рис. 6.9,. Можна переконатися, що її час зростання  $t_r = 3,5$  нс.

Слід зазначити, що амплітудно-частотна і перехідна характеристики не є оптимальними. Спеціальні дослідження, які проведені фірмою Agilent Technologies, встановили, що хоча Гауссова амплітудно-частотна характеристика цифрового осцилографа вважається традиційною, максимально плоска АЧХ з корекцією фазової характеристики дає значно кращі результати з точки зору точності представлення вхідного сигналу. Приклади «гауссової» та «максимально плоскої АЧХ показані на рис. 6.10. В першу чергу мова йде про мінімальну амплітуді викиду і мінімальний часу зростання перехідної характеристики. Терміни «гауссова» і «максимально плоска» АЧХ означають, що цими функціями описується лише високочастотна частина характеристики. Нагадаємо, що гауссова крива описується функцією

$$y(\nu) = \exp(-\nu^2 / a), \quad (6.5)$$

де  $\nu = f - f_0$  – абсолютна розстройка від резонансної частоти  $f_0$ ;  $a = (\Delta f)^2 / 4 \ln \sqrt{2}$ ;  $\Delta f$  – смуга пропускання на рівні 0,707.



$A$  – коефіцієнт передачі, дБ

**Рис.6.10 – Гауссова і максимально плоска амплітудно-частотні характеристики осцилографа**

Максимально плоску характеристику можна реалізувати за допомогою фільтру Баттерворта високого порядку.

Аналого-цифровий перетворювач призначений для перетворення аналогового сигналу, що надходить з пристрою масштабування в дискретну послідовність кодових (цифрових) слів. Процес перетворення являє собою дискретизацію сигналу за часом з одночасним квантуванням за рівнем.

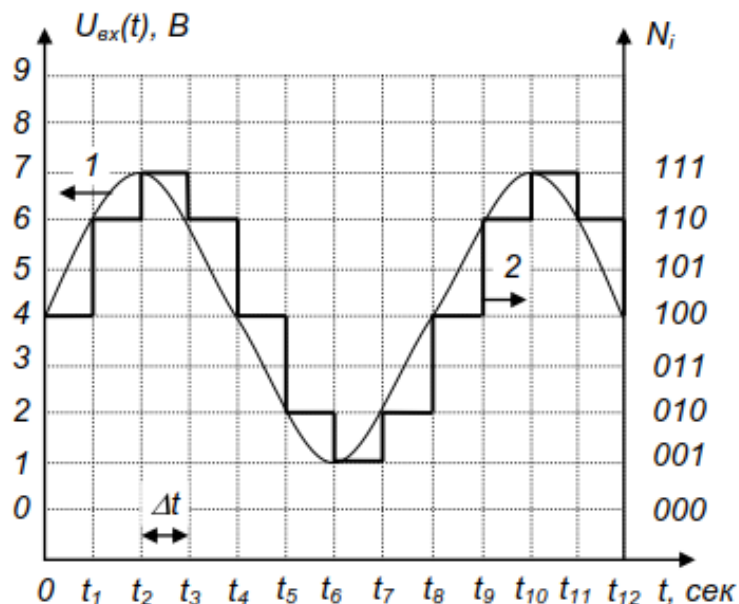
Дискретизацією називається процес заміни миттєвих значень безперервного сигналу сукупністю його дискретних значень (вибірок), які отримані в послідовні моменти часу  $t_i + \Delta t$ . Інтервал часу  $\Delta t = t_{i+1} - t_i$  називається кроком або інтервалом дискретизації. Дискретизація буває рівномірною з кроком  $\Delta t = \text{const}$  і нерівномірною з кроком, значення якого змінюється або за певним законом, або випадково. Кажуть, що при рівномірній дискретизації вибірки проводяться в реальному масштабі часу, а при нерівномірному – в еквівалентному масштабі часу. Мінімум можливого значення  $\Delta$  дорівнює часу перетворення АЦП. Частоту дискретизації  $f_s = 1/\Delta t$  (англ. *sample rate*) іноді називають частотою вибірки або частотою семплювання. При визначенні частоти дискретизації, необхідно користуватися теоремою Котельникова.

Верхня гранична частота спектру сигналу  $f_{max}$  може перевищувати смугу пропускання осцилографа  $f_s$ . Тому, як показує практика, максимальна частота дискретизації  $f_s$  повинна бути більше  $f_s$ , як мінімум, в п'ять разів. В цьому випадку відновлюючий фільтр осцилографа  $\sin x/x$  може точно відтворювати форму високошвидкісних сигналів з дозволом в діапазоні десятків пикосекунд. Частота дискретизації задається генератором тактових імпульсів (ГТ), який іноді називають генератором розгортки. Зазвичай ГТ входить до складу мікроконтролера, який є керуючим центром осцилографа.

Мультиплексор призначений для збору даних з кожного каналу в ОЗП, завдяки чому реалізується або одноканальний або двоканальний режими роботи осцилографа.

Квантуванням називається процес заміни безперервної множини значень сигналу від  $Y_{min}$  до  $Y_{max}$  дискретною множиною значень  $Y_k$  – рівнів квантування. Крок (інтервал) квантування  $\Delta Y$  – це різниця між сусідніми рівнями квантування  $\Delta Y = Y_k - Y_{k-1}$ . Квантування може бути рівномірним і нерівномірним. При рівномірному квантуванні крок квантування  $\Delta Y = (Y_{max} - Y_{min})/n$ , де  $n$  – кількість рівнів квантування. При аналого-цифровому перетворенні амплітуда вибірки перетворюється в  $M$ -розрядне двійкове число, тому кількість рівнів квантування  $n = 2M$ . Кількість ступенів квантування  $S = 2M - 1$ .

На рис. 6.11 показано приклад перетворення синусоїдального сигналу  $\sin \omega t$  за допомогою трьох бітового ( $M = 3$ ) АЦП з рівномірною дискретизацією.



1 – крива, що описує аналоговий сигнал; 2 – результат «оцифровки»

**Рис. 6.11 – Перетворення аналогового сигналу в «цифрову» форму**

Крива 1 показує графік сигналу, миттєві значення якого відраховуються по лівій шкалі в вольтах. Ламана лінія 2 показує двійкове число, яке відповідає амплітуді вибірки, що відраховується по правій шкалі. В даному прикладі крок квантування дорівнює 1 В, що відповідає одиниці молодшого розряду, тобто одиниці дискретності. Це ідеалізований випадок, оскільки передбачається, що тривалість вибірки в момент часу  $t_i$  дорівнює нулю, тому значення амплітуди вибірки зберігається незмінним до наступної вибірки в момент часу  $t_{i+1}$ .

Як видно з рис. 6.11, трьох бітовий АЦП здійснює дуже грубе перетворення сигналу, оскільки має всього вісім рівнів квантування. У цифровому осцилографі застосовуються, як мінімум, восьми бітові цифрові перетворювачі, які мають 256 рівнів квантування. Практичні дослідження показали, що для хорошого відображення сигналу на екрані необхідно мати, як мінімум 2 точки на 1 мм. Екран середніх розмірів має висоту 120 мм і ширину

160 мм. Отже, на екрані повинні розташовуватися  $240 \times 320 = 76\,800$  пікселів або більше. Таким чином, для формування гарного зображення АЦП повинен мати не менше 8 двійкових розрядів (256 точок по вертикалі) і ЗП повинно мати, як мінімум, 256 комірок.

Систему горизонтальної розгортки можна назвати системою горизонтального формування осцилограми. Вона призначена для створення масштабу часу вздовж горизонтальній вісі екрану і асоціюється з реєстрацією вхідного сигналу, для якого визначальними параметрами є частота вибірки та довжина запису (глибина пам'яті). До складу цієї системи входить тактовий генератор (який ще називають генератором розгортки) та ОЗП. Органи управління цією системою дозволяють переміщувати осцилограму вздовж горизонтальної вісі і вибрати масштаб за часом. При цьому визначальними параметрами є частота дискретизації (вибірки) і глибина пам'яті (об'єм ОЗП). Однак при управлінні положенням осцилограми по горизонталі використовується і система запуску.

Частота дискретизації змінюється в широких межах. Це відповідає зміні масштабу по горизонталі і є аналогічним зміні швидкості розгортки в аналогових осцилографах. Чим менша швидкість розгортки (більше коефіцієнт розгортки – час/поділка), тим менша частота дискретизації. У типових бюджетних осцилографах, діапазон зміни частоти вибірки становить  $0,5 \text{ виб./с} \div 1000 \text{ Мвиб./с}$  при зміні коефіцієнта розгортки від 100 с/поділка до 5 нс/поділка на один канал. Якщо працюють два канали, то максимальна частота вибірки зменшується в два рази. Зміна частоти вибірки здійснюється або вручну, або автоматично.

Режими реєстрації визначають, як з точок вибірки утворюються точки, що відображуються на екрані або на розгортці сигналу. Точки вибірки є цифровими значенням, які отримані аналого-цифровим перетворювачем (АЦП). Інтервал вибірки – це час між суміжними точками вибірки. Точки розгортки сигналу є цифровими значеннями, які зберігаються в ЗП і на екрані осцилографа. У якості точок розгортки можна брати не кожен вибірку сигналу, а кожен другу, кожен п'яту або кожен десяту вибірку. Час між точками розгортки сигналу називається інтервалом розгортки сигналу.

Нормальний режим – це найпростіший режим реєстрації, коли одна точка розгортки відповідає одній точці вибірки.

В режимі пікового детектора осцилограф повинен зберігати мінімальні і максимальні значення точок вибірки, які отримані протягом двох інтервалів розгортки сигналу з подальшим використанням цих вибірок в якості двох відповідних точок розгортки. АЦП цифрового осцилографа в режимі пікового детектора працює з високою швидкістю вибірки навіть при дуже низькій швидкості розгортки (малій тривалості інтервалу розгортки сигналу). Таким чином, можна відслідковувати швидкі зміни сигналу, які відбуваються між точками розгортки сигналу, що неможливо в нормальному режимі. Режим пікового детектора особливо ефективний при спостереженні вузьких імпульсів, які розділені великими часовими інтервалами.

Режим усереднення використовується тільки при роботі з періодичними сигналами. В цьому режимі осцилограф працює аналогічно нормальному режимі реєстрації. Але значення декількох послідовних точок усереднюються для отримання значень точок, які будуть відображені на екрані. Режим усереднення зменшує рівень шумів без звуження смуги пропускання приладу.

Деякі сучасні осцилографи мають дуже великий об'єм пам'яті, що дозволяє запам'ятовувати в ОЗП до 107 кодових слів. Потім ці слова витягуються з ОЗП порціями, відповідно до ширини екрану. Ця процедура неможлива в аналогових осцилографах.

АЦП перетворює аналоговий сигнал в дискретну послідовність кодових слів  $N_i$ , що відображають миттєві значення  $U_i$  вибірок. Кожне нове кодове слово записується в нульову комірку ОЗП. При цьому всі раніш записані відліки зсуваються на одну комірку. Цей зсув відбувається з кожною новою вибіркою, послідовно заповнюючи значеннями амплітуди сигналу всі ОЗП. Якщо ОЗП складається з  $C$  комірок, то в ньому, постійно оновлюючись, міститься  $C$  останніх кодових слів.

Значення числа  $N_i$ , яке відповідає амплітуді  $i$ -ої вибірки визначає координату « $Y$ », а номер комірки  $i$  – координату « $X$ » на екрані дисплея.

Глибина пам'яті (англ. *memory depth*) безпосередньо пов'язана з частотою дискретизації і швидкістю розгортки. При дослідженні високочастотних сигналів швидкість розгортки є великою, але об'єм пам'яті який є зайнятим малий, через те що навіть при максимальній частоті дискретизації реєструється невелика кількість точок. При дослідженні низькочастотних сигналів швидкість розгортки мала і осцилограф автоматично зменшує частоту дискретизації для того, щоб кількість зареєстрованих точок при відтворенні сигналу на екрані не перевищило обсяг доступної пам'яті. Це означає, що справедливе співвідношення

$$C = \Delta t \times f_s, \quad (6.6)$$

де  $C$  – об'єм ОЗП;  $\Delta t$  – інтервал часу, який відтворюється на екрані,  $f_s$  – частота дискретизації.

Наприклад, осцилограф має максимальну частоту дискретизації 1 Гвиб./с і глибину пам'яті (об'єм ОЗП) 107 точок. Діапазон коефіцієнтів розгортки становить 2 нс/поділлка ÷ 100 с/поділлка. Якщо швидкість розгортки максимальна (коефіцієнт розгортки мінімальний) – 2 нс/поділлка, то при реєстрації осцилографом 20 нс сигналу (екран має десять поділок по горизонталі) на екрані вийде всього 20 точок. Але якщо швидкість розгортки мінімальна (коефіцієнт розгортки максимальний) – 100 с/поділлка, то для реєстрації 1000 секунд сигналу при максимальній частоті вибірки об'єму ОЗП не вистачить і, згідно зі співвідношення (6.6), осцилограф автоматично зменшить частоту дискретизації до 10 Квиб./с.

Система запуску (синхронізації), яку ще називають «тригер», призначена для вибору поточної області досліджуваного сигналу і подальшого її відображення на екрані. Система запуску в момент часу  $t = 0$  виробляє імпульс, за яким система відображення виводить дані на екран. Цим визначається положення осцилограми по горизонталі. За замовчуванням точка запуску

знаходиться в центрі екрану. Змінюючи це положення, користувач отримує можливість побачити форму сигналу перед моментом запуску. Таким чином, можна визначити ширину інтервалу огляду досліджуваного сигналу. В очікуванні події запуску осцилограф безперервно реєструє дані. Тому до моменту запуску осцилограф вже має досить зареєстрованих даних для відображення форми сигналу зліва від моменту запуску. Після події запуску, осцилограф продовжує безперервно реєструвати дані, відображаючи форму сигналу, праворуч від моменту запуску.

Джерелами сигналу запуску реєстрації можуть бути:

- будь-який вхідний канал;
- внутрішнє джерело живлення;
- зовнішнє джерело;
- зовнішнє джерело з сигналом, ослабленим в 5 разів;

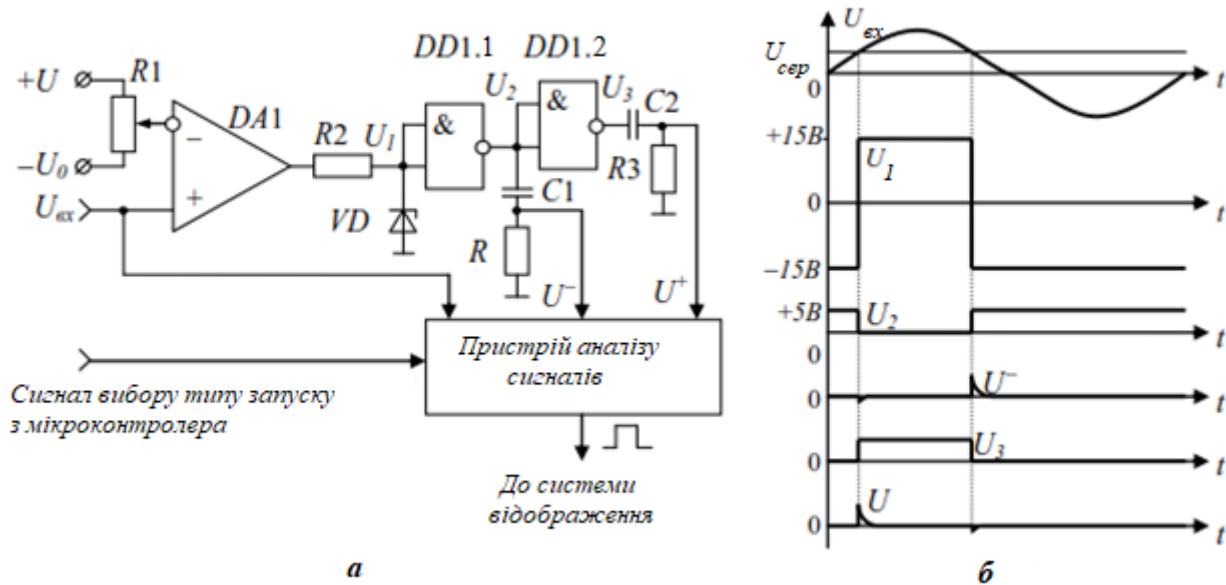
Деякі моделі осцилографів мають спеціальний вихід сигналу запуску для подачі його на будь-якій іншій вимірювальний прилад.

Типи запуску в сучасних осцилографах можуть бути різноманітними. Однак, в більшості випадків цей набір є типовим. Частиш за все застосовуються такі типи запуску:

- запуск по фронту (англ. *Edge*) – запуск відбувається при досягненні сигналом певного рівня в одному напрямку (при наростанні або спаді);
- запуск по відеосигналу (англ. *Video*) – запуск відбувається по кадровому або строчному синхроімпульсу стандартних сигналів;
- запуск по швидкості наростання (англ. *Slope*) – запуск відбувається при виконанні заданих умов за тривалістю і рівнем для наростаючого (спадаючого) перепаду сигналу;
- запуск по тривалості імпульсу (англ. *Pulse*) – використовується, щоб відстежити імпульси певної тривалості;
- послідовний запуск (англ. *ALT*) – почерговий запуск від каналів для одночасного спостереження двох не синхронізованих сигналів.

На рис. 6.12, а показана спрощена функціональна схема системи запуску. Пристрій для формування імпульсу запуску з видом нахилу (наростання або спаду сигналу) є традиційним і застосовується як в цифрових, так і в аналогових осцилографах. Він складається з компаратора (порівнює пристрій з двома входами) на операційному підсилювачі DA1 і формуючих пристроїв на інверторах DD1.1 і DD1.2. На інвертуючий вхід компаратора подають напругу  $U_{сер}$ , з якою порівнюється напруга сигналу, що надходить на прямий вхід DA1. У момент рівності вхідних напруг компаратор стрибком змінює знак вихідної напруги, яке за допомогою нелінійного діляника R2 VD1 вона приводиться до ТТЛ рівня  $U_1$  і, потім надходить на формувачі DD1.1 і DD1.2. Вихідні напруги інверторів  $U_2$  і  $U_3$  диференціюються для отримання коротких імпульсів запуску по наростанню сигналу  $U_+$  і його спаду  $U_-$ .

На рис. 6.12,б показана часова діаграма сигналів даного формувача.



*a* – схема системи запуску; *б* – часова діаграма формування імпульсу запуску по наростанню і спаду сигналу

**Рис.6.12 – Спрощена функціональна схема системи запуску і часова діаграма формування імпульсу запуску**

Для здійснення інших видів запуску призначений пристрій аналізу параметрів сигналів, який є тільки в цифрових осцилографах. Він містить схеми вимірювання тривалості імпульсу, його фронту і зрізу, аналізу амплітуди коротких імпульсних перешкод, а також виділення імпульсів синхронізації телевізійних сигналів. При збігу параметрів вхідного сигналу з заданими параметрами виду запуску, виробляється імпульс запуску для системи відображення.

Основними режимами запуску є:

- автоматичний (англ. *auto*)»;
- нормальний або чекаючий (англ. *normal*)»
- одноразовий (англ. *single*).

Вони визначають спосіб, з яким в залежності від характеристик сигналу, відображається осцилограма.

У «автоматичному» режимі реєстрація і відображення осцилограми запускається без сигналу запуску. При цьому на екрані приладу завжди присутнє зображення, навіть якщо сигнал не задовольняє умовам запуску.

У «нормальному» режимі осцилограф запускає розгортку, тільки коли параметри вхідного сигналу відповідають заданим умовам запуску, що дозволяє переглядати тільки потрібні сигнали. При відсутності сигналу, за яким здійснюється запуск, на екрані відображається остання зареєстрована осцилограма.

Система відображення призначена для виведення масиву зареєстрованих даних на екран. До складу системи відображення входить ЗП мікроконтролера і рідкокристалічний дисплей, що складається з жидкокристалічної матриці (екрану) і сукупності керуючих пристроїв. Принцип відображення інформації



дисплеєм полягає в тому, що кожній комірці ЗП відповідає точка на екрані, яка за кольором відрізняється від фону. Абсцису точки на екрані визначає номер комірки, а ординату значення кодового слова  $N_i$ , що знаходиться в цій комірці.

Після завершення збору даних ЗП мікроконтролера перетворює дані в послідовність «останнім надійшов першим вийшов». Це потрібно для того, щоб вісь часу на екрані була спрямована зліва направо. Як було сказано, за замовчуванням точка запуску завжди розташовується в центрі екрана. Тому в ЗП формується масив, в якому половина даних містить інформацію про сигнал до, а половина – після події запуску. Однак на максимальній швидкості розгортки – 2 нс/поділка при реєстрації 20 нс сигналу (екран має десять поділок по горизонталі) при частоті дискретизації 1 Гвіб./с, виходить всього 20 точок пам'яті на весь екран. Однак сформуванню якісної осцилограми високочастотного сигналу, яка складається з невеликої кількості точок, неможливо. Для полегшення візуалізації таких сигналів цифрові осцилографи використовують режими інтерполяції. Інтерполяція є технологією обробки даних, що отримані в режимі реального часу. Вона призначена для оцінки того, яким чином виглядає форма досліджуваного сигналу на основі інформації про декілька зареєстрованих точках. Іншими словами, механізм інтерполяції дозволяє згенерувати між сусідніми точками вибірки додатково 8÷16 точок, які «з'єднують» між собою точки вибірки таким чином, що сигнал відображається з високою точністю. Існує кілька способів інтерполяції.

Лінійна інтерполяція з'єднує точки вибірки прямими лініями. Такий підхід обмежений тим, що не здатний відтворювати сигнали з плавними переходами (рис.6.13,а).

Інтерполяція  $\sin x/x$  – математичний процес, при якому значення точок розраховуються для плавного заповнення ними часових інтервалів між дискретними вибірками (рис.6.13,б).

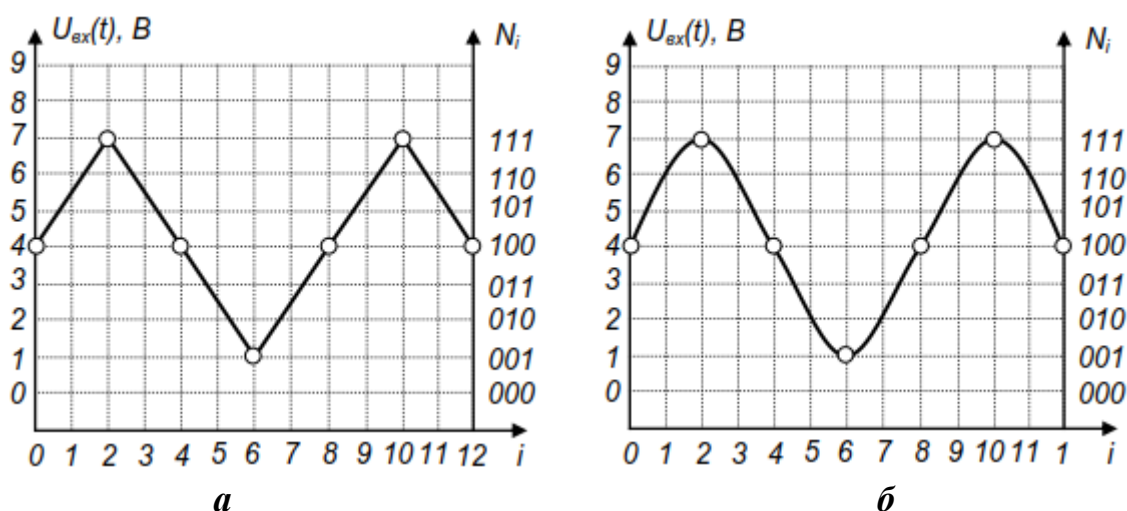


Рис. 6.13 – Лінійна інтерполяція (а) та інтерполяція  $\sin x/x$  (б)

Така форма інтерполяції здатна відображати викривлення і нестандартні форми сигналів, що значно ближче до реальності, ніж прямокутні сигнали або імпульси.



## 6.4 Контрольні питання

1. Назвіть загальні принципи побудови цифрових осцилографів.
2. Як обирається частота квантування сигналів АЦП в цифрових осцилографах?
3. Розкрийте зміст поняття «розрядність АЦП».
4. Які додаткові функції дозволяє реалізувати збільшений об'єм пам'яті в цифровому осцилографі?
5. Перерахуйте основні типи цифрових осцилографів.
6. Розкрийте принцип побудови цифрових запам'ятовуючих осцилографів.
7. З якими типами сигналів працює стробоскопічний осцилограф?
8. Назвіть основні складові цифрового осцилографа.
9. Поясніть як відбувається перетворення аналогового сигналу в «цифрову» форму.
10. Поясніть принцип роботи функціональної схеми системи вертикальної розгортки.
11. Перерахуйте послідовність обробки вхідних сигналів цифровим запам'ятовуючим осцилографом.
12. Поясніть принцип дії стробуючого осцилографа.
13. Як обирається час зростання перехідної характеристики осцилографа?
14. Перерахуйте основні типи запуску в сучасних осцилографах.

## ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АО – аналоговий осцилограф;  
АП – арифметичний пристрій;  
АЦП – аналого-цифровий перетворювач;  
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;  
ВДЗ – вольтметр діючих значень;  
ВЗЗ – від’ємний зворотний зв’язок;  
ВиБП – вхідний вибірковий підсилювач;  
ВП – вхідний пристрій;  
ВПТ – вимірювальний перетворювач;  
Вх.Пр – вхідний пристрій;  
ГЗЗ – глибина зворотного зв’язку;  
ГЛЗН – генератор лінійно-змінної напруги;  
ГТ – тактовий генератор;  
дБВ – децибел-вольт (англ. *dBV*);  
дБм – децибел-міліват (англ. *dBm*);  
ДІ – дільник імпульсів;  
ДОН – джерело опорної напруги;  
ДП – досліджуваний пристрій;  
ДСТУ – Державний стандарт України;  
ЕПТ – електронно-променева трубка;  
ЕРС – електрорушійна сила;  
ЗВ – засоби вимірювання;  
ЗВТ – засоби вимірювальної техніки;  
ЗМ – змішувач;  
ЗП – запам’ятовуючий пристрій;  
ІМС – інтегральна мікросхема;  
КВ – квадрат;  
КП – керуючий пристрій;  
КШ – коефіцієнт шуму або шум-фактор;  
ЛАЧХ – логарифмічна амплітудно-частотна характеристика;  
ЛІ – лічильник імпульсів;  
ЛІЗВЗ – ланка імпульсного ВЗЗ;  
МДМ – модулятор-демодулятор;  
МЕВ – магнітоелектричний вольтметр;  
МК – мікроконтролер;  
ОП – операційний підсилювач (англ. *operational amplifier – OpAmp*);  
ПKN – перетворювач код-напруга;  
ПКО – перетворення коду в опір;  
ПМ – пристрій масштабування;  
ПНЧ – перетворювач напруги в частоту;  
ПП – пристрій порівняння;  
ППС – підсилювач постійного струму;  
ППЧ – підсилювач проміжної частоти;  
ПХ – перехідна характеристика;

РК – рідкокристалічний дисплей;  
РФ (СЗФ) – режекторний фільтр, інші можливі назви – фільтр-пробка, смугозатримувальний фільтр (англ. *band-stop filter*);  
СВ – схема вибірки;  
СВР – система вертикальної розгортки;  
СПП – спектральна густина потужності (англ. *Power Spectral Density, PSD*);  
СЗ – система запуску;  
СПФ – смуго-пропускний фільтр (англ. *band-pass filter*);  
С/Ш – відношення сигнал-шум (англ. *signal to noise ratio, SNR or S/N*);  
ФВЧ – фільтр верхніх частот (англ. *high-pass filter*);  
ФНЧ – фільтр нижніх частот (англ. *low-pass filter*);  
ФО – фазообертач;  
ФЧХ – фазочастотна характеристика (англ. *attenuation characteristic*);  
ЦВ – цифровий вольтметр;  
ЦВП – цифровий відліковий пристрій;  
ЦЗО – цифровий запам'ятовуючий осцилограф;  
ЦЛО – цифровий люмінофорний осцилограф;  
ЦО – цифровий осцилограф;  
ЦОЗС – цифрові осцилографи змішаних сигналів;  
ЦСО – цифровий стробоскопічний осцилограф;  
ШП – широкосмуговий підсилювач;  
АС – змінний складник сигналу (англ. *Alternating Current*);  
АСФВ – контур зворотного зв'язку з автокорекцією (англ. *autocorrection feedback*);  
ARV – середньоспрямлене значення сигналу (англ. *average rectified value*);  
СА – концепція істинного значення (англ. *Classical Approach*);  
СІРМ – Міжнародний комітет мір і ваг (фр. *Comité International des Poids et Mesures*);  
СМRR – коефіцієнт придушення синфазного сигналу (англ. *common mode rejection ratio*);  
DC – сталий складник сигналу (англ. *Direct Current mean*);  
F – фактор шуму (англ. *noise factor*);  
IEEE – Міжнародний Інститут радіоінженерів (англ. *Institute of Electrical and Engineers*);  
ISO – Міжнародна організація зі стандартизації (англ. *International Organization for Standardization*);  
LSD – вирівнювання запису числа в бік менш значущих цифр молодшого розряду (англ. *Least Significant Digit*);  
MSD – вирівнювання запису числа в бік більш значущих (англ. *Most Significant Digit*);  
NF – шумова діаграма (англ. *noise figure*);  
OIML – Міжнародна організація законодавчої метрології (англ. *International organization of legal metrology*);  
OSC – пакетний протокол для комунікації мультимедійних пристроїв (англ. *Open Sound Control*);  
UA – концепція невизначеності (англ. *Uncertainty Approach*).

## БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК

1. Закон України «Про метрологію та метрологічну діяльність» (Відомості Верховної Ради (ВВР), 2014, № 30, ст.1008) {Із змінами, внесеними згідно із Законами № 124-VIII від 15.01.2015, ВВР, 2015, № 14, № 2119-VIII від 22.06.2017, ВВР, 2017, № 34}. – Режим доступу <http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/1314-18/page>.
2. ДСТУ 2681-94. Державна система забезпечення єдності вимірювань. Метрологія. Терміни і визначення [Текст]. – К.: Держстандарт України, 1994. – 68 с.
3. ISO VIM (DGUIDE 99999) International vocabulary of basic and general terms in metrology. – Режим доступу <http://standards.globalspec.com/std/2016337/iso-dguide-99999>.
4. ДСТУ 3651.0-97. Метрологія. Одиниці фізичних величин. Основні одиниці фізичних величин міжнародної системи одиниць. Основні положення, назви та позначення. – Режим доступу <http://metrology.com.ua/download/dstu-gost-gost-r/60-dstu/63-dstu-3651-0-97>.
5. ДСТУ 3651.1-97. Метрологія. Одиниці фізичних величин. Похідні одиниці фізичних величин міжнародної системи одиниць та позасистемні одиниці. Основні поняття, назви та позначення. – Режим доступу [https://ntb.pstu.edu/images/N-rabotniku/DSTU\\_365\\_1\\_97.pdf](https://ntb.pstu.edu/images/N-rabotniku/DSTU_365_1_97.pdf).
6. Наказ міністерства економічного розвитку і торгівлі України 04.08.2015 № 914. Про затвердження визначень основних одиниць SI, назв та визначень похідних одиниць SI, десяткових кратних і частинних від одиниць SI, дозволених позасистемних одиниць, а також їх позначень та правил застосування одиниць вимірювання і написання назв та позначень одиниць вимірювання і символів величин. – Режим доступу <http://zakon2.rada.gov.ua/laws/show/z1022-15>.
7. ДСТУ ISO 10012:2005 Системи керування вимірюванням. Вимоги до процесів вимірювання та вимірювального обладнання. – Режим доступу <http://metrology.com.ua/download/iso-iec-ohsas-i-dr/61-iso/1286-dstu-iso-10012-2005>.
8. ДСТУ-Н РМГ 43:2006 Метрологія. Застосування «Руководства по выражению неопределенности измерений» (РМГ 43:2001, IDT). – Режим доступу [www.hups.mil.gov.ua/periodic-app/article/5762/soi\\_2007\\_6\\_6.pdf](http://www.hups.mil.gov.ua/periodic-app/article/5762/soi_2007_6_6.pdf).
9. GUM:1995 Guide to the expression of uncertainty in measurement. Published jointly by BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP, OIML. – Режим доступу [https://www.bipm.org/utis/common/documents/jcgm/JCGM\\_100\\_2008\\_E.pdf](https://www.bipm.org/utis/common/documents/jcgm/JCGM_100_2008_E.pdf)
10. Новиков В.В. Автоматизация процесса вычисления оценок неопределенности вычислений / В.В. Новиков, А.Н. Коцюба // Системи обробки інформації [Текст]. – Харків, 2006. – Вип. 7 (56). – С. 59–61. – Режим доступу [www.hups.mil.gov.ua/periodic-app/article/5281/soi\\_2006\\_7\\_20.pdf](http://www.hups.mil.gov.ua/periodic-app/article/5281/soi_2006_7_20.pdf).
11. Поліщук Є.С. Метрологія та вимірювальна техніка: Підручник / Є.С.Поліщук, М.М.Дорожовець, В.О.Яцук, В.М.Ванько, Т.Г.Бойко [Текст]. –

Львів: Видавництво „Бескид Біт”, 2003. – 544 с. – Режим доступу [http://ekt.elit.sumdu.edu.ua/images/PDF\\_documents/Electronni\\_sistemu/Metrol\\_Polischnik.pdf](http://ekt.elit.sumdu.edu.ua/images/PDF_documents/Electronni_sistemu/Metrol_Polischnik.pdf).

12. Елизаров А.С. Электрорадиоизмерения / А.С. Елизаров [Текст]. – Мн.: Вышс.шк., 1986. – 320 с.

13. Измерения в промышленности: Справочник / Пер.с нем; Под ред. П.Профоса [Текст].– М.: Металлургия, 1990. – Кн. 1,2,3.

14. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники / П.П.Орнатский [Текст]. – К.: Вища школа, 1983. – 455 с.

## ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК

### А

Автоматизація 156  
Амперметр 8

### Б

Бакалавр 5  
Бібліографічний список 187

### В

Величина  
– впливна 8  
– фізична 8  
Вимірювання  
– відносне 9  
– непряме 8  
– пряме 8  
– опосередковане 8  
– сукупне 8  
– сумісне 9  
Вольтметр  
– магнітоелектричний 136  
– цифровий 144

### Г

Гальванометр 26  
Глобальна інформаційна  
інфраструктура 5

### Д

Децибел 42  
Детектор 68

### Е

Еталон  
– робочий 14

### З

Зв'язок  
– зворотній 43  
– від'ємний зворотній 45  
Змішувач 138

### І

Індикатор 139  
Інформація 8

### К

Квадратор 139  
Класифікація осцилографів 104  
Контрольні питання 14, 23, 38, 142,  
161, 183  
Коефіцієнт  
– передачі 43  
– підсилення 48  
– форми 41

### Л

Лінія  
– затримки 115  
– розгортки 113  
Лічильник імпульсів 163  
Логометр 31

### М

Метод  
– вимірювання 17  
– диференційний 18  
– заміщення 18  
– зіставлення 17  
– зрівноваження 18  
– одного збігу 18  
– подвійного зсуву 18  
Метрологія 6  
Мікроконтролер 170

## **Н**

Невизначеність 9

## **О**

Одиниця фізичної величини 7

Осцилограф

– електронний 106

– цифровий 163

## **П**

Перелік скорочень 184

Підсилювач

– операційний 47

– постійного струму 48

Похибка

– абсолютна 9

– випадкова 10

– відносна 10

– інструментальна 10

– методична 10

– надмірна 10

– систематична 11

## **Р**

Результат вимірювання 7

Розмір фізичної величини 6

## **С**

Сигнал 8

Система фізичних величин 7

## **Т**

Типи цифрових осцилографів 163

Точність вимірювання 11

## **Ф**

Фізична величина 8

## **Х**

Характеристики засобів  
вимірювальної техніки 18

Навчальне видання

**Магро Валерій Іванович**  
**Рябчій Володимир Денисович**  
**Гусєв Олександр Юрійович**

## **ВИМІРЮВАННЯ СИГНАЛІВ У РАДІОТЕХНІЦІ**

Навчальний посібник

Видано в редакції авторів

Підписано до друку 21.09.2018. Формат 30 × 42/4.  
Папір офсетний. Ризографія. Ум. друк. арк. 10,6.  
Обл.-вид. арк. 10,6. Тираж 100 пр. Зам. №

Підготовлено до друку та видруковано  
у Національному технічному університеті «Дніпровська політехніка».  
Свідоцтво про внесення до Державного реєстру ДК № 1842 від 11.06.2004.

49005, м. Дніпро, просп. Дмитра Яворницького, 19