

Л.В. Коломієць, П.П. Воробієнко,  
М.Т. Козаченко, М.Б. Налісний,  
Л.О. Козаченко, О.В. Грабовський

# **ВИМІРЮВАННЯ В СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ**

**КНИГА 1.  
ЗАГАЛЬНІ ЕЛЕКТРОРАДІОВИМІРЮВАННЯ**

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
МІНІСТЕРСТВО ТРАНСПОРТУ ТА ЗВ'ЯЗКУ УКРАЇНИ

Л.В. Коломієць, П.П. Воробієнко, М.Т. Козаченко, М.Б. Налісний,  
Л.О. Козаченко, О.В. Грабовський

# **ВИМІРЮВАННЯ В СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ**

У двох книгах

## **КНИГА 1. ЗАГАЛЬНІ ЕЛЕКТРОРАДІОВИМІРЮВАННЯ**

Підручник

За загальною редакцією доктора технічних наук,  
професора Л.В. Коломійця

Одеса  
ВМВ  
2009

УДК 621.317/621.37  
ББК 31.221.+32.842  
К 612

*Затверджено Міністерством освіти і науки України  
як підручник для студентів технічних напрямків підготовки  
(лист № 1.4/18 – Г- 116 від 10.01.2009 р.)*

Рецензенти:

**Балашов В.О.** – доктор технічних наук, професор, Державне підприємство «Одеський науково-дослідний інститут зв'язку»  
**Дащенко О.Ф.** – доктор технічних наук, професор, Одеський національний політехнічний університет  
**Квасніков В.П.** – доктор технічних наук, професор, Національний авіаційний університет

**К 612** Метрологія у галузі зв'язку. Книга 1. Загальні електрорадіовимірювання: Посібник / Л.В. Коломієць, П.П. Воробієнко, М.Т. Козаченко, М.Б. Налісний, Л.О. Козаченко, О.В. Грабовський. – Одеса: ТОВ «ВМВ», 2009.-480 с.

ISBN 978-966-413-096-4

Наведено узагальнені відомості про вимірювальні перетворювачі: аналогові, аналого-цифрові, цифрові і цифро-аналогові. Представлені загальні відомості про рівняння вимірювань та похибки результатів вимірювань. Проведено класифікацію та послідовний опис типових вимірювальних перетворювачів.

Розглянуті питання вимірювання напруги сигналів, їх часовий та спектральний аналіз; вимірювання характеристик каналів зв'язку і якісних параметрів сигналів та ін.

Приділено увагу реалізації вимірювальних приладів з використанням мікропроцесорів, що дозволяє автоматизувати слідуочі вимірювальні операції: установка нуля; калібрування; самодіагностика з наступним підстроюванням, автоматичний вибір межі вимірювання тощо.

У книзі розглядаються питання метрологічного забезпечення засобів вимірювальної техніки, а також основні методи підвищення точності вимірювань і завадостійкості вимірювальних перетворювачів.

Книга корисна як студентам вищих навчальних закладів, так і фахівцям галузі зв'язку.

Табл.20.Іл.165. Бібліогр.:30 назв.

ISBN 978-966-413-096-4

**УДК 621.317/621.37**  
**ББК 31.221.+32.842**

© Коломієць Л. В., Воробієнко П. П., Козаченко М. Т.,  
Налісний М. Б., Козаченко Л. О., Грабовський О. В., 2009  
© ТОВ «ВМВ», 2009

# ЗМІСТ

Вступ

Розділ 1 Основи теорії вимірювань

1.1 Загальні положення

1.2 Алгоритмізація вимірювальних перетворень

1.3 Формалізація способів вимірювань

1.4 Аналіз впливу метрологічних характеристик засобів

вимірювальної техніки на вимірювання

1.5 Аналогові вимірювальні перетворення

1.6 Функціональні перетворення

1.7 Масштабно - часові перетворення

1.8 Комутація вимірювальних сигналів

1.9 Аналого-цифрове перетворення

1.10 Реалізація аналого-цифрового перетворення

1.11 Вимірювальні перетворення в числовій формі

Розділ 2 Вимірювання напруги, сили струму і потужності

2.1 Загальні відомості

2.2 Вимірювання постійного струму

2.3 Вимірювання напруги постійного струму

2.4 Вимірювання напруги змінного струму

2.5 Вимірювання напруги аналоговими електронними

вольтметрами

2.6 Вимірювання напруги цифровими вольтметрами

2.7 Програмовані цифрові вольтметри

2.8 Вимірювання потужності

2.9 Метрологічне забезпечення засобів вимірювання напруги,  
струму і потужності

### Розділ 3 Дослідження електричних сигналів

#### 3.1 Загальні відомості

#### 3.2 Часовий аналіз сигналів

#### 3.3 Види осцилографічних розгортки

#### 3.4 Синхронізація розгортки

#### 3.5 Вимірювання параметрів досліджуваних сигналів

#### 3.6 Особливості осцилографування наносекундних імпульсів і

сигналів надвисоких частот

#### 3.7 Застосування мікропроцесорів в осцилографах

#### 3.8 Цифрові запам'ятовуючі осцилографи

#### 3.9 Перспективи розвитку засобів вимірювальної техніки для

часового аналізу сигналів

#### 3.10 Спектральний аналіз сигналів

#### 3.11 Цифрові аналізатори спектра

#### 3.12 Метрологічне забезпечення засобів вимірювальної техніки

для дослідження електричних сигналів

### Розділ 4 Вимірювання частоти та часових інтервалів

#### 4.1 Загальні відомості

#### 4.2 Методи вимірювання

#### 4.3 Вимірювання інтервалів часу методом дискретної лічби

#### 4.4 Цифровий спосіб вимірювання частоти

#### 4.5 Використання мікропроцесорів в електронно-лічильних

частотомірах

#### 4.6 Адаптивні електронно-лічильні частотоміри

#### 4.7 Метрологічне забезпечення засобів вимірювальної техніки

для вимірювання частоти

Розділ 5 Вимірювання характеристик каналів зв'язку і параметрів електричних кіл

- 5.1 Загальні відомості
- 5.2 Вимірювання амплітудно-частотних характеристик
- 5.3 Вимірювання спотворень форми сигналу
- 5.4 Вимірювання фазових зсувів електричних сигналів
- 5.5 Вимірювання параметрів модульованих сигналів
- 5.6 Вимірювання параметрів кіл із зосередженими постійними
- 5.7 Метрологічне забезпечення засобів вимірювання

характеристик каналів зв'язку і параметрів кіл

Розділ 6 Автоматизація засобів вимірювальної техніки

- 6.1 Загальні відомості
- 6.2 Автоматизація повірки засобів вимірювальної техніки
- 6.3 Інтерфейси автоматизованих систем вимірювальної техніки
- 6.4 Інтерфейс МЕК
- 6.5 Приборний інтерфейс
- 6.6 Нормування метрологічних характеристик автоматизованих

засобів вимірювань

- 6.7 Мікропроцесорні автоматизовані системи
- 6.8 Комп'ютерно-вимірювальні автоматизовані системи
- 6.9 Метрологічне забезпечення автоматизованих

вимірювальних систем

Розділ 7 Підвищення завадостійкості засобів вимірювальної  
техніки і точності результатів вимірювань

7.1 Загальні положення

7.2 Способи підвищення точності засобів вимірювальної  
техніки

7.3 Стабілізація реальних характеристик засобів вимірювальної  
техніки

7.4 Компенсація і корекція похибки

7.5 Аналіз завадостійкості вимірювальних перетворювачів

7.6 Шляхи підвищення завадостійкості

## ВСТУП

Область загальних вимірювань велика: від щоденних побутових вимірювань часу, вуличної або кімнатної температури і таке інше до вимірювань найдрібніших частинок, з яких побудований атом; електромагнітних хвиль, що створюються і використовуються людиною на Землі, і хвиль, що приходять на Землю від невідомих джерел, розташованих на відстанях в сотні і тисячі світлових років (світловий рік – відстань, яку світловий промінь проходить за один рік. Один світловий рік дорівнює  $9,46 \cdot 10^{15}$  м).

Вимірювання служать для пізнання природи; точність вимірювань – це шлях до відкриттів, зберігання і застосування точних знань. Вимірювати почали з давніх пір і з кожним роком роль і значення вимірювань підвищувалися. Людство далеко пішло в техніці вимірювання. Користуючись сучасними методами, вчені точно вимірюють властивості речей і явищ. Ці вимірювання є одним із засобів пізнання природи, підпорядкування її потребам суспільства. Наприклад, електромагнітні хвилі, віддзеркалюючись від предметів, на які вони спрямовані, або від планет розповсюджуються із швидкістю світла і приходять назад подібно до луни, дозволяючи визначити відстань.

Точні вимірювання неодноразово дозволяли робити фундаментальні відкриття. Так, Майкельсоном був поставлений досвід для виявлення невеликого очікуваного зміщення інтерференційної картини, що спричиняється, на існуючу у той час думку, взаємним рухом джерела і приймача світла. Проте ретельні вимірювання показали, що такого зміщення не відбувається. Завдяки геніальному осмисленню результатів цього дослідження Ейнштейн спростував ті уявлення про час, що існували раніше і створив теорію відносності.

В даний час прогрес у всіх областях природних наук, техніки, промисловості, сільського господарства визначається, окрім економічних



чинників, повнотою і достовірністю відомостей про фізичні, хімічні, біологічні та інші явища і процеси, про властивості речовин, матеріалів, конструкцій і т.п., знайдених тільки шляхом вимірювань.

Іншою характерною рисою сучасного науковотехнічного прогресу у вимірюваннях є розширення діапазонів вимірювання всіх величин.

Проблема забезпечення високої якості продукції знаходиться в прямій залежності від ступеня метрологічного обслуговування виробництва. Це, значною мірою, проблема уміння правильно вимірювати параметри якості матеріалів і комплектуючих виробів, підтримувати задані технологічні режими, тобто вимірювати безліч параметрів технологічних процесів, результати вимірювань яких перетворюються в керуючі команди.

В даний час не можна назвати жодної області народного господарства, численних видів обслуговування населення, в яких би значна роль не належала вимірюванням.

Метрологія органічно пов'язана із стандартизацією, і цей зв'язок виражається, перш за все, в стандартизації одиниць фізичних величин, системи державних еталонів, засобів вимірювань і методів перевірок, в створенні стандартних зразків властивостей і складу речовин. У свою чергу, стандартизація спирається на метрологію, що забезпечує правильність і відтворюваність результатів випробувань матеріалів і виробів, а також запозичує з метрології методи визначення і контролю якості.

Виключно велика роль вимірювань в підвищенні якості продукції. Вона полягає не тільки в контролі якості за допомогою засобів вимірювань, але і в забезпеченні необхідних показників якості в самому технологічному процесі за допомогою пристроїв активного контролю. Подальший прогрес повинен супроводжуватися швидким розвитком всіх напрямів вимірювальної техніки. Граничні технічні і метрологічні характеристики засобів вимірювань повинні бути істотно вище за максимальні вимоги, які пред'являються сьогодні промисловістю.

Особливо слід зазначити актуальність наряду, що досить динамічно розвивається зараз в області нанометрії. Третя науково-технічна революція, що відбувається в даний час, неможлива без особливо точних вимірювань і відповідних вимірювальних засобів.

Зокрема, звернемося до нанометрології. Нанометрологія широко використовується для контролю інтегральних схем в процесі виробництва і після, а, особливо, при створенні нових поколінь напівпровідників, скорочуючи часовий розрив між розробкою і виробництвом. Існують оптичні установки, які у реальному часі виявляють, розпізнають і автоматично класифікують дефекти в кристалах кремнію з дозволом 70 нм в області глибокого ультрафіолету. Очікується документування методів виробництва і контролю наноструктур, в тому числі, правильності атомної структури і хімічного складу.

Тоді як електронний мікроскоп залишається важливим інструментом для безлічі вимірювань, з наближенням технології до наномасштабу його все частіше доповнює скануючий тунельний мікроскоп, а все зростаюча щільність розміщення елементів, вимагає метрологічної інформації в трьох вимірюваннях. Основа нанометрології – прецизійне позиціонування.

Розміри і кількість елементів в інтегральних схемах і пристроях запису даних, а значить і тактико-технічні характеристики продукції, безпосередньо обумовлені досягнутим рівнем точності позиціонування і обробки поверхонь. Це, у свою чергу, визначає розміри устаткування, потрібного для виробництва схем і запису на носії, його масу, швидкість, енергоємність і вартість.

Активно йде розробка методів ідентифікації нерівностей мікрооб'єктів для їх збірки з наночасток; створений лазерний комплекс, що дозволяє незалежно маніпулювати відразу 200 нанооб'єктами в трьох вимірюваннях. Системи такого рівня вимагають прецизійної обробки мікроскопічної оптики.

Також технологія дозволяє виробляти пристрої тривимірної інтегральної оптики, шаблони фотонних кристалів, мультиплексори/демультиплексори, оптичні резонатори високої добротності і хвилеводи. Можливість створення складних поверхонь і тривимірних мереж каналів для рідин дає передумови для

створення біосенсорів і шаблонів для самозбірки наноструктур. Дуже важлива точність геометричної форми інструментів. Точніші інструменти дозволяють, у свою чергу, підвищити точність вимірювань і виробництва.

Все вищесказане і багато інших питань знайшло відображення в матеріалах підручника. Обсяг підручника відповідає двом модулям навчальної програми: I модуль – „Вимірювання параметрів і характеристик електричних кіл”, II модуль – „Вимірювання параметрів та характеристик каналів зв'язку”. Знання та уміння щодо змісту цих модулів наведено у додатку А.

У першому розділі книги розглянуті сучасні методи електричних вимірювань, використовуваних в інформаційних мережах і телекомунікаційних системах, тощо. Приведені узагальнені відомості про вимірювальні перетворювачі: аналогові, аналого-цифрові, цифрові і цифро-аналогові, а також загальні відомості про похибки результатів вимірювань. Проведена класифікація і послідовний опис типових вимірювальних перетворювачів.

Другий розділ присвячений питанням вимірювання напруги, сили струму, потужності – найбільш поширеному виду вимірювань. У різних областях науки і техніки ці вимірювання здійснюються в широкому діапазоні частот і вимірюваних значень і при великій різноманітності форм вимірюваної напруги і струму.

Певна увага приділяється новому етапу в розвитку цифрових вольтметрів, пов'язаному з побудовою їх на основі мікропроцесорної системи. Саме у вольтметрах якнайповніше втілені переваги мікропроцесорних вимірювальних приладів: подальше підвищення точності, розширення вимірювальних можливостей, спрощення і полегшення керування, можливість отримання різних математичних функцій виміряних значень, статистична обробка результатів вимірювань, автокалібрування і самодіагностика, підвищення надійності і економічності, можливість побудови програмованих багатофункційних приладів.

У подальших розділах книги викладені питання, що стосуються загальних вимірювань в багатьох технічних галузях, зокрема, в галузі зв'язку.

Так, у третьому розділі розглянуті питання, що стосуються таких вимірювань, як часовий і спектральний аналіз. Завданням спектрального аналізу, чутливішого і інформативнішого ніж часовий, є аналіз частотних складових сигналів. Він дозволяє визначити смугу частот, займану досліджуванним сигналом, а також оцінити нелінійні спотворення. Особливо важливим є знання спектрального складу сигналів в даний час, коли гостро постає проблема електромагнітної сумісності апаратури в техніці зв'язку.

Четвертий розділ присвячений вимірюванню частоти та часових інтервалів, одному з найактуальніших видів вимірювання. Це пояснюється, у першу чергу, дуже високою точністю частотовимірювальних приладів, недосяжною для інших ЗВТ. Крім того, у пристроях зв'язку їхня частотна характеристика – це характеристика, від якої значною мірою залежить неспотворена передача інформації.

Не менш важливим є контроль за стабільністю частоти, наприклад, у приймально-передавальних пристроях. Оскільки частота зв'язана зі швидкістю зміни фази напруги сигналу, то, очевидно, контроль частоти необхідний і для урахування фазових спотворень, особливо, на дуже високих частотах.

У п'ятому розділі книги викладені питання вимірювання характеристик каналів зв'язку і основних якісних параметрів сигналів.

Для якісної передачі інформації необхідне виконання досить жорстких вимог як до окремих вузлів апаратури зв'язку, так і до систем в цілому. Забезпечити ці вимоги можна, контролюючи параметри і характеристики засобів зв'язку і електричних сигналів, такі як: амплітудно-частотна характеристика (АЧХ), нелінійні спотворення, параметри модуляції і параметри лінійних компонентів кіл, що і розглядається в книзі.

Шостий і сьомий розділи присвячені питанням автоматизації процесів вимірювання, яка досягається використанням мікропроцесорної техніки, та питанням підвищення завадостійкості ЗВТ.

В додатках представлені такі матеріали: зміст модулів програми; задачі, приклади рішення та інше.

Особлива увага в підручнику приділяється метрологічному забезпеченню ЗВТ. Практично, кожен розділ підручника, присвячений тому або іншому виду вимірювання, містить рекомендації з підтримки нормованих метрологічних характеристик ЗВТ.

Автори висловлюють глибоку подяку викладачам кафедри метрології, стандартизації, сертифікації ОНАЗ ім. О.С. Попова Богуну В.Д., Вольській Т.С., Даниловій Ю.В., Серебрину В.Л., Жмурко Ю.В. за допомогу в підготовці підручника до видання, а також шановним рецензентам докторам технічних наук, професорам Балашову В.О., Дащенко О.Ф., та Кваснікову В.П.

# Розділ 1 ОСНОВИ ТЕОРІЇ ВИМІРЮВАНЬ

## 1.1 Загальні положення

Удосконалювання методів і засобів вимірювання вимагає точного опису вимірювальних процедур, який спирається на коректне визначення мети і особливостей вимірювань. Це знаходить своє вираження в алгоритмізації вимірювань, коли змістовний опис процедур і результатів замінюється формалізованим.

Основним завданням вимірювань є встановлення числового значення параметрів, що характеризують властивості фізичної величини (ФВ) (об'єкту, явища, процесу тощо).

Оцінка числового еквівалента (значення) величини, що характеризує властивості ФВ за допомогою експерименту (дослідження), виконується шляхом зрівняння вимірюваної величини з еталонною (значенням міри), що задовольняє вимогам системи забезпечення єдності вимірювань. Особлива увага до операції зрівняння і відповідності вимогам системи забезпечення єдності вимірювань обумовлена введенням у вимірювальну процедуру числових перетворень. Саме потреба у відокремленні чисто обчислювальних процедур одержання кількісної інформації від вимірювальних призвела до виділення зазначених особливостей вимірювань.

Вимірюватися можуть як параметри, так і залежності, що характеризують властивості ФВ. В останньому випадку результат вимірювання відноситься до значення залежності, що відповідає фіксованому значенню аргумента. Якщо за допомогою міри формується еталонна залежність, то можна проводити вимірювання функції, а не її окремого значення. Однак система забезпечення єдності вимірювань поки не охоплює вимірювань функцій, і тому подальше викладення відноситься до вимірювання величин і значень функцій при відомих значеннях аргументів. При необхідності встановлення виду залежності здійснюється її апроксимація за сукупністю вимірюваних значень функції.

Завдання вимірювання величин і залежностей зближує те, що будь-яке вимірювання супроводжується фіксацією тих або інших факторів (аргументів). Найчастіше – це час, нерідко – просторові координати. У статистичних вимірюваннях вхідний вплив розглядається як реалізація (сукупність реалізацій) випадкового процесу, імовірнісна характеристика якого вимірюється. Вимірявши величину, необхідно вказати, до якого моменту часу, якої точки простору, або до якої реалізації відноситься результат вимірювання. Неважко в цьому побачити аналогію з вимірюванням значення функції, коли фіксується значення аргументу.

В основі формалізованого опису вимірювальної процедури лежить рівняння вимірювань, що встановлює зв'язок результату вимірювання із вхідним впливом і виконуваними перетвореннями. Наявність рівняння вимірювання дозволяє створити необхідне програмне забезпечення, а також провести метрологічний аналіз вимірювальної процедури і результатів вимірювання. При виконанні метрологічного аналізу результат вимірювання, що одержуваний за допомогою  $j$ -го вимірювального експерименту ( $x_j$ ), складається з істинним значенням вимірюваної величини ( $x_{ij}$ ). Треба мати на увазі, що при проведенні метрологічного експерименту (атестацій, випробування, калібрування) використовується ще й, так зване, дійсне значення вимірюваної величини, одержане із застосуванням еталонних засобів вимірювань ( $x_{dj}$ ). Однак механізм його формування, як правило, не збігається зі структурою розглянутої вимірювальної процедури: здійснюється безпосереднє звірення дійсного значення з результатом вимірювання.

Вимірювальна процедура повинна задовольняти вимогам системи забезпечення єдності вимірювань. Це значить, що необхідно забезпечити єдність вимірювань в області метрологічного забезпечення як "комплекс встановлених стандартами взаємопов'язаних правил, положень, вимог і норм, що визначають організацію і методику проведення робіт з оцінки і забезпечення точності вимірювань".

## 1.2 Алгоритмізація вимірювальних перетворень

При проведенні вимірювань ФВ фігурують три види вимірювальних перетворень – аналогові, аналого-цифрові і числові (цифрові). Особливе місце серед цих перетворень займає аналого-цифрове, що забезпечує перехід до числового подання – формування кодової комбінації деякого проміжного значення результату аналогового перетворення вхідного впливу. Аналого-цифрове перетворення припускає виконання операції зрівняння з мірою, що є складовою частиною відповідного пристрою. Дана операція не вичерпує всієї процедури зрівняння вимірюваної величини з мірою цієї величини і повинна розглядатися як її складова частина, необхідна для формування результату вимірювань.

Пояснимо сказане наступним прикладом, який відноситься до вимірювання ФВ за допомогою вимірювального кола, структура якого представлена на рис. 1.1. Вимірювальна процедура при цьому зводиться до наступного: вхідний вплив  $x_{вх}$  за допомогою вимірювального перетворювача (ВП) трансформується в електричний сигнал або зміну параметра електричного кола (опір). Нормуючий перетворювач (НП) перетворює вихідний сигнал ВП в сигнал, уніфікований за виглядом і діапазоном змінення. Далі здійснюється аналого-цифрове перетворення і за допомогою процесора (П) масштабування.

В основі вимірювань лежить зрівняння результату, обумовленого вхідним впливом, з аналогічним ефектом зразкового впливу. Для цього визначаються вид градуювальної характеристики ВП, що описує залежність його вихідного сигналу від вхідного впливу  $u(t)$ , і значення коефіцієнту  $\alpha$ , що характеризує уніфікуюче перетворення. Саме з урахуванням цих даних результат аналого-цифрового перетворення напруги, що надійшла на вхід АЦП, трансформується процесором у числовий еквівалент.



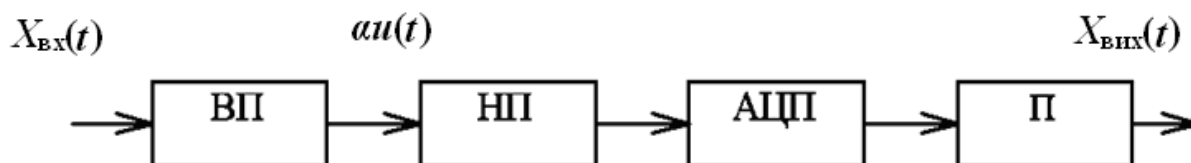


Рисунок 1.1 – Структура вимірювального кола процесорного вимірювача ФВ

Перехід від аналогових величин до їх числових еквівалентів супроводжується дискретизацією неперервних входніх впливів, оскільки кожне числове значення співвідноситься або з фіксованим моментом часу, або з фіксованими просторовими координатами.

Стосовно до дискретизації у часі, перехід від неперервної функції до дискретної послідовності описується в такий спосіб:

$$x(t) \rightarrow \{x(t_i)\} = \left\{ \int_T x(t_i) \delta(t - t_i) dt \right\}, t \in \quad (1.1)$$

де  $\{\bullet\}$  – множина окремих відліків;

$t_i \in T$ , де  $T$  – час спостереження;

$\delta(t_i) - \delta$  – функція,  $i = 1, 2, \dots, n$ .

Перехід від аналогового значення до числового здійснюється за допомогою квантування. Дискретна послідовність аналогових значень (1.1) після квантування перетвориться в послідовність числових еквівалентів  $K_x(t_i)$ :

$$\{K_x(t_i)\}_{i=1}^n = \left\{ \text{ent} \left[ \frac{1}{\Delta_{xi}} \int_T x(t_i) \delta(t - t_i) dt \right] \right\} \quad (1.2)$$

де  $\Delta_{xi}$  – інтервал квантування;

$\text{ent} [\bullet]$  – ціла частина.

Неідеальне аналого-цифрове перетворення на основі (1.2) представляється в такий спосіб:

$$\{K'_x(t'_i)\}_{i=1}^n = \text{ent} \left[ \frac{1}{\Delta'_{xi}} \int_T x(t_i) h(t - t_i) dt \right] \quad (1.3)$$

де  $h(t, t_i)$  – імпульсна перехідна характеристика дискретизатора, відмінність якої від  $\delta$  – функції визначає не ідеальність дискретизації;

$\Delta'_{xi}$  – еквівалентний реалізованому квантуванню інтервал, відмінність якого від  $\Delta_{xi}$  визначає не ідеальність квантування.

Зіставлення ідеальних і неідеальних перетворень, що становлять вимірювальну процедуру, лежать в основі вивчення метрологічного рівня результатів вимірювання, який визначається похибками і характеристиками похибок.

Формування основи для оцінки метрологічного рівня результатів вимірювання і становить головну мету формалізованого опису вимірювальних процедур, похибок і характеристик похибок. Така оцінка може проводитися з метою метрологічної атестації використовуваних методів вимірювань і вимірювальних засобів (аналіз) або зіставлення різних методів вимірювань і варіантів побудови створюваного засобу (синтез), але її зміст і формалізована основа повинні бути єдиними і адекватними суті розглянутих процедур.

Варто звернути увагу на особливу роль операції зрівняння вимірюваної величини зі значенням її міри. Отже, при описі самих вимірювань і одержуваних результатів необхідно чітко виділяти місце і роль цієї операції в ряді всіх складових вимірювальної процедури перетворень. Саме в такий спосіб можна використати накопичений у класичній метрології корисний досвід, що знайшов своє вираження в принципах побудови діючої Державної системи забезпечення єдності вимірювань, і визначити зв'язок між фундаментальними методами зрівняння аналогової величини зі значенням міри і численними алгоритмічними і технічними шляхами розширення функціональних можливостей і підвищення метрологічного рівня сучасних засобів вимірювань.

Для встановлення шуканого зв'язку проведемо класифікацію відомих методів зрівняння аналогової величини зі значенням міри.

Аналіз розглянутих у класичній метрології методів зрівняння показує, що в основу їх класифікації можуть бути покладені наступні основні ознаки:

- наявність або відсутність зрівноваження;

- наявність або відсутність попереднього перетворення (зміна вхідного впливу або значення міри);
- виконання повного або часткового зрівноваження.

Пояснимо сказане. Нехай  $x$  – зрівняна величина,  $x_0$  – значення величини, що відтворене мірою (при виконанні операції зрівняння  $x$  і  $x_0$  одного роду).

Якщо представити результат вимірювання за допомогою приладу, що показує, рівнянням

$$x' = \frac{x}{x_0} \frac{x_0}{x_1}, \quad (1.4)$$

( $x_1$  – одиничне значення величини даного роду), то за допомогою зіставлення, можна визначити, при якому  $x_0$  має місце рівність

$$\frac{x}{x_0} = 1,$$

а формування іменованого числа (відліку), що представляє результат вимірювання, зробити на основі апріорної інформації про значення  $x_0$ , що виражене через прийняте одиничне значення  $x_1$ . Таким чином, вимірювальна процедура в цьому випадку являє собою послідовність двох вимірювальних перетворень – зіставлення (зрівняння) і відліку (масштабування, вираження результату в прийнятих одиницях).

Іншим прикладом вимірювального засобу, дія якого заснована на зіставленні, може служити АЦП із безпосереднім зрівнянням вхідного впливу з каліброваними за допомогою багатозначної міри граничними рівнями – АЦП паралельної дії (швидкодіючі).

Переходячи до розгляду методів зрівняння, заснованих на зрівноваженні вхідного впливу і значення міри, відзначимо, що для таких методів характерна операція зміни або вхідного впливу (попереднє перетворення), або значення міри. В першому випадку досягається рівність  $u(t')x = x_0(t')$  ( $t'$  – момент часу, відповідаючий рівності), а в другому –  $x = x_0(t')$ .

Якщо змінюється значення  $x$ , то результат вимірювання представляється виразом:

$$x' = \frac{1}{u(t')} \frac{x_0}{x_1} \quad (1.5)$$

При використанні попереднього перетворення вхідного сигналу та за допомогою змінення міри вираз 1.5 можна представити формулою

$$x' = \frac{x_0(t')}{x_1} \quad (1.6)$$

На застосуванні повного зрівноваження за рахунок перетворення вхідного впливу побудована дія мостів, які зрівноважують за допомогою регулювання опору шунта або додаткового резистору, а також інтегруючих АЦП. Повне зрівноваження за рахунок перетворення значення міри використовується у звичайних зрівноважених мостах, а також в АЦП порозрядного зрівноваження.

Нарешті, при неповному зрівноваженні (так званий, диференціально-різницевий метод) результатом зрівняння є різниця між значеннями вхідного впливу і міри:

$$r_x = x - x_0$$

При вимірюванні значення  $x$  з огляду на рівняння (1.4), одержимо

$$x' = x_0 + r_0 x_1 \quad (1.7)$$

Оскільки вимірювання значення  $r_x$  може виконуватися з використанням міри, значення якої  $x_0'$  відмінне від  $x_0$ , у загальному випадку маємо

$$x' = \frac{x_0}{x_1} + \frac{r_x}{x_0'} \frac{x_0}{x_1} \quad (1.8)$$

При  $x_0' = x_0$  це рівняння приймає вигляд:

$$x' = \frac{x_0}{x_1} \left( 1 + \frac{r_x}{x_0} \right) \quad (1.9)$$

Реалізація диференціально-різницевого методу супроводжується частковим (неповним) зрівноваженням за допомогою зрівняння вхідного впливу із близьким значенням міри з наступним більш точним вимірюванням  $r_x$ . Тоді з (1.5) і (1.7) одержуємо:

$$x' = \frac{x_0}{x_1} + \frac{1}{u(t')} \frac{x_0'}{x_1}, \quad (1.10)$$

а з (1.6) та (1.8)

$$x' = \frac{x_0}{x_1} + \frac{x'_0(t')}{x_1} \quad (1.11)$$

Зазначимо, що процес зрівноваження може здійснюватися як при одночасному впливі порівнюваної величини і міри, так і на основі заміщення вхідного впливу впливом, що відтворений мірою. Результати зрівняння і вимірювання при цьому описуються тими ж співвідношеннями.

Структура віще приведених рівнянь показує, що зрівняння, являючи собою основу вимірювань, навіть при найпростіших вимірюваннях, становить лише їх частину. Мінімальна за кількістю перетворень процедура вимірювань (прямі вимірювання  $x$ ) складається із двох перетворень – зрівняння і масштабування (відліку). За допомогою масштабування формується іменоване число – результат вимірювання. Роль операції зрівняння при вимірюваннях не можна переоцінити, тому що, будучи основною, вона визначає потенційну точність вимірювань. Фізично потенційна точність вимірювань визначається точністю відтворення значення міри і точністю встановлення рівності вхідного впливу і значення міри, що знаходить своє вираження в прийнятому з урахуванням цієї точності значенні інтервалу квантування.

Вище вже вказувалося, що формування результату вимірювання у вигляді іменованого числа виконується за допомогою спеціальної операції, що називається масштабуванням. Дійсно, звернувшись до рівняння (1.4), можна представити його у вигляді

$$x' = \frac{x}{x_0} m_{x1}, \quad (1.12)$$

де  $m_{x1} = x_0/x_1$  – коефіцієнт, на який необхідно помножити значення (числове) відношення  $x/x_0$ , щоб одержати іменоване число, що виражає результат вимірювання в прийнятих одиницях  $x_1$ . При застосуванні показуючих приладів ця операція виконується за допомогою градування шкали саме в тих одиницях, що використовуються оператором при зчитуванні результату вимірювання.

Операція масштабування повинна проводитися з урахуванням всіх виконуваних вимірювальних перетворень. Так, стосовно до вимірювання ФВ за

допомогою вимірювального кола, представленого на рис. 1.1, масштабування забезпечує приведення результату аналого-цифрового перетворення до прийнятої одиниці вимірювання ФВ з урахуванням виду градуювальної характеристики ВП і коефіцієнта, що характеризує операцію уніфікації (нормалізацію).

У цьому випадку операцію масштабування доводиться виконувати тричі, тому що в процесі виконання зворотних перетворень двічі змінюється ціна розряду, причому, при другій зміні змінюється і вид величини, і, відповідно, її одиниця.

Зіставлення операцій зрівняння і аналого-цифрового перетворення показує, що в загальному випадку вони можуть виконуватися на різних етапах процедури вимірювань. Дійсно, операція зрівняння може виконуватися і в аналоговій і в цифровій формах, а також, як вказувалося вище, при аналого-цифровому перетворенні. Так, використання мостових схем відповідає виконанню операції зрівняння в аналоговій формі. При безпосередньому використанні АЦП для одержання результату вимірювання операція зрівняння виконується в процесі аналого-цифрового перетворення. Послідовне формування числових еквівалентів вхідного впливу і міри із зіставленням отриманих значень відповідають виконанню операції зрівняння в числовій формі. Тому виконання операції зрівняння завжди супроводжується деякими додатковими логічними і числовими (масштабування) перетвореннями, що забезпечують трансформацію результату зрівняння в числовий еквівалент вимірюваної величини.

### **1.3 Формалізація способів вимірювань**

У метрології як основний принцип класифікації вимірювань прийнятий поділ їх на чотири види: прямі, непрямі, сукупні і спільні.

Прямі способи вимірювання визначаються як вимірювання, що виконані при впливі на вхід вимірювального пристрою самої вимірюваної величини.

Введення допоміжних вимірювальних перетворень у процедуру вимірювання диктується міркуваннями технічної доцільності (зокрема, необхідністю нормалізації, мультиплексування, інше). Аналогові перетворення вхідного впливу можуть супроводжуватися впливом небажаних факторів. У таких випадках проводять зворотні перетворення, які компенсують або зменшують внесені спотворення.

Використання цього відомого функціонального зв'язку і лежить в основі непрямих вимірювань. Загальний вид рівняння непрямих вимірювань для прийнятого алгоритму:

Сукупні вимірювання полягають у використанні результатів прямих вимірювань деякої сукупності величин  $\{y_i\}$  і відомих залежностей, які зв'язують значення цих величин з величинами  $\{x_r\}$ , що визначаються. Встановлення значень  $\{x_r\}$  пов'язане з рішенням системи рівнянь:

Якщо при вимірюваннях змінюються умови і, відповідно, значення  $x_1, x_r$ , то такі вимірювання називаються сукупними.

Оскільки спільні і сукупні вимірювання на практиці використовуються дуже рідко, а рівняння, якими вони описуються, досить громіздкі, надалі обмежимося розглядом тільки прямих і непрямих вимірювань.

## 23

Результати вимірювань отримуються за допомогою засобів вимірювальної техніки (ЗВТ). При проведенні вимірювань на результат вимірювань і його похибку впливають, в першу чергу, метрологічні характеристики (МХ) ЗВТ. Те, що ЗВТ, неідеально реалізуючи деякий прийнятий метод (алгоритм) вимірювань, вносять інструментальні похибки, обумовлює орієнтацію МХ на опис тих властивостей, які впливають саме на ці складові повної похибки. Однак при розрахунку характеристик похибок за відомими МХ ЗВТ завжди враховуються особливості реалізованого методу. Так, завжди необхідно враховувати: спосіб включення ЗВТ – паралельно або послідовно із джерелом вхідного впливу; метод квантування – рівномірне або нерівномірне в динамічному діапазоні вимірювань; наявність перетворень вхідного впливу (нормалізація, усереднення тощо) інше.

Більш того, характеристика ЗВТ, що впливає на похибку результатів вимірювання, може використовуватися і для розрахунку методичної похибки. Наприклад, основна характеристика АЦП – число розрядів – визначає для встановленого динамічного діапазону вимірювань значення інтервалу квантування. В свою чергу, інтервал квантування і спосіб квантування визначають методичні (систематичну і середню квадратичну) похибки квантування. Неідеальна реалізація квантування через нестабільність, розкид номінальних значень характеристик схемних елементів, що визначають граничні рівні, призводить до не ідеальності квантування і появи інструментальних похибок квантування.

Класичним прикладом впливу характеристик ЗВТ на похибку є вплив кінцевого значення внутрішнього опору ( $R_A$ ) амперметра. Нехай:

$$I = U/R, \quad (1.15)$$

де  $U$  – напруга, прикладена до навантаження з опором  $R$ . Якщо внутрішній опір амперметра є єдиним джерелом похибки (інші причини не розглядаються), то:

$$I = U / (R + R_A),$$



$$\Delta I = - \frac{R_A U}{R(R + R_A)} \quad (1.16)$$

При випадковому значенні опору  $R$  методична похибка містить як систематичну, так і випадкову складові.

Інструментальна похибка може бути випадковою, але може містити й систематичну складову. Наявність останньої визначається видом розподілення ймовірності значень  $R$  і  $R_A$ .

Введення МХ для опису властивостей ЗВТ має на меті рішення наступних завдань: визначення результатів вимірювань за допомогою відповідних засобів; розрахункове визначення характеристик похибок результатів вимірювання; вибір ЗВТ, що забезпечують необхідну якість вимірювань; оцінку стану ЗВТ за результатами їх метрологічних випробувань. Як правило, МХ необхідні для опису типу засобів. Це дозволяє оцінювати точність результату вимірювань будь-якого конкретного ЗВТ, що відноситься до даного типу. Однак не виключається можливість індивідуальної атестації конкретного унікального або еталонного засобу вимірювань, коли встановлені числові або функціональні метрологічні характеристики відносяться до даної конкретної властивості.

Відповідно до нормативних документів існують такі основні групи МХ ЗВТ:

- характеристики для визначення результатів вимірювання;
- характеристики похибок ЗВТ;
- характеристики чутливості ЗВТ до величин, що впливають (функції впливу);
- динамічні характеристики;
- характеристики впливу взаємодії засобу і об'єкту вимірювань.

До першої групи відносяться функції перетворення ланок вимірювального кола, значення мір, ціна поділки шкали або одиниці найменшого розряду коду, у якому представляється результат вимірювання, вид вихідного коду і число розрядів коду.

До другої групи відносяться характеристики систематичної і випадкової складових, які залежать від варіації вихідного сигналу. Тут необхідно нагадати, що похибка ЗВТ є похибка результату вимірювань, при використанні ЗВТ у визначених умовах. Крім того, треба мати на увазі, що при віднесенні систематичної похибки до типу ЗВТ її значення для кожного конкретного екземпляра буде випадковим, що робить правомірним застосування таких характеристик, як математичне очікування і середнє квадратичне відхилення систематичної похибки.

До числа характеристик похибок ЗВТ віднесені і межі значень похибок, що допускаються з встановленою довірчою ймовірністю.

Викладене вказує на те, що дана група метрологічних характеристик визначається безпосередньо характеристиками похибок. Особливість цієї групи характеристик полягає в тім, що вони відносяться до основної похибки без урахування динаміки процесу вимірювань.

Характеристики основної похибки визначають точність вимірювань у нормальних для даного типу ЗВТ умовах, які відповідають певним значенням температури, вологості, тиску і інших параметрів зовнішнього середовища. Такі параметри прийнято називати величинами, що впливають.

Залежність похибки ЗВТ від величин, що впливають, виражається МХ третьої групи. До неї входять функції впливу, що представляють собою залежність похибки ЗВТ (систематичної і середньої квадратичної, довірчого інтервалу і довірчої ймовірності) від змінення величин, що впливають, і найбільші змінення похибок ЗВТ при зміненні величин, що впливають, у встановлених межах. Похибки ЗВТ, які обумовлені відмінністю значень величин, що впливають, від нормальних, називаються додатковими похибками.

Для визначення характеристик динамічних похибок результатів вимірювання можуть використовуватися перехідні характеристики, імпульсні перехідні характеристики, амплітудно-фазові і амплітудно-частотні характеристики, передатні функції. Іноді використовуються такі числові характеристики, як постійна часу, час реакції, інше.

До динамічних характеристик відносять і похибку датування відліку, під якою розуміється різниця між тим моментом часу, з яким співвідноситься отриманий результат вимірювання, і фактичним моментом часу, для якого зроблені вимірювання. Відомо, що саме похибка датування через часовий зсув обумовлює динамічну складову похибки, внесену процесором у результат вимірювання.

Вплив взаємодії засобу і об'єкта обумовлюється вхідним і вихідним повними опорами. З урахуванням їх значень можуть бути оцінені характеристики похибок результатів вимірювань для встановлених діапазонів значень повних опорів пристроїв, що підключаються.

Введення МХ має на меті визначення метрологічної якості результатів вимірювань і умов, за яких ця метрологічна якість забезпечується. Для досягнення цієї мети МХ ЗВТ повинні бути відповідним чином виражені і мати чітко встановлені області їхніх допустимих значень. Вираження МХ у вигляді, зручному для їхнього застосування, і встановлення вимог до їхніх значень прийнято називати нормуванням.

## **1.5 Аналогові вимірювальні перетворення**

У цьому параграфі розглядаються найбільш загальні (типові) вимірювальні аналогові перетворення: уніфікація сигналів-носіїв інформації, тобто приведення їх до виду і значення, зручного для виконання основної вимірювальної операції – аналого-цифрового перетворення; комутація – сполучення багатоканального входу з одноканальним вимірювальним колом (мультиплексування); функціональні перетворення, що лежать в основі непрямих, сукупних і спільних вимірювань; нарешті, так звані, масштабно-часові перетворення, що охоплюють допоміжні операції, які забезпечують періодизацію, зсув в часі, зміну тривалості при збереженні форми та інше.

Серед аналогових вимірювальних перетворень найбільш чисельними є перетворення параметрів, що характеризують електричні процеси і кола.

Завданням конкретного вимірювального перетворювача є, звичайно, перетворення якого-небудь параметру (перетворюваного параметру) джерела інформації в параметр, що цікавить нас на виході (інформативний параметр).

В області електричних вимірювань до числа перетворюваних відносяться наступні параметри джерел інформації: напруга і сила постійного струму, а також такі параметри змінної напруги і струму, як амплітудне, середньовипрямлене і середньоквадратичне значення, активна і реактивна потужності, частота (період), різниця фаз, резистивний опір, індуктивність, ємність, модуль і аргумент комплексного опору, дійсна і уявна частини комплексного опору.

До числа інформативних параметрів відносяться, так звані, "уніфіковані" параметри: постійна напруга, амплітудне значення змінної напруги, постійний струм, частота (період). Крім того, інформативними можуть бути й деякі інші параметри, які використовують в якості проміжних у процесі перетворення інформації з однієї форми в іншу, наприклад, інтервал часу, початок і кінець якого відзначаються тим або іншим способом.

Досить розповсюдженим вимірювальним перетворенням є нормалізація, тобто перетворення вхідного сигналу в однорідний вихідний, значення інформативного параметру якого пропорційно значенню інформативного параметра вхідного сигналу. Нормуючі пристрої особливо широко використовуються для перетворень струмів і напруг (пасивні подільники напруги, трансформатори, вимірювальні підсилювачі).

У загальному вигляді уніфікуюче перетворення, яке є суцільно аналоговим перетворенням, може бути представлене таким чином

$$x_{\text{вих}} = f(x_{\text{вх}}), \quad (1.17)$$

де  $f(\bullet)$  – характеристика перетворення виду інформативного параметра (градувальна характеристика).

При нормалізації вираз (1.17) приймає вигляд:

$$x_{\text{вих}} = Kx_{\text{вх}}, \quad (1.18)$$

де  $K$  – безрозмірний коефіцієнт.

Як приклади розглянемо деякі вимірювальні перетворювачі з уніфікованим вихідним сигналом у вигляді напруги, струму, частоти або періоду.

*Приклад 1:* Схема компенсаційного вимірювального трансформатора змінної напруги, що має первинну обмотку із числом витків  $n_1$  і вторинну із числом витків  $n_2$ , вхідний опір  $R_{\text{вх}}$  і опір  $R_{\text{зз}}$  зворотного зв'язку, а також підсилювач змінної напруги (з умовно нескінченно великим коефіцієнтом підсилення і без фазового зсуву).

Номінальна характеристика перетворення має вигляд:

$$U_{\text{вих.ном}} = U_1 \frac{n_2}{n_1} \frac{R_{\text{зз}}}{R_{\text{вх}}}.$$

*Приклад 2:* Схема компенсаційного вимірювального трансформатора змінного струму (з потенційним вхідним сигналом) містить трансформатор струму із числом витків  $n_1$  первинної обмотки і  $n_2$  – вторинної обмотки, підсилювач змінної напруги з коефіцієнтом підсилення  $K_{\text{під}}$  і опір зворотного зв'язку  $R_{\text{зз}}$ .

Номінальна характеристика перетворення має вигляд:

$$U_{\text{вих.ном}} = I_1 R_{\text{зз}} \frac{n_1}{n_2}.$$

*Приклад 3:* Вимірювальний перетворювач постійної напруги в струм може містити операційний підсилювач з вхідним опором  $R_{\text{вх}}$ , прецизійний резистор  $R_0$  і опір навантаження  $R_{\text{н}}$ . Номінальна функція перетворення має вигляд:

$$I_{\text{вих.ном}} = - \frac{U_{\text{вх}} R_{\text{вх}}}{R_0 R_{\text{н}}}.$$

Таким чином, приведені приклади ілюструють уніфікуюче перетворення як суцільно аналогове.

## 1.6 Функціональні перетворення

Функціональні перетворення широко застосовуються при непрямих вимірюваннях, при вимірюваннях функціоналів (перетворювачі середніх

квадратичних значень і т.і.), для усунення нелінійності первинних вимірювальних перетворювачів і в деяких інших випадках.

Відомо, що завдання створення точних функціональних перетворювачів можуть бути вирішені як аналоговими, так і цифровими способами. При рішенні цього питання цифровими способами потрібне застосування складних функціональних перетворювачів код-код (на основі постійних запам'ятовуючих пристроїв або програмованих логічних матриць, що програмуються, при апаратній реалізації) або мікропроцесорів (при програмній реалізації). У цьому випадку забезпечується висока точність перетворення, однак знижуються швидкодія і частотний діапазон перетворюваних сигналів.

Найчастіше реалізація нелінійних перетворень в аналоговій формі ґрунтується на використанні  $p$ - $n$  переходу в сполученні з операційними підсилювачами за методом зворотної функції.

Метод зворотної функції доцільний лише в тому випадку, якщо зворотна функція відтворюється простіше, ніж задана.

Недоліками методу зворотної функції є наступні:

- 1) можлива реалізація тільки однозначних і монотонних функцій;
- 2) можливе порушення умов стійкості і збільшення впливу похибки від нестабільності коефіцієнта підсилення прямого кола, якщо коефіцієнт перетворення зворотного кола змінюється в широкому діапазоні значень.

Застосовується також і метод неявної функції заснований на реалізації рівняння, у якому вихідна величина перетворювача входить у ліву і праву частини:  $y=f(x, y)$ .

Прикладами використання цього методу є:

добування квадратного кореня за допомогою подільника

$$\frac{kx}{y} = y \Rightarrow y = \sqrt{kx}$$

визначення середнього квадратичного значення за допомогою множника-подільника

$$\frac{kx^2}{\bar{y}} = \bar{y} \Rightarrow y = \sqrt{kx^2}$$

визначення векторної різниці двох величин за допомогою множника-подільника і двох суматорів

$$Z = (x + y) \cdot (x - y) \Rightarrow Z = \sqrt{x^2 - y^2}.$$

Метод неявної функції має наступні переваги:

- 1) спрощення структури;
- 2) відсутність звуження динамічного діапазону при піднесенні у квадрат;
- 3) можливість відтворення і немонотонних функцій, наприклад, функції  $\sin u$  діапазоні від  $-\pi$  до  $+\pi$ .

Інтегрування більш простих функцій дозволяє будувати різні функціональні перетворювачі на основі перетворювачів напруга-частота і напруга-час.

Так, за допомогою перетворювача  $u_x$  в  $T_x$ , працюючого протягом двох циклів (подвійне інтегрування), можна виконувати різні функціональні перетворення: добування квадратного кореня, множення, піднесення у квадрат, у куб інше. При цьому варто брати до уваги, що шукана функцій на залежність між інтервалом часу  $T_x$ , що є інформативним параметром вихідного сигналу, і вхідним сигналом  $u_x$  повинна бути зворотною функцією від результату інтегрування допоміжної функції  $u_0=f(t)$ . Так, наприклад, якщо  $u_0=kt$ , то:

$$\int_0^{T_x} ktdt = \frac{kT_x^2}{2},$$

тобто

$$u_x T_x = \frac{kT_x^2}{2},$$

де  $T_x$  – час циклу.

Звідси витікає, що:

$$T_x = \sqrt{\frac{2T_u}{k} u_x}.$$

Якщо  $u_0 = \frac{k}{t}$ , то

$$\int_0^{T_x} kt^{-1} dt = k \ln T_x,$$

$$u_x T_u = k \ln T_x,$$

звідки

$$T_u = \exp(u_x T_u k^{-1}).$$

Сучасна мікроелектроніка дозволяє з порівняно високою точністю реалізувати наступні функції: антилогарифмування, логарифмування, множення, ділення, добування квадратного кореня, векторне підсумовування, тригонометричні функції тощо.

## 1.7 Масштабно-часові перетворення

Широкий клас вимірювальних завдань пов'язаний з аналізом імпульсних і періодичних процесів (осцилографія, спектральний аналіз і таке інше).

З метою аналізу досліджуваній сигнал (одиначний імпульс  $x(t)$  або періодичний сигнал  $(\sum_{i=-\infty}^{\infty} x(t-iT))$ ) може бути безпосередньо, без додаткового перетворення, поданий на вхід аналізатора (реєстратора, спектроаналізатора і т.і.). У цьому випадку джерело сигналу з'єднується із приладом парою проводів, коаксіальним кабелем тощо. Однак таке просте рішення можливе лише в окремих випадках. Зазвичай, з'єднання повинне здійснюватися за допомогою вхідного перетворювача, що виконує наступні функції:

- узгодження вихідного опору джерела сигналу і вхідного опору приладу і їх незалежність;
- посилення або послаблення сигналу у відоме число  $a$  разів без внесення спотворень (нормалізація);
- масштабно-часове перетворення (МЧП), тобто змінення тривалості або періоду сигналу в  $b$  разів без змінення його форми;
- зміну часового положення сигналу (затримка, випередження) на відому величину  $c$ .



Оскільки частотний і амплітудний діапазони характеристик будь-якого приладу-аналізатора неминуче обмежені, зазначені перетворення дозволяють уникнути застосування декількох приладів, що розраховані на різні значення тривалостей і амплітуд вхідних сигналів. Прилад виконується в розрахунку на ті значення параметрів, за яких може бути досягнута найбільш висока точність вимірювань (з урахуванням точності вхідного перетворювача, вимоги універсальності, економічних факторів та інше). Вхідний перетворювач може розглядатися як своєрідний "узгоджуючий трансформатор", що перетворює (без зміни форми сигналу) вхідний опір, рівень, тривалість, часове положення і період у відоме число разів.

Таким чином, на виході вхідного перетворювача маємо сигнал:

$$x_{\text{вих}}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} ax \left( \frac{t}{b} - c - iT_{\text{вих}} \right),$$

де значення параметрів  $a$ ,  $b$ ,  $c$  відомі.

Структурна схема вхідного перетворювача, що представлена на рис. 1.2, складається з нормалізуючого перетворювача НП, запам'ятовуючого пристрою ЗП, блоку зчитування БЗ, вихідного пристрою ВП, стираючого пристрою СтП і блоку керування БК.

Вхідний сигнал  $x(t)$  (одиначний імпульс або один з імпульсів періодичної послідовності), після проходження через НП (підсилювач напруги, подільник напруги, підсилювач потужності тощо) надходить у запам'ятовуючий пристрій, де фіксується в тій або іншій формі.

Швидкість, початок і період зчитування сигналу визначаються, відповідними значеннями параметрів  $b$ ,  $c$  і  $T_{\text{вих}}$ .

При дискретному зчитуванні у ВП здійснюється відновлення безперервного процесу  $x_{\text{вих}}(t)$  за допомогою фільтра-інтерполятора.

Крім перетворювачів, що реалізують МЧП на основі різноманітних систем запису (запам'ятовування) вхідного сигналу, знаходять широке застосування й такі пристрої, які не вимагають попереднього запам'ятовування.

Для пояснення принципу, на основі якого працюють ці пристрої, розглянемо структурну схему, представлену на рис. 1.3, в яку входять утримуючий ключ  $S$ , пристрій змінення відстані ПЗВ між імпульсами і вихідний пристрій ВП – фільтр-інтерполятор. Із вхідного сигналу  $x_{\text{вх}}(t)$  на виході ключа  $S$ , що періодично замикається, утвориться послідовність імпульсів, модульованих за амплітудою – АІМ-сигнал. На виході блоку ПЗВ інтервал  $\Delta t$  між імпульсами трансформується з коефіцієнтом трансформації  $b$  так, що  $\Delta t' = \Delta t / b$ . Якщо  $\Delta t' > \Delta t$  відбувається "розтягування" вихідного сигналу, а якщо  $\Delta t' < \Delta t$  – його „стискання”. При цих перетвореннях форма огинаючої АІМ-сигналу зберігається. Для того, щоб із послідовності імпульсів отримати знову безперервний сигнал, використовують вихідний пристрій – фільтр-інтерполятор.

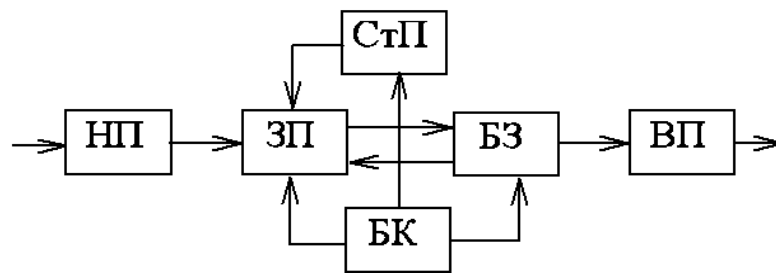


Рисунок 1.2 – Структурна схема вхідного перетворювача

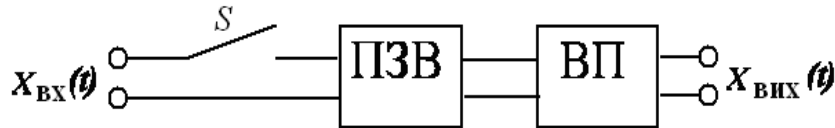


Рисунок 1.3 – Структурна схема масштабно-часового перетворювача

Дію фільтра-інтерполятора можна описати так:

$$x_{\text{ВЫХ}}(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} x_{\text{ВХ}}(i\Delta t) g\left(t - \frac{i\Delta t}{b}\right) \quad (1.19)$$

де  $g(t)$  – вагова функція, а тривалість імпульсів в АІМ-сигналі нехтувано мала, що дозволяє вважати їх близькими до  $\delta$  – функції.

Для моделі вхідного імпульсу  $x_{\text{ВХ}}(t)$  у вигляді функції зі спектром, що обмежується частотою  $F_m$ , можна скористатися точним відновленням безперервного процесу на основі теореми Котельникова, і формула (1.19) прийме вигляд.

$$x_{\text{ВЫХ}}(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} x_{\text{ВХ}}(i\Delta t) \frac{\sin 2\pi F_m \cdot \left(t - \frac{i\Delta t}{b}\right)}{\left[2\pi F_m \cdot \left(t - \frac{i\Delta t}{b}\right)\right]} \quad (1.20)$$

З формули видно, що "стискання" (або "розтягання") вхідного сигналу в  $b$  разів розширює (або звужує) спектр вихідного сигналу в таке ж число разів, тобто при масштабно-часовому перетворенні відбувається, так званий, мультиплікативний перенос спектра (на відміну від адитивного переносу спектра при амплітудній модуляції високочастотного несучого коливання).

Розглянемо приклад часового розтягання. Для масштабно-часового перетворення періодичної послідовності коротких імпульсів широко застосовуються стробоскопічні перетворювачі, принцип дії яких ілюструється часовою діаграмою на рис. 1.4. Копія вхідних імпульсів, що слідують із періодом  $T$ , будується на основі  $b$  відліків, кожний з яких береться на відстані  $i\Delta t$ ,  $i=0;1;\dots; b-1$  від початку періоду (рис. 1.4,а). Відліки послідовно запам'ятовуються коміркою пам'яті на час  $(T+\Delta t)$  і утворюють розтягнуту в

$b=(T+\Delta t)\Delta t^{-1}$  разів копію вхідного імпульсу (рис. 1.4,б). Кожні  $b$  періодів копія обновлюється. Якщо потрібне ще більше розтягання в часі, то відліки беруться у кожного  $l$ -го імпульсу, тоді  $b=l(T+\Delta t)\Delta t^{-1}$ .

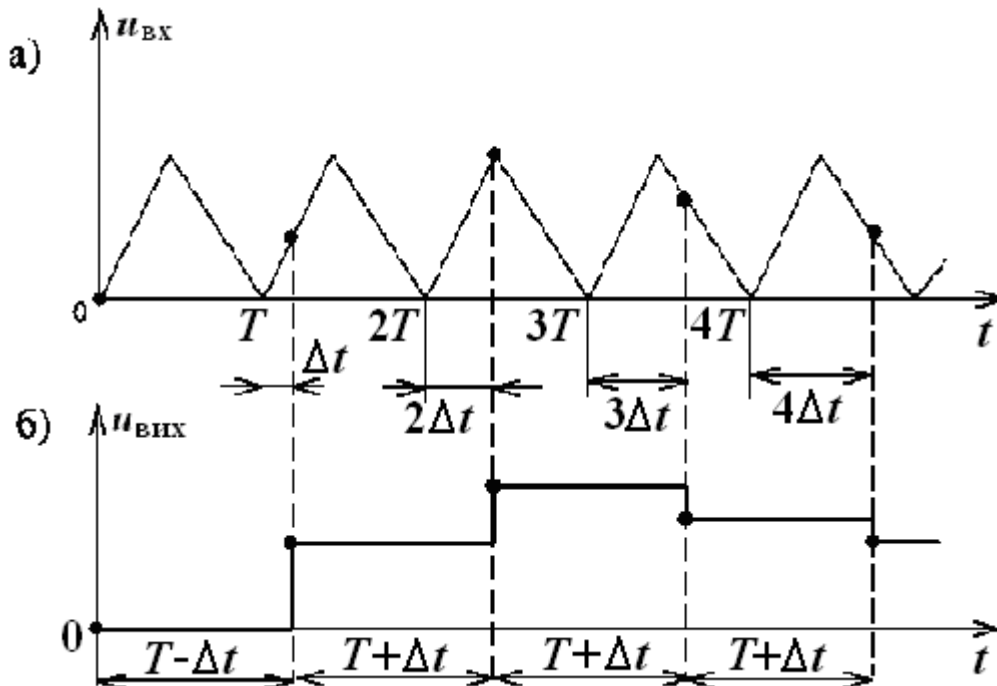


Рисунок 1.4 – Часова діаграма напруг у стробоскопічному перетворювачі

При часовому розтяганні одноразових коротких імпульсів найпоширенішими є наступні методи.

1. Дискретне вимірювальне представлення на основі динамічного запам'ятовування.

Метод складається в запам'ятовуванні широкосмугового поодинокого імпульсу в стискаючому пристрої і розтяганні його при відтворенні за допомогою стробоскопічного перетворювача.

2. Дискретне вимірювальне представлення на основі статистичного запам'ятовування вибірок.

Структурна схема, що ілюструє метод, представлена на рис. 1.5 і включає в себе багатовідвідну лінію затримки БЛЗ, паралельні набори швидкодіючих ключів К і аналогових комірок пам'яті КП, генератор стробуючого імпульсу ГС і комутатор Км.

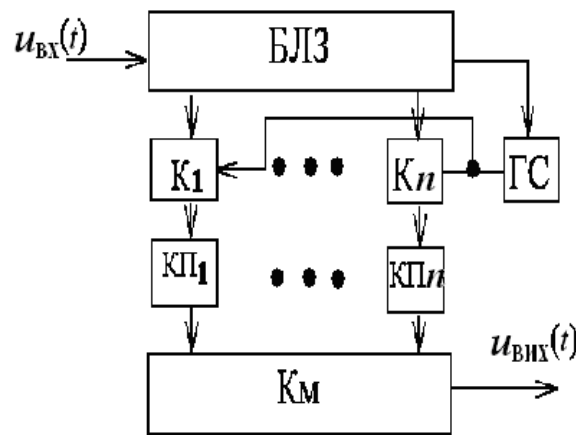


Рисунок 1.5 – Структурна схема масштабно-часового перетворювача на основі запам'ятовування вибірок

Вимірюваний імпульсний сигнал поширюється уздовж лінії затримки, у якій загальна затримка  $\tau_3 = N\Delta t$  повинна бути не менше тривалості вимірюваного сигналу. В момент досягнення фронтом сигналу  $u_{\text{вх}}(t - \tau_3)$  кінця БЛЗ запускається ГС і стробуючий імпульс одночасно відкриває всі ключі К. Запам'ятовані в комірках пам'яті відліки вхідного сигналу  $x_{\text{вх}}(i\Delta t)$ ,  $i=1;2;\dots;N$ , потім одноразово (або багаторазово) комутуються з інтервалом  $\Delta t'$  у певній послідовності (починаючи з КП1), у результаті чого на виході Км формується сигнал

$$u_{\text{вих}}(t) \approx u_{\text{вх}}(t/b),$$

де  $b = \Delta t' / \Delta t$ ,  $t \in [0, N\Delta t]$ .

Спектр вихідного сигналу визначається спектром перетвореного сигналу; амплітуда складових зменшується пропорційно  $b$ . В спектрі є основні складові на частотах  $2k\pi/T_n$  із шириною, що пропорційна  $\omega_n/N$ , біля яких групуються неосновні складові, амплітуда яких, в основному, визначається величиною  $N$ . Як було зазначено вище, при великому числі  $N$  спектр стає лінійчатим.

Викладене про спектр відтвореного сигналу треба враховувати при вивченні спектральних і інших характеристик вихідного одноразового сигналу за періодичним відтворенням сигналом з перетвореним часовим масштабом.

## 1.8 Комутація вимірювальних сигналів

В інформаційно-вимірювальній техніці при реалізації аналогових вимірювальних перетворень часто доводиться здійснювати електричні з'єднання між двома і більше точками вимірювальної схеми з метою викликати необхідний перехідний процес, розсіяти накопичену реактивним елементом енергію (наприклад, розрядити конденсатор), підключити джерело живлення вимірювального кола, включити комірку аналогової пам'яті, взяти вибірку безперервного процесу при дискретизації тощо. Крім того, багато вимірювальних засобів здійснюють вимірювальні перетворення послідовно над великою кількістю електричних величин, розподілених у просторі. Для реалізації вищезазначеного використовуються вимірювальні комутатори і вимірювальні ключі.

Вимірювальним комутатором називається пристрій, що перетворює просторово рознесені аналогові сигнали в сигнали, що відокремлені в часі, і навпаки.

Формально операція комутації може бути виражена в такий спосіб:

$$x(t) = \sum_{i=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} x(t') \delta(t' - t_i) dt'$$

операція включення:

$$x(t) = x(t) \cdot 1(t - t_i),$$

операція включення на інтервал  $T$ :

$$x(t) = x(t) [1(t_i - T) - 1(t_i)]$$

Таке представлення операцій включення і комутації може використовуватися при формуванні рівнянь вимірювань і при аналізі характеристик похибок результатів вимірювань.

Вимірювальні комутатори аналогових сигналів характеризуються наступними параметрами:

– динамічним діапазоном комутуючих величин;

- похибкою коефіцієнта передачі;
- швидкодією (частотою перемикань або часом, необхідним для виконання однієї комутаційної операції);
- числом комутуючих сигналів;
- граничним числом перемикань (для комутаторів з контактними вимірювальними ключами).

Залежно від типу вимірювальних ключів, що використовуються в комутаторі, розрізняють контактні і безконтактні комутатори.

Вимірювальний ключ являє собою двополюсник з суттєво вираженою нелінійністю вольт-амперної характеристики. Перехід ключа з одного стану (закритого) в інший (відкритий) виконується за допомогою керуючого елемента.

Основними параметрами, що характеризують роботу вимірювального ключа у відкритому стані, є опір  $R_0$  і напруга  $u_0$ , що діє на затискачах ключа при нульовій вхідній напрузі. У закритому стані основними параметрами ключа є опір  $R_3$  і струм  $I_0$ .

В ідеальному випадку  $R_0=0$ ,  $u_0=0$ ,  $I_0=0$ ,  $R_3=\infty$ . Через відмінності параметрів реальних ключів від ідеальних величин виникає похибка. У загальному вигляді зв'язок між вхідною  $u_{вх\ i}$  і вихідною  $u_{вих\ i}$  напругами  $i$ -го ключа  $N$  – канального вимірювального комутатора описується складним рівнянням (через взаємний вплив закритих ключів). Однак якщо припустити, що всі ключі мають однакові величини  $R_{3i}=R_3$  і  $I_{0i}=I_0$ , і на їх входах діють максимальні рівні комутуваних напруг  $u_{вх}=u_{вх\ max}$ , то з урахуванням здійснюючихся у практиці вимірювань нерівностей  $R_i > R_0$ ,  $R_n \gg R_i$  і  $R_n \ll R_3$ , де  $R_i$  – внутрішній опір джерела напруги, що комутується, а  $R_n$  – опір навантаження, одержимо наступні оцінки адитивної похибки  $\Delta$  і коефіцієнта  $\gamma$  мультиплікативної похибки:

$$\Delta \approx (N-1)(I_0 R_i + u_{вх\ max} R_i K$$

$$\gamma = \frac{R_n}{R_n + R_i + R_0} - 1 \approx - \frac{R_i + R_0}{R_n}$$

Сучасна радіоелементна база дає можливість істотно наблизитись до ключів з ідеальними характеристиками.

## 1.9 Аналого-цифрове перетворення

Основою роботи цифрових вимірювальних приладів є перетворення безперервної (аналогової) величини в цифровий код; перетворення можна виконати різними методами. Проілюструвати цей процес можна наступними прикладами.

Хай потрібно зміряти довжину  $X$  деякого відрізка. Як можна це зробити?

*Перший метод.* Хай є відрізок поодинокі довжини  $q$  (квант). Послідовно відкладатимемо його на відрізок  $X$ , тобто як би «крокуватимемо» відрізком  $q$  по відрітку  $X$  і рахуватимемо кроки. На  $(N+1)$ -му кроці ми «переступимо» через кінець відрізка  $X$ . Якщо умовимося округляти в меншу сторону, то число  $N$  виражатиме значення  $X$  в одиницях  $q$ .

Якщо замість вимірювання довжини вимірювати масу вантажу на чашкових вагах, то повторно використовувати одну і ту ж вагу одиничної маси вже не вдалося б – потрібно тоді мати в своєму розпорядженні набір таких однакових ваг, класти їх на чашу і зважувати, поки  $(N+1) - q$  не «перетягне». У принциповому відношенні ця різниця неістотна – чи мати одну одиничну міру і застосовувати її кілька разів або ж мати в своєму розпорядженні набір однакових поодиноких мір.

Відзначимо характерні відзнаки методу: послідовний рахунок дрібної одиничної міри, що повторюється, – квант до наближення одержуваної суми до значення вимірюваної величини.

*Другий метод.* Хай вимірюваний відрізок  $X$  – довжина кроку. Припустимо, що немає відрізків  $q$  одиничної довжини і ніякого іншого вимірювального інструменту, але є велика міра – дистанція 100 м. Тоді на цій дистанції можна підрахувати число кроків, що укладаються на ній. Результат вимірювання  $N$



отримаємо, розділивши довжину дистанції  $A$ , виражену в одиницях  $q$ , на число кроків  $M$ .

Продовжуючи аналогію із зважуванням вантажу, в даному випадку можна сказати так: вимірюється маса якогось виробу, і ми маємо безліч таких виробів, причому, передбачається, що маси їх рівні (наприклад, шарикопідшипники), а міра одна – велика гиря.

Характерні відзнаки методу: послідовний рахунок вимірюваної величини, що повторюється, до наближення одержуваної суми до значення крупної міри, кратної кванту.

*Третій метод.* Уявимо, що є набір відрізків, довжини яких відповідають ваговим коефіцієнтам двійкового коду  $2^0, 2^1, 2^2, 2^3$  і рівні  $q, 2q, 4q, 8q$ . Їх послідовно порівнюють з відрізком  $X$  таким чином: спочатку порівнюють найбільший відрізок  $8q$  – більше він або менше ніж  $X$ , і фіксують результат зрівняння. Якщо він менше, то його залишають і додають до нього наступний за порядком спадання відрізок  $4q$ . Тепер з відрізком  $X$  порівнюють суму  $8q+4q=12q$ . Хай вона виявилася більшою, ніж  $X$ . Тоді відкидають добавку  $4q$  і замість неї прикладають до відрізка  $8q$  наступний за порядком, тобто  $2q$ , і знову порівнюють з  $X$  нову суму  $8q+2q=10q$ , що утворилася. Хай вона опинилася менше  $X$ . Це означає, що добавку  $2q$  потрібно зберегти і прикласти ще останній відрізок одиничної довжини  $1q$ . Зрівняння суми  $10q+1q=11q$ , що утворилася, з  $X$  показує, що вона більше, тому остання добавка  $q$  знімається.

Результат кожного зрівняння (більше або менше) запишемо символами: результат «менше» – символом 1, результат «більше» – символом 0. Тоді цей запис, що читається зліва направо, буде двійковим кодом числа  $N$ , що відображає результат вимірювання в одиницях  $q$ . Оскільки були взяті чотири відрізки, одержаний чотирирозрядний двійковий код. При цьому можна одержати всього лише 16 комбінацій, з урахуванням нульової, тобто  $N_{\text{макс}}=15$ . Якщо узяти десять відрізків, то одержимо вже  $N_{\text{макс}}=1023$ . Для отримання якого-небудь іншого коду числа  $N$  було б потрібно інше співвідношення між довжинами відрізків в наборі.

Тут аналогія з вимірюванням маси відповідає загальновідомій процедурі зважування на чашкових вагах з використанням набору ваг різного значення: спочатку ставлять найкрупнішу вагу, якщо вона не «перетягує», до неї додають наступну, яку залишають або знімають залежно від результату.

Сформулюємо характерні відзнаки методу: наявність декількох мір, кратних кванту, і що співвідносяться, як вагові коефіцієнти коду; кількість мір дорівнює числу розрядів коду; комбінації цих мір за певною логічною програмою порівнюються з вимірюваною величиною і послідовно наближаються до неї, причому результати зрівняння (більше, менше) визначають стани в розрядах коду в напрямі від старших до молодших.

У розглянутих методах в якості величини вимірювання  $X$  обрана довжина відрізка. Можна було вибрати і будь-яку іншу фізичну величину. Ці методи лежать в основі ЦАП і АЦП, що призначені для вимірювання (перетворення в код) найрізноманітніших фізичних величин  $X$ , як електричних, так і неелектричних. Суттєвим при цьому є те, що велика різноманітність величин  $X$  заздалегідь перетворюється в досить обмежену кількість величин  $Y$ , до яких далі вже безпосередньо застосовується який-небудь з цих методів. Ось перелік основних величин  $Y$ :

- інтервал часу  $Y=\Delta t$ ;
- частота слідування коротких імпульсів,  $Y=f$ ;
- електрична напруга постійного струму  $Y=U$  і т.і.

Існує багато способів і схемних рішень для перетворення різних  $X$  в ці  $Y$ .

Наприклад, постійний струм  $I$  перетвориться в напругу  $U$  з використанням еталонного опору  $R_0$ :  $U=IR_0$ . Для вимірювання змінних напруг застосовуються випрямні перетворювачі амплітудного, середньовипрямленого і середньоквадратичного значень. Опір постійному струму  $R$  може бути перетворений в напругу  $U$  шляхом пропускання постійного струму  $I_0$  від опорного джерела. У  $\Delta t$  легко перетвориться період  $T$  синусоїдної напруги (струму) і фазовий зсув між двома напругами (струмами). Іноді для отримання  $Y$  здійснюються декілька послідовних перетворень.

Зрозуміло, попереднє перетворення може і бути відсутнім – вимірюваною величиною, що вимірюється, може бути який-небудь з варіантів  $Y$ . Нарешті, можливий і такий варіант: вимірюваною величиною є яка-небудь з перерахованих величин  $Y$ , проте вона перетворюється в іншу величину  $Y$ . Наприклад, напруга  $U$  перетворюється в частоту  $f$ . Іноді це пов'язано з універсальністю приладу, в якому передбачається декілька блоків попереднього перетворення різних вимірюваних величин, а іноді – із завданням отримання якої-небудь бажаної властивості (далі побачимо, наприклад, що в цифрових вольтметрах з попереднім перетворенням напруги  $U$  в частоту  $f$  досягається висока завадостійкість).

Аналого-цифрове перетворення становить невід'ємну частину вимірювальної процедури. У показуючих приладах ця операція відповідає зчитуванню числового результату експериментатором. У цифровому і процесорному вимірювальних засобах аналого-цифрове перетворення виконується автоматично, а результат або надходить безпосередньо на індикацію, або вводиться в процесор для виконання наступних вимірювальних перетворень у числовій формі.

Методи аналого-цифрового перетворення у вимірюваннях розроблені глибоко і ґрунтовно і зводяться до подання миттєвих значень вхідного впливу у фіксовані моменти часу відповідною кодовою комбінацією (числом). Фізичну основу аналого-цифрового перетворення становить стробування і зрівняння з фіксованими опорними рівнями. Найбільшого поширення одержали АЦП порозрядного кодування, послідовного рахунку, слідкуючого зрівноваження і деякі інші. У даній главі коротко викладені традиційні методи, а також порушені ті питання методології аналого-цифрового перетворення, які пов'язані з тенденціями розвитку АЦП і цифрових вимірювань на найближчі роки. До таких питань, зокрема, відносяться:

- усунення неоднозначності зчитування в найбільш швидкодіючих АЦП зіставлення, що знаходять все більшого поширення з розвитком інтегральної технології;

- досягнення стійкості до збоїв і поліпшення метрологічних характеристик АЦП на основі надлишкової системи числення Фібоначчі;
- застосування для аналого-цифрового перетворення методу статистичних випробувань.

Вхідна аналогова величина, яка підлягає вимірювальному перетворенню може приймати, як правило, будь-яке значення  $x=x_{\min} \dots x_{\max}$  у межах діапазону змінення. При представленні результату перетворення в цифровій формі в діапазоні змінення величини  $x$  фіксується  $M$  значень  $x_{(1)}, x_{(2)}, \dots x_{(M)}$ , які називають квантованими рівнями.

Суть операції квантування полягає в тому, що будь-яке поточне значення параметра  $x$  ототожнюється з одним із квантованих рівнів. На практиці реалізуються три алгоритми ототожнення: з найближчим квантованим рівнем, з найближчим меншим і з найближчим більшим. Для апаратної реалізації цифрового представлення номера квантованого рівня використовується певна система числення (наприклад, двійкова), число  $m$  розрядів якої і основа системи числення  $a$  пов'язані із числом  $M$  квантованих рівнів співвідношенням:

$$M \leq a^m.$$

Цифрове представлення супроводжується двома видами похибок: методичними і інструментальними. Методичні похибки пов'язані з дискретизацією процесу  $x(t)$  у часі і квантуванням його за рівнем.

Дискретизація  $x(t)$  у часі полягає в тому, що представлення сигналу в цифровій формі може виконуватися лише в дискретні моменти часу – моменти опитування.

Розглянемо більш докладно похибку квантування. Залежно від зміни ступеня квантування або шагу кванта (відстані між сусідніми квантованими рівнями) за шкалою розрізняють наступні види квантування: рівномірне, ступінчато-рівномірне, нерівномірне. При рівномірному квантуванні ступінь квантування не змінюється у всьому діапазоні перетворених величин. Ступінчато-рівномірне квантування характеризується дискретною зміною ступеня квантування при досягненні деякої межі зміни вхідної величини.

Прикладом такого квантування може служити АЦП із автоматичним вибором діапазону вимірювань. При нерівномірному квантуванні ступінь квантування є майже безперервною функцією вхідного сигналу; нерівномірне квантування застосовується, переважно, в цифровому телефонному зв'язку.

Розглянемо спочатку рівномірне квантування. Безперервна величина  $x$  перетвориться в дискретну величину  $p=x+\Delta q$ , де  $\Delta q$  – похибка квантування, причому, в інтервалі  $kq - q/2 \leq x < kq + q/2$ ,  $kq \leq x < (k+1)q$  або  $(k-1)q \leq x < kq$  вимірювана величина розподілена випадково з умовною щільністю ймовірності:

$$\omega = \left( \frac{x}{p} \right) = \frac{\omega(x)}{F_k},$$

де  $\omega(x)$  – щільність ймовірності вимірюваної величини  $p = kq$ ,

$$F_k = \int_{kq-q/2}^{kq+q/2} \omega(x) dx \quad - \text{ймовірність появи результату } p = kq.$$

Безумовна щільність ймовірності похибки квантування тим ближче до рівномірної, чим більше відношення середнього квадратичного відхилення  $\sigma_x$  вхідної величини до величини  $q$ . При фіксованому початку шкали залежно від алгоритму ототожнення величини  $x$  з одним із квантованих рівнів похибка  $\Delta q$  розподілена в інтервалі  $[-q/2 \dots q/2]$ ,  $[0 \dots q]$  або  $[-q \dots 0]$ . При випадковій установці початку шкали похибка квантування утвориться як сума двох незалежних похибок  $\Delta q = \Delta q_1 + \Delta q_2$ , одна з яких рівномірно розподілена в інтервалі  $[-q \dots 0]$ , а інша – в інтервалі  $[0 \dots q]$ ; в результаті похибка квантування розподілена за законом Сімпсона в інтервалі  $[-q \dots q]$ :

$$\omega(\Delta q) = q^{-1} \left( 1 - \frac{|\Delta q|}{q} \right).$$

При випадковому зсуві початку шкали похибка квантування зростає (в  $\sqrt{2}$  разів – середнє квадратичне значення і до 2 разів – максимальне значення), у той же час випадковість цієї похибки (у кожному перетворенні) і нульове математичне очікування дозволяють її ефективно фільтрувати при багаторазових вимірюваннях (переходячи до оцінки результату вимірювання за

допомогою середнього арифметичного). Цей приклад показує, що на характер вимог до точності вимірювань значною мірою впливає вид наступної обробки результатів.

Оцінимо з цієї позиції похибку квантування в універсальних цифрових вимірювальних пристроях, в яких у процесі експерименту можуть змінюватися діапазони вимірювань вхідних величин. У цьому випадку прийнятним представляється критерій точності у вигляді середнього квадрату відносної похибки

$$\delta_q^2 = \int_{X_{min}}^{X_{max}} (\sigma_{q,X}^2 / x^2) \omega(x) dx \quad (1.21)$$

де  $\omega(x)$  – розподілення вимірюваної величини, що апроксимує реальне розподілення сукупності вхідних величин вимірювального засобу, який має декілька піддіапазонів, протягом усього строку експлуатації;  $\sigma_{q,X}^2$  – дисперсія похибки квантування навколо величини  $x$ .

Вираз (1.21) є обґрунтуванням ступінчато-рівномірного (СРК) і нерівномірного квантування, тому що, якщо більш ймовірне значення вхідного сигналу  $x$  вимірювати з меншим інтервалом квантування  $q_x$ , то усереднена

похибка  $\delta_q^2$  зменшить своє значення.

З'ясуємо точнісні характеристики СРК і знайдемо оптимальні інтервали квантування і точки перемикання з одного діапазону на інший. Вираз (1.21) для СРК прийме вид:

$$\delta_q^2 = \sum_{i=0}^{n-1} \int_{X_0}^{X_n} (a q_{i+1}^2 / x^2) \omega(x) dx \quad (1.22)$$

де для узагальнення прийнято  $X_0 = X_{min}$ ,  $X_n = X_{max}$ ,  $a = 1/12$  або  $1/6$  залежно від щільності розподілення похибки квантування (рівномірний закон або закон Сімпсона).

При СРК результат квантування складається із двох частин: коду номера піддіапазону вимірювань і коду номера квантованого рівня.

Інструментальна похибка цифрового представлення складається із статичної і динамічної похибок. Складові статичної похибки (при незмінному вхідному сигналі) за характером виникнення поділяють на чотири групи:

- внаслідок неточності настроювання і градування вхідного нормуючого перетворювача і аналого-цифрового перетворювача, в цілому;
- від впливу зовнішніх умов на параметри елементів (коливання температури, напруги живлення та інше).
- через внутрішні шуми, наведення, флуктуації тощо;
- внаслідок нелінійності перетворення.

Динамічна похибка, що з'являється при зміні вхідного сигналу, обумовлена інерційністю елементів. Вона проявляється у вигляді непостійних перехідних процесів в аналоговій частині перетворювача, а також за рахунок змінення вхідного сигналу в процесі квантування.

Інструментальна похибка, у великій мірі, впливає на раціональний вибір мінімальних значень інтервалів квантування і дискретизації.

Однією з особливостей сучасних пристроїв відображення цифрової вимірювальної інформації є обмеження інформаційної ємності відображуючого пристрою (матрична панель або електронно-променева трубка в цифровому осцилографі). Подібного обмеження, за суттю, немає в цифрових приладах з відображенням цифро-буквеної інформації. Тому в цифровій осцилографії варто дотримуватися думки про значимість всіх розрядів цифрового відліку, а також, про необхідність переважання методичної похибки (квантування і дискретизації) над інструментальною похибкою.

У цьому сенсі важливим питанням цифрової осцилографії є вибір обґрунтованого співвідношення частоти дискретизації і верхньої частоти смуги пропускання вхідного нормуючого перетворювача. Розглянемо це завдання для лінійної інтерполяції сигналу як для алгоритму, що близький до того відновлення безперервного повідомлення, що здійснює людина-оператор при зоровому сприйнятті послідовності дискретних відліків.

При лінійній інтерполяції синусоїдного сигналу  $x(t)=X_m\sin 2\pi ft$  похибка досягає практично граничної величини  $\varepsilon_{\text{дл}}=\pm X_m$  при частоті дискретизації  $f_d=2f$  (якщо моменти дискретизації збігаються з моментами переходу сигналу  $x(t)$  через нульовий рівень). Тому доцільно обмежити смугу відтворених частот для ВП діапазоном  $0\dots f_d/2$ . При цьому динамічною інструментальною похибкою можна зневажити в порівнянні з методичною похибкою дискретизації в часі.

## 1.10 Реалізація аналого-цифрового перетворення

Аналого-цифровий перетворювач, у самому загальному вигляді, містить вхідний вимірювальний перетворювач, вихідний сигнал якого зручний для автоматичного квантування, і перетворювач аналог-код. Вибір структурних схем АЦП визначається, насамперед, обраним методом перетворення і особливостями вхідних величин – їх дискретним або безперервним характером, зручністю їхнього квантування, зрівняння і т.і. Залежно від використовуваного методу вимірювань розрізняють АЦП зіставлення і АЦП зрівноваження. У першому випадку структурна схема АЦП розімкнена, а в другому – замкнена.

Якщо вимірювана величина  $x$  є дискретною, квантованою, тобто складається із часток, параметр кожної з яких є природною одиницею даної величини і має постійне і відоме значення  $x_0$ , то для визначення числового значення такої величини необхідний чутливий елемент ЧЕ для виявлення кожної частки і лічильник Лч числа імпульсів, що формується ЧЕ при виявленні кожної частки (рис. 1.6,а). Результат аналого-цифрового перетворення має вигляд:  $N=x/x_0$ . Прикладом квантованої величини є електричний заряд, що складається з дискретного числа  $N$  електронів, кожний з яких має заряд  $e_0$ .

Якщо квантується потік  $x/T$  квантованої величини (наприклад, електричний струм – потік електронів), то крім елементів ЧЕ і Лч необхідний формувач інтервалу ФІ часу вимірювань і ключ К (рис. 1.6,б). Тоді результат аналого-цифрового перетворення буде мати вигляд  $N=x/(x_0T)$ . Шляхом вимірювань



потоків електронів з урахуванням максимальної швидкості рахунку сучасних лічильників, що дорівнює приблизно 1 ГГц, можна здійснювати цифрові вимірювання струмів, що не перевершують значення  $10^{-12}$  А.

Якщо  $x$  є аналоговою величиною, що зручна для квантування (наприклад, час  $T_x$  або частота  $f_x$ ), то для аналого-цифрового перетворення застосовують розімкнені схеми (рис. 1.6, в і г), що містять, крім уже згаданих блоків, формувачі  $\Phi$  імпульсів і генератор  $\Gamma$  імпульсів еталонної частоти  $f_0$ . Інтервал часу  $T_x$  і частота  $f_x$  можуть бути перетворені в цифрову форму з найбільш високою точністю, тому що у відповідних АЦП використовуються найбільш досконалі міри – кварцові генератори стабільної частоти. Природно, це привело до широкого поширення таких АЦП, у яких вхідна величина піддається проміжному перетворенню в тривалість періоду або в частоту, зокрема, АЦП розгортаючого перетворення (часо-імпульсного типу) і АЦП подвійного інтегрування (приклад реалізації останнього буде розглянутий нижче).

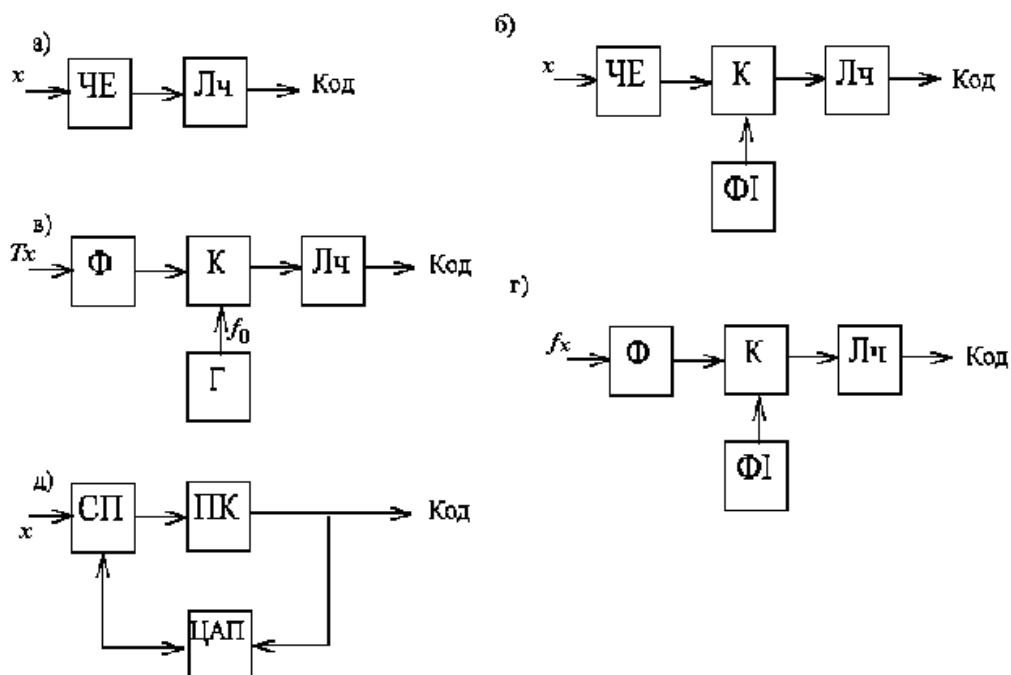


Рисунок 1.6 – Структурні схеми аналого-цифрових перетворювачів

Для зниження похибок АЦП широко застосовують повністю замкнені схеми, що доцільні для вхідних величин, які зручні для зрівняння й, крім того, дозволяють реалізувати високоточний перетворювач код-аналог. Цим умовам у

найбільш повній мірі відповідають постійні напруга і струм. Структурна схема АЦП (рис. 1.6,д) містить у цьому випадку схему порівняння СП, пристрій керування ПК і цифро-аналоговий перетворювач ЦАП, точність якого визначає, головним чином, точність усього АЦП.

Серед численних різновидів аналого-цифрових перетворювачів, що розрізняються конструктивно-технологічним виконанням, функціональними можливостями, точнісними і швидкісними характеристиками, припустимими умовами експлуатації тощо, найбільш важливе місце займають мікроелектронні АЦП, реалізовані у вигляді напівпровідникових інтегрованих схем. У сьогоденні рівень розвитку таких АЦП, що є одними із самих масових виробів інформаційно-вимірювальної техніки, багато в чому, визначає рівень технічних характеристик великої групи різноманітних приладів і пристроїв. Розглянемо приклади мікроелектронної реалізації АЦП постійної напруги.

**АЦП послідовного лічення.** Якщо в структурній схемі, представлений на рис. 1.6,д, як пристрій керування застосувати лічильник імпульсів, то одержимо АЦП послідовного лічення (рис. 1.7), що працює в такій послідовності: за сигналом «Пуск» лічильник встановлюється в нульовий стан, після чого за мірою надходження на його лічильниковий вхід тактових імпульсів (із частотою  $f$ ) ступінчасто зростає вихідна напруга  $u_k$  ЦАП. При досягненні напругою  $u_k$  значення  $u_x$  схема порівняння припиняє підрахунок імпульсів у лічильнику Лч, а код з виходів останнього заноситься в регістр пам'яті РП.

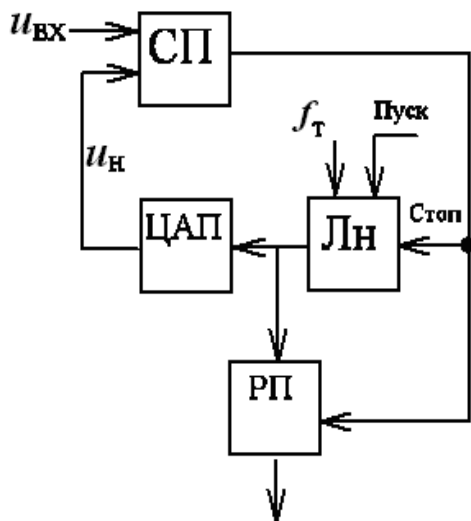


Рисунок 1.7 – Структурна схема  
АЦП послідовного лічення

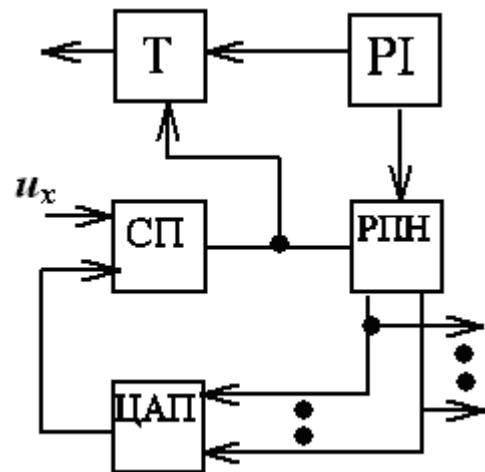


Рисунок 1.8 – Структурна схема  
АЦП порозрядного зрівноваження

**АЦП порозрядного зрівноваження.** Для досягнення більш високої швидкодії (у порівнянні з АЦП послідовного рахунку) у структурній схемі, представлений на рис. 1.6,д, треба як пристрій керування використати розподільник імпульсів РІ і регістр послідовного наближення РПН (рис. 1.8). Завдяки цьому порівняння вхідної напруги з опорною ведеться, починаючи з величини, що відповідає старшому розряду формованого двійкового коду. Всі  $m$  розрядів остаточно з'являються на виходах РПН за  $m$  тактів; крім того, на виході допоміжного тригера Т формується послідовний код результату перетворення.

**АЦП подвійного інтегрування.** Принцип роботи АЦП двотактного інтегрування, заснованого на проміжному перетворенні напруга-інтервал часу (рис. 1.9), зводиться до наступного.

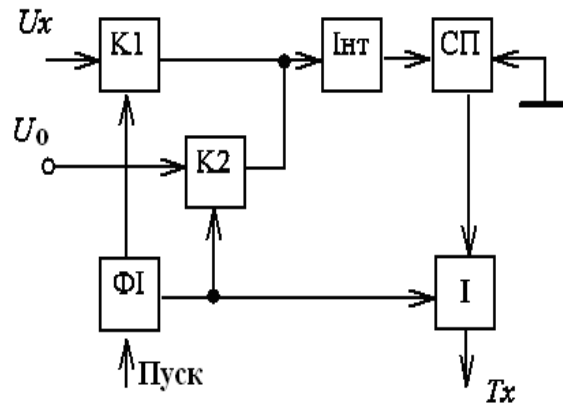


Рисунок 1.9 – Структурна схема АЦП напруга – інтервал часу

У першому такті, тривалість  $T_0$  якого визначається еталонним формувачем інтервалу  $\Phi I$  часу інтегрування, через ключ  $K_1$  на вхід інтегратора  $Інт$  подається напруга, що перетворюється, а в другому такті через ключ  $K_2$  підключається еталонна напруга  $u_0$  протилежної полярності, в результаті чого вихідна напруга інтегратора зменшується до нуля за час  $T_x$ , пропорційний напрузі  $u_x$ , тобто реалізується проміжне перетворення  $u_x \rightarrow T_x$ . Перехід до вихідного коду здійснюється квантуванням сформованого на виході логічної схеми  $I$  імпульсу за структурною схемою, представленою на рис. 1.6,в.

## 1.11 Вимірювальні перетворення в числовій формі

Введення процесора до складу вимірювального кола і, відповідно, числових вимірювальних перетворень у процедуру вимірювання радикально змінює функціональні і метрологічні можливості ЗВТ. З'являється можливість виконувати складні непрямі, сукупні і спільні вимірювання. Змінюються принципи реалізації статистичних вимірювань. Розширюються можливості щодо корекції похибок і застосування адаптивних і ітеративних вимірювальних процедур.

До типових вимірювальних перетворень, реалізованих в числовій формі, відносяться наступні: масштабування, функціональні перетворення (включаючи

усереднення), формування коригуючих впливів, забезпечення адаптації і ітеративних вимірювань. Природно, що при цьому міняється структура повної похибки – з'являються складові, обумовлені числовими вимірювальними перетвореннями, і виникають проблеми метрологічного аналізу у зв'язку з ускладненням алгоритмів вимірювань.

Для процесорних перетворень характерні зміни (зменшення) питомої ваги інструментальних похибок, обумовлених збоями у функціонуванні процесора.

Активна участь процесора в реалізації вимірювального алгоритму приводить до необхідності більш строго, з позиції метрології, підходити до похибок обчислень, які стають складовою частиною загальної похибки результату вимірювань. Це особливо важливо для тих випадків, коли використовуються порівняно малорозрядні мікропроцесори. До обчислювальних засобів, що використовують в автономних електровимірювальних засобах, пред'являються вимоги мінімальної маси і габаритів, що також обмежує довжину розрядної сітки процесорів. З іншого боку, немає необхідності істотно завищувати вимоги до точності обчислень у порівнянні з тією похибкою, що привносять первинні вимірювальні перетворювачі. Відносно раціональності застосування процесора треба прагнути до того, щоб похибки обчислень несуттєво збільшували загальну похибку вимірювань.

Розглянемо масштабування в процесорній частині ЗВТ. Процесори всіх класів при реалізації алгоритму виконують операції над носіями інформації: напругою, цифровим кодом та інше. Ці машинні змінні відповідають математичним величинам розв'язуваного вимірювального завдання. Як правило, діапазони змінення математичних і машинних змінних не збігаються; розрізняються ці змінні і за фізичними розмірностями. Приведення всіх математичних величин (вихідних, проміжних і кінцевих) до діапазону змінення і розмірностям машинних змінних з урахуванням точності рішення завдання називають масштабуванням. Надалі всі машинні змінні будемо позначати значком  $\wedge$ , наприклад,  $\hat{x}$ ,  $\hat{y}$  тощо.

Масштаб машинної змінної визначається співвідношенням:

$$m_x = \hat{x}_0 / X_{\max},$$

де  $X_{\max}$  – максимальне значення математичної змінної у відлікових одиницях (в.о.)  $\hat{x}_0$ , – фіксоване значення машинної змінної в машинних одиницях (м.о.) при  $x=X_{\max}$ . Основне призначення масштабу – встановити кількісний зв'язок між відповідними змінними:

$$\hat{x} = m_x x.$$

Величина  $\beta_x=1/m_x$  називається ціною машинної змінної (наприклад, ціна машинної одиниці коду) або масштабним коефіцієнтом. Масштаб може мати як позитивний, так і негативний знаки.

Масштабування має на меті:

- виключити вихід машинних змінних за межі робочої зони функціонування;
- забезпечити узгодження параметрів процесора і вхідних і вихідних вимірювальних перетворювачів;
- забезпечити, по можливості, більшу точність роботи обчислювача.

Масштаб і точність обчислень тісно пов'язані: у загальному випадку більший масштаб змінних забезпечує і більш високу точність обчислень. Похибки обчислень зароджуються на рівні машинних змінних, їх перерахування у відлікові одиниці фізичних або математичних величин може бути виконано за допомогою масштабів.

Цифровий процесор виконує операції над числами, представленими в певній системі числення, найчастіше – двійковій. Кожне число, представлене набором нулів і одиниць, звичайно, називають машинним операндом.

Через обмеженість розрядної сітки процесор може оперувати тільки з числами певного діапазону, що враховується при масштабуванні.

Масштабування може здійснюватися з постійним і змінним масштабами і у режимі із плаваючою комою, при якому передбачається нормалізація подання чисел. Нормалізація пов'язана з додатковими витратами машинного часу, але це окупається підвищеною точністю і простотою програмування. Найменшу

точність має метод постійних масштабів, однак витрати машинного часу при цьому також найменші.

Найчастіше процесори реалізують дробову арифметику. При цьому машинні  $n$ -розрядні числа записуються у вигляді

$$\hat{x} = 0, \hat{x}_1 \hat{x}_2 \dots \hat{x}_n, \quad x_i \in \{0;1\}$$

Для спрощення операції масштабування прагнуть користуватися двійковим масштабом, визначеним з умови

$$m_x = \{2^{-k} < x_{\max}^{-1} < 2^{-k+1}\}$$

підбором цілого  $k$ . При цьому множення або ділення на  $m_x$  зводиться до перенесення коми на  $k$  розрядів вправо або вліво.

У процесі проектування процесорного ЗВТ завжди гостро постає питання раціонального вибору достатньої розрядної сітки процесора, що використовується для реалізації заданого класу вимірювальних алгоритмів. Цілком зрозуміле бажання проектувальника вибрати підвищену розрядність процесора («із запасом») вступає в протиріччя з необхідністю витримати на певному рівні інші важливі характеристики – швидкодію, надійність, масу, габарити і вартість, тому що, в остаточному підсумку, з ростом розрядності збільшується кількість устаткування.

Очевидно, що проектувальникові необхідно шукати компроміс. Підставою для пошуку якщо не оптимальних, то, принаймні, раціональних значень параметрів процесора може служити практично існуюче обмеження достовірної розрядності первинних вимірювальних перетворювачів і АЦП. Очевидно, недоцільно істотно збільшувати розрядність процесора, якщо точність вхідних вимірювальних даних обмежена, як правило, 8...13 двійковими розрядами.

Таким чином, проблему раціонального вибору розрядності процесора можна звести до завдання визначення необхідного запасу (резерву) розрядності процесора понад розрядність вимірювальних перетворювачів, що забезпечують похибку на рівні, яку допускає споживач.

Якщо вважати, що розрядність джерел вхідної інформації ( $n_x$ ,  $n_y$  і таке інше) обрана, то це означає, що похибка на виході алгоритму, обумовлена похибками первинних вимірювальних перетворювачів, є задовільною з точки зору споживача.

### **Запитання для самоконтролю до розділу 1**

1. Дайте визначення рівнянню вимірювань.
2. Яким вимогам повинно відповідати рівняння вимірювань?
3. Які види вимірювальних перетворень застосовуються?
4. Яким чином відбувається перетворення вимірюваної величини у числовий еквівалент?
5. За якими ознаками класифікують вимірювальні перетворення?
6. Що таке „масштабування”?
7. Як МХ ЗВТ впливають на результат вимірювання і розрахунок його похибки?
8. Перерахувати основні групи МХ ЗВТ і дати їм стислу характеристику.
9. Що таке „нормування” МХ ЗВТ?
10. Що таке „нормалізація” вимірювального перетворення?
11. Дайте визначення функційному перетворенню і вкажіть, де воно застосовується. Пояснити, які функційні перетворення і за допомогою яких пристроїв можна здійснити.
12. Що таке „масштабно-часове перетворення”(МЧП)?
13. Приведіть приклади пристроїв з МЧП і поясніть принципи МЧП.
14. Як формально виражається операція комутації вимірювальних сигналів?
15. Викласти суть аналого-цифрового перетворення.
16. Дайте стислу порівняльну характеристику різним видам АЦП.
17. Проаналізуйте похибки, що виникають при аналогово-цифровому перетворенні.
18. Наведіть приклади реалізації АЦП.



19. Перерахуйте типові вимірювальні перетворення, що реалізуються в числовій формі.
20. Проаналізуйте способи підвищення точності машинних обчислень.

## Перелік літератури до розділу 1

1. Закон України Про внесення змін до закону України „Про метрологію та метрологічну діяльність” Київ, 2004
2. МИ 1967-89. ГСИ. Выбор методов и средств измерений при разработке методик выполнения измерений. Общие положения.
3. ДСТУ 26 82-94. Державна система забезпечення єдності вимірювань. Метрологічне забезпечення. Основні положення.
4. Гольденберг Л.М. Матюшки Б.Д. и др. Цифровая обработка сигналов. Справочник. – М: Радио и связь, 1986
5. Коростелев А.А., Пространственно-временная теория радиосистем. Учебное пособие для ВУЗов.– М.: Радио и связь, 1987
6. Мирский Г.Я. Микропроцессоры в измерительных приборах. – М: Радио и связь, 1984

## **Розділ 2 Вимірювання напруги, сили струму і потужності**

### **2.1. Загальні відомості**

Вимірювання напруги, сили струму і потужності – найбільш поширений вид вимірювань. У різних областях науки і техніки ці вимірювання здійснюються в широкому діапазоні частот – від постійного струму і інфранизких частот (декілька сотих герца) до надвисоких частот (1 ГГц і більше) і у великому діапазоні вимірюваних значень напруги і струму – відповідно, від нановольт до сотень кіловольт і від 10 – 16 до десятків і сотень ампер (при великому різноманітті форм вимірюваної напруги і струму).

Вимірювання постійних напруги, сили струму і потужності полягає в знаходженні їх значень і полярності. Вибір методу і ЗВТ для вимірювання напруги, сили струму і потужності обумовлюється необхідною точністю вимірювань. Залежно від способу отримання результату методи вимірювань поділяються на прямі, при яких значення напруги (струму, потужності) вимірюється безпосередньо, і непрямі, результат яких знаходиться за наслідками прямих вимірювань величин, пов'язаних з вимірюваною величиною тією або іншою функціональною залежністю.

Для вимірювання напруги (струму, потужності) застосовуються наступні основні методи вимірювань:

- безпосередньої оцінки, при якому числове значення вимірюваної величини визначається по відліковому пристрою приладу, градуйованому в одиницях цієї величини;

- зрівняння, при якому значення вимірюваної величини визначається на основі порівняння дії вимірюваної величини на яку-небудь систему з дією на цю ж систему еталонної міри. У приладах для вимірювання напруги і сили

струму застосовуються три різновиди методу зрівняння: нульовий, диференційний і заміщення.

Прилади, що реалізують метод зрівняння, складаються з кола порівняння і вимірювача різниці значень вимірюваної величини і міри. Для фіксації відсутності різниці значень вимірюваної величини і міри застосовуються пристрої зрівняння.

Обидві групи приладів за системою відліку значень поділяються на прилади з аналоговим відліком (аналогові) і прилади з дискретним відліком (цифрові). До приладів з аналоговим відліком слід віднести показуючі прилади, прилади з світловим покажчиком, прилади з ручним або автоматичним зрівноваженням (що мають реохорд) і реєструючі. До приладів з дискретним відліком слід віднести цифрові прилади і прилади з ручним або автоматичним зрівноваженням, які мають набір (магазин) елементів, що перемикаються. Результат вимірювань, проведених такими приладами, виражений у вигляді дискретного (цифрового) коду.

Всі прилади електровимірювань за способом перетворення електромагнітної енергії, що пов'язана з вимірюваною величиною, у величину, що дозволяє провести відлік значень вимірюваної величини, можна поділити на електромеханічні, електротеплові, електронні і електронно-променеві. У електромеханічних приладах для переміщення рухомої частини приладу використовуються різні електромагнітні процеси. Залежно від фізичного явища, що використовується для перетворення електромагнітної енергії, що підводиться, в механічну енергію переміщення рухомої частини, прилади підрозділяються на магнітоелектричні, електромагнітні, електродинамічні, індукційні, електростатичні.

У загальному вигляді структурна схема аналогового приладу електровимірювання безпосередньої оцінки складається з вхідного пристрою, вимірювального перетворювача, вимірювального механізму і відлікового пристрою (рис. 2.1).



Рисунок 2.1 – Структурна схема аналогового приладу безпосередньої оцінки

Вхідний пристрій і вимірювальний перетворювач перетворюють вимірювану величину  $x(t)$  в деяку проміжну величину  $y(t)$ , що знаходиться в певній функціональній залежності від вимірюваної величини і безпосередньо впливає на вимірювальний механізм.

Згідно рис. 2.1 вимірювальний механізм перетворює електричну енергію, що підводиться, в механічну енергію переміщення рухомої частини механізму і визначає величину  $y(t)$ . При цьому між переміщенням рухомої частини механізму і вимірюваною величиною повинна існувати однозначна залежність.

Для вимірювання напруги і сили постійного і змінного струмів застосовуються всі перераховані види приладів.

Електромеханічні прилади самостійне застосування знаходять переважно в колах постійного струму і в колах змінного струму промислової частоти і є поєднанням вимірювального механізму і відлікового пристрою. У більшості конструкцій приладів електровимірювань безпосередньої оцінки, енергія вимірюваної величини перетворюється в енергію переміщення рухомої частини вимірювального механізму. Положення рухомої частини приладу відповідає значенню вимірюваної величини. Вимірювана величина у вимірювальному механізмі перетворюється в силу, що створює обертаючий момент  $M_{об}$ , під дією якого рухома частина вимірювального механізму повертається на кут  $\alpha$ . Лінійне переміщення рухомої частини зустрічається досить рідко. Значення обертаючого моменту залежить від значення вимірюваної величини:  $M_{об}=f(x)$ .

Якщо обертаючому моменту не створювати протидії, то при будь-якому його значенні рухома частина приладу обернеться до упору. Щоб кутове переміщення рухомої частини залежало від обертаючого моменту, в приладі створюється протидіючий момент  $M_{пр}$ , направлений назустріч обертаючому моменту. У більшості приладів протидіючий момент створюється за допомогою

пружних елементів, наприклад, спіральної пружини. Протидіючий момент  $M_{\text{пр}}$ , що створюється пружиною, пропорційний куту повороту рухомої частини приладу:  $M_{\text{пр}} = \alpha W$ , де  $W$  – питомий протидіючий момент, залежний від властивостей пружини.

Під дією обертаючого моменту рухома частина приладу повертається на кут, при якому настає рівність обертаючого і протидіючого моментів  $M_{\text{об}} = M_{\text{пр}}$ . Підставивши значення моментів, одержимо рівність  $f(x) = \alpha W$ , з якої виведемо рівняння шкали приладу  $\alpha = f(x)/W = F(x)$ . Якщо обертаючий момент створюється струмом  $i$ , що впливає на вимірювальний механізм, то  $M_{\text{об}} = ki$ , де  $k$  – коефіцієнт пропорційності,  $i$  – миттєве значення струму. В цьому випадку кут повороту  $\alpha$  рухомої частини вимірювача.

$$\alpha = (k/W)i. \quad (2.1)$$

Цю залежність називають рівнянням шкали приладу, а коефіцієнт пропорційності  $S = \alpha / i$  – чутливістю. Фізично чутливість можна визначити як відношення зміни кутового або лінійного переміщення  $d\alpha$  покажчика відлікового пристрою вимірювача до зміни вимірюваної величини  $di$ , що викликала його. Розмірність чутливості визначається характером вимірюваної величини.

Прилади електровимірювань безпосередньої оцінки класифікуються за принципом дії (за системами). Назва системи відповідає характеру явища, що використовується для перетворення електричної величини, яка підводиться до приладу, в переміщення його рухомої частини. Відповідно до цього розрізняють прилади наступних систем:

- магнітоелектричної: рухома частина приладів цієї системи відхиляється в результаті взаємодії поля постійного магніту і електромагнітного поля контуру з протікаючим через нього струмом. Ці прилади вимірюють тільки напругу постійного струму;

- електромагнітної: у приладах цієї системи рухома частина відхиляється в результаті взаємодії магнітного поля котушки з протікаючим через неї струмом і феромагнітного осердя;

- електродинамічної: принцип дії в приладах цієї системи заснований на взаємодії магнітних полів струмів, що протікають через нерухому і рухому котушки. Різновидом цієї системи є феродинамічна система;

- індукційної: у приладах цієї системи через котушки протікають змінні струми, що створюють змінні магнітні поля. Ці поля наводять струми в рухомій частині приладу, які, у свою чергу, створюють магнітні поля, що взаємодіють з магнітними полями котушок, внаслідок чого рухома частина переміщується;

- електростатичної: рухома частина приладів цієї системи переміщується в результаті взаємодії електрично заряджених провідників.

Магнітоелектричні прилади застосовуються як самостійно, так і в поєднанні з різними перетворювачами змінного струму в постійний, при вимірюванні змінного струму і напруги. Як перетворювачі можуть використовуватися термопари і випрямні системи.

Вимірювання напруги, сили струму і потужності в телекомунікаційних системах і інформаційних мережах (ТС і ІМ) відрізняються від подібних вимірювань в електротехнічних колах, що пояснюється специфічними особливостями електричних сигналів, використовуваних для передачі інформації:

- виключно широкою смугою частот – від постійних напруг і напруг інфранизьких частот до надвисоких частот;

- великими діапазонами вимірюваних значень напруг – від часток мікрівольта до десятків (і навіть сотень) кіловольт;

- надвеликим різноманіттям форм сигналів;

- малою потужністю джерела напруг (це не допускає помітного споживання потужності вимірювальним приладом, оскільки інакше останній впливатиме на роботу схеми, до якої його підключають).

Вимірюють напругу в ТС і ІМ переважно електронними вольтметрами. Для них характерні:

- слабка залежність показів від частоти вимірюваної напруги в широкому діапазоні частот, наприклад, від 20 Гц до 1 ГГц;

- незначне споживання потужності від об'єкта дослідження, тобто малий вплив на режим роботи об'єкта, що забезпечується великим вхідним опором, (наприклад,  $R_{вх}=30 \text{ МОм}$  і  $C_{вх}=6 \text{ пФ}$ );

- висока чутливість при великому діапазоні вимірювання, наприклад, межі вимірюваних значень;

- малий час встановлення показів;

- здатність витримувати перенавантаження (напруги на вході приладу, перевищуючі допустимі);

- необхідність джерел живлення.

Класифікувати електронні вольтметри можна за різними ознаками:

- за призначенням: В1 – установка для повірки, В2 – вольтметр для вимірювання постійної напруги, В3 – вольтметр для вимірювання змінної напруги, В4 – вольтметр для вимірювання імпульсної напруги, В5 – фазочутливий вольтметр, В6 – селективний вольтметр, В7 – універсальний вольтметр, В8 – вольтметр для вимірювання відношення напруг або їх різниць;

- за типом відлікового пристрою – аналогові і цифрові;

- за методом вимірювання – прямого порівняння з мірою і нульові (компенсаційні);

- за вимірюваним параметром напруги – пікові (амплітудні), середньоквадратичних і середньовипрямлених значень;

- за частотним діапазоном – низькочастотні, високочастотні, надвисокочастотні, широкодіапазонні;

- за схемою входу (відносно постійної складової струму) – з відкритим і закритим входом.

Далі, при розгляді електронних вольтметрів, можливі різні ознаки класифікації, але перш за все, ділитимемо всю сукупність цих приладів на дві великі групи: аналогові і цифрові. Зовнішньою ознакою такої класифікації служить вид відлікового пристрою. Цифрові вольтметри, що мають, в порівнянні з аналоговими, багато переваг, і, перш за все, значно вищу точність, набули широкого розповсюдження. За останні роки у цифрових вольтметрів



з'явився ряд нових властивостей, що розширюють їх можливості унаслідок застосування вбудованих мікропроцесорних систем.

Зазначимо, що хоча питома вага цифрових приладів в загальній сукупності вольтметрів, що випускаються, зростає, застосування аналогових вольтметрів зовсім не наближується до нуля, як здається деяким фахівцям. Кількість вироблених типів цих приладів зберігається приблизно постійною протягом ряду років (зростання питомої ваги цифрових вольтметрів обумовлене абсолютним збільшенням їх випуску). Це пояснюється тим, що аналогові прилади простіші за конструкцією, дешевші, та, й поки що, надійніші, ніж цифрові, але не тільки цим. Одна з причин принципового характеру криється в тому, що на практиці не так вже рідкісні ситуації, коли аналогова форма індикації, зокрема, покажчикова, переважає цифрову. До них можна віднести режим стеження за поведінкою вимірюваної фізичної величини – контроль постійності рівня напруги, рішення задачі установки заданого значення напруги, настроювання виборної системи на певну частоту та інше. У сучасній вимірювальній техніці все частіше з'являються цифрові, за схемним рішенням, вольтметри з двома видами пристроїв відображення в одному приладі – цифровим і аналоговим.

Таким чином, ЗВТ для вимірювання напруги, сили струму і потужності є поєднанням електронного перетворювача, виконаного на напівпровідникових елементах, інтегральних мікросхемах, і магнітоелектричного або цифрового вимірювача (відлікового пристрою).

Властивості ЗВТ визначаються вхідною схемою, повним вхідним опором, схемою перетворювача, характером шкали, чутливістю, залежністю показів від форми і частоти вимірюваного сигналу, межею вимірювання, величиною похибки.

Цифрові ЗВТ дозволяють забезпечити автоматичний вибір межі і полярності вимірюваних величин, автоматичну корекцію похибки, високу точність вимірювань в широкому діапазоні вимірюваних величин, об'єктивність відліку, видачу результатів вимірювання у вигляді числа,

документальну реєстрацію за допомогою друкуючого пристрою, введення вимірювальної інформації в ЕОМ і інформаційно-вимірювальні системи для подальшої обробки через канал загального користування.

Найбільш висока точність вимірювань досягається в колах постійного струму. При вимірюванні в колах змінного струму точність вимірювань знижується з підвищенням частоти: тут, окрім оцінки середньоквадратичного, середньовипрямленого, середнього і максимального значень, іноді потрібне спостереження форми досліджуваного сигналу і знання миттєвих значень струму і напруги.

При виборі ЗВТ постійного (змінного) струму і напруги в колах ТС і ІМ, звичайно, виходять з необхідності мінімального впливу цих засобів на режим роботи кола, тобто амперметри, що включаються в коло послідовно, повинні мати можливо менший внутрішній опір, а вольтметри, що підключаються до вимірюваної ділянки паралельно, повинні мати можливо більший вхідний опір (і мінімальну вхідну ємність). Крім того, вибір приладу визначає ряд чинників, основними з яких є рід вимірюваного струму, діапазон частот вимірюваного сигналу і межі вимірювання амплітуд, форма кривої вимірюваної напруги (струму), потужність кола, в якому здійснюється вимірювання, потужність споживання приладу, допустима похибка вимірювання.

Якщо необхідна точність вимірювання, допустима потужність споживання, вхідний опір і інші вимоги можуть бути забезпечені амперметрами і вольтметрами електромеханічного типу, то слід віддати перевагу цьому простому методу безпосереднього відліку.

У малопотужних колах постійного і змінного струмів для вимірювання напруги звичайно застосовуються аналогові і цифрові електронні прилади. Якщо потрібне вимірювання з вищою точністю, то застосовують прилади, що засновані на методі зрівняння. Для дослідження форми і визначення миттєвих значень напруги і струму застосовуються осцилографи.

## 2.2 Вимірювання постійного струму

Вимірювання струму можливо методом безпосередньої оцінки аналоговими і цифровими амперметрами, а також непрямим. Діапазон значень струмів, вимірюваних в різних колах ТС і ІМ, дуже широкий.

При методі безпосередньої оцінки амперметр включається послідовно в розрив кола. Таке включення амперметра з внутрішнім опором  $R_0$  у коло з джерелом ЕРС  $E$  і опором  $R$  (опір навантаження і джерела) збільшує загальний опір і зменшує протікаючий в колі струм.

Відносна похибка вимірювання струму  $I_x$

$$\delta_i = \frac{I_x - I}{I} = \frac{E/(R + R_0) - E/R}{E/R} = - \frac{R_0}{R_0 + R}, \quad (2.2)$$

де  $I$  – дійсне значення струму в колі до включення амперметра;

$I_x$  – виміряне значення.

Відношення опорів можна замінити відношенням потужностей  $P_0$  і  $P$  споживання, відповідно, амперметра і самого кола:

$$\delta_I = - (P_0 / P) / (1 + P_0 / P). \quad (2.3)$$

Похибка вимірювання тим менша, чим менша потужність споживання амперметра  $P_0$  в порівнянні з потужністю споживання  $P$  кола, в якому здійснюється вимірювання. Тому амперметр, що включається послідовно в коло вимірювання, повинен мати малий опір.

Для вимірювання постійного струму можуть бути використані прилади всіх систем електровимірювань (окрім індукційної і електростатичної): магнітоелектричні, електродинамічні, аналогові і цифрові електронні амперметри. Вимірювання малих струмів здійснюється магнітоелектричним вимірювачем спільно з підсилювачем постійного струму (ППС), високочутливими магнітоелектричними дзеркальними гальванометрами і гальванометричними компенсаторами.

Магнітоелектричні прилади завдяки своїй простоті і досить високій точності набули найбільшого поширення при вимірюванні постійного струму.

Магнітоелектричні прилади дозволяють безпосередньо вимірювати струми від 0,1 до 300 мА. Для розширення меж вимірювання застосовуються спеціальні резистори-шунти, що дозволяють в сотні і навіть тисячі разів розширювати межі вимірювання.

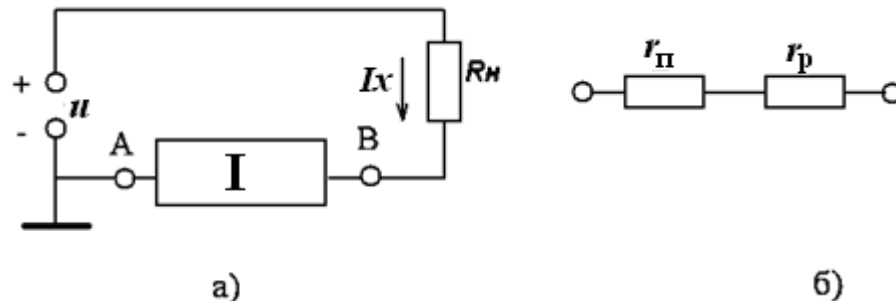


Рисунок 2.2 – Схема включення міліамперметра:

а) – в коло вимірювання; б) – його еквівалентна схема

При вимірюванні струму в колі амперметр включається в розрив кола (точки А і В на рис. 2.2,а). Еквівалентна схема такого приладу (мікро - і міліамперметра), призначеного для вимірювання малих постійних струмів, показана на рис. 2.2,б.

Тут  $r_p$  – опір обмотки рамки;  $r_{\Pi}$  – опір пружинки, через які підводиться струм до рамки; загальний опір такого приладу  $R_0 = r_p + r_{\Pi}$ .

Верхні межі вимірюваних струмів у цих приладів звичайно не перевищують 50 мА. Це пояснюється впливом теплової дії струму на пружні властивості спіральних протидіючих пружинки. Максимальне значення струму, що пропускається через рамку приладу, не перевищує 500 мА.

Для вимірювання великих струмів застосовуються шунти – це опори, що підключаються паралельно вимірюваному механізму і використовуються для розширення меж вимірювання струму. Схема включення такого приладу в коло показана на рис. 2.3,а. Еквівалентна схема одноможевого амперметра з шунтом наведена на рис. 2.3,б. При використанні шунта струм  $I_x$ , що протікає через вимірювальний механізм, визначається виразом.

$$I_x = I_0 (R_{\text{ш}} + R_0) / R_{\text{ш}} = I_0 n, \quad (2.4)$$

де  $n = (R_{\text{ш}} + R_0) / R_{\text{ш}}$  – коефіцієнт шунтування.

Опір шунта  $R_{\text{ш}}$  вибирається так, щоб більша частина вимірюваного струму  $I_X$  протікала шунтом  $I_{\text{ш}}$ , а решта не перевищувала допустимого значення для вимірювального приладу. При цьому опір шунта визначається з рівняння  $I_0 R_0 = I_{\text{ш}} R_{\text{ш}}$  і  $I_X = I_0 + I_{\text{ш}}$ , звідки  $R_{\text{ш}} = R_0 (I_0 / I_{\text{ш}}) = R_0 / (n - 1)$ .

На рис. 2.3,б показано включення одноможевого приладу; у багатомежевих приладах застосовується багатомежевий ступінчатий шунт (рис. 2.3,в). При включенні приладу між точками „+” і „-” вимірювальний механізм зашунтований колом з трьох послідовно включених резисторів, суму опорів яких можна розглядати як шунт одноможевого приладу  $R_{\text{ш}} = R_1 + R_2 + R_3$ . Конструкція шунтів і умови їх використання визначаються межами вимірювання.

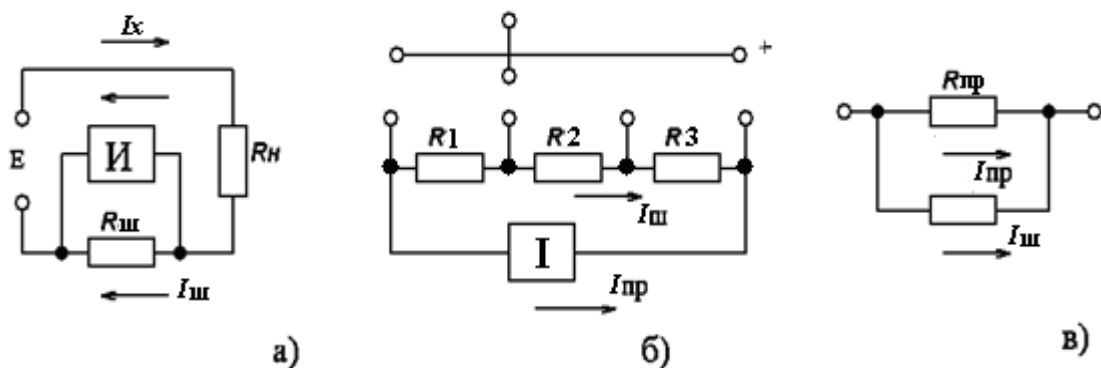


Рисунок 2.3 – Схема включення міліамперметра: а) – з одноможевим шунтом; б) – багатомежевим шунтом; в) – еквівалентна схема приладу

Шунти поділяються на нестандартні, придатні тільки для того вимірювального механізму, з яким вони відградуйовані і калібровані, розраховані на певні номінальні струми і падіння напруги, і вживані з будь-яким вимірювальним механізмом, що має такий же опір і таку ж межу вимірювання. Стандартні шунти, виготовляють на номінальні напруги 45, 60, 75, 100 і 300 мВ. Опір шунта визначається діленням номінальної напруги на номінальний струм. Шунти виготовляють наступних класів точності: 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0.

Застосування шунтів дозволяє розширити межі вимірювання приладів, але призводить до збільшення споживання енергії, зниження точності вимірювання

і чутливості. Для підвищення точності вимірювань застосовують температурну компенсацію, наприклад, в коло рамки включають терморезистори з від'ємним температурним коефіцієнтом опору.

До переваг приладів магнітоелектричної системи відносяться достатньо висока точність (до класу 0,05), мале споживання потужності і відсутність впливу зовнішніх полів унаслідок сильного власного магнітного поля. Недоліками приладів цієї системи є чутливість до перенавантажень і залежність показів від температури навколишнього середовища.

Основним джерелом температурних похибок є змінення опору вимірювального кола при зміні температури. Найбільший вплив температура має на опір обмотки рамки приладу. Температурна похибка залежить від схеми електричного кола вимірювача. Наприклад, в амперметрах без шунтів змінення температури взагалі не викликає похибок, оскільки прилад включається в коло послідовно і його покази завжди відповідають вимірюваному струму кола.

Найбільша похибка може виникати в амперметрах з шунтами. В цих приладах змінення температури призводить до перерозподілу струмів між вимірювальною рамкою, що виконується, як правило, з мідного дроту, і манганіновим шунтом, опір якого практично не залежить від температури.

## 2.3 Вимірювання напруги постійного струму

Для вимірювання напруги постійного струму використовують електромеханічні і електронні вольтметри.

При вимірюванні напруги електромеханічними вольтметрами на навантаженні  $R$  в колі з джерелом енергії, ЕРС якого  $E$  і внутрішній опір  $R_{дж}$ , вольтметр включають паралельно навантаженню (рис. 2.4). Якщо внутрішній опір вольтметра дорівнює  $R_v$ , то відносна похибка вимірювання напруги

$$\delta_u = \frac{u_x - u}{u} = - \frac{R / R_v}{1 + R / R_v + R / R_{дж}}, \quad (2.5)$$

де  $u$  – дійсне значення напруги на навантаженні  $R$  до включення вольтметра;  $u_x$  – виміряне значення напруги на навантаженні  $R$ .

Оскільки відношення  $R/R_n$  обернено пропорційно до відношення потужності споживання вольтметра  $P_v$  до потужності кола  $P$ , то

$$\delta_u = - \frac{P_v / P}{1 + P_v / P + R / R_{дж}} \quad (2.6)$$

Таким чином, похибка тим менше, чим менше  $P_v$  і  $R_{дж}$ .

Вимірювання напруг в колах постійного струму може бути виконано будь-якими вимірювачами напруг постійного струму (магнітоелектричними, електродинамічними, електромагнітними, електростатичними, аналоговими і цифровими вольтметрами). Вибір вольтметра обумовлений необхідною точністю.

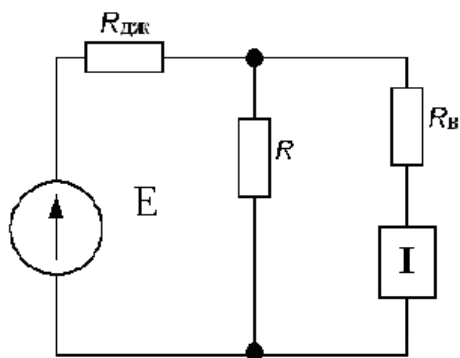


Рисунок 2.4 – Схема включення вольтметра магнітоелектричної системи в коло вимірювання напруги

На відміну від вольтметрів електромеханічної групи, електронні вольтметри постійного струму мають високий вхідний опір, чутливість і мале споживання струму від вимірювального кола.

Вольтметри постійного струму безпосередньої оцінки виконуються за структурною схемою, наведеною на рис. 2.5. Основними елементами структурної схеми є вхідний пристрій, підсилювач постійного струму (ППС) і вимірювальний прилад магнітоелектричної системи. Вхідний пристрій містить вхідні затискачі, дільник напруги, попередній підсилювач. Високоомний дільник на резисторах служить для розширення меж вимірювання. Підсилювач

постійного струму служить для підвищення чутливості вольтметра і є підсилювачем потужності вимірюваної напруги до значення, необхідного для створення достатнього обертаючого моменту у вимірювальному приладі.



Рисунок 2.5 – Структурна схема електронного вольтметра постійного струму

До підсилювачів постійної напруги пред'являються такі вимоги, як висока лінійність амплітудної характеристики, постійність коефіцієнта підсилення і малий температурний і часовий дрейфи нуля. Висока лінійність амплітудної характеристики, звичайно, досягається правильним вибором режимів роботи електронних приладів підсилювача, а також застосуванням від'ємного зворотного зв'язку, який підвищує стабільність коефіцієнта підсилення. Стабілізації коефіцієнта підсилення підсилювача сприяє також стабілізація живлячої напруги.

## 2.4 Вимірювання змінної напруги

Електричні сигнали (напруга або струм), використовувані в системах зв'язку характеризуються чотирма основними параметрами: піковим, середнім, середньовипрямленим і середньоквадратичним значеннями.

Пікове значення  $U_m$  (амплітудне – для синусоїдних сигналів) – найбільше миттєве значення напруги за час вимірювання (при різнополярних несиметричних кривих напруги розрізняють позитивне і негативне пікові значення). Зазначимо, що про пікове значення напруги випадкового сигналу можна говорити тільки в імовірнісному розумінні.



Середнє значення за час вимірювання (або за період) – постійна складова напруги:

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \quad (2.7)$$

Середньовипрямлене значення (СВЗ) – це середнє значення модуля напруги:

$$U_{\text{свз}} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt \quad (2.8)$$

При однополярних напругах середнє значення (постійна складова) дорівнює середньовипрямленому. При різнополярних напругах ці два параметри різні. Наприклад, для синусоїдної напруги  $U_{\text{свз}} = 0,637 U_m$ .

Середньоквадратичне значення (СКЗ) напруги за час вимірювання (або за період):

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \quad (2.9)$$

Для синусоїдної напруги, зокрема,  $U = 0,707 U_m$ .

Відзначимо, що квадрат середньоквадратичного значення періодичної напруги несинусоїдної форми дорівнює сумі квадратів середньоквадратичних значень постійної і всіх гармонійних складових цієї напруги:

$$U^2 = U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + \dots, \quad (2.10)$$

або, інакше кажучи, середньоквадратичне значення періодичної напруги складної форми

$$U = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_k^2}, \quad (2.11)$$

де  $k$  – номер гармоніки.

Зв'язок між піковим (амплітудним) і середньоквадратичним значеннями напруги даної форми встановлюється за допомогою коефіцієнта амплітуди, що відповідає відношенню пікового значення до середньоквадратичного:

$$k_a = U_m / U, \quad (2.12)$$

а між середньоквадратичним і середньовипрямленим – за допомогою коефіцієнта форми кривої, визначеного відношенням середньоквадратичного значення до середньовипрямленого:

$$k_{\phi} = U/U_{\text{свз}} \quad (2.13)$$

У техніці зв'язку коефіцієнт амплітуди називають пік-фактором. Його прийнято виражати в логарифмічних одиницях:  $20\lg(U_m/U)$  дБ. Коефіцієнт форми називають форм-фактором і також виражають в логарифмічних одиницях:  $20\lg(U/U_{\text{свз}})$  дБ.

Як приклади, визначимо значення  $k_a$  і  $k_{\phi}$  для напруг різних форм:

1 Синусоїдна (гармонійна) напруга. Для неї із (2.8) і (2.9), справедливі співвідношення  $U_m = \sqrt{2}U = 1,41U$  і  $U_{\text{свз}} = 2U_m/\pi = 0,9U$ . Отже, коефіцієнт амплітуди  $k_a = 1,41$ ; коефіцієнт форми  $k_{\phi} = 1,11$ .

2 Напруга пилкоподібної форми (рис. 2.6,а), що має пікове значення  $U_m$  і період  $T$ . Миттєве значення напруги в перший період  $u(t) = (U_m/T)t$ . Середньоквадратичне значення згідно (2.9)

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{U_m^2}{T^2} t^2 dt} = \frac{U_m}{\sqrt{3}}$$

Середньовипрямлене значення згідно (2.8)

$$U_{\text{свз}} = U_m/2$$

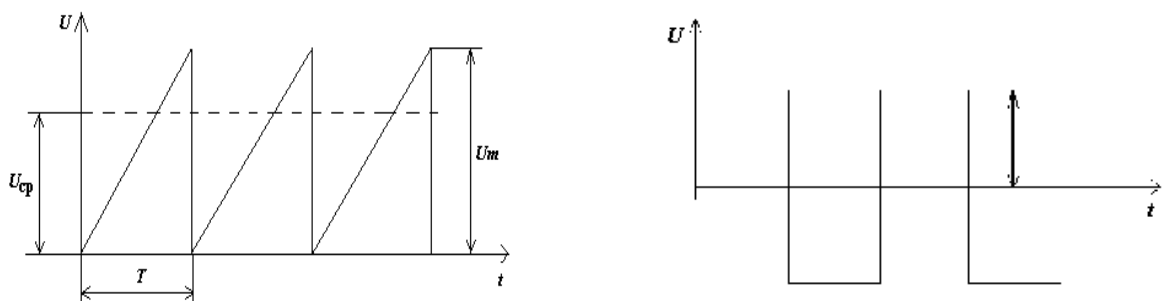


Рисунок 2.6 – Складні форми напруг сигналів

Коефіцієнт амплітуди  $k_a = \sqrt{3} = 1,73$ . Коефіцієнт форми  $k_{\phi} = (2/\sqrt{3}) \approx 1,16$

3. Напруга прямокутної форми з симетричними напівперіодами – меандр (рис. 2.6,б)

$$u(t) = \begin{cases} U_m, & 0 \leq t \leq (T/2) \\ -U_m, & (T/2) < t \leq T \end{cases}$$

За тими ж формулами (2.8) і (2.9) середньоквадратичне значення  $U=U_m$ ; середньовипрямлене значення  $U_{\text{свз}}=U_m$ ; коефіцієнт амплітуди  $k_a=1$ ; коефіцієнт форми  $k_\phi=1$ .

Іноді користуються параметром, що носить назву коефіцієнт усереднення

$$k_y = k_a \cdot k_\phi$$

Слід пам'ятати, що  $U_m \geq U \geq U_{\text{свз}}$ , а також, що  $k_a \geq k_\phi \geq 1$ .

Відповідно до вимірюваного параметра розрізняють вольтметри і амперметри з вимірювальними перетворювачами напруг (ВПН) амплітудного (пікового) ПЗ, середньовипрямленого (середнього) СВЗ і середньоквадратичного значення СКЗ.

Оскільки історично склалося так, що першою з'явилася змінна напруга синусоїдної форми, і по теперішній час вона найбільше використовується, то було ухвалене рішення комісією МЕК градування більшості шкал електронних вольтметрів, окрім імпульсних, проводити в середньоквадратичних значеннях гармонійної напруги. Оскільки для цієї напруги коефіцієнти амплітуди і форми, відповідно дорівнюють  $k_a=1,41$  і  $k_\phi=1,11$ , то ці коефіцієнти були використані при градуванні шкал вольтметрів. Зокрема, показання амплітудного вольтметра завжди менше амплітуди в 1,41 рази, а показання СВЗ вольтметра в 1,11 разів більше середньовипрямленого значення вимірюваної напруги. Для СКЗ вольтметра коефіцієнт градування рівний 1.

Проілюструвати це можна схемою, наведеною на рис. 2.7.

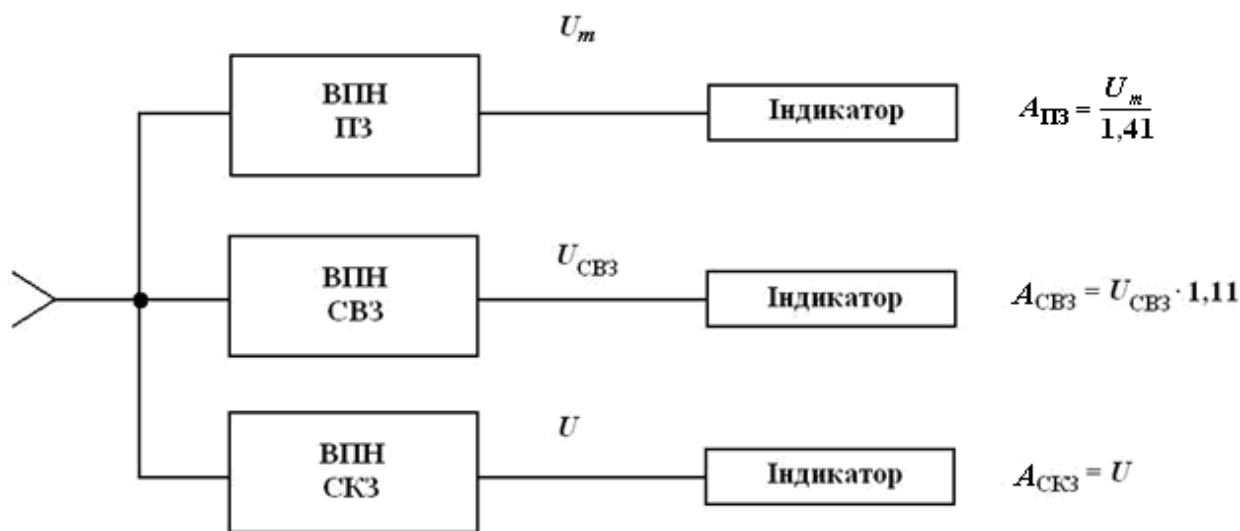


Рисунок 2.7 – Схема, що пояснює принцип градуювання шкал електронних вольтметрів (А – показання вольтметрів)

З цієї схеми легко визначити параметри змінної напруги через показання приладів:  $U_m = 1,41A_{ПЗ}$ ;  $U_{СВЗ} = A_{СВЗ} / 1,11$ ;  $U = A_{СКЗ}$

$$U_m = 1,41A_{ПЗ}; \quad U_{СВЗ} = A_{СВЗ} / 1,11; \quad U = A_{СКЗ} \quad (2.14)$$

Якщо відомі коефіцієнти  $k_a$  і  $k_\phi$  вимірюваної напруги, то за одним з параметрів цієї напруги ( $U_m$ ,  $U$  або  $U_{СВЗ}$ ) можна визначити два інших, використовуючи формули (2.12) і (2.13).

Як вже наголошувалося, виняток становлять імпульсні вольтметри типу В4 –, шкали яких градуують в амплітудних (пікових) значеннях, тобто

$$A_{ПЗ} = U_m.$$

Для вимірювання змінної напруги і струму застосовуються електромеханічні і електронні прилади. Вибір приладу тієї або іншої системи визначається межевими значеннями вимірюваної величини, умовами вимірювання, необхідною точністю вимірювання і формою сигналу. З електромеханічних застосовуються, головним чином, прилади електромагнітної, електродинамічної і електростатичної систем.

Більшість вольтметрів електромагнітної системи застосовуються на частотах 45 – 55 Гц. Підвищення частоти суттєво збільшує похибку приладів. Клас точності приладів 2,5; 1,5; 1,0 і рідко 0,5. Електродинамічні вольтметри мають приблизно той же частотний діапазон, але вищий клас точності,

найточніші з них мають клас 0,1. Ці прилади використовуються в діапазоні частот 40 – 500 Гц до 600 В і 40 – 1000 Гц до 60 В.

Рівняння шкали вольтметрів електромагнітної і електродинамічної (при послідовному включенні котушок) систем має квадратичний характер.

Перевагами вольтметрів цих систем є: можливість їх безпосереднього застосування в колах змінного струму, простота конструкції, порівняно низька вартість, надійність в експлуатації і стійкість до перевантажень. До загальних недоліків відносяться їх низька чутливість, велике споживання потужності від вимірювального кола, нерівномірність шкали.

Електростатичні вольтметри, звичайно, застосовуються для вимірювання високих напруг до 100 кВ на достатньо високих частотах. Ці вольтметри випускають класу 1,0 в діапазоні частот від 45 Гц до 0,25 МГц.

Вимірювання напруги високої частоти має ряд особливостей, які треба враховувати при виборі приладу і його використанні. Це пояснюється впливом приладу на електричний режим досліджуваного кола за рахунок реактивної складової вхідного опору вольтметра, що підключається паралельно досліджуваному об'єкту. В більшості випадків при вимірюванні напруги високої частоти вхідний реактивний опір носить ємнісний характер. Для зменшення впливу вольтметра на результат вимірювання необхідно, щоб резистивна складова вхідного опору приладу була якомога більшою, а вхідна ємність – якомога меншою.

## **2.5 Вимірювання змінної напруги аналоговими електронними вольтметрами методом безпосередньої оцінки**

При використанні методу безпосередньої оцінки вольтметр підключається паралельно до ділянки кола, на якій вимірюється напруга. Для зменшення методичної похибки вимірювання напруги потужність споживання вольтметра повинна бути мала, а його вхідний опір великий. Тому при вимірюванні в малопотужних колах доцільне використання електронних вольтметрів.

Електронні вольтметри є поєднанням електронного перетворювача і магнітоелектричного або цифрового вимірювального приладу. Для приладів, що вимірюють напругу змінного струму, характерні три варіанти структурної схеми, що залежать від типу ВПН (рис. 2.8,а – в).

Принцип дії вольтметра, побудованого за схемою (рис. 2.8,а), полягає в перетворенні напруги змінного струму в напругу постійного струму, яка вимірюється показчиковим приладом. Такі прилади придатні лише для вимірювання напруг значної амплітуди (їх використовують для контролю напруги в низькочастотних і високочастотних вимірювальних генераторах, модуляторах, потужних генераторах, тощо ), оскільки для вимірювання малих напруг вони недостатньо чутливі. Тому в подібних випадках застосовують вольтметри, в яких після перетворювача (рис. 2.8,б) або до нього (рис. 2.8,в) додатково включений підсилювач.

Порівнюючи структурні схеми на рис. 2.8,б і 2.8,в, можна ще до вивчення конкретних схемних рішень встановити ряд властивостей приладів, оцінити їх переваги і недоліки. Вольтметри, побудовані за схемою 2.8,б, відрізняються дуже широким діапазоном частот: вони дозволяють вимірювати напруги високих частот аж до 1 ГГц. Прилади ж, виконані за другою схемою, мають вузьку смугу, обмежену смугою пропускання підсилювача напруги змінного струму (як правило, до 10...50 МГц). Зате схема, показана на рис. 2.8,в, дозволяє одержати вищу чутливість, ніж попередня, оскільки підсилювач включений перед перетворювачем. Такі схеми використовують в мілі- і мікровольтметрах,

причому, основною причиною, що обмежує нижню межу вимірюваної напруги, є власні шуми підсилювача. Слід зазначити, що в схемі з попереднім підсилювачем можливі спотворення форми напруги (нелінійні спотворення), які практично відсутні в схемі, що починається з перетворювача.

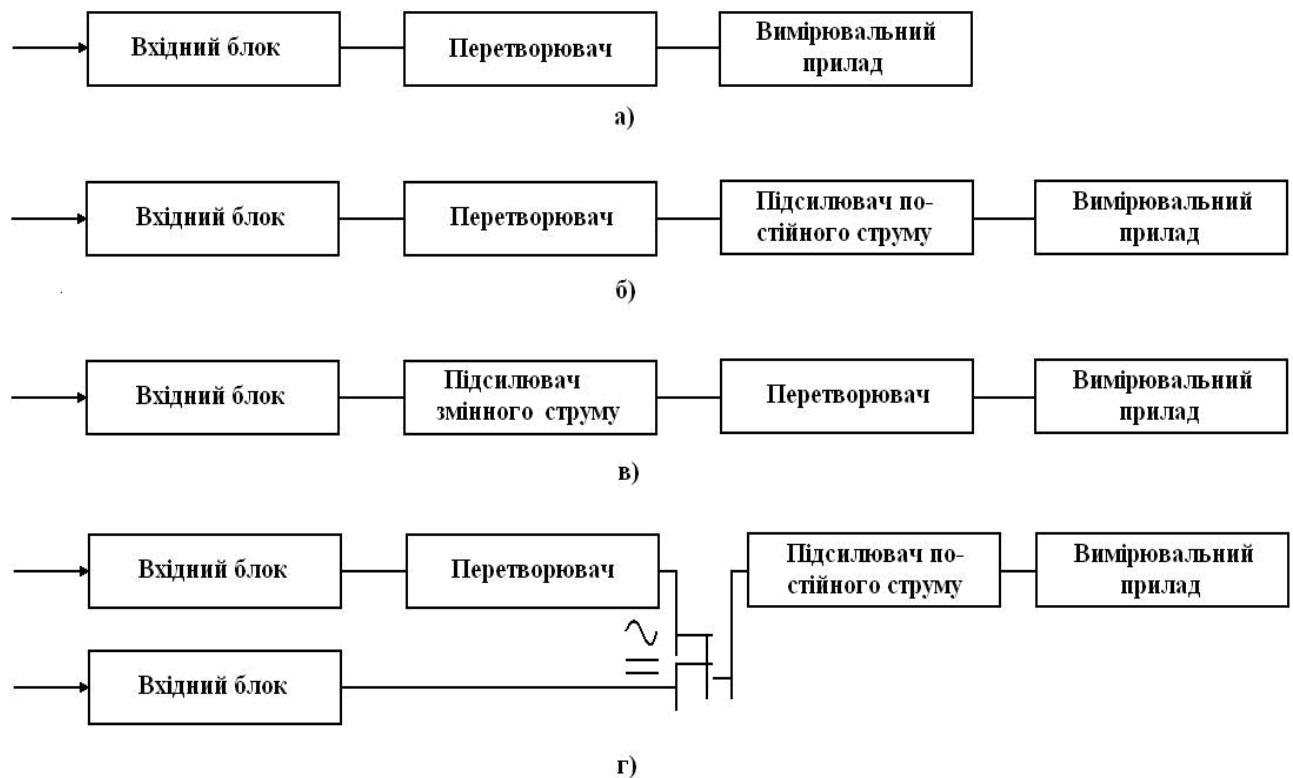


Рисунок 2.8 – Структурні схеми аналогових електронних вольтметрів

ВПН є найважливішим елементом вольтметра, що значною мірою визначає метрологічні характеристики приладу. Вихідна напруга ВПН (рис. 2.7) може бути пропорційна амплітудному, середньовипрямленому або середньоквадратичному значенню вхідної напруги. Характер цієї залежності визначає, якому значенню вхідної напруги (амплітудному, середньовипрямленому або середньоквадратичному значенню) пропорційні показання вольтметра.

ВПН можна класифікувати за наступними ознаками:

- за вимірюваним параметром вхідної напруги, якому безпосередньо відповідає струм або напруга у вихідному колі ВПН, – пікові (амплітудні), середньоквадратичного, середньовипрямленого значення;

- за схемою входу – з відкритим входом і з закритим входом;
- за характеристикою перетворення – лінійні і квадратичні;
- за схемним рішенням.

Розглянемо основні види вольтметрів, в яких використані ВПН, що класифікуються за першою ознакою.

*Вольтметри пікового значення (ПЗ).* Особливість ВПН цього виду вольтметрів полягає в тому, що напруга на його виході безпосередньо відповідає піковому (амплітудному) значенню напруги, поданої на вхід перетворювача. Він повинен мати елемент, запам'ятовуючий пікове значення напруги. Звичайно, це конденсатор, що заряджається через діод до пікового значення.

Необхідно підкреслити, що ВПН пікового значення, які надалі скорочено називатимемо піковими, – самі широкосмугові перетворювачі напруги змінного струму в напругу постійного струму.

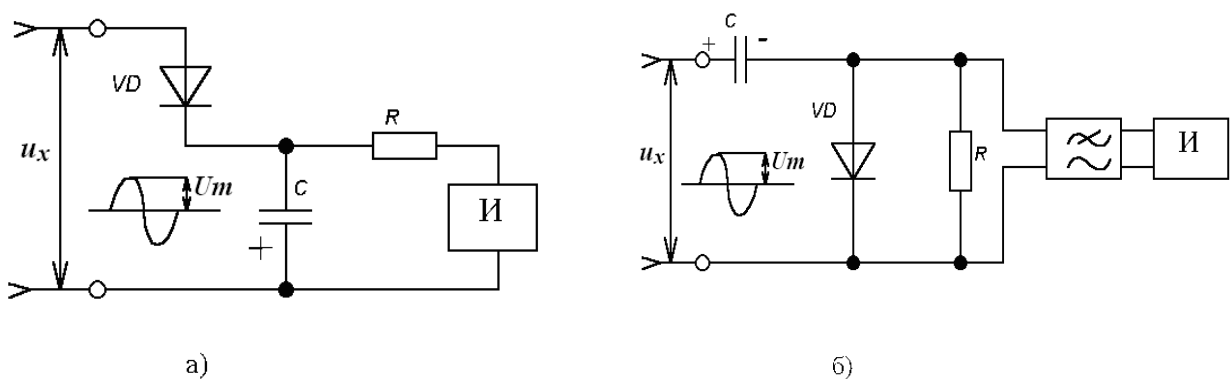


Рисунок 2.9 – Схема ВПН пікових значень

На рис. 2.9 наведені схеми пікових ВПН, що часто зустрічаються: з відкритим (рис. 2.9,а) і закритим (рис. 2.9,б) входом. Для обох схем повинні виконуватися наступні співвідношення: значення сталої часу кола заряду конденсатора  $\tau_3 = R_i C$  (де  $R_i$  – внутрішній опір діода) багато менше значення сталої часу  $\tau_p = RC$  кола розряду конденсатора; значення сталої часу  $\tau_3$  менше або сумірне із значенням періоду самої високочастотної напруги, що вимірюється даним вольтметром; значення сталої часу  $\tau_p$  значно більше періоду



самої низькочастотної напруги, вимірюваної приладом з даним перетворювачем.

Розглянемо роботу ВПН ПЗ з відкритим входом у разі, коли до нього підводиться гармонійна напруга  $u_x = U_m \sin \omega t$ ; рівність нулю початкової фази не порушує загальності міркувань. У початковий момент напруга прикладена до діода майже цілком, оскільки ємність конденсатора  $C$  (звичайно, близько десятків тисяч пікофарад) значно більше ємності анод-катод діода. При першій додатній півхвилі в колі діода виникає великий імпульс струму, що заряджає конденсатор, але протягом одного напівперіоду конденсатор повністю зарядитися не встигає. За час від'ємної півхвилі конденсатор дещо розряджається, але оскільки значення сталої часу кола розряду  $\tau_p$  набагато більше періоду  $T = 2\pi/\omega$  напруги, то заряд зменшується незначно. При кожній новій додатній півхвилі синусоїдної напруги конденсатор заряджається через внутрішній опір діода  $R_i$ . Оскільки  $\tau_z \ll \tau_p$  (швидкий заряд і повільний розряд), то через декілька періодів на обкладинках конденсатора встановлюється постійна напруга, майже рівна амплітуді напруги, поданої на вхід перетворювача (рис. 2.10).

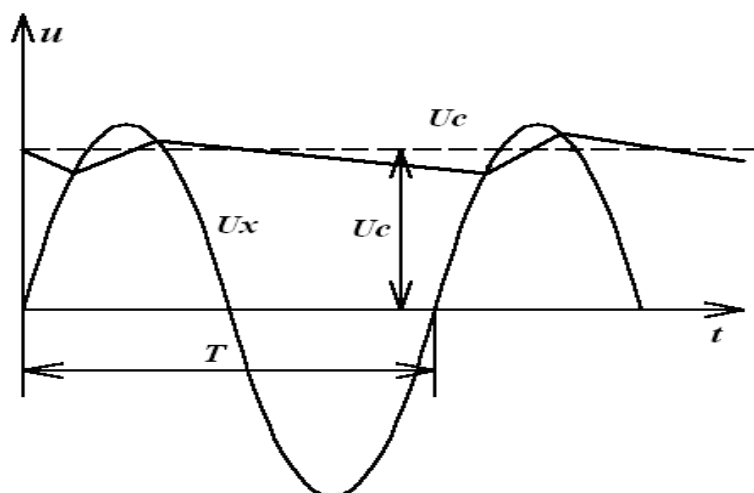


Рисунок 2.10 – Графіки, що пояснюють роботу ВПН ПЗ

З теорії ідеального діодного перетворювача відомо, що наближення буде тим краще, чим менше буде відношення  $R_i/R$ . Важливо підкреслити, що

включення послідовно з діодом резистора з будь-яким додатковим опором  $R_{\text{дод}}$  дає такий же ефект, як і збільшення внутрішнього опору діода  $R_i$ .

Очевидно, що завжди  $U_c < U_m$ . Відносну похибку перетворення можна обчислити за формулою

$$\delta = (U_c - U_m) / U_m. \quad (2.15)$$

Необхідно мати на увазі, що не можна надмірно збільшувати опір резистора  $R$ , оскільки при цьому значення сталої часу розряду конденсатора може виявитися настільки великим, що перетворювач буде інерційним: при зменшенні напруги на вході, напруга на конденсаторі довго зберігатиметься незмінною. Неприпустимо також включати в схему конденсатор дуже великої ємності  $C$ , оскільки це приведе до зростання сталих часу кіл заряду і розряду.

Якщо на вхід даної схеми подати напругу, в якій є і постійна і змінна складові, то вимірюване приладом значення напруги в цьому випадку залежатиме не тільки від амплітуди, але і від значення постійної складової, оскільки вхід перетворювача відкритий. Таким чином, конденсатор  $C$  перетворювача з відкритим входом заряджається до напруги, що визначається сумарною дією постійної і змінної (амплітудою) складових напруги, що підводиться до перетворювача, тобто до пікового значення  $U_m = U_0 + U'_m$ .

Вольтметр, що містить ВПН ПЗ із закритим входом (рис.2.9.б), дає показання, пропорційні піковому значенню напруги без постійної складової.

*Вольтметри середньовипрямлених значень (СВЗ)* будуються за структурною схемою (рис. 2.8) – з перетворювачем змінної напруги в постійну за середньовипрямленим значенням. Найпростішими вольтметрами СВЗ є випрямні вольтметри на основі пасивних (без застосування підсилювальних схемних елементів) ВПН СВЗ.

Перетворювачі виконуються на напівпровідникових діодах, що працюють в колах одно – або двопівперіодного випрямлення. Робота діодів здійснюється на лінійній ділянці вольтамперної характеристики. На рис. 2.11,а показана схема однопівперіодного випрямлення. Додатна півхвиля перетвореної напруги виділяється на  $R_2$ , проходить через фільтр нижніх частот (ФНЧ) і

усереднюється. Від'ємна півхвиля замикається через  $VD1$  і  $R1$ . Схеми двохпівперіодного перетворювача містять діодний міст (рис. 2.11,б), напруга вимірювальної діагоналі якого подається на індикатор, при цьому чутливість приладу підвищується в 2 рази.

Рівняння вимірювання при цьому виглядатиме таким чином:

$$i_n = u_x(t) / (R_n + 2R_{пр}) \quad (2.16)$$

де  $R_{пр}$  – опір відкритого діода;

$R_n$  – опір навантаження.

Для поліпшення лінійності функції перетворення необхідно, щоб виконувалася умова  $R_n \gg R_{пр}$ . При цьому, природно, зменшується чутливість. Компенсувати це зменшення можна включивши після перетворювача ППС.

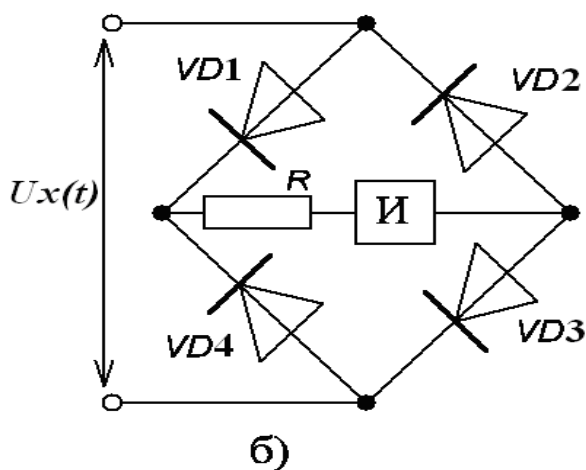
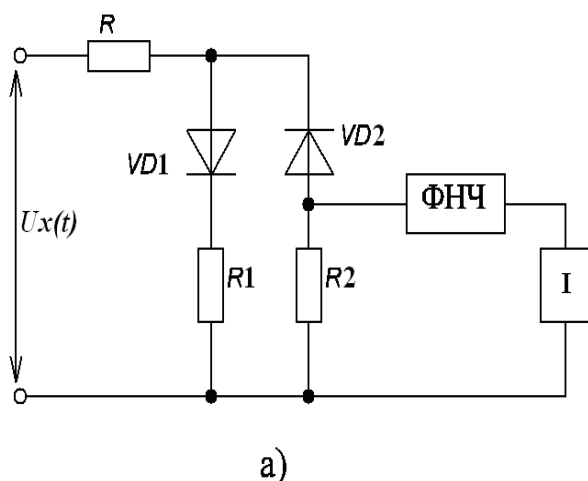


Рисунок 2.11 – Схеми вольтметрів середніх значень на основі

а) – однопівперіодного лінійного перетворювача; б) – двохпівперіодного моста симетричного

*Вольтметри середньоквадратичного значення (СКЗ).* Як видно з (2.9), вимірювання середньоквадратичного значення напруги пов'язане з виконанням трьох операцій: зведення напруги змінного струму в квадрат, усереднення і добування квадратного кореня з результату усереднення. Отже, алгоритм формування середньоквадратичного значення  $U$  напруги  $u(t)$  можна записати так:

$$u(t) \rightarrow u^2(t) \rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt \rightarrow \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \rightarrow U. \quad (2.17)$$

Операція добування квадратного кореня виконується або схемним шляхом, або при градуюванні шкали вольтметра.

Суть роботи вольтметра середньоквадратичних значень зводиться до того, що при дії  $u(t)$  на ВПН, що має квадратичну характеристику перетворення, в колі перетворювача виникає струм складної форми, середня (або постійна) складова якого пропорційна середньоквадратичному значенню вимірюваної напруги незалежно від форми цієї напруги, поданої на вхід перетворювача, тобто

$$i = au^2(t). \quad (2.18)$$

В якості таких перетворювачів можуть використовуватися перетворювачі на основі теплових методів (з проміжним перетворенням електричної енергії в теплову), наприклад, термоелектричні, фотоелектричні прямого перетворення і з корекцією похибки; нелінійні перетворювачі з квадратичною функцією перетворення (з використанням елементів з природними нелінійностями вольтамперних характеристик і синтезованих квадратів, наприклад, шляхом кусочно-лінійної апроксимації та інше); перетворювачі на основі аналогових і аналого-дискретних обчислювальних алгоритмів перетворення (аналогове обчислення СКЗ вхідного сигналу шляхом зведення в квадрат, усереднення і знаходження квадратного кореня).

Для виконання операції зведення в квадрат можуть бути використані, зокрема, напівпровідникові діоди завдяки квадратичній формі початкової ділянки вольтамперної характеристики діода. У режимі анодного детектування при параболічному виді характеристики забезпечується квадратична залежність показань вольтметра.

Але квадратична ділянка вольтамперної характеристики у напівпровідникового діода невелика (0,2...0,3 В), тому одним із способів отримання квадратичного перетворення є застосування діодного ланцюжка. Квадратична характеристика такого ланцюжка забезпечується за рахунок

складання лінійних відрізків вольтамперних характеристик окремих діодів (рис. 2.12,а). На кожен діод подається постійне зміщення  $E_1, E_2, E_3$  від дільника напруги на резисторах. Якщо значення вхідної напруги  $u_x$  не перевищує значення  $E_1$ , то струм протікає через діод  $VD1$ . Якщо  $E_1 < u_x < E_2$ , то струм протікає через діоди  $VD1$  і  $VD2$ , внаслідок чого крутизна характеристики залежності струму від напруги збільшується (рис. 2.12,в). Струм і через прилад дорівнює  $i_1 + i_2$ . Якщо  $u_x > E_2$ , то струм протікає через діоди  $VD1, VD2, VD3$  і дорівнює  $i = i_1 + i_2 + i_3$ ; крутизна залежності  $i = f(u_x)$  стає ще більшою.

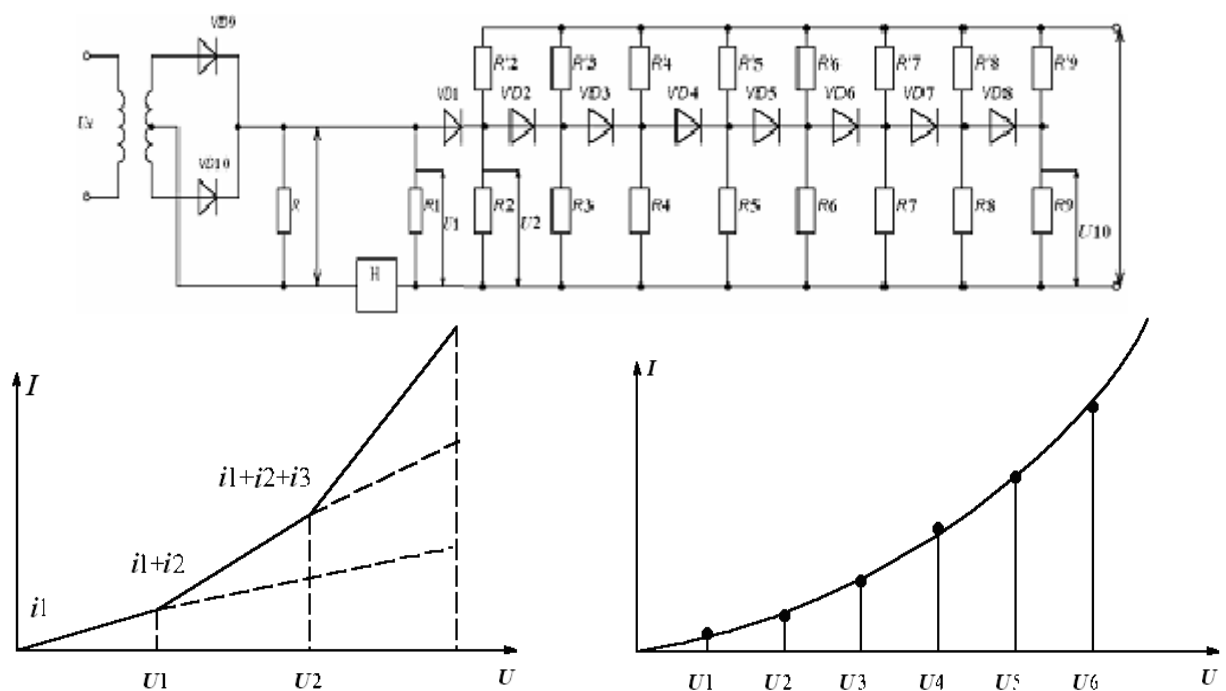


Рисунок 2.12 – Перетворювач СКЗ напруги за методом кусочно-лінійної апроксимації: (а) і квадратичний вольтметр на його основі;

(б) з графіками залежності перетворюваної; (в) і вимірюваної; (г) напруг

Підібравши параметри кола, можна здійснити кусочно-лінійну апроксимацію вольтамперної характеристики діодів і збільшити довжину квадратичної ділянки перетворювача характеристики.

На рис. 2.12,б наведена схема квадратичного вольтметра. Вимірювана напруга підводиться до широкосмугового трансформатора. За допомогою діодів  $VD9$  і  $VD10$ , включених в коло вторинної обмотки, відбувається двопівперіодне випрямлення напруги. Випрямлена напруга впливає на коло, що

складається з магнітоелектричного приладу, послідовно з яким з'єднаний діодний ланцюжок (діоди  $VD1...VD8$  і резистори  $R2, R2'...R9, R9'$ ). Діодний ланцюжок має близьку до параболічної вольтамперну характеристику (рис. 2.12,г), тому середнє значення струму приладу пропорційне середньоквадратичному значенню вимірюваної напруги.

Похибка перетворення таких пристроїв залежить, головним чином, від нестабільності вольтамперних характеристик діодів і опорів резисторів і, зазвичай, складає 3...5 %. Для зменшення похибки перетворювача від рівня вхідного сигналу в ВПН вводять додаткове коло зворотного зв'язку, що компенсує змінення чутливості і стабілізує його швидкодію в широкому діапазоні зменшення вхідного сигналу.

Вольтметри, побудовані на основі ВПН СКЗ з лінійно-кусочною апроксимацією, зручні в експлуатації, оскільки мають рівномірну шкалу, і тому можуть працювати спільно з цифровими вольтметрами постійного струму.

Частотний діапазон промислових зразків вольтметрів складає 30 Гц...10 МГц. Відзначимо, що градувальна характеристика шкали вольметра з квадратичним ВПН в середньоквадратичних значеннях не залежить від форми напруги, за допомогою якої проводилася операція градування. Тому показання квадратичного вольметра, проградуйованого в середньоквадратичних значеннях синусоїдної напруги, при вимірюванні напруги складної форми відповідають середньоквадратичному значенню цієї напруги.

## 2.6 Вимірювання напруги цифровими вольтметрами

Відомо, що цифрові вольтметри набули широкого поширення в техніці вимірювання напруг постійного і змінного струму. Це пояснюється багатьма перевагами цифрових вольтметрів: високою точністю, широким діапазоном вимірювань при високій чутливості, відліком в цифровій формі (практично це виключає окомірні помилки і створює зручність вимірювання на відстані), відносною простотою здійснення документальної реєстрації показань, можливістю отримання результатів вимірювань у формі, зручній для введення в ЕОМ, можливістю виводу на інтерфейсну шину і включення до складу вимірювально-обчислювального комплексу.

Сучасні цифрові вольтметри змінного струму і універсальні, найчастіше, є поєднанням цифрового вольтметра постійного струму і високоточного вимірювального перетворювача напруги змінного струму в напругу постійного струму (ці перетворювачі розташовуються у вхідному блоці структурної схеми). Значення вихідної напруги перетворювача відповідає певному параметру вхідної напруги, наприклад, середньоквадратичному значенню. Показання вольтметра, найчастіше, виражені в середньоквадратичних значеннях синусоїдної напруги.

Враховуючи викладене, при розгляді принципів дії різних видів вольтметрів, виконаних за схемами з жорсткою логікою, вважатимемо їх вольтметрами постійного струму.

В 1.9 розглядалися можливі способи перетворення аналогової величини в цифрову. Залежно від вигляду АЦП розрізняють наступні види вольтметрів: часо-імпульсний, частотно-імпульсний, кодо-імпульсний і комбінований (подвійного інтегрування).

*Часо-імпульсний вольтметр.* В основі роботи часо-імпульсного вольтметра лежить перетворення вимірюваної напруги постійного струму в інтервал часу, значення якого вимірюється цифровим вимірювачем (заповнення лічильними імпульсами).

Перетворення здійснюється шляхом порівняння вимірюваної напруги з напругою, що лінійно змінюється (одинарне інтегрування).

Структурна схема приладу наведена на рис. 2.13. Її роботу пояснюють графіки, зображені на рис. 2.14. Напруга вимірюється циклами, що задаються блоком керування. На початку циклу (момент  $t_1$ , рис. 2.14,а) тактовий імпульс, що посиляється з блока керування, скидає в нуль показання лічильника, що залишилися від попереднього циклу, запускає пристрій порівняння (ПП) і генератор напруги, яка лінійно змінюється. Вимірювана напруга  $U_{\text{вим}}$ , що підводиться до входу 1 ПП (для спрощення припустимо, що коефіцієнт передачі вхідного блока дорівнює одиниці), зіставляється в ньому з напругою  $u_{\text{лін}}$  (рис. 2.14,б), що подається на вхід 2 ПП від генератора. У момент  $t_2$  фіксується рівність значень напруг. На виході ПП формується прямокутний імпульс  $T_x = t_2 - t_1$  (рис. 2.14,в), тривалість якого прямопропорційна величині вимірюваної напруги  $U_{\text{вим}} = U_x = kT_x$ . Цей імпульс поступає на вхід 1 часового селектора і керує ним, тобто, відкриває селектор на час  $T_x$ , і лічильні імпульси, з періодом проходження  $T_{\text{ліч}}$ , від генератора через вхід 2 селектора поступають на лічильник. Лічильник підраховує число імпульсів  $N$ , що поступають на його вхід за інтервал часу  $T_x$  (рис. 2.14,д). Таким чином,

$$T_x = NT_{\text{ліч}}; U_x = kT_x = kNT_{\text{ліч}} = \dots \quad (2.19)$$

де  $K = kT_{\text{ліч}}$  коефіцієнт пропорційності, тобто, вимірювана напруга пропорційна кількості імпульсів.



Рисунок 2.13 – Структурна схема часо-імпульсного вольтметра



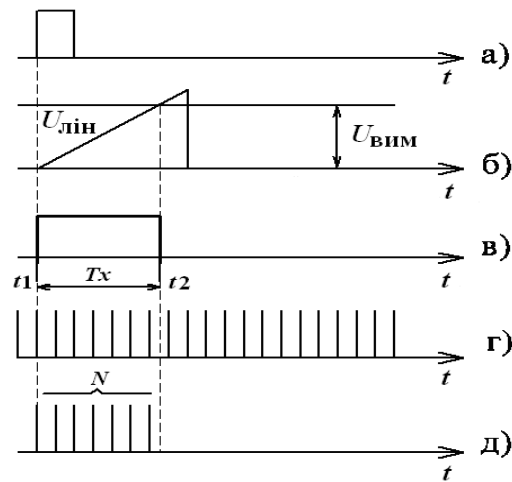


Рисунок 2.14 – Графіки напруг, що пояснюють роботу вольтметра

Як видно з розглянутого принципу дії вольтметра, його точність великою мірою залежить від характеристик напруги, яка лінійно змінюється.

До похибок часо-імпульсного вольтметра також відносяться: похибка, що вноситься порівнюючим пристроєм, а також похибки, що притаманні АЦП: нестабільність частоти проходження лічильних імпульсів і похибка дискретності.

Абсолютна і відносна похибки дискретності визначаються, відповідно, з наступних виразів:

$$\Delta U = U_{\text{вим}} - U_{\text{д}} = K(N \pm 1) - N_K = : \quad (2.20)$$

де  $U_{\text{д}}$  – дійсне значення напруги;

$$\delta = \frac{\Delta N}{U_{\text{д}}} = \pm \frac{1}{N}.$$

Високий ступінь лінійності напруги, з якою порівнюється вимірювана напруга, безперечна перевага розглянутого часо-імпульсного вольтметра, але для нього характерні два суттєвих недоліки, що помітно знижують точність приладу: дрейф нуля і непостійність кута нахилу характеристики напруги, яка лінійно змінюється, що обумовлено зміною параметрів  $R$  і  $C$  компонентів кола зворотного зв'язку інтегратора. Ці недоліки є причиною того, що подібні часо-імпульсні вольтметри (з одинарним інтегруванням) були, в значній мірі, витиснуті вольтметрами з подвійним інтегруванням.

*Вольтметри з кодо-імпульсним перетворенням (порозрядного урівноваження).* Суть методу, що називається також методом зважування, полягає в порівнянні вимірюваної напруги з рядом зразкових напруг, значення яких встановлюються згідно певному закону, наприклад, закону послідовного двійкового коду. Число, відповідне набору зразкових напруг, яким компенсується вимірюване значення, представляє це значення в закодованій формі. Таким чином, напруга перетворюється в числовий еквівалент.

Структурна схема приладу, що реалізує цей метод, приведена на рис. 2.15. Для пояснення її роботи скористаємося числовим прикладом: для спрощення і наочності міркувань припустимо, що у даного вольтметра кількість розрядів  $n=6$ , тобто шість двійкових розрядів (молодший розряд відповідає 1 мВ), і очікуване значення напруги  $U_{\text{вим}}=40,7$  мВ. Ця напруга підводиться до входу 1 пристрою порівняння, вхід 2 якого підключений до виходу цифро-аналогового перетворювача (ЦАП). Вимірювання проводяться циклами, що визначаються блоком керування. У середині блока керування є генератор тактових сигналів. Його характеристики вибрані так, що протягом тривалості одного циклу генератор виробляє  $n+1$  тактових сигналів: нульовий, перший, другий і т.д. Нульовий сигнал приводить схему в початковий стан після попереднього циклу.

Перший тактовий сигнал задає початок даного циклу. З появою цього сигналу на цифрові входи ЦАП з блока керування подається число, що містить одиницю в старшому (шостому) розряді, а в решті розрядів – нулі: 100000. На виході ЦАП з'являється зразкова напруга, значення якої  $1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = 32$  мВ. Вона подається на вхід 2 пристрою порівняння, де вимірювана напруга порівнюється із зразковою. Порівняння полягає у відніманні другої напруги від першої. Якщо значення  $U_{\text{вим}}$  більше значення  $U_{\text{зр}}$ , тобто різниця  $U_{\text{вим}} - U_{\text{зр}} > 0$  («мало»), то вихідна напруга порівнюючого пристрою не впливає на блок керування. Останній працює в звичайному ритмі і в наступному такті подає на входи ЦАП число, у якого, крім одиниці в шостому розряді, є одиниця і в наступному (п'ятому) розряді: 110000.

Цьому числу відповідає вихідна напруга ЦАП  $32+16=48$  мВ. Порівняння значень  $U_{\text{вим}}$  і  $U_{\text{зв}}$  дає  $U_{\text{вим}}-U_{\text{зр}}<0$  («багато»). При цьому на виході порівнюючого пристрою утворюється сигнал, що служить командою, за якою блок керування знімає з входу п'ятого розряду ЦАП одиницю і встановлює одиницю на вході четвертого розряду: до входів ЦАП підводиться число 101000. Йому відповідає зразкова напруга  $32+8=40$  мВ. Тепер  $U_{\text{вим}}-U_{\text{зр}}>0$  («мало») і блок керування працює в звичайному ритмі. Далі процедура протікає аналогічним чином відповідно до результату порівняння на кожному такті. Закінчується вона після шостого такту, коли на входи ЦАП подано числовий код 101001. Далі цей код дешифрується – перетворюється в десяткове число (в даному випадку 41), яке відображається цифровим дисплеєм разом з одиницями вимірювання (мВ).

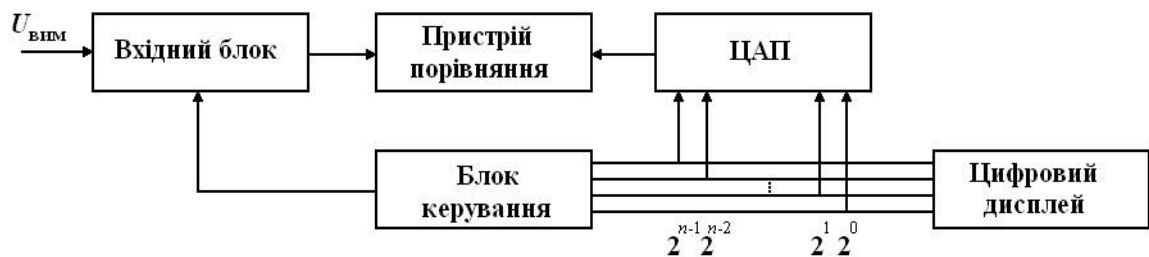


Рисунок 2.15 – Структурна схема кодо-імпульсного вольтметра

Похибки вимірювання напруги вольтметром порозрядного урівноваження визначаються, головним чином, похибками міри і порівняння. У даному приладі міра – це джерело зразкової напруги ЦАП. Отже, похибка міри залежить від точності відповідності зразкової напруги номіналу і стабільності цієї напруги в часі. Похибка порівняння складається з двох складових: похибки безпосереднього порівняння і похибки дискретності. Перша складова залежить від чутливості порівнюючого пристрою і стабільності його порогу порівняння. Друга складова визначається числом розрядів цифрового коду. Її максимальне значення дорівнює одиниці молодшого розряду.

Описаний ЦАП відноситься до швидкодіючих (завдяки нерівномірному кроку квантування) і дозволяє одержати достатньо високу точність.

Прагнення поєднувати високу завадостійкість з прийнятною швидкодією привело до створення інтегруючих цифрових вольтметрів. Один з варіантів здійснення інтегрального методу – метод подвійного інтегрування.

*Вольтметри з подвійним інтегруванням.* Як вже наголошувалося, точність описаного варіанта часо-імпульсного перетворення залежить від постійності кута нахилу характеристики напруги, що лінійно змінюється. Дотримання цієї умови вимагає ускладнення схемних рішень, використання високостабільних радіодеталей і термостатування, ретельного монтажу. Вказаного недоліку позбавлений метод подвійного інтегрування (його іноді називають «інтегруванням вгору – вниз»). Він виявився досить зручним для апаратурного здійснення цифрових вольтметрів на основі інтегральних мікросхем. Прилади, в яких втілений цей метод, – одні з найбільш поширених типів цифрових вольтметрів.

Ідею методу нескладно уявити, скориставшись структурною схемою вольтметра (рис. 2.16) і графіками на рис. 2.17.



Рисунок 2.16 – Структурна схема вольтметра з подвійним інтегруванням

Вимірювана напруга перетворюється в пропорційне число лічильних імпульсів. Цикл перетворення  $T_{\text{ц}}$  складається з двох інтервалів часу  $T_1$  і  $T_2$ , що задаються, відповідно, тривалістю імпульсу і паузою між імпульсами (рис. 2.17,а). На початку циклу блок керування виробляє прямокутний імпульс

каліброваної тривалості  $T$  (з крутими фронтам і зрізом), який подається на вхід з електронного перемикача. Протягом інтервалу  $T_1$  на вхід інтегратора через вхідний блок і електронний перемикач надходить вимірювана напруга. Починається перший такт інтегрування (вгору), при якому вихідна напруга інтегратора зростає за лінійним законом (рис. 2.17,б). Крутизна характеристики цієї напруги пропорційна значенню  $U_{\text{вим}}$ .

Тривалість першого такту інтегрування дорівнює тривалості  $T_1$  імпульсу, що керує. У момент закінчення імпульсу  $t_1$  електронний перемикач відключає з входу інтегратора джерело вимірюваної напруги і з'єднує вхід інтегратора з джерелом зразкової напруги  $U_{\text{зр}}$ , полярність якого протилежна полярності вимірюваної напруги. Починається другий такт інтегрування («вниз»), протягом якого напруга на виході інтегратора лінійно зменшується (рис. 2.17,б).

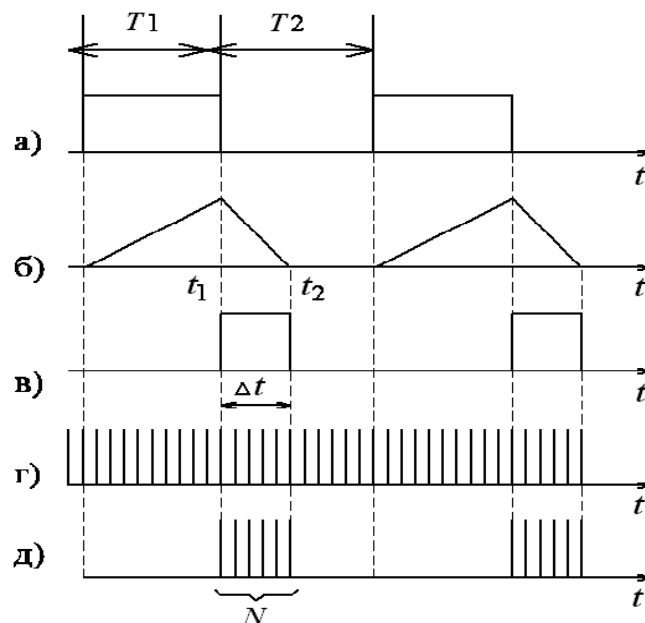


Рисунок 2.17 – Графіки, що пояснюють роботу вольтметра

Вихідна напруга інтегратора підводиться до входу 1 пристрою порівняння, вхід 2 якого з'єднаний з корпусом приладу. Тому момент  $t_2$ , коли напруга на виході інтегратора дорівнює нулю, визначає закінчення другого такту інтегрування.

З виходу порівняльного пристрою на вхід 1 часового селектора подається прямокутний стробуючий імпульс тривалістю  $\Delta t = t_2 - t_1$  (рис. 2.17,в), який заповнюється лічильними імпульсами (рис. 2.17,д), що підраховуються лічильником. Їх число пропорційне вимірюваному значенню напруги. Цикл вимірювання закінчений.

Початок наступного циклу задається фронтом чергового керуючого імпульсу тривалістю  $T_1$ , що посиляється блоком керування.

Встановимо зв'язок між тривалістю стробуючого імпульсу  $\Delta t$  і вимірюваним значенням напруги  $U_{\text{вим}}$ . Напряга на виході інтегратора при інтегруванні «вгору» в довільний момент (початок відліку часу – момент появи фронту імпульсу тривалістю  $T_1$ )

$$u_{\text{вих}}(t) = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{вх}} dt \quad (2.21)$$

де  $RC$  – стала часу, залежна від параметрів елементів схеми інтегратора;

$U_{\text{вх}} = U_{\text{вим}}$  – напруга на вході інтегратора;  $t = T_1$ .

В кінці інтервалу  $T_1$  інтегрування «вгору»

$$u_{\text{вих}}(T_1) = \frac{1}{RC} \int_0^{T_1} U_{\text{вим}} dt = U_{\text{вим}} \quad (2.22)$$

При інтегруванні «вниз»

$$u_{\text{вих}}(t) = u_{\text{вих}}(T_1) - \frac{1}{RC} \int_{T_1}^t U_{\text{з}} \quad (2.23)$$

Отже, в момент  $t_2 = T_1 + \Delta t$  з урахуванням (2.22) маємо

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вим}} \frac{T_1}{RC} - \frac{1}{RC} \int_{T_1}^{T_1 + \Delta t} U_{\text{зр}} \Delta t = \frac{1}{RC} (U_{\text{зр}} T_1 - U_{\text{зр}} \Delta t) \quad (2.24)$$

Оскільки процес інтегрування зразкової напруги закінчується, коли вихідна напруга інтегратора стає рівною нулю, то, поклавши в (2.24)  $U_{\text{вих}}(t_2) = 0$ , одержимо

$$\Delta t = U_{\text{вим}} (T_1 / U_{\text{зр}}) \quad (2.25)$$

З (2.25) видно, що інтервал  $\Delta t$  прямо пропорційний вимірюваному значенню напруги і не залежить від сталої часу кола інтегратора. У цьому перевага методу подвійного інтегрування, оскільки для його здійснення не потрібні схеми з високостабільними елементами. Крім того, інтервал  $\Delta t$  не залежить від початкової напруги, що має місце при звичайному часо-імпульсному перетворенні. Коефіцієнт пропорційності значень  $\Delta t$  і  $U_{\text{вим}}$  є відношенням  $T_1/U_{\text{зр}}$ . Оскільки тривалість імпульсу  $T_1$  і зразкова напруга можуть підтримуватися постійними з високою точністю, то похибка перетворення напруги в інтервал часу дуже незначна.

Нескладно встановити зв'язок між числом  $N$  імпульсів, обчислених лічильником, і виміряним значенням напруги. Якщо частота проходження рахункових імпульсів  $F_{\text{ліч}}$  (період  $T_{\text{ліч}}$ ).

$$\Delta t = N \cdot T_{\text{ліч}} \quad (2.26)$$

Зіставлення (2.25) і (2.26) приводить до виразу

$$U_{\text{вим}} = N \cdot U_{\text{зр}} \cdot T_{\text{ліч}} / T_1 \quad (2.27)$$

Стробуючий імпульс тривалістю  $T_1$  формується в блоці керування (рис. 2.16) з лічильних імпульсів шляхом ділення частоти їх проходження. Якщо коефіцієнт ділення  $q$ , то  $T_1 = q T_{\text{ліч}}$  і тоді

$$U_{\text{вим}} = (U_{\text{зр}} / q) N \quad (2.28)$$

Метод подвійного інтегрування дозволяє здійснити ефективний захист від завад нормального типу, вимірювати напруги обох полярностей, одержувати великий вхідний опір приладу, достатньо малу похибку вимірювань.

На роботу цифрових вольтметрів найбільш впливає мережева завада ( $f_{\text{ном}}=50$  Гц). У вольтметрі, що працює за методом подвійного інтегрування, високий коефіцієнт придушення мережевої завади досягається раціональним вибором інтервалу інтегрування  $T_1$ , кратним періоду мережевої завади.

Нескладно помітити, що в (2.28) безпосередньо не входить частота проходження  $F_{\text{ліч}}$  лічильних імпульсів. Від її номінального значення залежить похибка дискретності, але вона зберігається практично постійною при зміні значення  $F_{\text{ліч}}$  в невеликих межах. З урахуванням цієї обставини схему

генератора лічильних імпульсів будують так, щоб його вихідний сигнал був синхронним з напругою живлячої мережі. При цьому інтервал  $T_1$  буде кратний періоду мережевої завади і, навіть якщо він зміниться, кратність збережеться.

Основні складові похибки цифрового вольтметра, що працює за методом подвійного інтегрування, – похибки перетворення і порівняння.

Похибка перетворення не залежить від параметрів компонентів  $R$  і  $C$  інтегратора; вона визначається нестабільністю тривалості  $T_1$  прямокутного імпульсу, що задає інтервал першого інтегрування («вгору»), недостатньо високою точністю і нестабільністю зразкової напруги, а також недостатньо високим ступенем лінійності вихідної напруги інтегратора при другому інтегруванні («вниз») внаслідок паразитного ефекту в конденсаторі, що має назву діелектричне поглинання.

Похибка дискретності може мати місце при зміні інтервалу  $\Delta t$ . Максимальне значення абсолютної похибки складає  $\pm 1$  молодшого розряду лічення, а максимальне значення відносної похибки дискретності

$$\delta = \pm 1/N. \quad (2.29)$$

З (2.29) видно, що підвищення точності вимірювань вимагає збільшення числа  $N$ , що відповідає даному значенню  $U_{\text{вим}}$ . Інакше кажучи, вимірювання тим точніше, чим більше число лічильних імпульсів, що відображаються цифровим дисплеєм вольтметра.

Щоб пояснити, як це завдання розв'язується в приладах з подвійним інтегруванням, запишемо (2.27) у вигляді

$$U_{\text{вим}} = (U_{\text{зр}} / F_{\text{ліч}})(N / T_1) \quad (2.30)$$

Оскільки у конкретного вольтметра відношення  $U_{\text{зр}}/F_{\text{ліч}}=c=\text{const}$ , то

$$U_{\text{вим}} = cN / T_1. \quad (2.31)$$

Нескладно встановити, що при певному значенні напруги  $U_{\text{вим}}$ , число  $N$ , збільшується, якщо збільшується інтервал  $T_1$  інтегрування («вгору»). Отже, змінення числа розрядів (ціни одиниці молодшого розряду лічення), що відображаються, досягається зміненням інтервалу інтегрування  $T_1$ .



Вольтметр з перетворенням вимірюваної напруги в частоту з подальшим вимірюванням середнього значення частоти за встановлений інтервал часу, показаний на рис. 2.18.



Рисунок 2.18 – Структурна схема вольтметра з перетворенням напруги в частоту

Вимірювана напруга перетворюється в частоту так, що залежність між ними лінійна:

$$f = k u_{\text{вим}} \quad (2.32)$$

Припустимо, що напрузі  $U_0$  відповідає частота  $f_0 = k U_0$ . За який би інтервал не вимірювалося середнє значення цієї частоти, воно буде дорівнювати  $f_0$ , якщо зберігається незмінною напруга  $U_0$ . При дії періодичної симетричної завади ( $U_{\text{вим}} = U_0 + U_{\text{зав}}$ ) усереднювання частоти за інтервал, рівний періоду напруги завади, дає:

$$f_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T f \, dt = \frac{k}{T} \int_0^T u_{\text{вим}} \, dt = f_0 \quad (2.33)$$

Отже,  $f_{\text{ср}} = f_0$ , тобто виміряне середнє значення частоти дорівнює частоті, що відповідає напрузі  $U_0$ , яка не спотворена завадою.

Перетворення вимірюваної напруги в імпульси, частота проходження  $F_x$  яких пропорційна цій напрузі, тобто

$$F_x = k u_{\text{вим}} \quad (2.34)$$

дозволяє замінити операцію інтегрування підсумовуванням за певний інтервал часу.

Із структурної схеми інтегруючого вольтметра на рис. 2.18 видно, що в нього основні вузли: вимірювальний перетворювач і цифровий (електронно-лічильний) частотомір. У частотомірі блок формування виробляє стробуючий

імпульс тривалістю  $\Delta t_k$ , що відповідає періоду завади  $T$ . Цей імпульс заповнюється імпульсами періодичної послідовності з частотою проходження  $F_x$ . Лічильник частотоміра підраховує число імпульсів, що потрапляють в інтервал:

$$N = F_x \Delta t_k. \quad (2.34)$$

Воно відповідає середній за інтервал  $\Delta t_k$  частоті проходження  $F_{x\text{сеп}}$  вихідних імпульсів перетворювача. Оскільки  $\Delta t_k = T$ , то

$$N = k U_0. \quad (2.35)$$

Вимірювальні перетворювачі „напруга-частота” характеризуються межами перетворюваної напруги, чутливістю (крутизною перетворення), що має розмірність кГц/В або МГц/В, діапазоном частот  $F_{\min}..F_{\max}$ , початковою частотою  $F_n$ , вхідним опором, похибкою перетворення.

Показання вольтметра повинні бути прямо пропорційні вимірюваній напрузі. Тому в тих випадках, коли початкова частота  $F_n$  перетворювача не рівна нулю, вживають спеціальні заходи, щоб  $F_n$  не впливала на показання.

## 2.7 Програмовані цифрові вольтметри

Новий етап в розвитку цифрових вольтметрів пов'язаний з побудовою їх на основі мікропроцесорної системи. Саме у вольтметрах якнайповніше втілені переваги мікропроцесорних вимірювальних приладів: подальше підвищення точності, розширення вимірювальних можливостей, спрощення і полегшення керування, можливість отримання різних математичних функцій вимірюваних значень, статистична обробка результатів вимірювань, автокалібрування і самодіагностика, підвищення надійності і економічності, можливість побудови програмованих багатофункційних приладів.

У найзагальнішому вигляді структурна схема мікропроцесорного цифрового вольтметра представлена на рис. 2.19.

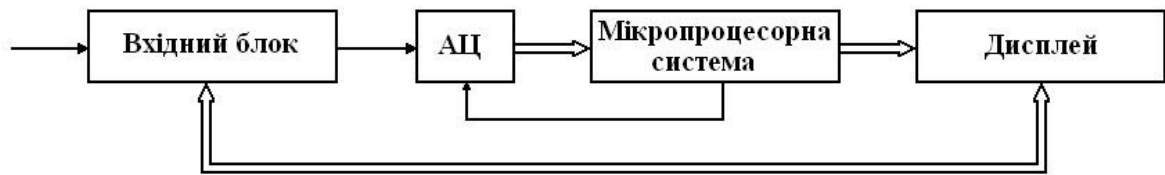


Рисунок 2.19 – Структурна схема мікропроцесорного цифрового вольтметра

Вхідний блок містить аналогові перетворювачі – це, перш за все, атенюатор і підсилювач, але в деяких приладах до складу блока може входити також вимірювальний перетворювач напруги змінного струму в напругу постійного струму. Таке схемне рішення застосовується тоді, коли швидкодія мікропроцесора недостатня для обчислення середньоквадратичного значення вимірюваної напруги.

Обов'язковим вузлом кожного цифрового вольтметра, зокрема, мікропроцесорного, є АЦП. Побудова цифрового вольтметра вимагає правильного вибору АЦП, що є основним вимірювальним перетворювачем, раціонального вибору мікропроцесора, виконання їх сполучення, визначення необхідних характеристик решти модулів мікропроцесорної системи, розробки програмного забезпечення.

Розглядаючи питання сполучення, перш за все, необхідно відзначити, що завдання сумісності АЦП з мікропроцесором і роботи АЦП у складі мікропроцесорної системи є конкретним завданням сумісності модулів, які повинні функціонувати в єдиній системі. При об'єднанні модулів у вимірювальну систему необхідно здійснити п'ять видів сумісності: інформаційну, конструктивну, енергетичну, метрологічну і експлуатаційну.

Розглянемо інформаційну сумісність для системи АЦП-мікропроцесор, що є однією з найважливіших.

Інформаційна сумісність припускає виконання певних вимог до рівнів напруги логічної одиниці і логічного нуля вихідного двійкового АЦП і до керуючих сигналів, а також виконання протоколів, що регламентують часові співвідношення сигналів.

Більша частина 8-розрядних АЦП безпосередньо сумісна з багатьма універсальними мікропроцесорами. Із збільшенням числа розрядів АЦП (10,12,16) завдання сполучення ускладнюється. Проте, в принципі, можлива спільна робота цих АЦП з 8-розрядними мікропроцесорами.

Тривалість формування на виході АЦП стійкого слова, що відповідає значенню перетворюваного аналогового сигналу, визначається інтервалом часу між сигналами запуску АЦП і закінчення перетворення, які на рис. 2.20 названі сигналами ПОЧАТОК і КІНЕЦЬ, відповідно (казане відноситься до тактованих, керованих АЦП). Іноді цей інтервал задається стробуючим імпульсом, що подається на АЦП. При виконанні протоколів сполучення, регламентуючих часові співвідношення сигналів, час встановлення вихідного коду АЦП на шині даних мікропроцесора залишається меншим тривалості звернення до пам'яті мікропроцесорної системи.

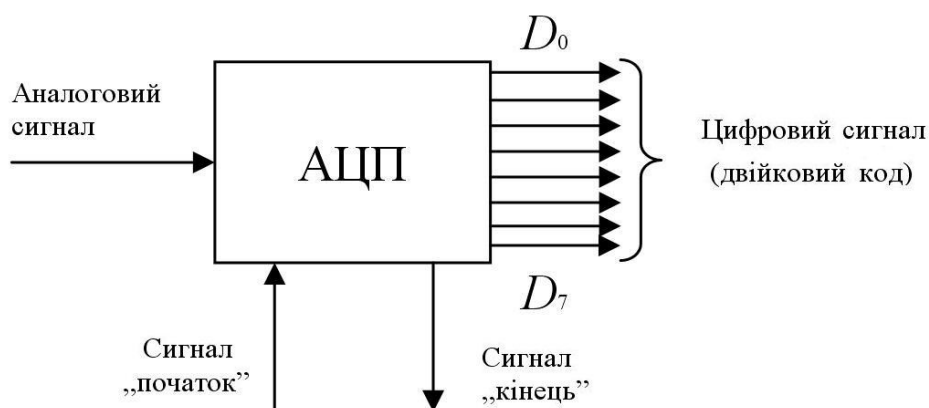


Рисунок 2.20 – До пояснення принципів аналого-цифрового перетворення

Слід мати на увазі, що не всі протоколи сполучення однакові. Взагалі сполучення АЦП з мікропроцесором виходить відносно простим, якщо робота АЦП визначається сигналами, що є на шині керування мікропроцесорної системи. Можливі два варіанти організації сполучення АЦП з мікропроцесорною системою.

При першому варіанті мікропроцесор «сприймає» АЦП як один з елементів пам'яті системи: число, що утворюється на виході АЦП, прямує за адресою,

розташованою в полі адреса-пам'яті. Другий варіант здійснюється тоді, коли в системі передбачений інтерфейс вводу-виводу. Якщо в ній є вільний порт вводу-виводу, то виходи АЦП з'єднуються з входами порту, керованого відповідними командами. Іноді при здійсненні сполучення потрібні схеми для «розпізнавання» сигналів в шині керування мікропроцесора і дешифрування адреси порту.

На рис. 2.21 зображена одна з можливих схем сполучення 8-розрядного АЦП і 8-розрядного мікропроцесора. У цій схемі існують два порти. Перший з них використовується повністю і служить для введення числа, що утворюється на виході АЦП, тобто даних, в мікропроцесорну систему. Другий порт призначається для керуючих сигналів, і використовується частково – по одному розряду з боку входу і з боку виходу.

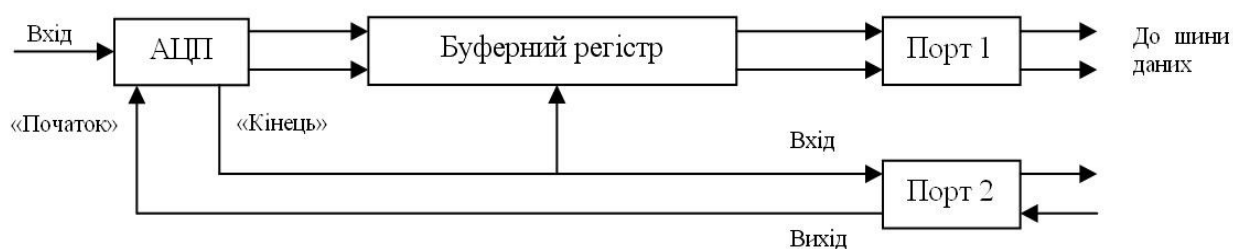


Рисунок 2.21 – Схема сполучення АЦП з мікропроцесором

Робота схеми полягає в наступному. За командою мікропроцесора на вихідній лінії порту 2 з'являється одиничний сигнал, який визначає початок аналого-цифрового перетворення. Потім проводиться звернення до вхідної сторони порту 2. Поява на вхідній лінії одиничного сигналу означає кінець аналого-цифрового перетворення. Цей сигнал «дозволяє» передачу результату перетворення з буферного регістра через порт 1 на шину даних.

Можлива також схема сполучення, що дозволяє застосувати тільки один порт. Але оскільки шина даних – двонаправлена шина, то схема повинна містити трирежимний буферний регістр (що може приймати три стани), за допомогою якого здійснюється керування напрямом передачі.

*Мікропроцесорний цифровий вольтметр.* Цифрові вольтметри, що виконуються на основі мікропроцесорної системи, як вже наголошувалося вище, вимірюють напругу постійного і змінного струму (часто також опір резистора). Вони є багатомежевими приладами з автоматичним і ручним перемиканням полярності і діапазонів вимірювань, проводять статистичну обробку результатів вимірювань, виконують ряд специфічних підпрограм, що суттєво розширюють можливості приладу, здійснюють автокалібрування. Ці прилади відрізняються високими метрологічними характеристиками. Так, наприклад, відносна похибка одного з вольтметрів постійного струму при діапазоні вимірювань 10 мВ не перевищує 0,001%, а відносна похибка вимірювання середньоквадратичного значення напруги змінного струму синусоїдної форми при діапазоні вимірювань 100 мВ не перевищує 0,03% в смузі частот 50 Гц...10 кГц і залишається меншою 0,1% в смузі частот 40 Гц...100 кГц. Слід відмітити, що точність вимірювання середньоквадратичного значення напруги змінного струму залежить від того, яким способом отримують це значення: в результаті перетворення напруги змінного струму в напругу постійного струму за допомогою спеціального вимірювального перетворювача або шляхом безпосереднього обчислення мікропроцесором за сукупністю чисел, відповідних миттєвих значень вимірюваної напруги.

Вкажемо найбільш важливі вузли мікропроцесорного вольтметра. Мікропроцесор організує процедуру вимірювань, керує роботою всіх вузлів, проводить арифметичні і логічні операції з даними, що надходять з АЦП через інтерфейс введення на шину даних. Програма роботи мікропроцесора зберігається в постійному запам'ятовуючому пристрої (ПЗП) і не руйнується при відключенні живлення. В ПЗП містяться також деякі сталі, що використовуються при виконанні різних підпрограм і числа, необхідні для автокалібрування. Оперативний запам'ятовуючий пристрій (ОЗП) служить для тимчасового зберігання даних вимірювань і проміжних результатів. Зв'язок мікропроцесора з рештою модулів, точніше взаємодія всіх модулів системи, здійснюється через три шини: даних, адреси і керування. АЦП і клавіатура

підключаються до шин через інтерфейс введення, а цифровий дисплей, друкуючий пристрій, блок автокалібрування і схема автоматичного перемикавання діапазону вимірювань – за допомогою інтерфейсу виводу. Наявність інтерфейсної карти (ІКАР) дає можливість з'єднати вольтметр з системним інтерфейсом, перевести в режим зовнішнього керування контролером, включити в автоматичну вимірювальну систему.

Розглянемо стисло основні вузли програмованого цифрового вольтметра і взаємодію з ними мікропроцесора.

*Аналого-цифровий перетворювач.* У цифрових вольтметрах, що виконуються на основі мікропроцесорної системи можуть бути застосовані АЦП різних типів. Як показав аналіз, у вольтметрах, що безпосередньо вимірюють напругу постійного струму, найбільш поширені АЦП з подвійним (двотактним) інтегруванням. Останнім часом все ширше використовуються часо-імпульсні перетворювачі з одинарним інтегруванням. Для вольтметрів, у яких середньоквадратичне значення напруги змінного струму обчислює мікропроцесор, характерні АЦП порозрядного урівноваження.

У разі застосування АЦП з подвійним інтегруванням мікропроцесор керує тривалістю інтегрування. Її визначає користувач вольтметра натисканням клавіші, яка задає число розрядів, що відображаються дисплеєм. Мікропроцесор переходить в режим переривання (його тривалість фіксована, наприклад, 100 мкс), опитує клавіатуру і виводить дані на дисплей, після чого цикл роботи мікропроцесора поновлюється.

*Клавіатура.* Крім АЦП до пристрою введення відноситься клавіатура, що є сукупністю органів керування – клавіш, розташованих на передній панелі приладу. Відомо, що чим вищий «інтелектуальний рівень» приладу, тим простіше його експлуатація. У мікропроцесорних цифрових вольтметрах застосовуються вдосконалені схеми і конструкції клавіатури, що дозволяють обходитися малим числом органів керування і одержувати чітку інформацію про функцію, що виконується приладом.

Клавiші згруповані в логічні блоки, позначені написами ВИД ВИМІРЮВАННЯ, РЕЖИМ РОБОТИ, ДІАПАЗОН і інше. В деяких приладах використовуються написи-гравіровки трьох кольорів, що дозволяє зменшити число клавiш і спрощує керування приладом.

Багато цифрових вольтметрів розраховані на здійснення декількох програм. У них є загальна клавiша ПРОГРАМА, після натиснення якої «працюють» написи певного кольору, зокрема цифри від 0 до 9, що відзначають ряд клавiш. Кожна цифра відповідає номеру варіанта програми.

Клавiатура обслуговується мікропроцесором в режимі переривання. Мікропроцесор виконує операції опитування, придушення перехідних коливальних процесів і дешифрування.

*Дисплей.* Для відображення результатів вимірювань, що одержуються у підсумку статистичної обробки даних вимірювань, і іншої інформації служить цифровий дисплей. Оскільки цифрові вольтметри – прилади високої точності, які виконують вимірювання в широкому діапазоні, то для них характерні багаторозрядні цифрові дисплеї. До таких приладів можна віднести  $3\frac{1}{2}$ -розрядний (повній шкалі відповідає число 1999) або  $6\frac{1}{2}$ -розрядний (повна шкала-число 1 999 999) вольтметри.

Розрядність цифрового вольтметра – кількість десяткових розрядів, які відображаються цифрами від 0 до 9. Наприклад, прилад з трьома розрядами може надавати такі максимальні показання при різних межах вимірювань: 999; 99,9; 9,99; 0,999 В. Цифровий вольтметр, що дозволяє відображати додатково ще один розряд, але не повністю, називають приладом з розширеним діапазоном показань або відповідно  $3\frac{1}{2}$ ,  $4\frac{1}{2}$ ,  $5\frac{1}{2}$ ,  $6\frac{1}{2}$ -розрядним вольтметром. Наприклад, якщо максимальне показання вольтметра не 0,999, а 1,999 В, то це вже  $3\frac{1}{2}$ -розрядний вольтметр (при максимальному показанні 9,999 В, тобто повному четвертому розряді, був би 4-розрядний вольтметр). Отже, у дисплея  $n\frac{1}{2}$ -розрядного цифрового вольтметра  $n$  молодших повних розрядів, в яких цифри можуть змінюватися від 0 до 9, і один (старший) неповний розряд.



Дисплей цифрового вольтметра взаємодіє з клавіатурою. Він відображає не тільки цифри, але і одиниці вимірювання, знаки («+» або «-»), слова або букви, які несуть суттєву для користувача приладу інформацію. Якщо передбачено декілька варіантів використовуваних програм, то при натисненні клавіші, що визначає конкретний варіант, відповідні відомості можна прочитати на дисплеї. При введенні сталих вони відображаються дисплеєм, що дозволяє контролювати правильність їх введення.

*Блок автокалібрування.* Мета калібрування будь-якого вольтметра полягає в тому, щоб досягти однозначної і точної відповідності між показанням приладу і значенням напруги, що подається на вхід вольтметра від спеціального джерела – калібратора, яка служить зразковою мірою. При наявності систематичних похибок, що вносяться вузлами приладу, відповідність порушується, і для її відновлення користувач проводить необхідні регулюючі операції (вручну). Одне із завдань калібрування – усунення зміщення нуля.

Треба підкреслити, що послідовністю операцій автокалібрування і її періодичністю керує мікропроцесор, який проводить також обчислення, пов'язані з калібруванням. Інтервали часу, через які виконується автокалібрування, визначаються програмою, що зберігається в пам'яті. Передбачається можливість відміни автокалібрування або завдання моменту його початку зовнішніми керуючими командами, а також дією користувача вольтметра (за допомогою спеціальних клавіш).

Автокалібрування проводиться регулярно через встановлені інтервали часу, після кожної зміни (вручну або автоматично) діапазону вимірювань, переходу до іншого виду вимірювань, при виборі більшого інтервалу інтегрування (у цифрових вольтметрах з подвійним інтегруванням) або зміни числа розрядів, що відображаються дисплеєм.

Сучасний цифровий вольтметр, побудований на основі мікропроцесорної системи, – багатофункційний програмований прилад. Застосовувані програми і підпрограми визначають можливі функції вольтметра. Вони неоднакові у різних приладів, але більшість з них здійснює такі функції:

- множення на масштабний коефіцієнт (сталу, що вводиться з клавіатури);
- зсув (віднімання сталої з результату вимірювань);
- визначення відносного відхилення результату вимірювання від заданого значення;
- знаходження відношень, що виражені у відносних одиницях або децибелах;
- визначення максимального, мінімального і середнього (за час вимірювання) значень напруги, причому тривалість вимірювань може бути великою (дні і навіть декілька тижнів), що важливо при дуже повільних змінах досліджуваної фізичної величини;
- порівняння значень напруги, що підводиться до входу вольтметра, з верхньою і нижньою межами, які записані в пам'яті, або віднесення результату вимірювання до певного «коридору» (інтервалу) значень;
- статистична обробка даних вимірювань; запам'ятовування деякого числа послідовно знятих показань (причому це здійснюється автоматично – без участі користувача і незалежно від режиму роботи) з можливістю подальшого виводу на дисплей кожного показання і читання їх сукупності від кінця до початку;
- обчислення статистичних характеристик досліджуваної напруги (середнього значення, дисперсії, середньоквадратичного відхилення і інше).

Розглянемо застосування мікропроцесора в найбільш поширеному часо-імпульсному АЦП з одинарним інтегруванням.

З приходом на мікропроцесор команди перетворення (момент  $t^*$  на рис. 2.22,в) мультиплексор з'єднує вхід пристрою порівняння з своїм першим входом, тобто з корпусом приладу. При цьому потенціал входу 1 дорівнює нулю. Мікропроцесор чекає початку чергового пілкоподібного імпульсу. Одержавши з виходу пристрою порівняння сигнал у момент рівності пілкоподібної напруги нулю, мікропроцесор вимірює інтервал часу  $\Delta t_1$ . Роль лічильних імпульсів виконують імпульси генератора тактових імпульсів. Результат вимірювання  $A_1$  запам'ятовується. Після цього за командою мікропроцесора з'єднуються вхід пристрою порівняння і вхід 2 мультиплексора

– на вхід пристрою порівняння подається вимірювана напруга  $U_{\text{вим}}$ . Вона порівнюється з напругою, що лінійно змінюється; у момент їх рівності пристрій порівняння посилає сигнал в мікропроцесор, і той вимірює інтервал часу  $\Delta t_2$ . Результат цього вимірювання  $A_2$  також запам'ятовується. Потім за командою мікропроцесора мультиплексор підключає до входу пристрою порівняння свій вхід 3, тобто вхід джерела зразкової напруги. Значення останнього визначає верхню кінцеву межу вимірювання (повну шкалу). У момент рівності пілоподібної напруги зразковій, з виходу пристрою порівняння поступає імпульс в мікропроцесор, і він вимірює інтервал часу  $\Delta t_3$ . Результат вимірювання  $A_3$  передається в пам'ять.

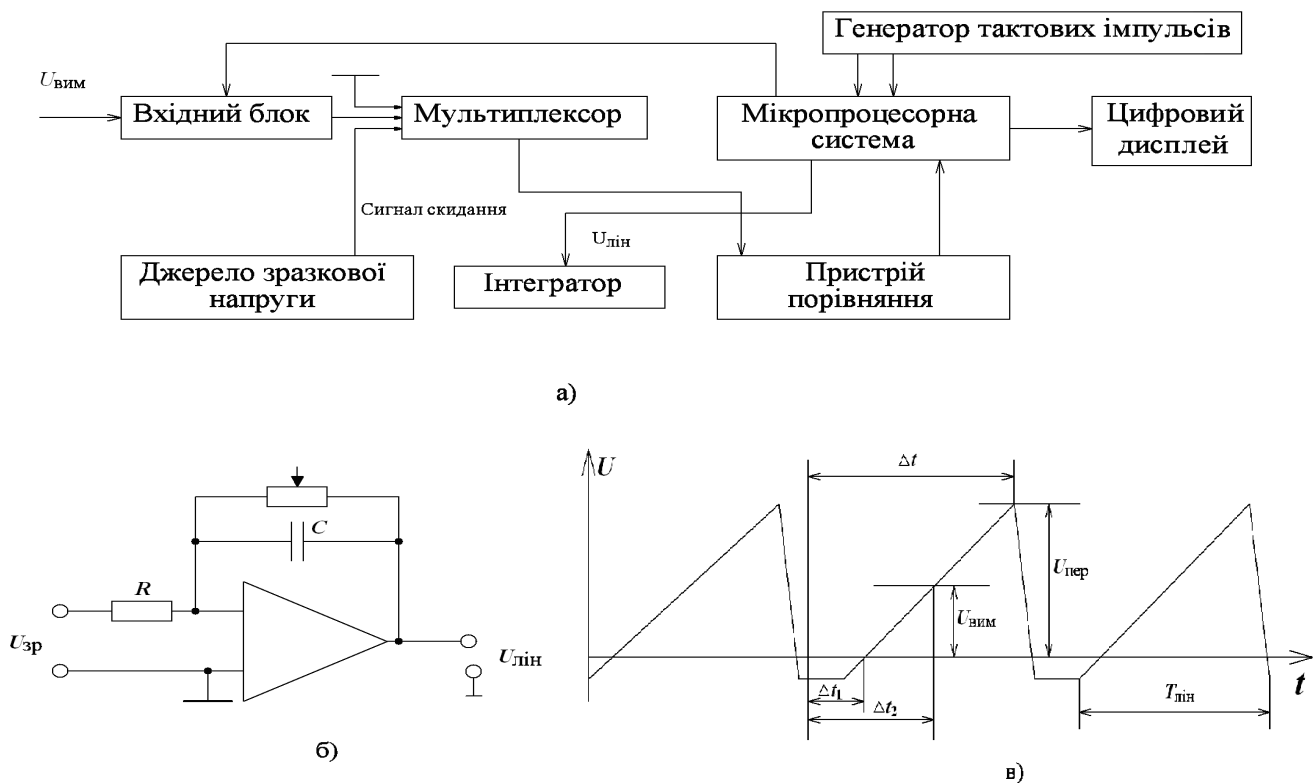


Рисунок 2.22 – Часо-імпульсний цифровий програмований вольтметр (а); інтегратор (б); графіки напруги (в)

Мікропроцесор обчислює значення вимірюваної напруги  $U_{\text{вим}}$  згідно формулі

$$U_{\text{вим}} = c(A_2 - A_1) / (A_3 - A_1) \quad (2.35)$$

де  $c$  – коефіцієнт, що залежить від характеристик приладу і одиниць, в яких виражається результат вимірювання.

З викладеного видно, що зміщення нульового рівня практично не позначається на результаті вимірювання. Наприклад, при частоті проходження тактових імпульсів  $F_{\text{ліч}}=2$  МГц і приведених характеристик  $T_{\text{ліч}}=50$  мс і  $U_p=10$  В значенню напруги 10 В відповідають 100 000 імпульсів і, отже, навіть малі зміщення нуля вимірюються достатньо точно.

Основні переваги розглянутого вольтметра полягають в наступному:

- постійність розміру шкали, що досягається корекцією зміщення нуля і верхньої кінцевої межі;
- на точність приладу не впливає нестабільність (у часі і при коливанні температури) параметрів компонентів схеми, а основним чинником, що визначає точність, є стабільність джерела зразкової напруги;
- відносно мале і постійне значення похибки, що з'являється від діелектричного поглинання в конденсаторі інтегратора (це пояснюється тим, що заряд конденсатора завжди змінюється в одному напрямі);
- добра повторюваність моментів перемикавання за наявності завад, а також обмеженого коефіцієнта підсилення і смуги пропускання пристрою порівняння. Це пояснюється тим, що лінійно наростаюча напруга наближається до точки спрацьовування пристрою порівняння завжди з одного боку і з однаковою швидкістю.

Недолік описаної схеми, в порівнянні з схемою подвійного інтегрування, – відсутність механізму придушення завад. Проте є шляхи усунення цього недоліку (або зменшення впливу завад), до яких, зокрема, відноситься усереднення результатів вимірювань.

*Програмований мультиметр* – це універсальний багатофункційний вимірювальний прилад, що дозволяє вимірювати декілька параметрів електричних сигналів і компонентів кіл. Найчастіше мультиметри вимірюють напруги постійного і змінного струму, опір резистора, ємність конденсатора, коефіцієнт підсилення, загасання чотириполюсника, частоту і інші параметри.

Програмовані мультиметри будуються на основі мікропроцесора і виконують багато функцій. Але велике число функцій властиво і

мікропроцесорним цифровим вольтметрам. Звідси зрозуміло, що всі основні положення, викладені вище, відносяться і до мікропроцесорних мультиметрів.

Взагалі, функційні можливості цифрових мультиметрів ширші, ніж у цифрових вольтметрів. Наприклад, вони можуть мати виносну клавіатуру, яка дозволяє програмувати мультиметр на мові символічних позначень, які нанесені на клавішах. Інакше кажучи, програма вводиться з клавіатури. З її допомогою користувач мультиметра має можливість набирати і задавати програми, що визначають вимірюваний параметр, режим вимірювань, запам'ятовування результатів вимірювань, тригонометричні і алгебраїчні обчислення при здійсненні непрямих вимірювань, статистичну обробку.

Конструктивно мультиметр може складатися з основного приладу з клавіатурою на передній панелі (як у цифрового вольтметра) і додаткового блоку – обчислювального контролера, виконаного на основі окремого (другого) мікропроцесора. У складі мікроконтролера є внутрішня логічна плата і зовнішня клавіатура. З її допомогою користувач отримує доступ до керуючого мікропроцесора, що знаходиться всередині основного приладу. Логічна плата мікроконтролера виконує необхідну обробку даних і додаткових інструкцій з інтерпретації команд, що вводяться з клавіатури. Мікропроцесор або відразу виконує команди, або направляє їх в модуль пам'яті для зберігання і використання згодом.

Система команд, які набирають на клавіатурі, включає операції обчислення тригонометричних, алгебраїчних функцій, (зокрема, логарифмічних), що визначаються користувачем, а також команди, які відносяться до чисто програмної процедури: умовних переходів, адресації, виводу на дисплей тощо.

Одна з можливостей приладу – непряме вимірювання потужності, що розсіюється на опорі резистора  $R$ . Програмою передбачаються вимірювання падіння напруги  $U$  на резисторі і подальше обчислення потужності за відомою формулою  $P=U^2/R$ . При виконанні вказаної програми прилад фактично є вже не вольтметром, а вимірювачем потужності. Для набору певної програми час

витрачається тільки один раз, оскільки її можна записати в зйомний модуль пам'яті програм.

## 2.8 Вимірювання потужності

Протікання струму електричним колом супроводжується споживанням енергії від джерела. Енергія за одиницю часу характеризується потужністю. Розрізняють миттєву, середню, активну, реактивну і повну потужності. Під миттєвою потужністю умовилися розуміти добуток миттєвого значення напруги  $u$  на ділянці кола на миттєве значення струму  $i$ , що протікає по цій ділянці:

$$p=ui. \quad (2.36)$$

Під активною потужністю  $P$  розуміють середнє значення миттєвої потужності  $p$  за період  $T$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \int_0^T uidt$$

Якщо струм  $i=I_{\max}\sin\omega t$ , а напруга на ділянці кола  $u=I_{\max}R\sin\omega t$ , то

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T I_{\max} I_{\max} R \sin^2 \omega t dt = \frac{RI_m^2}{T} \int_0^T \sin^2 \omega t = \frac{I_m^2 R}{2} = I^2 R \quad (2.37)$$

Активна потужність є енергією, яка виділяється в одиницю часу у вигляді тепла на опорі  $R$ . Активна потужність вимірюється у ватах.

Під реактивною потужністю розуміють добуток напруги  $U$  на ділянці кола на струм  $I$ , що протікає по цій ділянці, і на синус кута  $\varphi$  між ними:

$$Q=UI\sin\varphi. \quad (2.38)$$

Реактивну потужність прийнято вимірювати у вольт-амперах реактивних, скорочено *вар*. Реактивна потужність характеризує собою ту енергію, якою обмінюються між собою генератор і приймач.

Повна потужність  $S$  дорівнює добутку

$$S=UI. \quad (2.39)$$

Вона вимірюється у вольт-амперах, скорочено *ва*. Між  $P$ ,  $Q$  і  $S$  існує співвідношення

$$P^2 = S^2 - Q^2. \quad (2.40)$$

Потужність, що віддається генератором з середньоквадратичною напругою  $U$  і внутрішнім опором  $Z_{\Gamma} = R_{\Gamma} + jX_{\Gamma}$  у навантаження з повним опором  $Z_H = R_H + jX_H$

$$P = \frac{U^2 R_H}{(R_{\Gamma} + R_H)^2 + (X_{\Gamma} + X_H)^2} \quad (2.41)$$

Найбільша потужність віддається генератором тільки за умови повного узгодження, коли  $Z_H$  є комплексно-сполученою величиною  $Z_{\Gamma} (Z_H = Z_{\Gamma}^*)$ , при цьому

$$P = \frac{U_{\Gamma}^2}{4R_{\Gamma}} = P_0 \quad (2.42)$$

Якщо хвильовий опір  $Z_0$  лінії передачі, що з'єднує навантаження з генератором відрізняється від повного опору навантаження  $Z_H$ , то в лінії виникають стоячі хвилі струму і напруги. Проте і в цьому випадку можна одержати найбільшу потужність в навантаженні, якщо лінія не має втрат, а вхідний повний опір лінії з боку генератора є величиною, комплексно-сполученою з  $Z_H$ .

У загальному випадку, для будь-якого генератора, сполученого з будь-яким навантаженням однорідною лінією передачі (без втрат), що має хвильовий опір  $Z_0$ , потужність в навантаженні  $P_H$  може бути виражена через потужність генератора  $P_0$ .

На постійному і змінному струмах низької частоти вимірювання потужності проводиться, як правило, непрямыми методами за наслідками прямих вимірювань струму, напруги і зсуву фаз між ними. На надвисоких частотах (НВЧ) методи, засновані на вимірюванні струму і напруги, менш зручні або дуже важко реалізуються. Це обумовлено, перш за все, тим, що у використовуваних на НВЧ лініях передачі енергії значення струму і напруги, виміряні в будь-якому перетині, можуть відрізнятися від струму і напруги на навантаженні. Крім того, самі вимірювачі струму і напруги в діапазоні НВЧ

сильно впливають на коло, в якому проводиться вимірювання. Тому на частотах вище 30 МГц широке розповсюдження знайшли методи, що засновані на перетворенні енергії електромагнітного поля в інші види, зручніші для вимірювання, але при цьому втрачається точність. Сумірність розмірів вхідних кіл вимірювальних приладів з довжиною хвилі також є однією з причин неоднозначності вимірювання струму. Вимірювання супроводжуються значними частотними похибками.

Для прямих вимірювань потужності на низьких частотах застосовують методи, що засновані на помноженні миттєвих значень струму і напруги. В цьому випадку обчислюється добуток

$$UI\cos\omega t\cos(\omega t + \varphi) = 0,5UI\cos\varphi + 0,5UI\cos(2\omega t + \varphi) \quad (2.43)$$

Потім, за допомогою магнітоелектричного приладу вимірюється постійна складова  $0,5UI\cos\varphi$ , що дорівнює потужності. Для множення можна використовувати феродинамічні прилади.

## **2.9 Метрологічне забезпечення засобів вимірювання напруги, струму і потужності**

З метою підтримки характеристик ЗВТ напруги, струму і потужності відповідно до вимог, що нормуються технічною документацією на них, при випуску з виробництва і в процесі експлуатації здійснюють перевірку метрологічних характеристик ЗВТ. До експлуатації допускаються тільки ті ЗВТ, які визнані, за наслідками перевірки, придатними до застосування. Перевірка повинна виконуватися відповідно до державних стандартів на методи і засоби перевірки, методичними вказівками, інструкціями або методиками по повірці мір і вимірювальних приладів. Для забезпечення правильності передачі значень електричних одиниць від еталонів до робочих приладів слід дотримуватися порядку перевірки, передбаченого повірочною схемою.

Для ЗВТ нормують, звичайно, три групи метрологічних характеристик. Перша група описує властивості ЗВТ в нормальних умовах експлуатації, друга



– вплив відхилень умов експлуатації від нормальних на характеристики першої групи, третя – динамічні властивості (вплив змінення вимірюваної величини або неінформативного параметру вхідного сигналу на похибку ЗВТ або результати вимірювань). Характеристики всіх цих груп визначаються і нормуються в процесі розробки, при випуску і проведенні періодичних випробувань.

У першу групу включають характеристики основної похибки і характеристики, що описують властивості вхідного і вихідного кіл ЗВТ. Характеристики першої і третьої груп підлягають повірці при випуску і в процесі експлуатації засобів вимірювань. Характеристики другої групи підтверджуються в процесі типових, періодичних і контрольних випробувань.

Повірка ЗВТ – це сукупність випробувальних операцій, розроблених органом метрологічної служби з метою перевірки вимог метрологічних характеристик ЗВТ, що встановлені відповідною нормативною літературою. Основним змістом випробувань ЗВТ є визначення їх похибок. Достовірність оцінки похибок залежить від того, наскільки правильно вибрані методика визначення похибки і відмітки шкали, що підлягають випробуванням. Вирішальний вплив на якість перевірки ЗВТ справляє методика їх виконання. Від її досконалості залежить вірогідність появи невиявленого браку при випуску приладів з виробництва, а також вірогідність виявлення несправних приладів, що знаходяться в експлуатації.

Розрізняють також поелементну і комплексну перевірку ЗВТ. Поелементна перевірка – перевірка ЗВТ, при якій його метрологічну справність встановлюють за відхиленням від норми параметрів окремих елементів його вимірювального кола. Комплексна перевірка – перевірка засобів вимірювань, при якій його метрологічну справність встановлюють за відхиленням від норми його метрологічних характеристик як цілого.

При проведенні перевірки повинні виконуватися наступні операції: зовнішній огляд, опробування, визначення метрологічних характеристик. Повірку здійснюють в нормальних умовах.

В даний час першорядна увага приділяється автоматизації та застосуванню ЕОМ при повірці. Сучасні цифрові прилади мають дистанційне або програмне керування, тому автоматизація їх повірки простіша і дає великий економічний ефект.

*Повірка електровимірювальних приладів (амперметрів, вольтметрів), проводиться відповідно до вимог стандартів.*

Визначення основної похибки електровимірювальних приладів здійснюється наступними найбільш поширеними методами: звірення на постійному і змінному струмі, компенсаційним на постійному струмі, зрівняння на змінному струмі.

Вибір методу повірки і зразкового приладу визначається необхідним співвідношенням похибок зразкового приладу і того, що повіряється (1:5).

Випробування приладів класів точності 0,05...0,5 на постійному струмі проводиться компенсаційним методом.

Похибки приладів класів точності 0,1...0,5, що призначені для роботи на постійному і змінному струмі, визначаються на постійному струмі компенсаційним методом, якщо змінення показань приладу при переході з постійного на змінний струм номінальної частоти (або в номінальній області частот) не перевищує  $1/3$  найбільшої допустимої похибки, визначеної класом точності приладу, що повіряється. При недотриманні цієї умови, а також за відсутності у випробувальному органі таких відомостей, прилад повинен повірятися також і на змінному струмі номінальної частоти. Випробування на змінному струмі в цьому випадку проводиться методом зрівняння.

Похибка електровимірювальних приладів класів точності, від 1 до 4 визначається методом звірення їх показань з показаннями зразкових приладів безпосередньої оцінки або будь-яким точнішим методом.

При повірці методом звірення зразковий прилад вибирається виходячи з характеристик приладу, що повіряється: його класу точності, межі вимірювання, системи вимірювального механізму. Клас точності зразкового приладу повинен бути не нижче вказаного в табл. 2.1.

На змінному струмі, як правило, повірка приладів проводиться методом звірення. Частота змінного струму повинна відповідати вказаній на приладі, за відсутності цієї вказівки повірка проводиться на частоті 50 Гц. Якщо на шкалі вказаний діапазон частот, визначати основну похибку можна при будь-якій частоті цього діапазону.

Система зразкового приладу вибирається виходячи з системи приладу, що повіряється.

Таблиця 2.1 – Рекомендовані співвідношення між класами зразкового приладу і приладу, що повіряється, при повірці методом звірення.

Клас точності приладу, що повіряється	Клас точності зразкового приладу	
	без введення поправки	з введенням поправки
0,5	0,1	0,2
1,0	0,2	—
1,5	0,2	0,5
2,5	0,5	1,0
4,0	0,5	1,5

При повірці магнітоелектричних приладів як зразкові повинні застосовуватися прилади тієї ж системи, а при повірці приладів інших систем на постійному струмі – електродинамічні або електромагнітні прилади.

Зразковий прилад не повинен мати варіацію показань, що перевищує половину допустимої похибки.

Кінцеві значення шкал зразкових приладів і тих що повіряються, не повинні відрізнятися більш ніж на 25%. Можна використовувати прилади з більшою межею вимірювання, але вищого класу точності.

При випробуванні приладів на постійному струмі компенсаційним методом можуть застосовуватися потенціометри постійного струму, що забезпечують разом із зразковими мірами визначення вимірюваного параметра для кінцевого значення шкали приладу, що повіряється, з похибкою, яка не перевищує 0,1% для приладів класу точності 0,5; 0,04% для приладів класу

точності 0,2; 0,02% для приладів класу точності 0,1; 0,01% для приладів класу точності 0,05.

Випробування приладів класів точності 0,1...0,5, що використовуються для вимірювань в колах змінного струму, проводиться методом зрівняння. При випробуванні приладів цим методом середньоквадратичне значення змінної напруги (струму) на кожній числовій відмітці шкали приладу, що перевіряється, визначається шляхом вимірювання компенсаційним методом постійної напруги (струму), еквівалентної за тепловою або електродинамічною дією вимірюваної змінної напруги (струму). Порівняння змінної і постійної напруг (струмів) проводиться за допомогою термоелектричних або електромеханічних компараторів. Найбільшого поширення набули термоелектричні компаратори, що мають ширший діапазон частот.

Схема випробування вольтметра з використанням термоелектричного компаратора наведена на рис. 2.23. Вольтметр, що перевіряється, підключається до регульованого джерела змінної напруги. Термоперетворювач ТП перемикачем  $S$  також включається на змінну напругу паралельно цьому вольтметру через додатковий опір  $r_d$ . Регулюючи напругу джерела живлення, показчик вольтметра встановлюють на числову відмітку шкали, яка перевіряється, і врівноважують термоЕРС перетворювача падінням напруги на резисторі  $r_k$  шляхом зміни струму від допоміжного джерела  $E$  за допомогою регульовального резистора  $r$ . Момент повного урівноваження термо-ЕРС визначають при встановленні показчика гальванометра  $\Gamma$  на 0. Потім перемикачем  $S$  включають нагрівач термоперетворювача на постійну напругу, регулюванням якої компенсують термо ЕРС перетворювача від постійного струму, відзначаючи це також при встановленні показчика гальванометра на 0. Дійсне значення постійної напруги, еквівалентне встановленій змінній напрузі, вимірюють потенціометром або цифровим вольтметром.

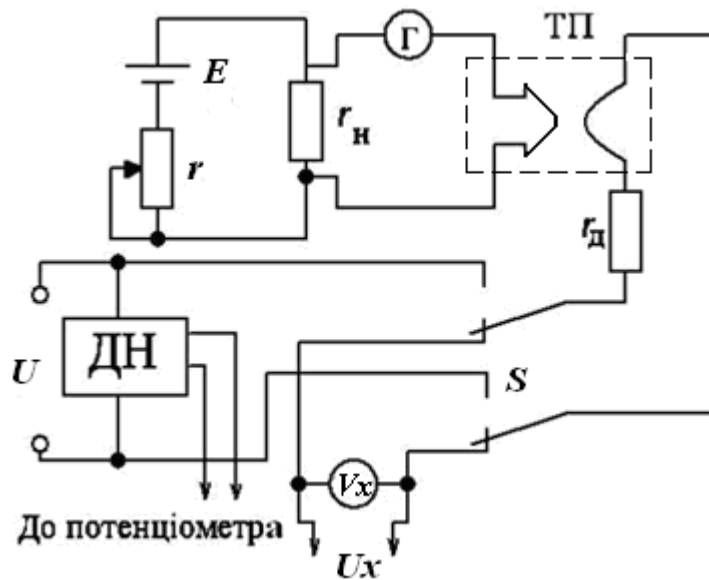


Рисунок 2.23 – Схема випробування вольтметрів з використанням термоелектричного компаратора

*Випробування електронних аналогових вольтметрів.* При повірці електронних вольтметрів визначають наступні параметри:

- основну похибку вимірювання постійної напруги;
- основну похибку в нормальній і розширеній областях частот при вимірюванні змінної напруги;
- основну похибку в нормальних і в робочих областях часових параметрів імпульсів.

Похибка вольтметрів визначається методом звірення його показань з показаннями зразкового засобу відтворення напруги (установки для повірки вольтметрів) або звіренням показань вольтметрів, які повіряються і зразкового, безпосередньо або з використанням подільника напруги.

При використанні установки для повірки вольтметрів основна похибка випробуваного вольтметра визначається за шкалою установки (В1-7, В1-12, В1-13, В1-18 – установки для повірки вольтметрів постійної напруги; В1-9, В1-15, В1-16 – установки для повірки вольтметрів змінної напруги; В1-8 – установки для повірки вольтметрів постійної і змінної напруг; В1-5 – установки для повірки вольтметрів імпульсної напруги).

Основну похибку визначають на кожній числовій відмітці шкали основних меж вимірювань вольтметра, що повіряється. За основну межу беруться межі, що нанесені на шкалах відлікового пристрою вольтметра при множнику, рівному одиниці.

На решті меж вимірювань основну похибку визначають на кінцевих числових відмітках шкал, а також на відмітках, на яких раніше були визначені найбільші додатна і від'ємна похибки (або найбільша і найменша похибки, якщо всі вони одного знаку).

*Повірка цифрових вольтметрів (ЦВ) і АЦП.* Основна відмінність цифрових приладів від аналогових полягає в наявності квантування вимірюваної величини за рівнем, що обумовлює методичну складову похибки ЦВ і АЦП – похибка квантування (дискретності). Похибка квантування нормується, але не повіряється, оскільки вона відома, не змінюється в часі і має одне і те ж межеве значення у всіх приладах одного типу.

Похибка квантування – випадкова величина, закон розподілення якої можна розглядати як рівномірний в певних межах. Ці межі визначаються тільки схемою ЦВ (АЦП) і дорівнюють  $\pm 0,5q$  ( $q$  – ступінь квантування) для синхронізованих приладів (більшість приладів, що випускаються) і  $\pm q$  для несинхронізованих. Синхронізованими є, наприклад, часо-імпульсні ЦВ, у яких є синхронізація імпульсів, що виробляються генератором опорної частоти з початком інтервалу  $T_x$ .

У ЦВ необхідно і достатньо контролювати лише інструментальну складову похибки, яка виявляється у вигляді зсуву дійсної функції перетворення по відношенню до функції перетворення при ідеальному квантуванні.

У ЦВ визначається інструментальна похибка, приведена до входу, яка в точці, що повіряється, є різницею дійсного значення вхідної напруги, і номінального значення цієї напруги. Визначення похибки ЦВ, приведеної до виходу, проводять для ЦВ, що мають похибку, істотно більшу за ступінь квантування.

У ЦВ нормують одну з перерахованих нижче метрологічних характеристик:

- межі допустимих значень основних похибок і розмір ступеня квантування вимірюваної величини за рівнем;
- межі допустимих значень систематичної і випадкової складових основної похибки;

Межі основної похибки і її складових (систематичної і випадкової) нормуються у вигляді значень абсолютних, відносних або приведених похибок. Випадкова складова похибки нормується у вигляді межі допустимих значень середнього квадратичного відхилення. Помітну випадкову складову мають, як правило, ЦВ високої чутливості (1 мкВ і менш).

В даний час у більшості ЦВ нормується, як правило, межа допустимої відносної похибки.

Методика встановлення вимог до точності зразкових засобів вимірювань, вживаних при повірці ЦВ і АЦП, визначається відповідно до стандартів, виходячи із заданої імовірності браку повірки, що допускається. Такий підхід дозволяє знижувати (в розумних межах) вимоги до точності зразкових засобів вимірювань за рахунок введення дводопускового контролю похибки. Питання повірки ЦВ менш точними зразковими засобами актуальне, оскільки точність сучасних ЦВ наближається до точності зразкових приладів.

Відношення меж допустимих похибок зразкового засобу, і того що повіряється, встановлюють залежно від значення максимальної умовної імовірності невиявлення виходу похибки за допустимі межі, обумовлені споживачем (табл. 2.2).

Таблиця 2.2 – Відношення меж допустимих похибок зразкового засобу і того, що повіряється

$\Delta_{\text{зр}} / \Delta_{\text{д}}$	$P_{\text{н max}}$					
	0	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3
	$\gamma = \Delta_{\text{к}} / \Delta_{\text{д}}$					
1/10	0,90	0,94	0,95	0,95	0,96	0,9

						7
1/5	0,80	0,88	0,89	0,91	0,93	0,9 4
1/4	0,75	0,85	0,87	0,89	0,91	0,9 2
1/3	0,67	0,80	0,82	0,85	0,88	0,9 0
1/2,5	0,60	0,75	0,79	0,82	0,85	0,8 8
1/2	0,50	0,69	0,74	0,78	0,81	0,8 5

У табл. 2.2  $\Delta_{зр}$  – межа допустимої похибки зразкового засобу;  $\Delta_d$  – межа допустимої основної похибки ЦВ, який повіряється, в точці, що повіряється;  $P_{\text{нmax}}$  – максимальна умовна імовірність помилки повірки, яка полягає в тому, що фактично несправний ЦВ, який має дійсне значення похибки, що перевищує на нескінченно малу величину  $\Delta_{зр}$ , не бракується (вибирається за узгодженням із замовником, якщо немає вказівок в технічній документації);  $\Delta_k$  – значення допуску контролю. Якщо у конкретного типу ЦВ нормована межа систематичної складової похибки  $\Delta_{зр}$ , а межа  $\Delta_d$  не нормована, в табл. 2.2 замість  $\Delta_d$  необхідно підставляти  $\Delta_{с.д.}$ .

Дійсні значення похибок ЦВ визначаються за допомогою зразкових засобів вимірювань, які при повірці ЦВ повинні задовольняти наступним вимогам:

- засоби повинні вимірювати (видавати) напруги, відповідні точкам, що повіряються, і в межах  $\pm 2\Delta_d$  номінального значення точки, що повіряється;
- дискретність відліку повинна бути менше 0,1 межі допустимих значень похибки ЦВ, в точці, що повіряється;
- нестабільність напруги (міри або джерела) за 5 хвилин повинна бути менше 0,1 меж нормованих значень основної похибки ЦВ, що повіряється, або її складових в точці, що повіряється;
- плавність регулювання напруги повинна бути не менше 0,1 дискретності молодшого розряду ЦВ, що повіряється;



– амплітуда пульсацій (з частотою мережі) не повинна перевищувати 0,1 граничних нормованих значень похибки ЦВ або її складових;

– джерело напруги змінного струму повинно забезпечувати перекриття частотного діапазону ЦВ, що повіряється, і установку необхідного значення частоти з похибкою менше  $\pm 5\%$ ; коефіцієнт гармонік повинен бути не більше

$$K_T = \sqrt{\Delta_d} / 2,2.$$

При повірці ЦВ треба віддати перевагу установкам – багатозначним мірам напруги (струму), які спрощують процес повірки і дозволяють його автоматизувати.

При повірці ЦВ визначають дійсні значення похибки і (або) її складових або проводять контроль того, що значення похибки або її складової не перевищує допустимої межі.

Рекомендується наступна послідовність повірки характеристик похибки ЦВ:

- визначення (контроль) випадкової складової похибки;
- визначення (контроль) систематичної складової похибки;
- визначення (контроль) сумарної похибки;

Похибки ЦВ визначають залежно від значення  $\beta = \Delta_d / q$  і принципу дії ЦВ, що повіряється. Для ЦВ, побудованих на поєднанні різних принципів дії, методику і точки, що повіряються, вибирають з урахуванням того принципу, який більшою мірою впливає на похибку ЦВ.

Відомо, що для ЦВ істотно впливає на якість повірки вибір точок, в яких визначається похибка. На неосновних діапазонах вимірювання допускається зменшувати число точок, що повіряються. Всі види ЦВ випробовуються при значенні напруги калібрування  $u_0$ , а на нижньому діапазоні вимірювання обов'язковому визначенню підлягає похибка при одному з показань в межах молодшого десяткового розряду.

Для ЦВ постійного струму вимірювання проводять при двох полярностях вхідної напруги, при цьому при від'ємній полярності основну похибку визначають в трьох точках (початок, середина, кінець) основного діапазону

вимірювань і в одній точці (кінець діапазону) на кожному з додаткових діапазонів. Для ЦВ змінного струму вимірювання проводять на частотах  $f_{\min}$ ;  $0,25(f_{\min}+f_{\max})$ ;  $0,5(f_{\min}+f_{\max})$ ;  $0,25(f_{\min}+3f_{\max})$ ;  $f_{\max}$  основного діапазону, а для додаткових діапазонів – в точках  $f_{\min}$  і  $f_{\max}$ .

Динамічні характеристики (ДХ) нормуються у швидкодіючих ЦВ і АЦП.

Залежно від області застосування можна виділити два характерні режими роботи цих приладів:

- вхідний сигнал змінюється стрибком до перетворюваного значення, незмінного протягом часу перетворення АЦП;
- вхідний сигнал змінюється безперервно, носить, в загальному випадку, широкосмуговий характер. Цей режим можна назвати власне динамічним, коли потрібно отримати миттєве значення сигналу або процесу в заданий момент часу.

Методи визначення нормованих ДХ залежать від схеми АЦП, наявності сигналів зовнішнього запуску і кінця перетворення. Перевагу віддають експериментальним методам визначення ДХ, але застосовують і розрахункові методи. Все більшого застосування при визначенні ДХ АЦП знаходять ЕОМ. Методи експериментального визначення ДХ досить різноманітні. При експериментальному визначенні ДХ необхідно вибрати вид випробувального сигналу, сформулювати вимоги до параметрів випробувального сигналу і метрологічних характеристик засобів вимірювань, вибрати схему вимірювання ДХ і спосіб обробки результатів вимірювань.

Основу *метрологічного забезпечення засобів вимірювання потужності* складають спеціальні еталони одиниці потужності.

Випробувальна схема складається з чотирьох ланок: первинних еталонів, робочих еталонів 1-го і 2-го розрядів, робочих ватметрів.

Для відтворення одиниці потужності – Вата – використовуються державні спеціальні еталони.

Відтворення одиниці потужності забезпечується з похибкою, вираженою у вигляді середньоквадратичного відхилення результату вимірювання, що

дорівнює 0,05 – 0,15% при невиключеній систематичній похибці, яка не перевищує 0,1 – 0,8% залежно від діапазонів частот і вимірювання. Первинний еталон використовується для метрологічної атестації робочих еталонів 1-го розряду методом безпосереднього звірення або звірення за допомогою компаратора з направленим відгалужувачем, що має ефективну спрямованість не менше 35 дБ.

Робочі еталони 1-го розряду застосовуються для калібрування і градуювання робочих еталонів 2-го розряду методом безпосереднього звірення або звірення за допомогою компаратора з направленим відгалужувачем з ефективною спрямованістю не менше 30 дБ.

Залежно від частоти і значення вимірюваної потужності межа допустимої відносної похибки робочих еталонів 1-го розряду складає від 0,6 до 2,0%.

До робочих еталонів 2-го розряду відносяться зразкові ватметри з межею допустимої відносної похибки, від 1 до 4% залежно від частоти і значення вимірюваної потужності. Випробування і градуювання робочих, термісторних і болометричних перетворювачів, включених в мости постійного струму, проводиться шляхом випробування(градуювання) їх і самих мостів відповідно до нормативних документів з повірки мостів. Випробування і градуювання ватметрів малих, середніх і великих рівнів потужності проводиться методом безпосереднього звірення або через подільник потужності, який в свою чергу повіряється відповідно до нормативних документів з повірки атенуаторів.

На практиці ватметри проходячої потужності зручніше повірити за допомогою зразкових ватметрів поглинаючої потужності, хоча не виключаються і інші поєднання.

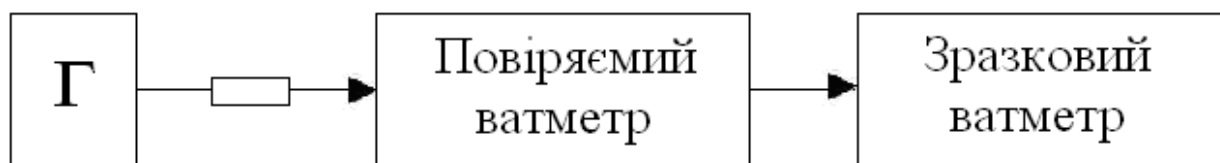


Рисунок 2.24 – Схема повірки ватметрів проходячої потужності

Похибка ватметра проходячої потужності, який випробовується, при звіренні його показань з показаннями зразкового ватметра поглинаючої потужності (рис. 2.24), складе

$$\delta = (1 - P_{\text{зр}}/P)100\%,$$

де  $P$  – результат вимірювання з урахуванням поправок;  $P_{\text{зр}}$  – дійсне значення потужності, виміряне зразковим ватметром.

Похибка ватметра поглинаючої потужності, який повіряється, при звіренні його показань з показаннями зразкового ватметра проходячої потужності.

$$\delta = (P_{\text{зр}}/P - 1)100\%.$$

Структурні схеми для вимірювання основної похибки ватметрів і коефіцієнта ефективності  $K_e$  приймальних перетворювачів показані на рис. 2.25.

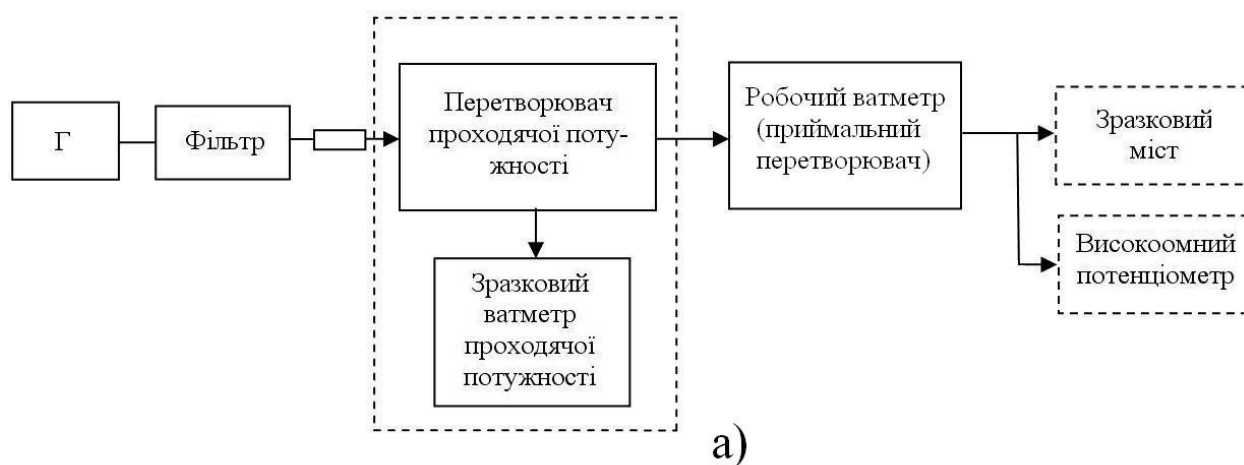
Якщо еталонна апаратура не дозволяє визначити основну похибку у всьому діапазоні ватметра, що випробовується, допускається його поелементна повірка з подальшим обчисленням результуючої похибки приладу.

Для схеми на рис. 2.25,а з перетворювачем проходячої потужності коефіцієнт ефективності визначається за формулою

$$K_e = P_z / P_{\text{прох}} (1 - | \Gamma_v |^2),$$

де  $P_z$  – заміщуюча потужність, що відліковується за показаннями зразкового моста, в схему якого включений перетворювач ватметра, що повіряється;

$\Gamma_v$  – коефіцієнт віддзеркалення перетворювача цього ватметра.



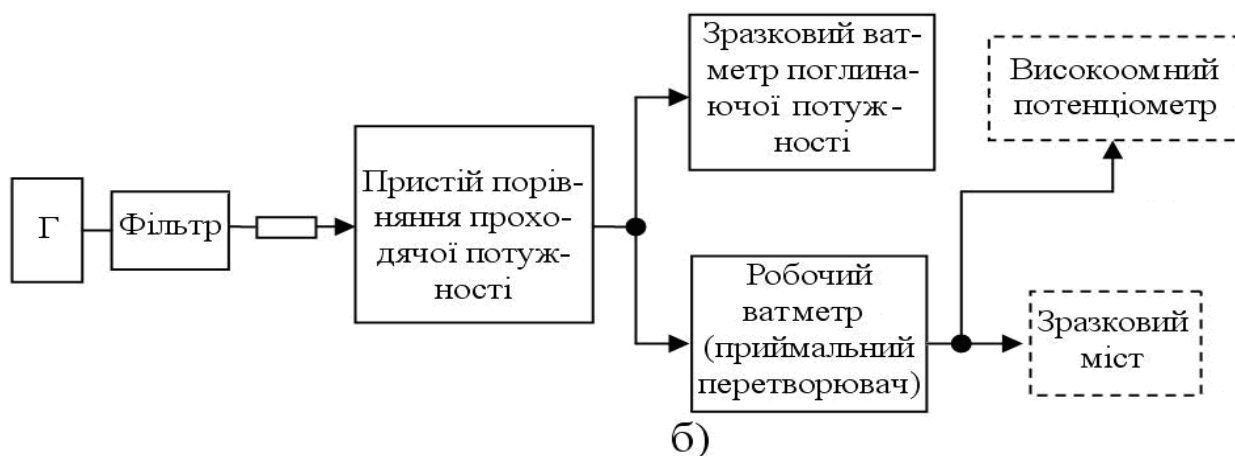


Рисунок 2.25 – Структурна схема визначення основної похибки ватметрів:

а) – із зразковим ватметром, б) – із зразковим пристроєм порівняння

У схемі з перетворювачем проходячої потужності коефіцієнт ефективності визначається з наступного відношення:

$$K_e = P_3 / P_{\text{прох}},$$

де  $P_{\text{прох}}$  – проходяча потужність, тобто потужність, що поступає в приймальний перетворювач ватметра, що повіряється.

В основу роботи автоматизованої установки покладений принцип зрівняння вихідного сигналу приймального перетворювача ватметра, що повіряється, з вихідним сигналом зразкового перетворювача.

Похибка вимірювальної схеми ватметра визначається на постійному або змінному струмі низької частоти шляхом обчислення різниці показань індикатора і вимірюваної потужності заміщення перетворювача. Основна похибка при поелементній повірці ватметра оцінюється за наступною формулою:

$$\delta = \sqrt{\delta_{\text{ке}}^2 + \delta_1^2},$$

де  $\delta_{\text{ке}}$ ,  $\delta_1$  – максимальні значення похибки перетворювача і вимірювального блока, відповідно.

Межа допустимої відносної похибки зразкових ватметрів 1-го розряду, складає 0,8 – 1,2% залежно від діапазону вимірювань при рівні потужності в межах від  $10^{-3}$  до  $10^{-2}$  Вт.

Зразкові ватметри 2-го розряду розраховані на вимірювання потужності від  $10^{-4}$  до  $10^{-3}$  Вт з відносною похибкою від 1,5 до 4% залежно від рівня вимірюваних потужностей.

Параметри робочих ватметрів і приймальних перетворювачів випускаються на вимоги стандартів. Їх повірка проводиться за допомогою ватметрів 2-го розряду.

Співвідношення допустимої похибки ватметрів 2-го розряду і робочих ЗВТ, повинне бути не більше 1:3.

Існуючі методи повірки досить громіздкі і вимагають великих витрат часу і дуже кваліфікованих фахівців, тому все більш актуальним стає завдання автоматизації повірочних робіт на всіх рівнях повірочної схеми на основі створення автоматичних ватметрів з цифровим відліком, придатних для автономного використання і агрегування у складі інформаційно – вимірювальних систем.

### **Запитання для самоконтролю до розділу 2**

1. Перелічити методи, які застосовуються для вимірювання сили струму, потужності і напруги, і дати їм стислу характеристику.
2. Поділ електромеханічних приладів за перетворенням електричної енергії в механічну.
3. З яких основних вузлів складається аналоговий ЗВТ?
4. Привести і прокоментувати рівняння електромеханічних перетворень для різних аналогових ЗВТ.
5. Основні відмінності вимірювань електричних сигналів в системах зв'язку.
6. За якими ознаками класифікуються електронні вольтметри?
7. Переваги та недоліки аналогових і цифрових електронних вольтметрів.
8. Пояснити похибки, виникаючі при вимірюванні постійного струму методом безпосередньої оцінки.
9. Яким чином розширюють межі вимірювання амперметрів?
10. Переваги і недоліки магнітоелектричних приладів.
11. Визначити похибки, що виникають при вимірюванні напруги постійного струму.

12. Привести і прокоментувати структурну схему електронного вольтметра постійного струму.
13. Дати визначення значенням напруги  $U_m$ ;  $U$ ;  $U_{свз}$ .
14. Дати визначення коефіцієнтам  $K_a$ ;  $K_\phi$ ;  $K_y$ .
15. Привести структурні схеми аналогових електронних вольтметрів і дати їм стислу порівняльну характеристику.
16. Дати визначення ВПН і перерахувати, за якими ознаками вони класифікуються.
17. Привести схему ВПН ПЗ з закритим входом і пояснити його роботу.
18. Привести схему ВПН ПЗ з відкритим входом і пояснити його роботу.
19. Привести схему ВПН СВЗ і пояснити його роботу.
20. Привести схему ВПН СКЗ на діодному ланцюжку і пояснити принцип дії.
21. Перерахувати види АЦП.
22. Пояснити роботу вольтметра з часо-імпульсним АЦП.
23. Пояснити роботу вольтметра з кодо-імпульсним АЦП.
24. Пояснити роботу вольтметра подвійного інтегрування.
25. Перерахувати похибки цифрових вольтметрів.
26. Дати визначення похибки дискретності
27. Пояснити підвищення завадостійкості вольтметра з подвійним інтегруванням.
28. Пояснити структурну схему і принцип дії вольтметра з частотно-імпульсним АЦП.
29. Привести спрощену структурну схему мікропроцесорного вольтметра і пояснити призначення вузлів.
30. Основні вимоги до системи АЦП - мікропроцесор.
31. Перерахувати функціональні можливості мікропроцесорного вольт-метра.
32. Дати визначення миттєвій, реактивній і повній потужності.
33. За яких умов у навантаження надходить максимальна потужність?
34. Якими методами може вимірюватися потужність?
35. Які НМХ ЗВТ підлягають повірці?

36. Дати визначення операції повірки ЗВТ.
37. Які операції виконуються при повірці ЗВТ?
38. Якими методами визначається основна похибка ЗВТ різних класів точності?
39. Якими методами проводиться повірка ЗВТ на змінному струмі?
40. Які параметри визначають при повірці електронних вольтметрів?
41. За допомогою яких приладів виконується повірка електронних вольтметрів?
42. Як проводиться повірка ЦВ?
43. Які НМХ повіряються у ЦВ?
44. Як вибираються точки для контролю похибки ЦВ?
45. Яким чином і за допомогою чого повіряються ватметри?
46. Які є методи повірки ватметрів?



## Перелік літератури до розділу 2

1. Коломієць Л.В., Козаченко М.Т. та ін. "Метрологія у галузі зв'язку". Книга 1. Одеса. – Стандартъ, 2006.
2. Хромой Б.П., Кандинов А.В. и др. „ Метрология, стандартизация и измерения в технике связи”. Учебное пособие. М. – Радио и связь, 1986
3. Кушнир Ф.В., Савенко В.Г., Верник. С.М. „ Измерения в технике связи”. М. „Связь”, 1987
4. Таланчук П.М., Скрипник Ю.О., Дібровний В.О. „Засоби вимірювання в автоматичних інформаційних системах”. Київ– „Райдуга”, 1994.
5. „Електричні вимірювання електричних та неелектричних величин”Навчальний посібник. За редакцією Поліщук Б.С. Київ– „Вища школа”, 1978.
6. Мирський Г.Я. „ Микропроцессоры в измерительных приборах” – М.– „Радио и связь”, 1984.
7. Губарь В.И., Туз Ю.М., Володырский Е.Т. „Аналогово-цифровые преобразователи переменного тока”. Киев– „Техника”, 1986
8. Гришанов А.А., Кондюков Е.И., Редькин Б.Е. „Интегрирующие цифровые вольтметры”, М.– „Энергоиздат”, 1991.
9. ДСТУ 2708–94 Метрологія. Повірка, організація і порядок проведення.

## РОЗДІЛ 3 ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

### 3.1 Загальні відомості

При дослідженні електричних сигналів часто цікавляться як їх часовими, так і спектральними характеристиками.

Завданням часового аналізу є якісне і кількісне дослідження залежності напруги досліджуваного сигналу від часу. Результат дослідження звичайно представляється у вигляді графіка залежності  $u=f(t)$ . Представлена залежність дозволяє записати аналітичний вираз для функції, що описує сигнал, а також визначити основні параметри сигналу, такі як амплітуда, частота, зсув фаз, коефіцієнт модуляції і ін.

Завданням спектрального аналізу, більш чутливого і інформативного, є аналіз частотних складових сигналів. Він дозволяє визначити смугу частот, займану досліджуваним сигналом, а також оцінити нелінійні спотворення. Особливо важливим є знання спектрального складу сигналів в даний час, коли гостро постає проблема електромагнітної сумісності апаратури в техніці зв'язку.

Спектральною (частотною) «мовою» описують не тільки коливальні процеси, але і властивості різної апаратури. Використання перетворювачів неелектричних величин в електричні дозволяє розповсюдити спектральний аналіз на області механіки, акустики, гідроакустики, медицини тощо.

Часовий і спектральний аналізи зв'язані між собою прямим і зворотним перетворенням Фур'є

$$\begin{aligned} S(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt ; \\ f(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega . \end{aligned} \quad (3.1)$$

Звідси витікає, що, знаючи часову функцію, можна визначити спектр сигналу і навпаки, – знаючи спектр сигналу, записати його часову залежність.

Вищенаведені вирази теоретично характеризують процеси в проміжку  $(-\infty \dots \infty)$ , що закінчилися, але на практиці завжди досліджуються процеси, що не закінчилися в часі, тобто, дослідження проводяться в обмеженому інтервалі часу. В цьому випадку вираз (3.1) можна представити у вигляді

$$S(\omega) = \int_{\{t_i\}} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.2)$$

де  $\{t_i\}$  – часовий простір (множина) миттєвих значень;  $i=0, \dots, n$ .

$$f(t) = \int_{\{\omega_i\}} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (3.3)$$

де  $\{\omega_i\}$  – частотний простір (множина) окремих гармонійних (косинусоїдних і синусоїдних) складових сигналу.

При часовому і спектральному аналізі можна одержати відомості про амплітуду, частоту і фазу гармонійних складових сигналу, які знаходяться за відомими математичними формулами, тобто

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin k\omega_1 t dt \\ b_k &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos k\omega_1 t dt \end{aligned} \quad (3.4)$$

де  $k$  – номер гармоніки.

Таким чином, будь-який детермінований сигнал можна розкласти на кінцеве число гармонік з частотами  $kf_1=k/T_1$ , амплітудою  $A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$  і фазою  $\varphi_k = \arctg(b_k/a_k)$ .

Для часового і спектрального аналізу використовують ЗВТ підгрупи С. «Прилади для спостереження, вимірювання і дослідження форми сигналу і спектра». Це такі прилади:

- С1 – осцилографи універсальні;
- С2 – вимірювачі коефіцієнта амплітудної модуляції (модулометри);
- С3 – вимірювачі девіації частоти (девіометри);

- C4 – аналізатори спектра;
- C5 – вимірювачі коефіцієнта гармонік;
- C6 – вимірювачі нелінійних спотворень;
- C7 – осцилографи швидкісні, стробоскопічні;
- C8 – осцилографи запам'ятовуючі;
- C9 – осцилографи спеціальні.

У даному розділі розглядаються як методи аналізу, так і ЗВТ, в яких реалізовані ті або інші методи.

### 3.2 Часовий аналіз сигналів

Для часового аналізу сигналів застосовується електронний осцилограф (ЕО) – універсальний прилад для візуального спостереження електричних сигналів, а також вимірювання їх параметрів з використанням засобу відображення форми сигналів.

Слово «осцилограф» походить від латинського слова «осциллум» – коливання та грецького – «графо» – пишу і при дослівному перекладі означає: прилад для запису коливань. Строго кажучи, приладу для спостереження коливань відповідає назва осцилоскоп (греч. «сколео» – бачу), проте в сучасній техніці більш звична перша назва.

Часова діаграма сигналу  $u(t)$  (осцилограма) графічно представляється в декартовій системі координат. По вісі абсцис, в певному масштабі, наносять відрізки часу  $t$ , а по вісі ординат – значення напруги  $u$ . Основною вимогою для отримання неспотвореної осцилограми (відтворення форми досліджуваного сигналу) є вимога забезпечення строго лінійної залежності між часом і значенням координати осцилограми по вісі абсцис, а також значенням напруги досліджуваного сигналу і значенням координати по вісі ординат. Запис осцилограми здійснюється електронним променем.

Частіше за все, ЕО використовують для вимірювання напруги і інтервалів часу. Осцилографи можна розділити на три різновиди. До першого відносяться

прилади, дозволяючи тільки вимірювання амплітуди і тривалості сигналу вручну. Вони мають в своєму складі калібратори амплітуди і тривалості, за допомогою яких градуують або повіряють градувальні характеристики вісей екрана ЕО: вертикальної – в одиницях напруги, горизонтальної – в одиницях часу.

Для другого різновиду ЕО характерні вбудовані цифрові вимірювачі вказаних параметрів, причому, результати вимірювань відображаються на екрані осцилографа в цифровій формі – число і одиниці вимірювання.

Третій різновид приладів – мікропроцесорні осцилографи з програмним управлінням, які припускають автоматичне вимірювання широкого переліку параметрів сигналів за заданою програмою, яка включає, при необхідності, і обробку результатів спостережень. Результати вимірювань і інша інформація (наприклад, про похибки вимірювань) виводяться на дисплей.

ЕО класифікують за наступними ознаками: за кількістю одночасно досліджуваних сигналів – для дослідження одного або декількох сигналів; за смугою частот – вузькосмугові (до 1 МГц), звичайні (до 50 МГц), широкосмугові (до 5000 МГц); за точністю відтворення форми напруги сигналу, точністю вимірювання інтервалів часу і пікових значень напруг (чотири класи точності); за умовами експлуатації; за схемною реалізацією – аналогові і цифрові.

*Структурна схема осцилографа.* Зазвичай, схема ЕО складається з ЕПТ з електростатичним відхиленням променя; трьох електричних каналів – каналу вертикального відхилення (канал  $Y$ ), каналу горизонтального відхилення (канал  $X$ ), каналу управління яскравістю променя (канал  $Z$ ); двох вимірювальних пристроїв – калібратора амплітуди і калібратора тривалості; блока живлення – низьковольтного і високовольтного джерел живлення. Структурна схема ЕО зображена на рис. 3.1.

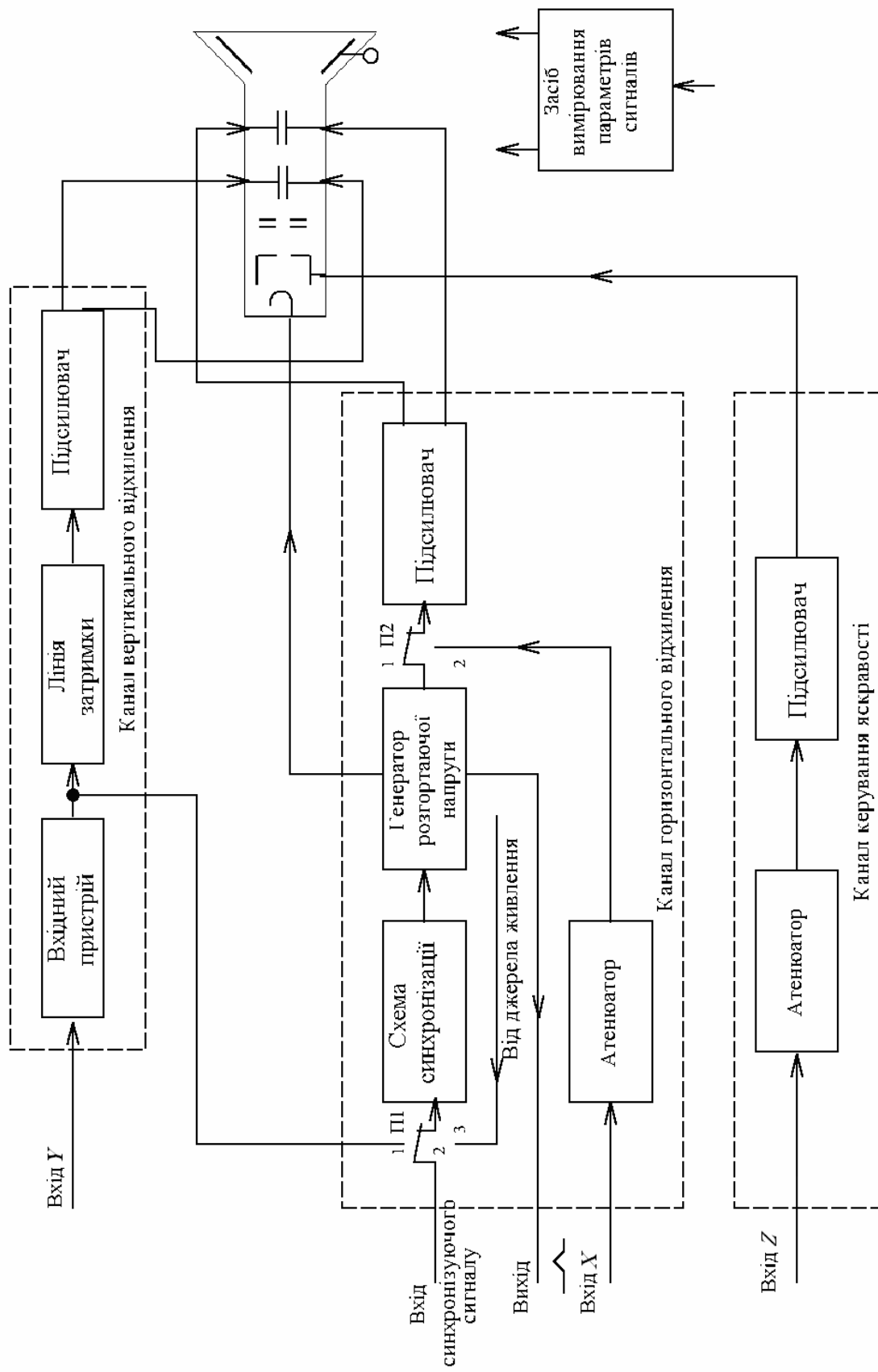


Рисунок 3.1 – Структурна схема ЕО

Одним з основних вузлів ЕО є електронно-променева трубка (ЕПТ). Проста однопроменева ЕПТ представляє собою скляний балон з високим вакуумом, усередині якого жорстко закріплені електронна гармата (прожектор) і дві пари взаємно перпендикулярних відхиляючих пластин. На торцеву частину усередині балона (екран) ЕПТ нанесений шар люмінофора, що перетворює кінетичну енергію електронів променя в світіння люмінофора. На внутрішню поверхню екрана наноситься масштабна сітка, що виключає похибку відліків розмірів зображення, пов'язану з паралаксом.

Важливою характеристикою екрана є його післясвітіння. Трубки з тривалим післясвітінням полегшують спостереження неперіодичних сигналів, що повільно змінюються.

Ширина лінії променя визначається якістю фокусування (при даній яскравості) і складає 0,6 – 1 мм.

Є знакодруючі трубки, на екрані яких відтворюються букви, цифри і інші знаки, що дозволяє одержувати результат вимірювання і контролювати режим осцилографа в цифровій формі, для цього до складу осцилографа вводяться мікропроцесори або мікро-ЕОМ.

В електронний прожектор входить підігрівний катод К (рис. 3.2), керуючий електрод (модулятор) М і два аноди а1 і а2. Змінюючи постійну напругу на модуляторі відносно катода, можна керувати щільністю потоку електронів (інтенсивністю променя), тобто яскравістю світіння екрана. Перший анод служить для фокусування променя на екрані трубки в чітку пляму мінімального діаметра, другий – для прискорення електронів. Швидкість прольоту електронів уздовж осі трубки визначається потенціалом другого анода  $U_{a2}$  відносно катода і обчислюється за формулою

$$v = \sqrt{2 \frac{e}{m} U_{a2}} \quad (3.5)$$

де  $e=1,6 \cdot 10^{-19}$ , Кл – заряд електрона,  $m=9,1 \cdot 10^{-31}$ , кг – його маса,

$v$  – швидкість, м/с.

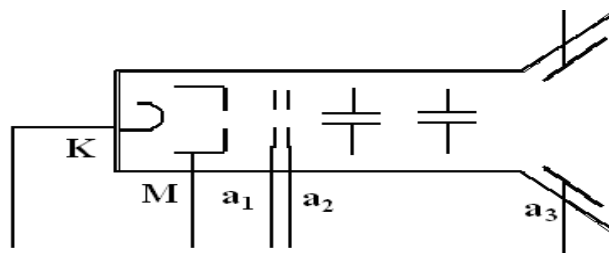


Рисунок 3.2 – Електронно-променева трубка

Для збільшення яскравості світіння екрана ЕПТ застосовують післяприскорення електронів за допомогою третього анода  $a_3$ , напруга на якому більше напруги  $U_{a2}$ . Третій анод розташовують в кінцевій частині балона ЕПТ між відхиляючими пластинами і екраном у вигляді кільця з аквадагу.

Осцилографічні трубки характеризуються наступними основними характеристиками: чутливістю, смугою пропускання, робочою площею екрана, шириною лінії променя і типом люмінофора. Відхилення променя  $h$ , завдяки електростатичній системі відхилення променя, прямопропорційне відхиляючій напрузі  $U_{\text{відх}}$ . і визначається наступним виразом:

$$h = \frac{U_{\text{відх}} L_T l_{\text{П}}}{2dU_{a2}}, \quad (3.6)$$

де  $L_T$  – відстань від відхиляючої пластини до екрана;

$l_{\text{П}}$  – довжина пластини;

$d$  – відстань між ними.

Саме ця обставина і дозволяє проводити вимірювання параметрів сигналу.

Якщо ліву і праву частини виразу (3.6) розділити на  $U_{\text{відх}}$ , то одержимо параметр, який називається чутливістю трубки

$$\varepsilon = \frac{L_T l_{\text{П}}}{2dU_{a2}}. \quad (3.7)$$

У сучасних осцилографічних ЕПТ чутливість відхиляючих пластин  $Y$  складає від 1 до 5 мм/В, а відхиляючих пластин  $X$  – від 0,6 до 1 мм/В.

Із збільшенням частоти досліджуваного сигналу починає позначатися час прольоту електронів уздовж пластин, що призводить до залежності чутливості трубки від частоти сигналу.



Окрім впливу часу прольоту електронів на частотні можливості трубки, велике значення має ємність між відхиляючими пластинами, між пластинами і іншими електродами, а також індуктивність виводів. Все це обмежує робочу частоту трубок приблизно до 100 МГц.

Для дослідження сигналів наносекундної тривалості розроблені трубки з відхиляючими пристроями, що працюють за принципом рухомої (поступальної) хвилі.

*Канал вертикального відхилення  $Y$* , або канал сигналу, призначений для вертикального відхилення електронного променя на екрані ЕПТ під впливом миттєвого значення напруги досліджуваного сигналу і прямо пропорційне цій напрузі.

Основними характеристиками каналу є:

- чутливість – відношення зміни розміру видимого відхилення променя до зміни значення поданої на вхід каналу напруги; вимірюється в міліметрах на мілівольти;
- коефіцієнт відхилення, що виражається у вольтах на сантиметр або на поділку;
- смуга пропускання, що визначає робочий діапазон частот каналу;
- вхідний опір  $R_{\text{вх}}$  і вхідна ємність  $C_{\text{вх}}$ . Ці характеристики визначають ступінь впливу осцилографа на режим роботи об'єкта дослідження, до якого підключається вхід каналу  $Y$ .

Окремо слід сказати про смугу пропускання каналу  $Y$ . Відомо, що при проходженні сигналу через лінійне коло спектр вихідного сигналу  $S_{\text{вих}}(\omega)$  дорівнює добутку спектра вхідного сигналу  $S_{\text{вх}}(\omega)$  на комплексну частотну характеристику кола  $K(j\omega)$ :

$$S_{\text{вих}}(\omega) = K(j\omega)S_{\text{вх}}(\omega) \quad (3.8)$$

Для передачі сигналу без спотворень необхідно, щоб модуль комплексної частотної характеристики зберігав незмінне значення для всіх складових спектра передаваного сигналу, а аргумент був лінійною функцією частоти. Інакше кажучи, необхідна незмінність амплітудно-частотної і лінійність

фазочастотної характеристик кола. Між цими двома характеристиками існує певний зв'язок, унаслідок якого в смузі частот, де амплітудно-частотна характеристика кола незмінна, її фазочастотна характеристика вельми близька до лінійної.

При оцінці властивостей каналу вертикального відхилення, що розглядається як лінійне коло, цікавляться, головним чином, смугою пропускання каналу, вважаючи, що фазочастотна характеристика в цій смузі лінійна. Якщо смуга пропускання каналу недостатньо широка, то різні складові спектра передаються з неоднаковими коефіцієнтами передачі, і це призводить до спотворень сигналу. Особливо важливо, щоб виконувалися умови рівномірного проходження високочастотних складових спектра сигналу, оскільки від цього залежить точність відображення фронту імпульса.

Реально смугу пропускання  $\Delta f$  каналу вертикального відхилення приймають рівній смузі частот, в якій значення коефіцієнта передачі зменшуються не більше ніж на 3 дБ відносно його номінального значення на середніх частотах.

При дослідженні імпульсних сигналів суттєвою є інформація про перехідну характеристику  $g(t)$  каналу вертикального відхилення, яка є вихідним сигналом  $u_{\text{вих}}(t)$  каналу (напруга на вертикально відхиляючих пластинах ЕПТ) при вхідному сигналі  $u_{\text{вх}}(t)$ , що має вид одиничної функції, тобто

$$\begin{aligned} g(t) &= u_{\text{вих}}(t) \text{ при} \\ u_{\text{вх}}(t) &= 1(t) . \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$g(t) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } t < 0; \\ 1, & \text{якщо } t \geq 0. \end{cases}$$

Час наростання фронту вхідного сигналу, що описується одиничною функцією, нескінченно малий. Але оскільки смуга пропускання каналу обмежена, то й час наростання фронту вихідного сигналу скінчений: він тим більший, чим вужча смуга пропускання. Інтервал часу, потрібний для наростання фронту вихідного сигналу від 0,1 до 0,9 максимального рівня,

називають часом наростання перехідної характеристики і позначають  $\tau_n$ . Він залежить від смуги пропускання  $\Delta f$  каналу:

$$\tau_n = 0,35 / \Delta f \quad (3.10)$$

Щоб передати досліджуваний імпульс з тривалістю фронту  $\tau_\phi$  через канал без помітних спотворень фронту, необхідно дотриматись умов  $\tau_n < \tau_\phi$  або  $\Delta f > 0,35 / \tau_\phi$ .

Канал вертикального відхилення складається з таких основних пристроїв.

Вхідний пристрій в цьому каналі містить атенюатор (подільник напруги), який призначається для регулювання чутливості каналу шляхом послаблення сигналу; емітерний повторювач, який забезпечує узгодження в каналі  $Y$ ; лінію затримки, яка затримує досліджуваний сигнал на час, необхідний для початку горизонтально відхиляючої напруги.

За схемою вхідного кола розрізняють осцилографи з відкритим і закритим входом. Відкритим називають вхід, при якому можлива передача постійного струму через вхідне коло приладу (рис. 3.3,а). Закритим називають вхід, що не пропускає постійної складової струму. Для його схеми характерна наявність розділювального конденсатора (рис. 3.3,б).

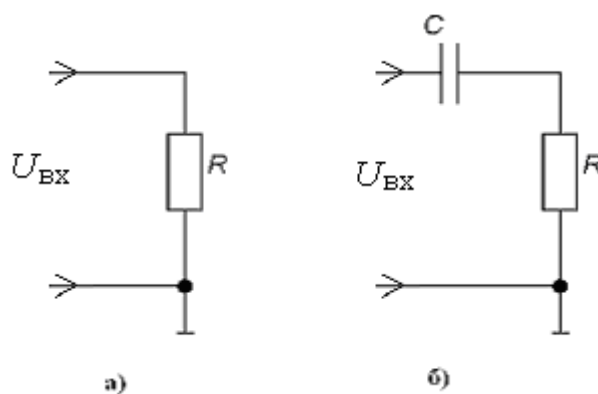


Рисунок 3.3 – Схема вхідного кола

Атенюатор має постійний коефіцієнт передачі в широкому діапазоні частот і забезпечує високий вхідний опір каналу  $Y$ . За допомогою перемикача на передній панелі можна одержати декілька коефіцієнтів передачі напруги.

Звичайно атенюатори будують так, щоб вхідний опір помітно не змінювався при переході від одного значення коефіцієнта передачі до іншого.

Схема атенюатора на рис. 3.4,а відрізняється незмінністю коефіцієнта передачі атенюатора  $K_{AT}$  в широкій смузі частот, що важливо при дослідженні коротких імпульсних сигналів.

$$K_{AT} = Z_2 / (Z_1 + Z_2) .$$

Оскільки

$$Z_1 = R_1 / (1 + j\omega R_1 C_1) ;$$

$$Z_2 = R_2 / (1 + j\omega R_2 C_2) ,$$

то за умови  $R_1 C_1 = R_2 C_2$  одержимо

$$K_{AT} = R_2 / (R_1 + R_2) = C_1 / (C_1 + C_2) . \quad (3.11)$$

звідси видно, що теоретично коефіцієнт передачі не залежить від частоти.

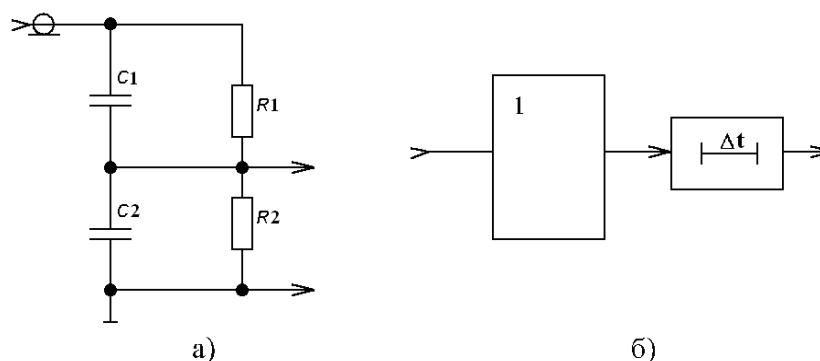


Рисунок 3.4 – Елементи вхідного пристрою

На низькочастотній ділянці спектра ємнісні опори великі (ємність конденсатора  $C_1$  близько декількох пікофарад) і резистори  $R_1$  і  $R_2$  практично не шунтуються. Тому подільник напруги в області низьких частот складається, начебто, тільки із резисторів. В області високих частот, коли  $1/\omega C \gg R$ , напруга ділиться відповідно ємності конденсаторів.

При відсутності конденсаторів  $C_1$  і  $C_2$  коефіцієнт ділення на високочастотній ділянці спектра визначається паразитними ємностями, що вносить невизначеність. Щоб уникнути цього, в схему атенюатора і включені конденсатори  $C_1$  і  $C_2$ , ємності яких хоч і малі, але завідомо більші паразитних ємностей схеми.

Емітерний повторювач виконується за звичайними схемами, але часто схему збирають таким чином, що її навантаженням служить лінія затримки (рис. 3.4,б). На кінці цієї лінії включаються резистор навантаження, опір якого узгоджений з хвильовим опором лінії, і потенціометр для плавного регулювання напруги, яка подається на вхід підсилювача вертикального відхилення.

*Підсилювачі вертикального відхилення.* Вони призначені для отримання напруги, достатньої для відхилення променя ЕПТ, і підвищення чутливості каналу. Необхідний коефіцієнт підсилення визначається необхідною максимальною чутливістю каналу. Більшість осцилографів застосовуються для дослідження напруг в широкому діапазоні частот і імпульсів малої тривалості. Їх підсилювачі вертикального відхилення виконують широкосмуговими. Схемні рішення підсилювачів обумовлені вимогами до смуги пропускання.

У деяких осцилографів передбачена можливість змінювати смугу пропускання підсилювача, встановлюючи два фіксованих значення. Одне з них відповідає максимальній смугі пропускання каналу вертикального відхилення даного осцилографа (наприклад, 1 МГц) і називається широкою смугою. Друге, у багато разів менше максимального (наприклад, 0,1 МГц), називається вузькою смугою. У режимі, відповідному вузькій смугі пропускання, чутливість підсилювача вища.

Дуже широкі ефективні смуги пропускання підсилювачів (одиниці гігагерц) при відносно вузьких реальних смугах характерні для стробоскопічних осцилографів.

Прикінцеві каскади підсилювачів вертикального відхилення містять фазоінверсний і парафазний каскади, завданням яких є створення двох симетричних протифазних напруг, що подаються на відхиляючі пластини. Подібні схеми застосовують для того, щоб при будь-якій зміні амплітуди досліджуваної напруги потенціал середньої лінії між пластинами залишався незмінним. Тоді електронний промінь прискорюється тільки напругою відповідного анода ЕПТ. В протилежному разі відхиляюча напруга надає

додаткову прискорюючу дію на промінь, залежну від амплітуди напруги, що приводить до погіршення фокусування і спотворення зображення спостережуваної кривої.

У деяких осцилографах передбачена можливість подачі досліджуваної напруги безпосередньо на вертикально відхиляючі пластини ЕПТ. У таких приладів між вихідними затискачами підсилювача і вхідними затискачами вертикально відхиляючих пластин, як правило, є перемикач «підсилювач-пластини». При розімкненому положенні перемикача, з одного боку, є можливість подачі другого досліджуваного сигналу безпосередньо на вертикально відхиляючі пластини (минаючи канал вертикального відхилення); з іншого боку, канал вертикального відхилення можна використовувати як самостійний підсилювач (послаблювач) з регульованим посиленням або послабленням (при цьому слід мати на увазі, що в багатьох осцилографах у подібного підсилювача високоомний вихід).

*Канал горизонтального відхилення  $X$* , або канал розгортки, служить для горизонтального відхилення променя, пропорційно часу, яке відбувається під впливом напруги розгортки. Друга функція цього каналу – посилення (послаблення) сигналу, передаваного від входу  $X$  на горизонтально відхиляючі пластини ЕПТ.

До складу каналу входять генератор розгортаючої напруги; підсилювач, що підсилює напругу, яка виробляється генератором, до значення, необхідного для відхилення променя на всю довжину екрана; схема синхронізації, призначена для отримання стійкої неспотвореної осцилограми. На вході  $X$  каналу є атенюатор. Якщо перемикач  $S2$  на рис. 3.5 знаходиться в положенні 1, канал характеризують параметрами розгортаючої напруги, що виробляється генератором: коефіцієнтом розгортки, амплітудою, коефіцієнтом нелінійності. Крім того, указуються види синхронізації і характеристики синхронізуючих сигналів.

Коли зовнішня напруга, яка підводиться до входу  $X$ , подається на горизонтально відхиляючі пластини ЕПТ (перемикач  $S2$  на рис. 3.5 в положенні

2), основні характеристики цього каналу аналогічні характеристикам каналу вертикального відхилення: чутливість, смуга пропускання, вхідний опір і вхідна ємність. Цей режим використовують при створенні кругової, синусоїдної або спіральної розгортки, вимірюванні частоти синусоїдних сигналів або частоти проходження імпульсів методом порівняння з частотою іншого джерела і таке інше.

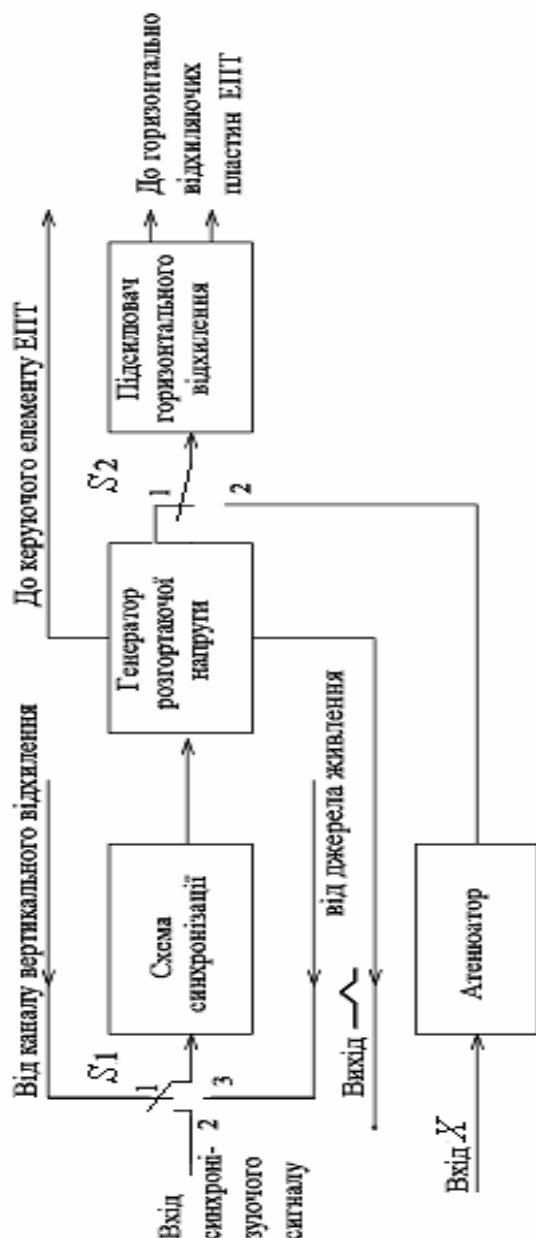


Рисунок 3.5 – Структурна схема каналу  $X$

Основним вузлом каналу  $X$  є генератор розгортаючої напруги, скорочено названий генератором розгортки (ГР). Це генератор напруги, яка лінійно змінюється (пилкоподібна) і викликає горизонтальне переміщення променя з постійною швидкістю. Для отримання якої-небудь іншої розгортки, наприклад,

синусоїдної, відповідну напругу потрібно подавати на вхід каналу  $X$  від зовнішнього джерела.

Пилкоподібна напруга, яка виробляється ГР, повинна мати високу лінійність ділянки, що створює прямий хід променя ( $u(t)=kt$ ); велику крутизну ділянки, що викликає зворотний хід променя ( $T_{пр} \gg T_{зв}$ ); частоти сигналу і напруги розгортки повинні бути кратні ( $T_p = nT_c$ , де  $n$  – ціле число); крім того, тривалість розгортки повинна регулюватися в широких межах.

Розглянемо принцип формування розгортаючої напруги, яка лінійно змінюється. Найпростішим генератором, що дозволяє одержати пилкоподібну напругу розгортки, є пристрій, робота якого заснована на заряді і розряді конденсатора. В сучасних осцилографах для вирішення цього завдання застосовують генератори розгортки, виконані за схемою інтегруючої ланки (інтегратора). Такою ланкою, як відомо, є підсилювач постійного струму з коефіцієнтом підсилення  $k \gg 1$ , охоплений глибоким негативним зворотним зв'язком (33) за допомогою  $RC$ -кола (рис. 3.6,а).

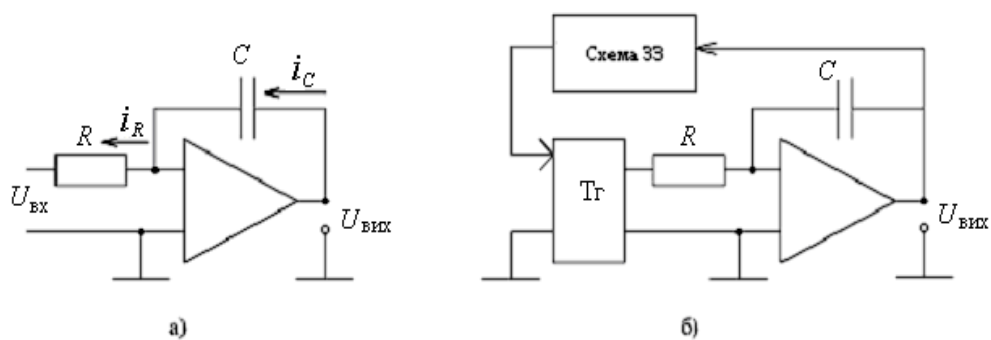


Рисунок 3.6 – Функціональна схема генератора розгортки

Рівняння інтегратора

$$u_p(t) = \frac{1}{C} \int i_p(t) dt \quad (3.12)$$

Для виконання умови  $u(t)=kt$  необхідно забезпечити постійність струму розряду (заряду) конденсатора

$$i_p = I_p = \text{const.}$$

Тоді рівняння інтегратора матиме вигляд:



$$u_p(t) = \frac{1}{c} \int i_p(t) dt = \frac{1}{c} \int I_p dt = \frac{I_p}{c} t = kt \quad (3.13)$$

Стабілізації розрядного струму добиваються використанням струмо-стабілізуючого елемента, наприклад, операційного підсилювача (рис. 3.6,б).

Таким чином, вихідна напруга інтегратора представляє лінійну функцію часу під час прямого ходу променя.

Генератор розгортки може працювати в двох режимах: автоколивальному (безперервної періодичної розгортки) і в чекаючому. Є осцилографи, в яких перехід від періодичної розгортки до чекаючої здійснюється автоматично. Після включення осцилографа генератор розгортаючої напруги працює в автоколивальному режимі (періодична розгортка), а з появою синхронізуючого імпульсу генератор автоматично переводиться в чекаючий режим.

Під час прямого ходу розгортки викреслюване променем зображення підсвічується, для чого з генератора розгортки на електрод управління яскравістю ЕПТ подається прямокутний імпульс. У відсутність імпульсу підсвічування промінь замкнутий постійною негативною напругою на керуючому електроді. Тривалість імпульсу підсвічування дорівнює тривалості прямого ходу променя, тому з його закінченням трубка закривається, і зображення під час зворотного ходу променя не спостерігається.

В осцилографах застосовується калібрована за швидкістю розгортка, при якій певному горизонтальному відхиленню променя відповідає строго визначена тривалість. Така розгортка обумовлена високою лінійністю розгортаючої напруги, а також тим, що межі її змінення досить точно фіксовані (рис. 3.7).

Незмінність верхнього рівня ( $U_2$ ) досягається за допомогою схеми-фіксатора вихідної напруги (вона на рис. 3.6,б не показана), а для підтримки незмінним нижнього рівня ( $U_1$ ) служить схема повернення. Крім фіксації рівня  $U_1$ , схема повернення запобігає повторному запуску ГР протягом зворотного ходу променя і часу відновлення схеми генератора.

Тривалість (період) розгортаючої напруги можна регулювати. Як видно з трикутника  $LMN$  (рис. 3.7),  $\operatorname{tg}\beta = U_p/T_p$ . Оскільки  $\operatorname{tg}\beta$  чисельно дорівнює швидкості  $v$  зміни пилкоподібної напруги, то

$$T_p = U_p / |v| \quad (3.14)$$

де  $v = du_{\text{вх}}/dt$ .

З іншого боку відомо, що

$$T_p = RC \quad (3.15)$$

Тобто, тривалість (період) розгортаючої напруги залежить від параметрів  $C$  і  $R$  інтегратора.

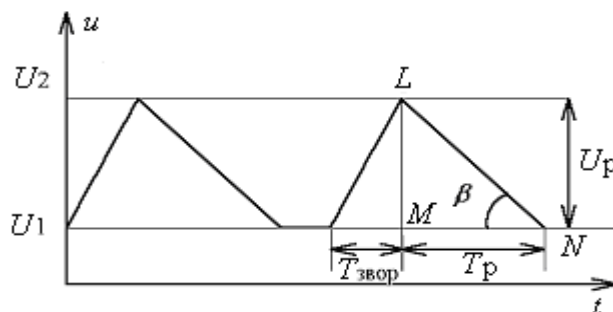


Рисунок 3.7 – Напруга розгортки

У реального генератора розгортки в схемі інтегратора є набір конденсаторів, перемиканням яких змінюють діапазони тривалості, і змінний резистор для плавного регулювання усередині діапазону. У деяких осцилографах, крім набору конденсаторів, є набір резисторів, за допомогою яких діапазони тривалостей (періодів) розбивають на піддіапазони, та один змінний резистор для плавного підстроювання.

У багатьох осцилографах передбачені дві розгортки. Перша, створювана звичайним генератором пилкоподібної напруги, називається основною. Друга, формована за допомогою другого генератора, аналогічного першому і працюючому в чекаючому режимі, називається затриманою, оскільки другий генератор запускається імпульсом, затриманим на деякий час відносно початку основної розгортки. Для одержання затриманого імпульсу в звичайних (не керованих мікропроцесором) осцилографах використовують компаратор, на

один вхід якого подана зразкова напруга постійного струму, а на другий – пилкоподібна напруга основної розгортки. Змінюючи зразкову напругу потенціометром, ручка якого розташована на передній панелі осцилографа, можна «переміщати» момент початку затриманої розгортки в межах тривалості основної розгортки. Звичайно можна встановлювати швидкість затриманої розгортки в два, п'ять або десять разів вище швидкості основної розгортки. Таким чином, виходять дві осі часу з різними масштабами. Це дозволяє спостерігати за допомогою розгортки розтягнуті ділянки осцилограми, одержуваної при основній розгортці («електронна лупа»). Для збільшення яскравості цієї осцилограми з генератора затриманої розгортки може бути знятий імпульс підсвічування. Наявність двох розгорток також дає можливість підвищити точність вимірювання інтервалів часу при безпосередньому відліку.

*Канал управління яскравістю Z* призначений для передачі з входу *Z* на керуючий електрод ЕПТ сигналів, що змінюють яскравість світіння. Він містить підсилювач і схему, що дозволяє змінювати полярність модулюючої напруги.

### **3.3 Види осцилографічних розгорток**

Розрізняють декілька видів розгорток, використовуваних в ЕО: лінійна (внутрішня), синусоїдна, колова і спіральна (зовнішні).

*Лінійна безперервна розгортка.* Застосовується при дослідженні періодичних сигналів. Для неї характерне безперервне або періодично повторюване через однакові інтервали переміщення променя по горизонталі, пропорційне часу. При цьому на екрані ЕПТ викреслюється горизонтальна пряма лінія (рис. 3.8,в). Як відмічалось вище, ця розгортка створюється пилкоподібною розгортаючою напругою, що лінійно змінюється (рис. 3.8,а).

При мінімальному значенні розгортаючої напруги промінь знаходиться в крайньому лівому положенні на горизонтальній прямій екрана. У міру зростання пилкоподібною напруги промінь переміщується зліва направо з

постійною швидкістю. Це переміщення, назване прямим ходом променя, відбувається протягом інтервалу часу  $T_{\text{пр}}$ , доки розгортаюча напруга не досягне максимуму (точка А). При належному виборі амплітуди пілкоподібної напруги  $U_m$  промінь під час прямого ходу переміститься в крайнє праве положення екрана. За час  $T_{\text{звор}}$  напруга падає від А до Б і промінь здійснює зворотний хід – швидко повертається в початкове положення, щоб в наступний період повторити цикл, що складається з прямого і зворотного ходу.

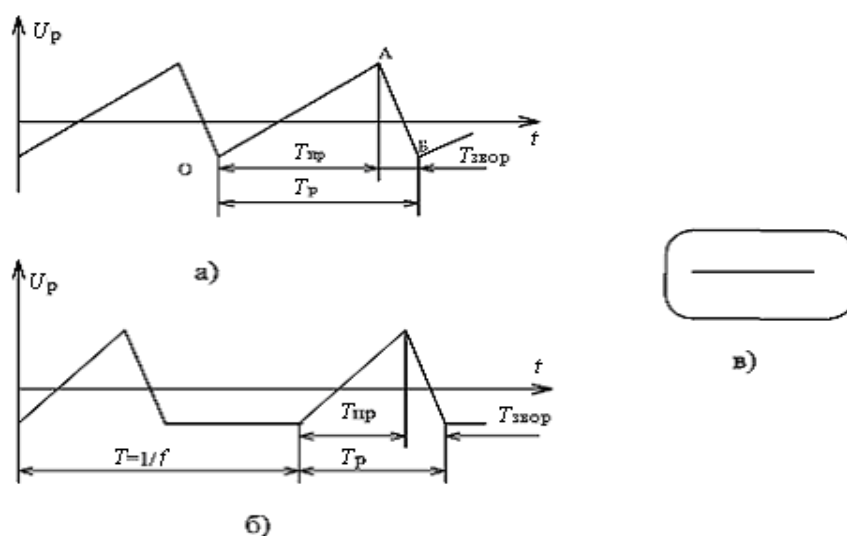


Рисунок 3.8 – Лінійна розгортка

Якщо кожен подальший цикл пілкоподібної напруги безперервно слідує за попереднім, то дана лінійна розгортка є безперервною періодичною. Коли пілкоподібні імпульси розділені інтервалами часу, розгортка виходить імпульсною періодичною.

Вище було відмічено, що до основних характеристик розгортаючої напруги, яка створює лінійну безперервну періодичну розгортку (рис. 3.8,а), відносяться:

– період  $T_p = T_{\text{пр}} + T_{\text{звор}}$  або частота  $f_p = 1/T_p$ . Для отримання високоякісного зображення в осцилографах виконується умова  $T_{\text{звор}} \ll T_{\text{пр}}$  (крім того, промінь гасить при зворотному ході або підсвічують при прямому). Практично можна вважати, що  $T_p = T_{\text{пр}}$ ;

– амплітуда (розмах), що визначає максимальне горизонтальне відхилення променя за період;

– ступінь лінійності. Пилкоподібна напруга не буває строго лінійною. Часто вона змінюється за експонентою (заряд-розряд конденсатора), близькою до прямої, причому ступінь лінеаризації залежить від схеми джерела розгортаючої напруги. Швидкість експоненціальної розгортки на відміну від швидкості лінійної розгортки непостійна: вона спадає від початку до кінця розгортки.

При нелінійній розгортаючій напрузі осцилограма дає спотворене уявлення про форму досліджуваного сигналу. Кількісною мірою нелінійності розгортаючої напруги служить коефіцієнт нелінійності  $p$ , виражений у відсотках і характеризуючий ступінь змінення швидкості розгортаючої напруги на початку і кінці прямого ходу променя:

$$p = \left[ \left( \frac{du_p}{dt} \right)_{t=0} - \left( \frac{du_p}{dt} \right)_{t=T_{\text{ПР}}} \right] / \left( \frac{du_p}{dt} \right) \quad (3.16)$$

;

– мінімальне значення частоти повторення, при якому відсутнє мерехтіння осцилограми. Щоб лінія розгортки або зображення сигналу не мерехтіли при спостереженні, промінь повинен прокреслювати одну і ту ж траєкторію не менше 25 – 30 разів в секунду. При цьому враховується інерційна здатність людського ока зберігати зорове враження приблизно 1/15 с;

– синхронність з напругою досліджуваного сигналу. Зображення представляється спостерігачу нерухомим, якщо промінь при кожному прямому ході прокреслює одну і ту ж криву, що починається в одній і тій же фазі. Це досягається тоді, коли період розгортаючої напруги  $T_p$  (або період повторення  $T$ ) рівний або кратний періоду досліджуваного сигналу  $T_c$ :

при  $T_p = T_c$  спостерігається один період сигналу;

при  $T_p = nT_c$ , де  $n$  – кількість періодів сигналу,  $n=1; 2; \dots$ ,

Відзначимо, що два сигнали, у яких частоти (періоди) рівні або кратні і зміні однієї з них відповідає пропорційна зміна другої частоти, називаються

синхронними (одночасними). Таким чином, для отримання нерухомого зображення частота напруги розгортки і частота досліджуваної напруги повинні бути синхронними. Для цього синхронізують напругу розгортки досліджуваним сигналом або зовнішньою напругою з періодом, рівним (кратним) періоду досліджуваного сигналу.

Імпульсну періодичну розгортку (рис. 3.8,б) характеризують тривалістю  $T_p = T_{пр} + T_{звор}$  (практично,  $T_p \approx T_{пр}$ ) і частотою  $f_p$  або періодом  $T_p$  проходження імпульсів. Решта характеристик не відрізняється від характеристик безперервної періодичної розгортки.

В осцилографах, що служать для спостереження форми напруги, максимальне допустиме значення коефіцієнта нелінійності залежно від класу точності приладу лежить в межах від 3% (клас I) до 20% (клас IV), а в осцилографічних вимірювачах інтервалів часу воно значно менше: складає десяти або соті долі відсотка.

*Лінійна чекаюча розгортка.* Часто осцилограф використовують для дослідження різних імпульсних процесів, в тому числі, неперіодичних. Безперервна розгортка не дозволяє спостерігати одноразові імпульси, а при дослідженні процесів з великою щільністю вона виявляється малоефективною. В останньому випадку дуже мала частина періоду проходження імпульсів припадає на частку імпульсу і його вершина спостерігається у вигляді точки, що світиться. Інакше кажучи, велика частина періоду напруги горизонтальної розгортки не використовується, а масштаб виходить дуже дрібним.

Задача дослідження неперіодичних імпульсів і періодичних імпульсних процесів з великою щільністю ( $\frac{T_c}{\tau} \gg 1$ ) успішно розв'язується за допомогою лінійної чекаючої розгортки. Для неї характерне наступне. Розгортаюча напруга подається на горизонтально відхиляючі пластини ЕПТ синхронно з моментом появи досліджуваного імпульсу на вході осцилографа (рис. 3.9). Після того, як під дією розгортаючої напруги промінь здійснює один прямий і один зворотний

хід, розгортка припиняється і «очікує» приходу імпульса, синхронного з досліджуваним сигналом, який знову запусить генератор розгортаючої напруги. При цьому тривалість пилкоподібної напруги  $T_{\text{чек}}$  можна вибрати трохи більшою тривалості спостережуваного імпульсу  $\tau$ , що дозволяє, при належній швидкості розгортки, одержати зображення імпульсу майже на весь екран.

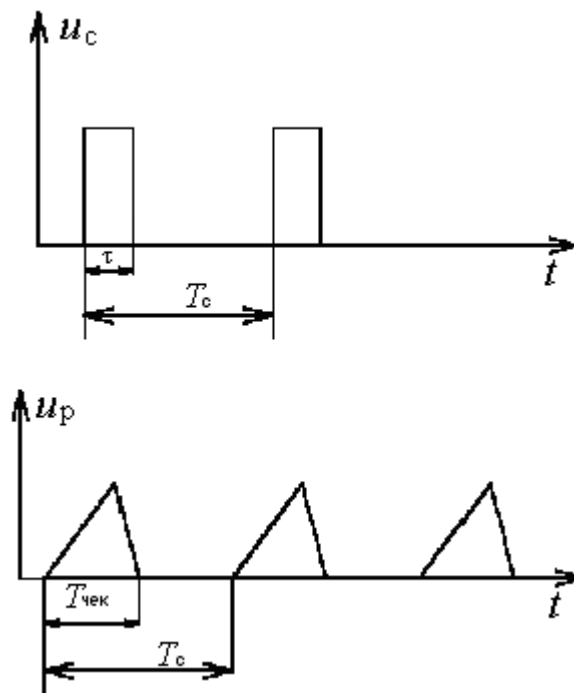


Рисунок 3.9 – Чекаюча розгортка

Лінійна чекаюча розгортка характеризується тривалістю  $T_{\text{чек}}$  пилкоподібного імпульсу в мілі-, мікро- або наносекундах (при цьому передбачається, що амплітуда розгортаючої напруги  $U_m$  відхиляє промінь на весь екран) або швидкістю розгортки

$$v = U_m \varepsilon_{\Gamma} / T_{\text{чек}},$$

вираженої в міліметрах на мілі-, мікро- або наносекунди ( $\varepsilon_{\Gamma}$  – чутливість трубки до горизонтального відхилення, в мм/В)

Щоб при чекаючій розгортці фронт досліджуваного імпульсу був добре видний, необхідно зсунути його відносно початку розгортки, тобто зробити так,

щоб момент початку горизонтальної розгортки випереджав момент приходу фронту досліджуваного імпульсу на вертикально відхиляючі пластини ЕПТ.

Зовнішні розгортки електронних осцилографів створюються генераторами напруг зразкової частоти, що підключаються на вхід осцилографа, який працює в режимі зовнішньої розгортки, тобто при вимкненому внутрішньому генераторі розгортки. Напруга зовнішньої розгортки, взагалі, може мати будь-який вигляд, а при дослідженні параметрів неперіодичних процесів бути також неперіодичною.

У ряді випадків напруга від зовнішнього генератора подається не тільки на горизонтальні, але і на вертикальні відхиляючі пластини трубки. При цьому досліджуваний сигнал подається в канал  $Z$  (якщо його частота вища за частоту напруги зовнішнього джерела) електронного осцилографа. В останньому випадку інформація про досліджувані параметри сигналу представляється у вигляді модуляції яскравості променя.

У техніці зв'язку найчастіше застосовуються синусоїдна, еліптична (колова) і спіральна розгортки. Ці розгортки використовуються для вимірювання і дослідження наступних параметрів сигналів: частоти, фазового зсуву, часових інтервалів, нестабільності частоти і ін.

*Синусоїдна розгортка.* При синусоїдній розгортці на пластини  $X$  подається напруга  $u_x = U_{mx} \sin \omega t$ . Якщо на пластині  $Y$  напруга відсутня і частота вище 15 Гц, то на екрані трубки виникає горизонтальна лінія – лінія розгортки. Ця лінія створюється рухом променя. Кожен напівперіод напруги розгортки викликає переміщення променя вправо і вліво з швидкістю, що змінюється по синусоїдному закону. Отже, синусоїдна розгортка є нелінійною. Час прямого і зворотного ходів променя при синусоїдній розгортці однаковий, і електронний промінь при зворотному ході не гаситься. Ця розгортка, звичайно, застосовується для вимірювання частоти і фазового зсуву сигналу.

Якщо на пластини  $Y$  поступає напруга тих же частоти і форми, що і на пластини  $X$ , але маючи деякий фазовий зсув  $u_y = U_{my} \sin(\omega t + \varphi)$ , то миттєві відхилення променя на екрані будуть відповідно рівні:



$$x = S_x U_x \sin \omega t = a \sin \omega t, \quad (3.16)$$

$$y = S_y U_y \sin(\omega t + \varphi) = b \sin(\omega t + \varphi) \quad (3.17)$$

де  $a$  і  $b$  – амплітуди відхилення променя в горизонтальному і вертикальному напрямках.

Щоб з'ясувати, яка фігура вийде на екрані, потрібно виключити час  $t$  з рівняння (3.16), (3.17) і визначити залежність між  $x$  і  $y$ . З рівності (3.16) знаходимо:

$$\sin \omega t = x/a; \text{ при цьому} \quad (3.18)$$

$$\cos \omega t = \sqrt{1 - (x/a)^2} = \sqrt{(a^2 - x^2)/a^2}$$

Підставивши у формулу (3.17) значення

$$\sin(\omega t + \varphi) = \sin \omega t \cos \varphi + \cos \omega t \sin \varphi$$

і скориставшись формулою (3.18), одержуємо

$$y = \frac{b}{a} (x \cos \varphi + \sqrt{a^2 - x^2} \sin \varphi) \quad (3.19)$$

Вираз (3.19) є рівнянням еліпса. Якщо  $\varphi=0$ , то  $y=bx/a$ ; якщо  $\varphi=90^\circ$ , то  $y=-bx/a$ , тобто це рівняння прямої, нахиленої під кутом  $\psi=\arctg(\pm b/a)$  до вісі  $X$ . При рівності напруг, що поступають на пластини, прямі нахилені під кутом  $45$  або  $135^\circ$  до горизонтальної вісі. Якщо фазовий зсув між напругами дорівнює  $90$  або  $270^\circ$ , то після нескладного перетворення одержуємо  $x^2/a^2 + y^2/b^2 = 1$ . Це рівняння еліпса з напіввісями, співпадаючими з вісями координат. Співвідношення напіввісей залежить від співвідношення між напругами  $U_x$  і  $U_y$  і чутливостями трубки  $\varepsilon_x$  і  $\varepsilon_y$  по обох каналах. Якщо  $a=b=r$ , то  $x^2+y^2=r^2$  і осцилограма приймає вид кола з радіусом  $r$ .

Процес формування осцилограми при синусоїдній розгортці показаний на рис. 3.10. Фігури, що виходять на осцилограмі, називають фігурами Ліссажу. Форма фігур залежить від фазових зсувів між напругами  $u_y$  і  $u_x$ , як, наприклад, показано на рис. 3.10.

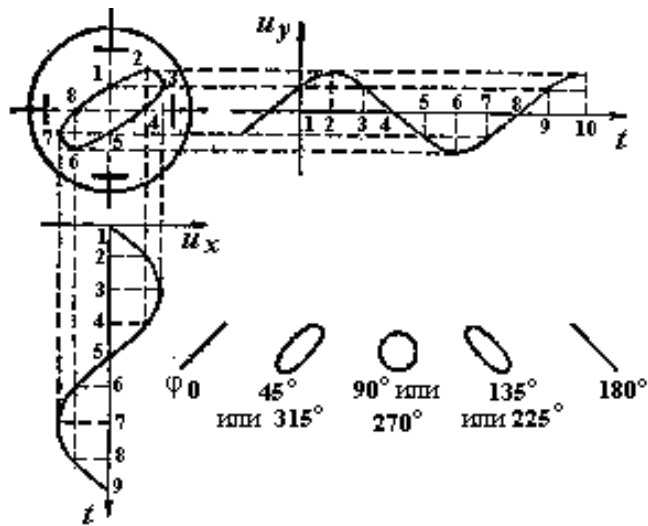


Рисунок. 3.10 – Побудова і вид фігур Ліссажу

Осцилограми нерухомі тільки в тому випадку, якщо періоди (частоти) прикладених напруг відносяться один до одного як цілі числа:  $T_X/T_Y=n_X/n_Y$ . Це пояснюється тим, що за проміжок часу  $T=n_Y T_X=n_X T_Y$  періоди обох напруг повторюються ціле число разів, і промінь повертається в початкове положення.

*Еліптична (колова) і спіральна розгортки.* Якщо на обидва входи осцилографа подати дві синусоїдні напруги однієї і тієї ж частоти, то, залежно від фазового зсуву між напругами і співвідношенням їх амплітуд, на екрані осцилографа з'явиться траєкторія променя у вигляді еліпса або кола. У першому випадку розгортка називається еліптичною, в другому – коловою.

Для отримання розгортки такого вигляду напруга  $u_p$  підводиться до фазозсуваючого ланцюга  $CR$  (рис. 3.11), з якого знімаються дві напруги, зрушені по фазі відносно одна одної на  $90^\circ$ . Колова розгортка виходить при однакових максимальних відхиленнях променя по горизонталі і вертикалі.

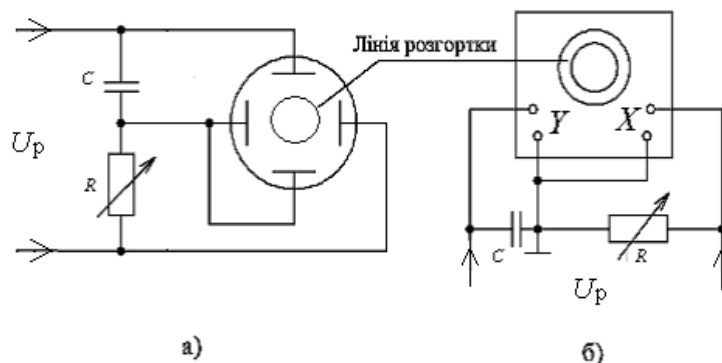


Рисунок 3.11 – Отримання еліптичної (колової) розгортки:

а) при подачі напруг на відхиляючі пластини, б) те ж, на входи  $X$  до  $Y$

Перевагою колової розгортки є відносне збільшення часу спостереження і точності відліків, оскільки лінія розгортки – коло – довша за лінію розгортки по вісі  $X$  в  $\pi$  раз. Ще більший час спостереження можна одержати при спіральній розгортці, коли на обидві напруги колової розгортки одночасно впливають періодичні лінійні (пилкоподібні) напруги. При цьому їх амплітуди змінюються в часі за лінійним законом (рис. 3.12,а), а кінець променя описує архимедову спіраль (рис. 3.12,б). Період пилкоподібної напруги повинен бути кратний періоду синусоїдної напруги розгортки, оскільки тільки в цьому випадку спіраль повторюватиметься і здаватиметься нерухомою.

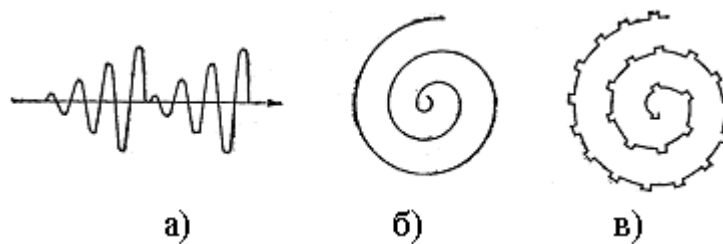


Рисунок 3.12 – Спіральна розгортка:

а) форма розгортаючої напруги, б) лінія розгортки, в) осцилограма

При коловій і спіральній розгортках досліджувана напруга більш високої частоти подається на модулятор трубки або на її перший анод. У першому випадку електронний промінь згасає і спалахує з частотою досліджуваної напруги, в другому – з тією ж частотою змінюється чутливість трубки, що приводить до зміни максимального відхилення променя. Осцилограми утворюються пунктирними або зубчатими лініями (рис. 3.12,в). Спіральна розгортка застосовується в спеціальних осцилографічних приладах для вимірювання інтервалів часу.

### 3.4 Синхронізація розгортки

Як наголошувалося в п. 3.2 і 3.3, для отримання нерухомої осцилограми необхідно, щоб в одному періоді розгортки точно укладалося ціле число періодів сигналу. Виконання цієї умови забезпечується синхронізацією генератора розгортки. При цьому ГР працює в безперервному режимі, тобто продовжує роботу при відключенні сигналу синхронізації. Режим синхронізації досягається в два етапи: спочатку підбирається період власних коливань ГР (без сигналу синхронізації), а потім величина напруги синхронізації до отримання стійкого нерухомого зображення осцилограми.

Найчастіше використовують синхронізацію напругою досліджуваного сигналу (внутрішня синхронізація), яка подається з каналу вертикального відхилення в підсилювач синхронізації. Там вона посилюється, обмежується і диференціюється, тобто з неї формуються короткі однополярні імпульси з періодом проходження, рівним або кратним періоду досліджуваної напруги (іноді для цього включають спеціальні формуючі каскади). Одержані імпульси запускають ГР синхронно з досліджуванним сигналом.

Окрім внутрішньої використовують режими зовнішньої синхронізації, здійснюваної за допомогою зовнішнього джерела, і від мережі (напругою живлячої мережі).

Не менш важлива синхронізація лінійної чекаючої розгортки. У самій суті лінійної чекаючої розгортки закладена необхідність синхронізації: генератор лінійної чекаючої розгортки не працює до тих пір, поки не приходить запускаючий, тобто синхронізуючий, імпульс, оскільки важливо одержати неспотворене зображення фронту імпульсу. Запускати генератор лінійної чекаючої розгортки можна досліджуваним імпульсом (внутрішня синхронізація) або імпульсом, який виробляється зовнішнім по відношенню до осцилографа джерелом (зовнішня синхронізація).

Внутрішня синхронізація працює за тим же принципом. Проте, якщо не вжити необхідних заходів, то в зображенні досліджуваного імпульсу може бути відсутнім фронт (рис. 3.13). Як вже назначувалось вище, уникнути цього можна за умови, коли початок напруги розгортки буде випереджати момент приходу

фронту досліджуваного імпульсу на вертикально відхиляючі пластини. Таке завдання розв'язується наступними способами:

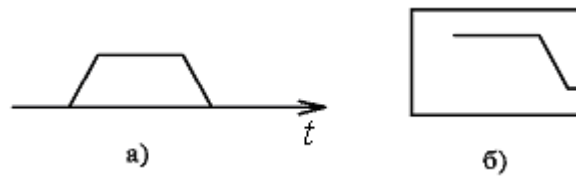
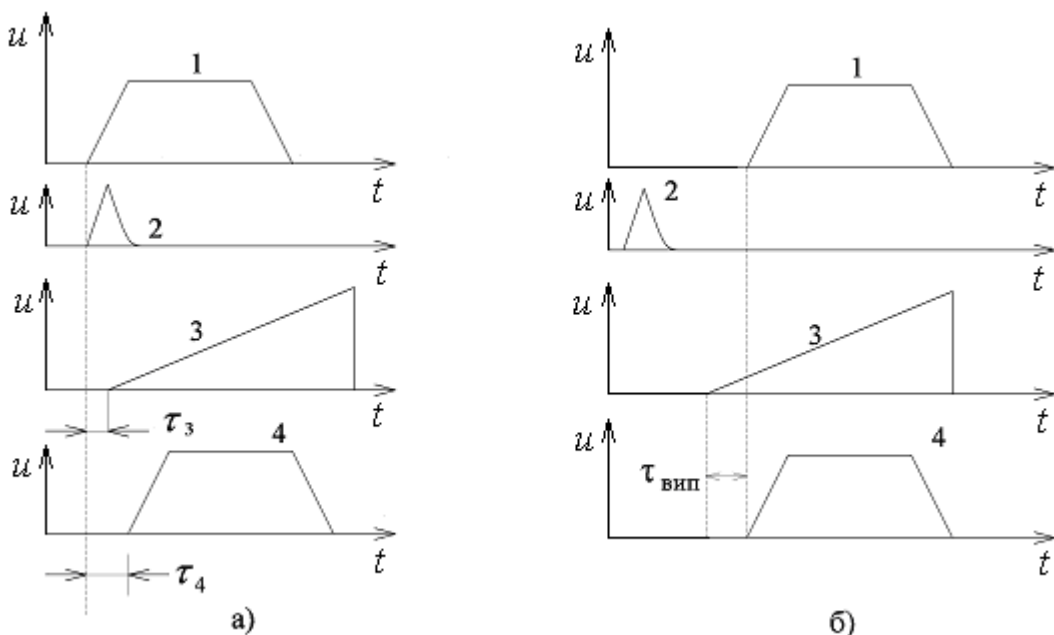


Рисунок 3.13 – Осцилограма імпульсу за відсутності синхронізації  
а) досліджуваний імпульс; б) осцилограма

– включенням лінії затримки в канал вертикального відхилення. У режимі внутрішньої синхронізації (рис. 3.14,а) генератор лінійної чекаючої розгортки запускається коротким імпульсом 2. Він відповідає фронту продиференційованого досліджуваного імпульсу 1, що поступає в лінію затримки. На вертикально відхиляючі пластини фронт затриманого імпульсу 4 приходить із запізненням відносно початку дії напруги розгортки 3 на інтервал часу  $\tau_3$ , визначуваний лінією затримки. Можливості використання цього способу обмежені, оскільки затримка імпульсу, створюваного лінією затримки, фіксована – вона не регулюється. Слід також мати на увазі, що наявність лінії затримки в каналі вертикального відхилення призводить до деяких спотворень спостережуваного імпульсу. У осцилографах високого класу



### Рисунок 3.14 – До пояснення роботи лінійної чекаючої розгортки

використовують лінії затримки, що вносять малопомітні спотворення – запуском одним синхронізуючим імпульсом і генератора лінійної чекаючої розгортки, і пристрою, імпульс якого підлягає спостереженню (режим зовнішньої синхронізації). При цьому досліджуваний імпульс 1 не затримують в каналі вертикального відхилення (рис. 3.14,б), а будують систему запуску так, щоб або генератор розгортки запускався коротким імпульсом 2 трохи раніше, ніж досліджуваний пристрій, або при одночасному запуску використовувалася затримка досліджуваного імпульсу 1 відносно моменту запуску в самому пристрої. У обох випадках початок дії розгортаючої напруги 3 випереджатиме на якийсь час  $\tau_{\text{вип}}$  момент приходу фронту досліджуваного імпульсу на вертикально відхиляючі пластини (імпульсу 4 на рис. 3.14,б).

## 3.5 Вимірювання параметрів досліджуваних сигналів

Вище відмічалось, що осцилографи використовуються не тільки для спостереження електричних сигналів, але і для вимірювання їхніх параметрів. При лінійній розгортці (п. п. 3.2; 3.3) горизонтальна вісь є віссю часу, а вертикальна – віссю напруг. При ідеально лінійній розгортці швидкість руху променя в горизонтальному напрямі рівномірна і відома. Тоді завдання вимірювання часового інтервалу (наприклад, тривалість імпульсу) зводиться до вимірювання лінійного розміру частини осцилограми, що цікавить нас, і ділення одержаного числа на швидкість розгортки

$$T_{\text{пр}} = l_{\Gamma} / v_{\text{р}}$$

Як правило, використовують зворотну величину, яку називають коефіцієнтом розгортки:

$$k_{\text{р}} = T_{\text{пр}} / l_{\Gamma}, \quad (3.20)$$

де  $l_{\Gamma}$  – довжина відрізка горизонтальної вісі, відповідна тривалості прямого ходу напруги розгортки  $T_{\text{пр}}$ .

Коефіцієнт розгортки на різних діапазонах виражається в мкс/поділ (мкс/см), мс/поділ (мс/см). Значення часового інтервалу визначається множенням вимірюваного розміру потрібної частини осцилограми на коефіцієнт розгортки  $k_p$ . Змінення коефіцієнта  $k_p$ , каліброваного, в сучасних осцилографах здійснюється ступінчатим перемиканням з певною кратністю. У деяких осцилографах передбачена можливість розтягування або стиснення зображення (осцилограми) плавним регулюванням  $k_p$ .

Аналогічно калібрується вертикальна вісь екрана ЕПТ, для якої введений коефіцієнт відхилення по вертикалі

$$k_{\text{відх}} = U_{\text{відх}} / h_{\text{в}}, \quad (3.21)$$

де  $U_{\text{відх}}$  – калібрована напруга подається в канал  $Y$ ;  $h_{\text{в}}$  – відхилення променя по вертикалі, викликане напругою  $U_{\text{відх}}$ . Коефіцієнт відхилення виражається в одиницях вимірювання напруги, віднесених до одиниць вимірювання довжини або поділками шкали на екрані ЕПТ (В/см, мВ/см, В/поділ, мВ/поділ.). Зміна коефіцієнта відхилення здійснюється ступінчасто з певною кратністю. Плавне регулювання дозволяє встановлювати будь-яке некаліброване значення коефіцієнта відхилення між сусідніми каліброваними ступенями.

Методика вимірювання амплітуди напруги полягає в наступному. Перед вимірюванням калібрують канал вертикального відхилення: встановлюють по калібратору за допомогою регулятора посилення номінальний коефіцієнт відхилення. Потім подають досліджуваній сигнал на вхід  $Y$  осцилографа і, не змінюючи положення регулятора підсилення, добиваються за допомогою вхідного атенюатора того, щоб розмір  $h$  зображення займав більшу частину екрана (60...80%). Шукану амплітуду визначають за формулою

$$\begin{aligned} U_m &= k_{\text{відх}} h \quad \text{при однополярному сигналі;} \\ U_m &= k_{\text{відх}} h / 2 \quad \text{при біполярному сигналі,} \end{aligned} \quad (3.22)$$

де  $k_{\text{відх}}$  – число, відповідне даному положенню перемикача вхідного атенюатора.

Тривалість імпульсу, період проходження імпульсів і інші інтервали часу вимірюють, використовуючи калібровану розгортку. Перед початком

вимірювання повіряють значення коефіцієнта розгортки по калібратору тривалості. Після повірки досліджуваний сигнал подають на вхід  $Y$  осцилографа. Тривалість розгортки регулюють так, щоб період сигналу на екрані ЕПТ займав не менше 70% лінії розгортки. Потім вимірюють по масштабній сітці період сигналу в поділках (сантиметрах)  $l$  і, помноживши його на числове значення коефіцієнта розгортки  $k_p$ , одержують шуканий період сигналу

$$T = k_p l \quad (3.23)$$

Коефіцієнт відхилення і коефіцієнт розгортки встановлюються з деякою похибкою. В процесі експлуатації осцилографа для забезпечення точності вимірювання напруг і часових інтервалів необхідне підстроювання каналів  $X$  і  $Y$ . Для цього в осцилографах передбачені зразкові генератори – калібратори амплітуди і тривалості. При використанні калібрувального сигналу у вигляді симетричних прямокутних імпульсів (меандрів), функції калібрування амплітуди і тривалості можуть бути суміщені. Еталонний розмах цих імпульсів використовується як калібрувальна напруга, а період повторення – як калібрувальний інтервал. Зазвичай, максимальна похибка калібратора амплітуд не перевищує 1...3 %.

Процес калібрування коефіцієнта відхилення полягає в суміщенні ділянок осцилограми калібрувального сигналу, що відповідають мінімальному і максимальному рівням напруги, з лініями шкали, нанесеними на масштабну сітку. При виявленні похибки необхідне калібрування здійснюють зміненням коефіцієнта підсилення каналу спеціальним органом підстроювання.

Для процесу калібрування характерні похибки суміщення і відліку. Звичайно, похибка суміщення – не менше 0,15...0,2 мм, а похибка відліку – 0,3 мм. Вказана величина похибки суміщення відповідає, так званій, безпаралаксній шкалі (п. 3.2). Якщо шкала екрану віддалена від люмінісцентного шару на 4...5 мм, при спостереженні осцилограми під деяким кутом, виникає похибка із-за паралакса. Ця похибка, звичайно, складає до 1%.



Калібрування горизонтальної вісі здійснюється аналогічним чином. При цьому використовуються відома тривалість періоду сигналу калібратора і встановлена величина коефіцієнта розгортки. Для підстроювання генератора розгортки в осцилографах передбачене спеціальне регулювання.

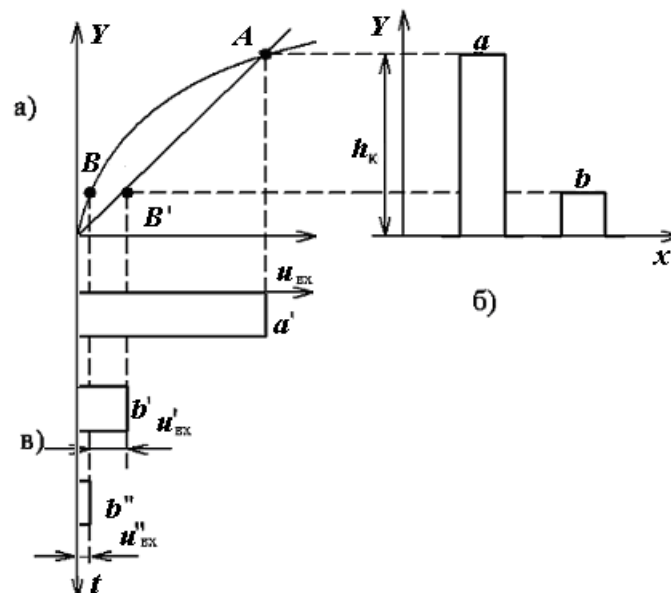


Рисунок 3.15 – До пояснення впливу нелінійності амплітудної характеристики каналу  $Y$

Похибка вимірювання напруг і часових інтервалів визначається не тільки неточністю суміщення і відліку лінійних розмірів. Істотно впливає також нелінійність амплітудної характеристики каналу  $Y$  і нелінійність розгортаючої напруги. Вплив нелінійності каналу на точність вимірювання напруги пояснюється на рис. 3.15, де зображена амплітудна характеристика каналу  $Y$ , тобто залежність величини відхилення променя по вісі  $Y$  від напруги  $U_{BX}$  на входних затискачах (рис. 3.15,а). Реальна амплітудна характеристика каналу нелінійна. Поряд розташована ідеалізована лінійна амплітудна характеристика. Припустимо, що на вхід  $Y$  подана еталонна напруга від калібратора (імпульс  $a'$  на рис. 3.15,в). Можливі два випадки. У першому випадку, коли коефіцієнт відхилення строго відповідає встановленому за шкалою регулятора, на екрані одержуємо каліброване відхилення  $h_k$  (осцилограма а на рис. 3.15,б). У другому випадку висота одержаної осцилограми не відповідає  $h_k$  і необхідне підстроювання. Після підстроювання зміненням коефіцієнта підсилення

підсилювача одержимо необхідний розмір осцилограми  $h_k$ . Оскільки в кінцевому результаті вхідна напруга  $U_{вх}$  і каліброване відхилення  $h_k$  в обох випадках однакові, точка  $A$  належить одночасно реальній і ідеалізованій амплітудній характеристиці. Таким чином, амплітудна характеристика може бути нелінійною, проте калібрування осі  $Y$  формально буде виконане і коефіцієнт відхилення відповідатиме номінальному. Якщо ж тепер провести вимірювання напруги, відповідній осцилограмі  $b$  множенням вертикального розміру осцилограми на коефіцієнт відхилення, одержимо  $u'_{вх}$  (осцилограма  $b'$ ). Насправді ж, внаслідок нелінійності характеристики осцилограма  $b$  (рис. 3.15, б) викликана напругою  $u''_{вх}$ . Абсолютна похибка вимірювання, викликана нелінійністю амплітудної характеристики, визначається різницею між дійсним і вимірним значенням напруги, тобто  $\Delta = u''_{вх} - u'_{вх}$ . Відомо, що при нелінійності амплітудної характеристики каналу  $Y$  5% відносна похибка вимірювання напруги складає 2...3%.

Розглянемо складові похибки вимірювання амплітуди, класифікуючи їх згідно складовим вимірювання. Похибка міри  $\delta_m$  складається з похибки напруги калібратора і похибки калібрування вхідного атенюатора. Інакше кажучи, це похибка номінального коефіцієнта відхилення  $\delta k_{відх}$ . Похибка перетворення визначається, головним чином, нерівномірністю перехідної характеристики днпх каналу вертикального відхилення. Візуальна похибка  $\delta_{віз}$  – похибка геометричного вимірювання розміру  $h$ . Похибка фіксації зливається з візуальною похибкою. Враховуючи, що всі складові похибки незалежні, сумарну похибку можна знайти таким чином:

$$\delta_U = \sqrt{\delta_{k_{відх}}^2 + \delta_{днпх}^2 + \delta_{віз}^2} \quad (3.24)$$

Візуальна похибка складається з похибки при суміщенні лінії променя з рисками шкали і дорівнює 1/5 ширини лінії і похибки відліку положення лінії відносно поділок шкали і дорівнює 1/3 ширини лінії

$$\delta_{\text{віз}} = \sqrt{\left(\frac{\frac{1}{5}b}{h} \cdot 100\right)^2 + \left(\frac{\frac{1}{3}b}{h} \cdot 100\right)^2}$$

де  $b$  – ширина лінії променя, мм

$h$  – розмір зображення, мм.

Наприклад, якщо  $h=80$  мм і  $b=0,8$  мм, можливе значення візуальної похибки

$$\delta_{\text{віз}} = 0,39\%$$

Похибка із-за нерівномірності ПХ (мінімальне значення якої для більшості осцилографів не перевищує ширину лінії променя, а максимальне знаходиться в межах 1...3 %.

Найбільше значення має похибка коефіцієнта відхилення, яка, наприклад, для осцилографів 2-го і 3-го класів складає, відповідно, 4 і 10%.

Сумарна похибка вимірювання тривалості імпульсу (або періоду сигналу) визначається наступним виразом

$$\delta_{\tau_u} = \sqrt{\delta_{k_p}^2 + \delta_{\text{віз}}^2 + \delta_{\text{нпх}}^2} \quad (3.25)$$

де  $\delta_{k_p}$  – допустима похибка коефіцієнта розгортки (довідкові дані);

$\delta_{\text{нпх}}$  – похибка, викликана нерівномірністю перехідної характеристики;

$\delta_{\text{віз}}$  – візуальна похибка і дорівнює

$$\delta_{\text{віз}} = \sqrt{\left(\frac{\frac{1}{5}b}{l} \cdot 100\right)^2 + \left(\frac{\frac{1}{3}b}{l} \cdot 100\right)^2}$$

де  $b$  – ширина лінії променя, мм;

$l$  – розмір зображення за рівнем 0,5 амплітуди, мм.

*Вбудовані цифрові вимірювачі.* Більш досконалі є прилади, в яких замість калібраторів застосовані вбудовані цифрові вольтметри, вимірювачі інтервалів часу і частоти. Результати вимірювань або відображаються за

допомогою цифрових індикаторів (цифрового дисплея), або висвічуються на екрані ЕПТ в буквено-цифровій формі.

Розглянемо, яким чином вимірюються інтервали часу. Для цього скористуємося структурною схемою на рис. 3.16 і графіками, що пояснюють вимірювання тривалості прямокутного імпульсу (на рівні 0,5 амплітуди, рис. 3.17).

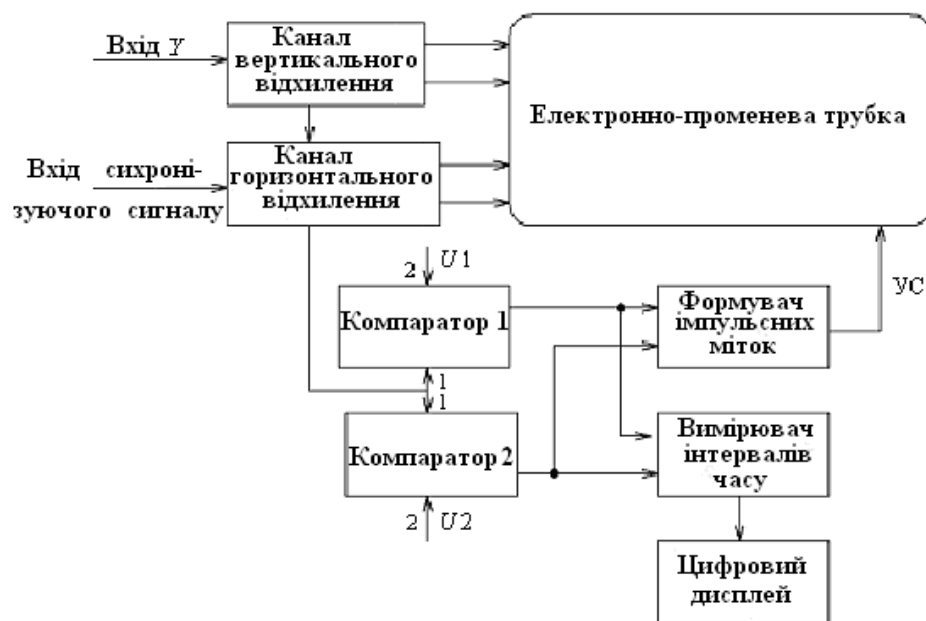


Рисунок 3.16 – Структурна схема ЕО з вбудованими вимірювачами  
Досліджуваний імпульс через канал вертикального відхилення поступає на вертикально відхиляючі пластини ЕПТ. Напряга розгортки поступає на входи 1 обох компараторів. У компараторі I вона порівнюється з напругою постійного струму  $U_1$ , що підводиться до входу 2 компаратора I, а в компараторі 2 – з напругою постійного струму  $U_2$  (рис. 3.17,а).

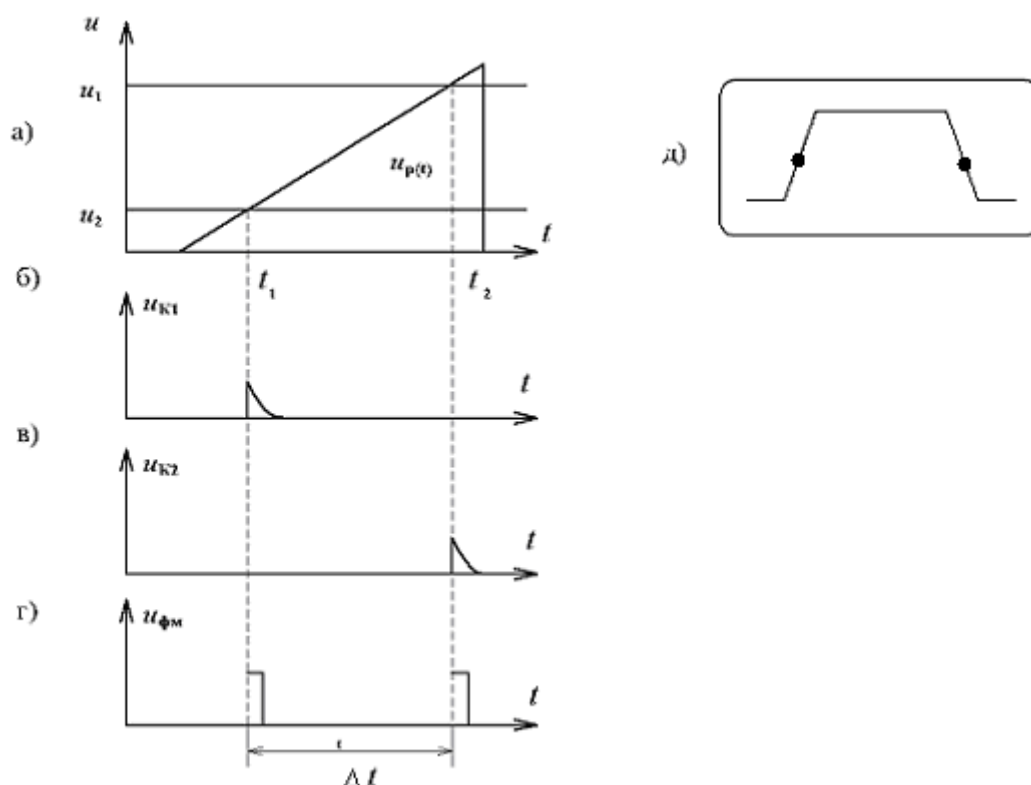


Рисунок 3.17 – Графіки, пояснюючі вимірювання тривалості прямокутного імпульсу

В момент  $t_1$ , коли  $u_p(t_1)=U_1$  на виході компаратора 1 виникає короткий імпульс (рис. 3.17,а і б). Аналогічно, на виході компаратора 2 з'являється короткий імпульс в момент  $t_2$  за, виконання умови  $u_p(t_2)=U_2$  (рис. 3.17,а і в).

Одержані імпульси поступають у формувач імпульсів міток звідки, після формування (рис. 3.17,г), подаються на керуючий електрод, (модулятор) ЕПТ.

В моменти появи сформованих імпульсів яскравість світіння збільшується, і на зображенні досліджуваного прямокутного імпульсу (рис. 3.17,д) утворюються мітки яскравості.

За допомогою органів регулювання, виведених на передню панель приладу, можна змінювати напруги  $U_1$  і  $U_2$ . Це тягне за собою змінення моментів появи імпульсів (рис. 3.17,а...г) і, отже, положення міток яскравості на зображенні досліджуваного імпульсу (рис. 3.17,д). Після того, як мітки будуть встановлені на необхідному рівні (у нашому випадку – на рівні 0,5 амплітуди імпульсу), інтервал  $\Delta t$  між імпульсами, що створюють мітки яскравості (рис. 3.17,г), визначається вимірювачем інтервалів часу. Результат

вимірювання шуканого значення тривалості прямокутного імпульсу відображається на цифровому дисплеї.

Спираючись на викладену процедуру, неважко уявити собі методику вимірювання тривалості фронту досліджуваного імпульсу. Для цього потрібно так вибрати напруги  $U_1$  і  $U_2$ , щоб мітки яскравості «лежали» на зображенні фронту імпульсу, причому положення першої повинно відповідати рівню 0,1 амплітуди, а положення другої – рівню 0,9 амплітуди.

Якщо в пристрій, зображений на рис. 3.16, ввести схему запам'ятовування максимального рівня досліджуваного імпульсу і подати запам'ятовану напругу на вхід 2 компаратора 2 (замість напруги  $U_2$ ), а на вході 2 компаратора 1 встановити  $U_1=0$ , то інтервал часу, що розділяє вихідні імпульси компараторів, буде пропорційний амплітуді імпульсу  $U_m$ . Вимірявши цей інтервал, також можна визначити значення  $U_m$ .

### **3.6 Особливості осцилографування наносекундних імпульсів і сигналів надвисоких частот**

При часовому аналізі імпульсних процесів нано- і пікосекундної тривалості, гармонійних коливань НВЧ виникають специфічні вимоги до окремих вузлів осцилографа, а саме: забезпечення широкої смуги частот підсилювачів, що призводить до ускладнення їх конструкції; усунення впливу паразитних ємностей і індуктивностей, що позначаються на таких частотах; урахування кінцевого часу прольоту електронів вздовж відхиляючої системи (період сигналу стає сумірним з часом прольоту, що значно знижує чутливість. Таке явище спостерігається вже при частотах 100 МГц). Із збільшенням швидкості руху променя відносно екрана ЕПТ також дуже сильно зменшується яскравість його світіння. У зв'язку з цим різко зростають вимоги до швидкості розгортки, а значить до конструкції генератора розгортки.

ЕПТ швидкісних осцилографів мають відхиляючу систему типу „рухомої хвилі”, і електроди в них виконані таким чином, щоб звести до мінімуму вплив

паразитних ємностей і індуктивностей. Підсилювачі вимагають застосування елементної бази з високими граничними частотами.

Всі ці заходи значно ускладнюють і здорожують ЕО і не завжди дають потрібний ефект. Тому прийшли до використання стробоскопічної приставки до звичайного ЕО.

Стробоскопічний спосіб осцилографування полягає в трансформації масштабу часу (п. 1.7) досліджуваного імпульсу (сигналу). Останній штучно «розтягується» в часі, строго зберігаючи свою форму. Еквівалентна смуга пропускання підсилювача вертикального відхилення розширюється в стільки разів, у скільки разів розтягується досліджуваний імпульс. Вдається здійснити розтяжку у десятки тисяч разів.

Одним з технічних рішень стробоскопічного способу осцилографування є амплітудна імпульсна модуляція коротких прямокутних імпульсів (так званих, «стробуючих»  $\tau_{ст}$ ) напругою досліджуваного сигналу. Тривалість цих імпульсів значно менше тривалості  $\tau$  досліджуваного імпульсу. Період проходження стробуючих імпульсів  $T_{ст}$  рівний або кратний періоду проходження  $T_i$  спостережуваних імпульсів. Крім того, початок кожного подальшого стробуючого імпульсу зсунуто в часі відносно попереднього імпульсу на інтервал  $\Delta T$ . Інтервал  $\Delta T$  в  $m$  разів коротший за тривалість сигналу, але більший або рівний тривалості стробуючого імпульсу:  $\tau \geq \Delta T \geq \tau_{ст}$ .

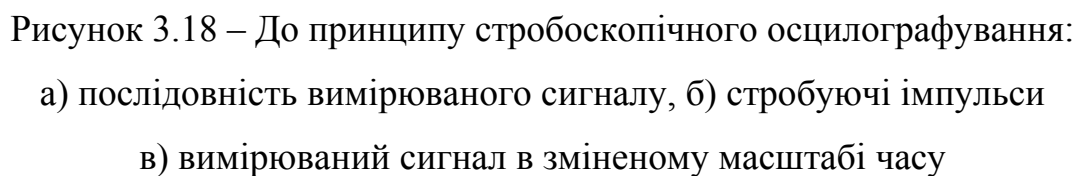
На рис. 3.18 представлені графіки, пояснюючі принцип змінення масштабу часу. Стробуючі імпульси начебто зондують в даний момент досліджуваний імпульс і набувають висоти, рівній миттєвому значенню останнього. З рисунку видно, що потрібна жорстка синхронізація частоти проходження стробуючих і досліджуваних імпульсів, щоб положення перших співпадало за часом з одним і тим же місцем других при багатократному їх повторенні. Звідси також витікає, що відомості про форму імпульсу розміщені тільки в значенні амплітуди стробуючих імпульсів, відтворення вершин яких достатньо для отримання на екрані осцилографа зображення, подібного досліджуваному імпульсу.

При  $p$ -кратному періоді проходження стробуючого імпульсу відносно періоду досліджуваного сигналу строб-імпульси модулюються тільки  $(p+1)$ -м сигнальним імпульсом. Змінення масштабу або коефіцієнт часової трансформації  $q=pT_i/T$ . Швидкість розгортки осцилографа, необхідна при цьому способі, в  $q$  разів менша, ніж при прямому осцилографуванні.

Модульований за амплітудою стробуючий імпульс підсилюється (при необхідності) і обов'язково подовжується (розширюється) без змінення його висоти. Це легко виконується, оскільки коефіцієнт заповнення послідовності стробуючих імпульсів дуже малий. Розширені імпульси поступають на вхід підсилювача вертикального відхилення осцилографа, і їх верхівки висвічують точки на екрані. Осцилограма складається з штрихів, що світяться, число яких дорівнює  $(m-1)$ . Чим коротше інтервал  $\Delta T$  і більше  $m$ , тим більш детально представляється досліджуваний імпульс в зміненому масштабі часу.

З принципу стробування очевидно, що цим способом можна спостерігати тільки періодичну послідовність імпульсів. Чутливість стробоскопічного способу дослідження наносекундних імпульсів висока, оскільки до входу підсилювача осцилографа амплітудно-модульовані строб-імпульси посилюються і розширюються. Тому підсилювач вертикального відхилення осцилографа може бути вузькосмуговим і з великим підсиленням.



[illegible]

169

Можна подавати і запускаючі імпульси, від яких одночасно спрацьовують джерело сигналу і стробуючий пристрій. У блоці формування імпульси посилюються і формуються в короткі прямокутні імпульси з крутим фронтом (рис. 3.20,а). Це синхронізуючі імпульси, оскільки їх призначення – синхронізувати частоту генератора розгортки осцилографа і частоту генератора другої пилкоподібної напруги.



Рисунок 3.20 – Спосіб здійснення зсуву стробуючих імпульсів

Період коливання розгортки осцилографа у багато разів більше періоду коливань другого генератора, тому останній часто називають генератором «швидкої пилки», а пилкоподібна напруга розгортки осцилографа – «повільною пилкою». Напруги «повільної» і «швидкої» пилки поступають на блок порівняння, який виробляє короткий імпульс кожного разу, коли ці напруги виявляються рівними (рис. 3.20,б). Кожен момент рівності напруг в межах одного періоду розгортки осцилографа зсунутий відносно попереднього на інтервал  $\Delta T$ . Імпульс блоку порівняння запускає генератор стробуючих імпульсів і блок підсвічування. Перший видає стробуючий імпульс (рис. 3.20,в),

який поступає на імпульсний модулятор-вентиль (рис. 3.19) і генератор «швидкої пилки», другий виробляє позитивний імпульс, що здійснює підсвічування променя у момент виникнення строб-імпульсу.

Імпульсний модулятор-вентиль, зазвичай, знаходиться в закритому стані і відкривається тільки у момент приходу стробуючого імпульсу. На його виході з'являється імпульс, амплітуда якого рівна значенню сигналу в даний момент. Оскільки стробуючі імпульси відкривають модулятор-вентиль послідовно із зсувом  $\Delta T$ , то вони виявляються амплітудно-модульованими досліджуванним сигналом і в сукупності за час розгортки осцилографа повторюють «по точках» форму цього сигналу. Генератор «швидкої пилки» тим самим стробуючим імпульсом закривається і «чекає» наступного синхронізуючого імпульсу, який знову його запускає. Призначення підсилювача і розширювача приведені вище.

Інтервал часу між початком синхронізуючого імпульсу і виникненням стробуючого імпульсу хоч і дуже малий, але кінцевий, тому існує небезпека «запізнення» стробуючого імпульсу до початку досліджуваного сигналу. Щоб усунути цю небезпеку, сигнал затримується лінією затримки, яка в даному випадку є невеликим відрізком коаксіального кабелю.

Промисловістю випускаються одно- і двоканальні стробоскопічні осцилографи з еквівалентною смугою частот 0,5 ГГц і тривалістю розгортки 0,05 нс/поділ, 10 мкс/поділ.

### **3.7 Застосування мікропроцесорів в осцилографах**

Застосування мікропроцесорів в ЕО дозволило програмувати управління цими приладами, і це радикально спростило його експлуатацію. Наприклад, можна тільки одним перемикачем встановлювати необхідні значення коефіцієнта підсилення каналу вертикального відхилення (розмір зображення по вертикалі), тривалості розгортаючої напруги і т.і. Функції управління групуються за логічним принципом, і вибір бажаної функції досягається натисненням відповідної клавіші. Природно, що при цьому зовнішня панель

осцилографу змінилася. Управління не тільки спростилося, але і стало гнучкішим. Його можна здійснити як за програмою роботи внутрішнього мікроконтролера, так і за допомогою контролера системного інтерфейсу, до якого підключається прилад. Створені можливості повної автоматизації управління роботою електронно-променевого осцилографу (не враховуючи функцій регулювання режиму роботи ЕПТ, які виконуються перед початком дослідження вручну), пересилки результатів вимірювання через інтерфейс в друкуючий пристрій або пристрій обробки.

Ще однією можливістю мікропроцесорних осцилографів є спрощення вимірювальної процедури, зниження трудомісткості вимірювань, підвищення їх точності, розширення переліку вимірюваних параметрів сигналів, виконання математичних операцій. Характерним прикладом може служити вимірювання тривалості фронту (або зрізу) прямокутного імпульсу. Щоб здійснити це вимірювання, досить встановити на зображенні фронту дві мітки, що світяться, – одну на нульовому рівні, а другу – на рівні, відповідному амплітуді імпульсу, і натиснути відповідну клавішу. Результат вимірювання відображається на екрані у вигляді десяткового числа з вказівкою одиниць вимірювання.

Для осцилографів, що містять мікропроцесорну систему, знижуються вимоги до точності установки і стабільності коефіцієнтів передачі каналів. Можливі з цих причини похибки коректуються за збереженими в пам'яті точними значеннями коефіцієнтів передачі каналів вертикального і горизонтального відхилення. Виконання операції усереднювання досліджуваного сигналу за велике число періодів суттєво послабляє вплив перешкод, покращує якість осцилограми. Кажучи про розширення переліку вимірюваних параметрів досліджуваного сигналу, слід зазначити, що до цього переліку увійшли такі параметри, як частота періодичного сигналу, середньоквадратичне значення напруги, площа імпульсу, енергія і інші параметри, вимірювання яких виконуються натисненням однієї клавіші і не вимагають обчислень.

Третя нова можливість полягає в підвищенні ефективності випробувань і налаштування електронних схем в процесі їх розробки. У пам'ять мікропроцесорної системи заносяться розрахункові дані, що характеризують ідеальну схему, її реакцію в цілому або окремих елементарних схем на типові випробувальні сигнали. Після виконання реальної схеми, одержані при її випробуванні дані зіставляються з тими, що зберігаються в пам'яті. Результат порівняння несе інформацію, якою керуються при налаштуванні і доопрацюванні схеми. Багаторазові випробування і зіставлення дозволяють оцінити роль кожного вузла і компонента розроблюваної схеми і оптимізувати її за вибраним критерієм.

Ще одна істотна можливість – прискорення калібрування і регулювання осцилографа. Ця процедура, що проводиться періодично згідно встановленому регламенту, в умовах експлуатації не вимагає проникнення всередину приладу (зняття кожуха). Вона виконується за допомогою органів управління, розташованих на передній панелі. За заданою програмою обчислюються значення калібрувальних коефіцієнтів, які записуються в ПЗП. У ній зберігаються також вказівки по проведенню калібрування. Вони послідовно виводяться на екран ЕПТ і служать покроковими інструкціями для особи, що здійснює калібрування. Хоча вона і вимагає участі людини, але в набагато меншому ступені, ніж при виконанні цієї процедури із звичайним осцилографом. Після закінчення попереднього калібрування значення встановлених параметрів фіксуються в запам'ятовуючому пристрої. В ході вимірювань калібрування проводиться автоматично після натиснення відповідної клавіші.

Варіанти побудови мікропроцесорних осцилографів різноманітні. У різних ЕО, що містять мікропроцесор, виконувані ним функції неоднакові. На мікропроцесор можуть покладатися тільки функції управління, причому в окремих приладах – для вирішення порівняно вузького завдання. Іноді його основне призначення – виконання вимірювальних операцій. У деяких схемах розмежовані власне осцилографічна частина і мікропроцесорна система, що

вирішує ряд завдань управління, вимірювання і обробки. Є прилади, у яких всі регулювання робочих режимів здійснюються програмним шляхом, автоматизовані вимірювальні процедури, включаючи калібрування, проводяться необхідні обчислення, обробка сигналів і результатів вимірювань. Природно, що від об'єму і характеру функцій, виконуваних мікропроцесорною системою, залежить загальна структура осцилографа.

Один з перших програмованих осцилографів був поєднанням звичайного універсального аналогового осцилографа і пристрою цифрової обробки, побудованого на основі мікропроцесорної системи. Виконаний конструктивно у вигляді єдиного блока, цей прилад має багато нових можливостей мікропроцесорних осцилографів.



Рисунок 3.21 – Спрощена структурна схема ЕО із застосуванням мікропроцесора

На рис. 3.21 приведена спрощена структурна схема такого осцилографа. У верхній частині рисунка зображений аналоговий осцилограф (канал управління яскравістю  $Z$ , а також засоби вимірювання і відображення параметрів сигналів не показані, щоб не ускладнювати рисунок). Розташовані в середній частині

АЦП і ЦАП, а також модулі запам'ятовуючих пристроїв в поєднанні з функцією контролера мікропроцесорної системи дозволяють використовувати розглядуваний прилад як цифровий запам'ятовуючий осцилограф. Мікропроцесорна система, що знаходиться в нижній частині рисунка, – це система програмного управління і цифрової обробки.

При отриманні зображення досліджуваного сигналу в реальному масштабі часу прилад працює як звичайний універсальний осцилограф. Якщо немає необхідності скористатися можливостями програмного управління і цифрової обробки, створюваними мікропроцесорною системою, то це звичайний аналоговий осцилограф із своїми органами управління. Клавiші (клавiатура), за допомогою яких здійснюються можливості, закладені в цифровій частині, розташовані окремо. Мікропроцесорна система додає осцилографу нових властивостей. Вона містить всі основні модулі, характерні для таких систем. Основною поєднуючою ланкою між нею і аналоговою частиною осцилографа служить АЦП.

Особливості аналого-цифрового перетворення осцилографованих сигналів можна розглянути на прикладі широкосмугового мікропроцесорного осцилографа, смуга пропускання каналу вертикального відхилення якого 400 МГц (мінімальний коефіцієнт розгортки 0,5 нс/поділ). Необхідність запам'ятовування високочастотних сигналів при збереженні високої роздільної здатності відображення досліджуваного сигналу визначає специфіку аналого-цифрового перетворення: дискретизацію аналогового сигналу з малими інтервалами (високою частотою) і квантування за великим числом рівнів. У розглядуваному осцилографі обидві операції виконуються з відносною похибкою, що не перевищує  $2^{-10}$ , тобто найбільша роздільна здатність і по горизонтальній, і по вертикальній вісям екрану складає 1/1024 (0,1%). Для досягнення таких високих характеристик потрібні 10 двійкових розрядів (біт) квантування і дискретизація з частотою не нижче 1 ГГц (при смугі 400 МГц), тобто потрібна дуже велика швидкодія АЦП. Досягти цього можна, застосувавши нерівномірний крок дискретизації, який дозволяє

вирішити створення аналого-цифрового перетворення на основі 10-бітового АЦП (типу порозрядного урівноваження), що характеризується часом перетворення 1 мкс. Пояснимо суть цього методу, для чого скористаємося рис. 3.22.

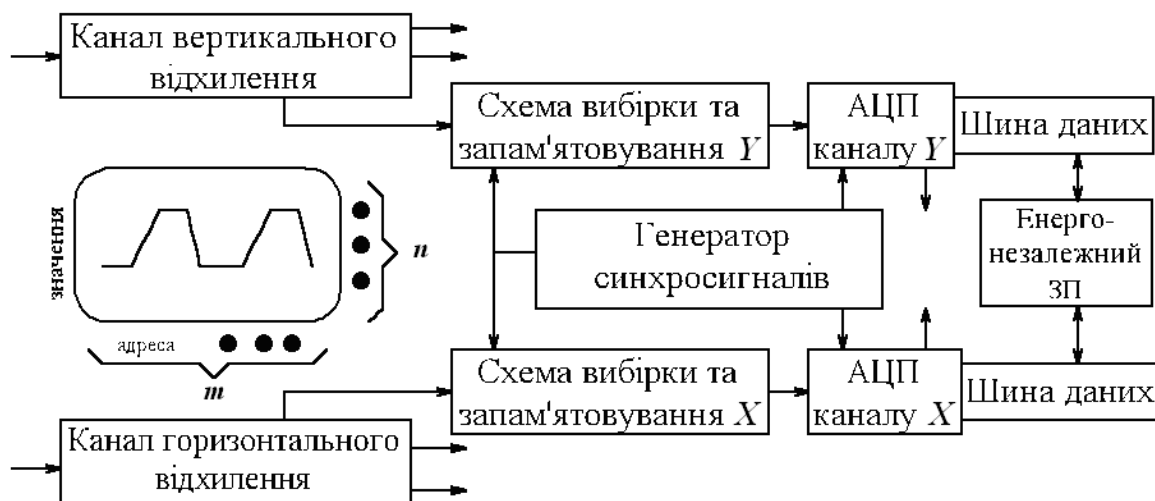


Рисунок 3.22 – Елемент схеми осцилографа з АЦП порозрядного урівноваження

Екран ЕПТ представляється у вигляді сукупності  $n \times m$  елементарних комірок:  $n=1024$  – число комірок по вертикалі,  $m=n$  (або  $n/2$ ,  $n/4$ ,  $n/8$ ) – число комірок по горизонталі. Порядковий номер  $i$ -ої комірки, відлічуваний по горизонтальній вісі, вказує адресу певної ординати кривої відображуваного сигналу, а порядковий номер тієї ж комірки по вертикалі відповідає числовому значенню  $i$ -ої ординати. Число  $i$  виходить в результаті аналого-цифрового перетворення розгортаючої напруги, що поступає з каналу горизонтального відхилення в АЦП каналу  $X$ . Число, що утворюється на виході цього АЦП, відповідне значенню розгортаючої напруги у момент вибірки, поступає в шину адреси  $i$  і використовується для формування адреси комірки пам'яті енергонезалежного ЗП. Число  $k$  представляє результат аналого-цифрового перетворення осцилографованого сигналу, що підводиться до АЦП каналу  $Y$ . Одержане число передається через шину даних в елемент пам'яті вказаної адреси, в якій  $i$  зберігається.



Моменти вибірок (дискретизації) сигналів, що поступають з каналів горизонтального і вертикального відхилення на відповідні схеми вибірок і запам'ятовування, задаються імпульсами, виробленими генератором синхросигналів. Імпульси вибірок мають дуже малу тривалість (вони подібні імпульсам, вживаним для дискретизації сигналів в стробоскопічних запам'ятовуваннях, на час, достатній для перетворення за допомогою АЦП (в даному випадку – на 1 мкс). Інтервали проходження імпульсів вибірок змінюються випадковим чином, і вибірки виходять нерегулярними по відношенню до перетворюваного аналогового сигналу. Вони здійснюються в різних точках періодично повторюваного сигналу. Після заповнення кожної комірки ЗП, що знаходиться за вказаним вихідним числом АЦП каналу  $X$  адреси, видається сигнал, індикує заповнення. Результати подальших вибірок фіксуються в інших комірках пам'яті. Процедура взяття вибірок триває до заповнення, принаймні, 99% загального об'єму комірок, відведеного в ЗП для цифрового представлення осцилографуємого сигналу. В результаті в пам'яті опиняються записаними значення сигналу, які необхідні для подальшого його відображення на екрані осцилографа.

Як видно з рис. 3.21, мікропроцесорна система має звичайну структуру, проте специфіка її роботи в осцилографі визначає вимоги до модулів, що входять до неї, і алгоритмів функціонування. Сказане, перш за все, відноситься до мікропроцесора.

Використання 10-розрядного АЦП і вимоги до швидкості обробки і обчислювальних можливостей мікропроцесорної системи зумовили орієнтацію на 16-розрядний мікропроцесор. Застосований в осцилографі мікропроцесор допускає шістнадцять вектор-переривань, що важливо в умовах специфіки роботи осцилографа, особливо при підключенні до системного інтерфейсу. Ще одна суттєва особливість мікропроцесора полягає в тому, що він містить 16 регістрів загального призначення. Це спрощує і прискорює обробку даних. Слід також відзначити, що наявність у складі шини управління ліній запитів і дозволів, які можуть бути використані для очищення шин даних і адреси,

створюючи прямий доступ до пам'яті, дозволяє прискорити запис і зчитування поточних даних оброблюваного сигналу, скоротити тривалість аналого-цифрового перетворення і процедури відображення.

Передбачена можливість застосування програмованого ПЗП та ОЗП необхідної ємності.

*Клавіатура управління цифровою частиною приладу.* Відповідно до принципу поступового переходу від звичайного осцилографа до програмованого побудована система управління цифровою частиною приладу. Ця система розділена на дві підсистеми. Перша є сукупністю клавіш, розміщених безпосередньо на передній панелі осцилографа і призначених для здійснення лише тих функцій, які відносно близькі до традиційних: вимірювання максимального і мінімального значень напруги досліджуваного сигналу, його розмаху, середньоквадратичного значення, тривалості фронту і зрізу прямокутного імпульсу і т.і. Сюди ж відносяться клавіші для управління дискретизацією сигналу.

Друга підсистема – це виносна клавіатура, що розширює функціональні можливості приладу і дозволяє управляти ним на відстані. З метою полегшення освоєння осцилографа і його експлуатації виносна клавіатура орієнтована на мову символічних клавіш – мову програмування, вживану в настільних калькуляторах. Особливість цієї мови полягає в тому, що конкретна функція задається натисненням (одним пальцем) клавіші, що має відповідне мнемонічне позначення. Кожна операція (визначувана тільки оператором і операндом) виконується незалежно від інших, і результат виходить негайно. Його можна відобразити спільно з назвою операції на екрані ЕПТ.

Одна група клавіш служить для вибору режиму осцилографування: у реальному масштабі часу або із запам'ятовуванням, а також поєднання того і іншого. Управління відображенням в режимі запам'ятовування досягається за допомогою інших клавіш, що визначають характер зображення на екрані – точкове або безперервне, а також дозволяюче одержувати осцилограми в системі координат сигнал – час або сигнал – сигнал, стирати зображення

(повністю або частково). Передбачені клавіші, за допомогою яких можна змінювати масштаби по вертикальній і горизонтальній вісях, а також переміщати осцилограму по екрану. Є клавіші для введення констант, вибору номера збережуваного сигналу, зміни числа і положення міток, використовуваних при вимірюваннях.

Група клавіш служить для виконання математичних операцій з числами – арифметичних, обчислення логарифмів і експоненціальних функцій. Спеціальні клавіші дозволяють виконувати такі функціональні перетворення сигналів, як диференціювання, інтегрування, усереднювання, і здійснювати лінійну інтерполяцію з метою відновлення форми сигналу за окремими точками (ці точки з'єднуються відрізками прямих). Ще одна група клавіш призначена для завдання програмного режиму роботи. Передбачена можливість переривання програми.

### **3.8 Цифрові запам'ятовуючі осцилографи**

Застосування запам'ятовуючих осцилографів суттєво підвищило ефективність експериментального дослідження багатьох процесів. Ці прилади можуть бути аналоговими – зі спеціальними запам'ятовуючими ЕПТ, і цифровими, виконуваними на звичайних ЕПТ.

Перевагою аналогових приладів є дуже широкий частотний діапазон досліджуваних сигналів. Проте у цифрових запам'ятовуючих ЕО є свої безперечні переваги: практично необмежена тривалість зберігання запам'ятованої інформації; широкі межі зміни швидкості зчитування; можливість сповільненого відтворення окремих ділянок запам'ятованої осцилограми (наприклад, один з осцилографів дозволяє встановлювати коефіцієнт розгортки 1 год /см); яскраві і чіткі осцилограми, набагато контрастніші, ніж в аналогових запам'ятовуючих ЕО, простота управління, виведення інформації в цифровій формі на ЕОМ або обробка її усередині осцилографа.

Структурна схема цифрового запам'ятовуючого ЕО приведена на рис. 3.23. Особливість цього приладу в тому, що він може працювати в двох режимах. Коли перемикачі  $S$  знаходяться в положенні 1 (обидва перемикачі управляються одним органом), схема є звичайним універсальним осцилографом і працює в нормальному режимі. Після переведення перемикачів в положення 2, що відповідає режиму запам'ятовування і відображення, утворюється схема запам'ятовуючого цифрового осцилографа. Його робота полягає в наступному.

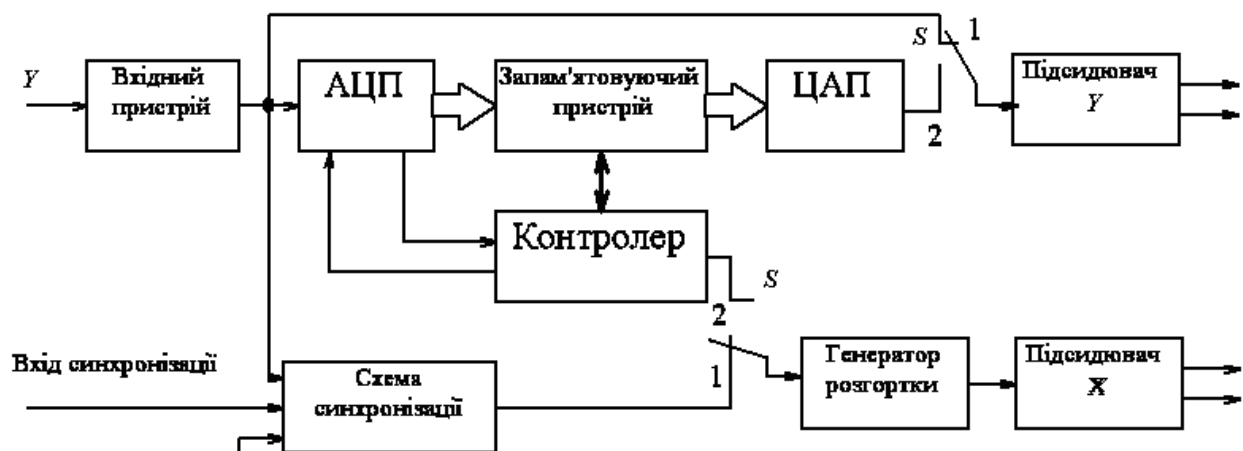


Рисунок 3.23 – Структурна схема цифрового запам'ятовуючого осцилографа

Напруга  $u(t)$  досліджуваного сигналу поступає через вхідний блок на інформаційний вхід АЦП. З контролера у момент  $t_i$  подається на керуючий вхід АЦП сигнал початку перетворення, за яким напруга  $u(t_i)$  перетвориться в числовий еквівалент (п. 1.11). Після закінчення перетворення контролер одержує від АЦП відповідний сигнал. Утворюване на виході АЦП число передається в певну комірку запам'ятовуючого пристрою. В останньому за інтервал дослідження накопичується сукупність чисел, яка може зберігатися скільки завгодно довго, оскільки запам'ятовуючий пристрій – енергонезалежний. При необхідності відображення збереженої інформації за командою контролера з пам'яті вибираються в необхідній послідовності числа і подаються на цифровий вхід ЦАП, який перетворить числа в напруги. Їх

значення в кожен момент відповідають числу, що поступило на вхід ЦАП. Напруги передаються через підсилювач каналу  $Y$  на вертикально відхиляючі пластини ЕПТ. Осцилограма є сукупністю точок, що світяться. Для отримання безперервного зображення кривої (таке зображення називають векторним) між виходом ЦАП і входом підсилювача включають блок інтерполяції (згладжування).

Найбільш суттєвим недоліком осцилографів описаного виду є обмежена смуга пропускання в режимі запам'ятовування, обумовлена відносно невисокою швидкодією АЦП. Так у більшості цифрових запам'ятовуючих ЕО, що знаходяться в експлуатації, смуга пропускання при дослідженні неперіодичних сигналів складає 1 або 10 МГц. Останнім часом вирішене завдання побудови цифрових широкосмугових осцилографів в результаті підвищення швидкодії АЦП, а також розробки нових методів дискретизації, інтерполяції і відображення сигналів.

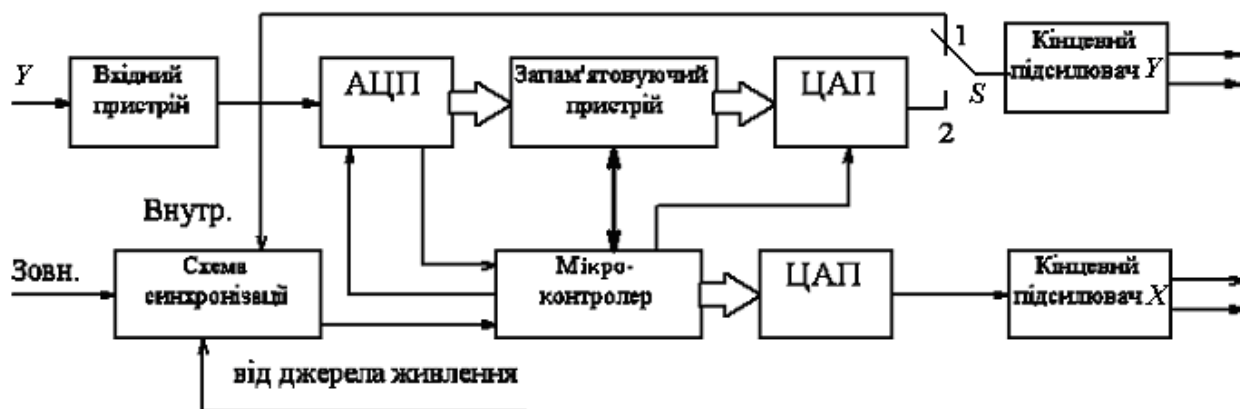


Рисунок 3.24 – Структурна схема цифрового запам'ятовуючого осцилографа

Ще один варіант структурної схеми цифрового запам'ятовуючого ЕО представлений на рис. 3.24. Її основна відмінність від вже розглянутої схеми (рис. 3.23) в тому, що функції генератора розгортаючої напруги виконує ЦАП, керований даними, які поступають на його цифровий вхід із мікроконтролера. На виході ЦАП утворюється ступінчасто-змінна напруга. Щоб вона мало відхилялась від лінійно-змінної напруги, яка виробляється аналоговим

генератором розгортки (інтегратором), застосовується 10-бітовий ЦАП. Оскільки  $2^{10}=1024$ , то при подачі на цифровий вхід ЦАП чисел, що змінюються від 0 до 1023 з дискретністю 1, напруга на його виході росте, приймаючи 1023 значення. Отже, весь діапазон вихідної напруги розбивається на 1023 однакових сходинок і горизонтальне переміщення променя, практично, виходить пропорційним часу. Максимальна швидкість розгортки визначається швидкодією ЦАП і мікроконтролера. Регулюється швидкість зниженням або підвищенням частоти зміни чисел на цифровому вході ЦАП.

Слід замітити, що система АЦП – запам'ятовуючий пристрій – ЦАП каналу  $Y$  дозволяє здійснити регульовану в широких межах затримку досліджуваного сигналу в каналі вертикального відхилення, що в поєднанні з ЦАП каналу  $X$ , який служить генератором розгортаючої напруги, гарантує високоякісну синхронізацію.

### **3.9 Перспективи розвитку ЗВТ для часового аналізу сигналів**

Вище вже були викладені окремі питання вдосконалення електронних осцилографів. Підсумовуючи вищевикладене, відзначимо основні напрямки розвитку ЕО.

Головним напрямком розвитку ЗВТ для часового аналізу сигналів є поліпшення їх метрологічних характеристик за рахунок використання нової елементної бази (зменшення похибки, розширення смуги частот, збільшення роздільної здатності і чутливості і т. і.).

Ще одним напрямком є автоматизація процесів вимірювання (автоматизація синхронізації, калібрування, вибору меж вимірювання і т. і.).

Третій напрямок пов'язаний із створенням багатofункціональних ЗВТ на базі ЕО-мультиметрів.

Наступним напрямком є впровадження цифрових ЕО, що дозволило створити програмовані осцилографи на базі мікропроцесорів. Природно, що це

призводить до значного ускладнення схемної реалізації ЕО і його подорожчанню.

Як вже було відмічено, одним з основних вузлів ЕО є ЕПТ. Їх переваги добре відомі. Проте, по мірі розвитку ряду областей техніки і, перш за все, цифрової техніки, ускладнилися вимоги до ЕО, які підкреслюють недоліки ЕПТ.

До основних недоліків ЕПТ відносяться велика довжина трубки (що вимагає великих розмірів пристрою, в якому застосовується ЕПТ), високі живлячі напруги, порівняно мала довговічність, невисока механічна міцність, порівняно малі розміри екрана. При побудові цифрових ЕО виникає проблема безпосереднього узгодження ЕПТ з пристроями цифрової техніки. Не слід забувати і того, що ЕПТ – вакуумний прилад.

За останні роки інтенсивно розроблялися (і розробляються в даний час) пристрої відображення інформації з плоскими екранами, позбавлені недоліків ЕПТ (або хоча б деяких з них). До таких пристроїв відносять газорозрядні індикаторні панелі, рідиннокристалічні дисплеї, електролюмінесцентні індикатори, твердотільні панелі – сегнетоелектричні і на світловипромінювальних діодах.

Розглянемо детальніше деякі з них.

*Газорозрядні індикаторні панелі*, використовувані замість ЕПТ ділять на три види: постійного і змінного струму, а також комбіновані. Всі газорозрядні панелі мають матричну структуру. Індикаторні панелі постійного струму, залежно від закладеного в їхній конструкції принципу керування, поділяють на панелі із зовнішньою комутацією і самоскануванням (внутрішньою комутацією).

Основою конструкції індикаторної панелі постійного струму із зовнішньою комутацією служать дві скляні пластини – лицьова і тильна, між якими розміщена діелектрична матриця – пластина з діелектрика з системою отворів у вигляді рядків і стовпців. На внутрішніх поверхнях обох скляних пластин нанесені електроди у вигляді паралельних ліній. Електроди лицьової пластини,

через яку випромінюється світло, прозорі і розташовані горизонтально. Їх називають анодами. На тильній пластині паралельні лінії електродів, які звуться катодами, направлені вертикально. Інакше кажучи, виходить система взаємно перпендикулярних електродів. Отвори в діелектричній пластині знаходяться в точках, в яких як би перетинаються аноди і катоди. Простір між скляними пластинами наповнений сумішшю інертних газів, і панель герметизована по периметру. Таким чином отвори в діелектричній пластині, заповнені газом, є газорозрядними комірками. Газорозрядна матриця, що складається з цих комірок, містить  $m$  рядків, де  $m$  визначає число анодів, і  $n$  стовпців, де  $n$ -число катодів (рис. 3.26). Загальне число комірок матриці  $m \times n$  характеризує інформаційну ємність панелі. Наприклад, газорозрядна панель ГПП-10 000, у якої  $m=n=100$ , має інформаційну ємність 10 000 елементів.

Щоб світилася комірка номер  $jl$ , розташована на перетині  $j$ -го катода і  $l$ -го анода, необхідно її збудити – викликати газовий розряд саме в цій комірці (при незбуджених решті комірок). Для цього між  $l$ -м анодом і  $j$ -м катодом повинна бути створена різниця потенціалів (близько 250 В), значення якої перевершує значення потенціалу запалення. Для припинення світіння даної комірки різниця потенціалів між  $l$ -м анодом і  $j$ -м катодом повинна бути знижена до значення, меншого потенціалу гасіння.

Таким чином, необхідна спеціальна схема керування, що здійснює горизонтальну розгортку (вибір катода номер  $j$ ) і «відхилення» по вертикалі (вибір анода, номер  $l$  якого відповідає значенню досліджуваної напруги). Подібні схеми досить складні, містять велике число компонентів: матриця розмірів  $m \times n$  вимагає застосування  $m+n$  формувачів напруги і такого ж числа з'єднань.

Основними характеристиками газорозрядної індикаторної панелі, як і інших пристроїв відображення інформації з плоскими екранами, є яскравість, контрастність зображення, колір випромінювання, інформаційна ємність, роздільна здатність екрана, інформаційна продуктивність.



Роздільна здатність визначається числом елементів, що припадають на один міліметр екрана. Її граничне значення, визначуване властивостями ока людини, складає 8...10 елементів на міліметр. Цілком прийнятна роздільна здатність 5...6 елементів на міліметр, це еквівалентно (у розумінні безперервності і плавності ліній осцилограми) можливостям ЕПТ з товщиною променя 0,2...0,3 мм.

Під інформаційною ємністю розуміється потік інформації, передаваний пристроєм відображення осцилографа. Вона визначається, головним чином, швидкістю запису і стирання інформації на панелі. Характеризує можливості змінення розміру осцилограми і зсуву її, а також допоміжних сигналів і буквено-цифрових елементів, що відображають результати вимірювання. Основні недоліки панелей постійного струму із зовнішньою комутацією – значний час запізнювання запалювання комірок, мерехтіння при частоті нижче 50 Гц і необхідність застосування відносно складного зовнішнього розгортаючого пристрою.

У газорозрядній індикаторній панелі постійного струму зі самоскануванням час запізнювання запалювання істотно менше, що обумовлено конструкцією і принципом дії панелі. Вона містить дві взаємозв'язані системи: скануючу і індикаторну. Перша система здійснює внутрішнє перенесення розряду і підготовку до нього індикаторних комірок, що знижує вимоги до напруги запалювання, а також виключає мерехтіння і робить яскравість світіння комірок одноріднішою. Крім того, наявність внутрішнього сканування дозволила спростити зовнішню схему керування. Проте складність конструкції панелі зі самоскануванням обмежує її застосування в осцилографі.

Відміченими особливостями газорозрядної індикаторної панелі змінного струму, що має внутрішню пам'ять, є можливість збереження яскравості зображення при значному збільшенні розмірів екрана, відсутність мерехтіння при частоті нижче 50 Гц, висока роздільна здатність. Проте схема формування керуючих напруг досить складна.

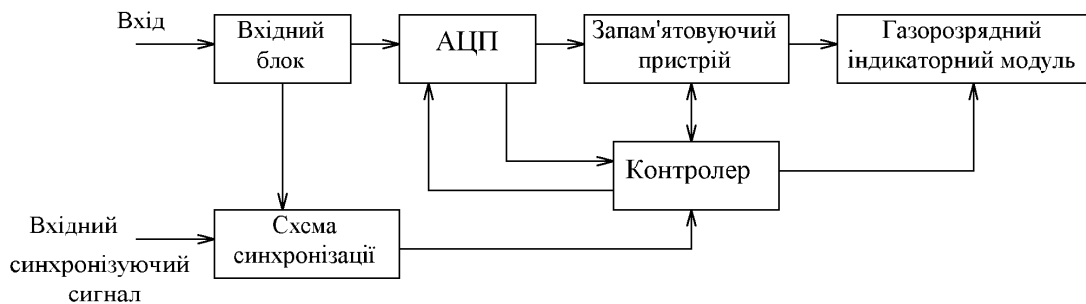


Рисунок 3.25 – Структурна схема ЕО з матричним газорозрядним індикатором

На рис. 3.25 показана структурна схема осцилографа з матричним газорозрядним індикатором. Вона багато в чому схожа із структурною схемою цифрового запам'ятовуючого осцилографа (рис. 3.24). Головна особливість даного приладу полягає в тому, що функцію пристрою відображення інформації замість ЕПТ виконує матрична газорозрядна панель. У поєднанні з електронними схемами, що служать для управління роботою панелі, а також узгодження її входів з виходами інтегральних схем запам'ятовуючого пристрою (ЗП) і контролера, утворюється конструктивно єдиний блок – індикаторний модуль.

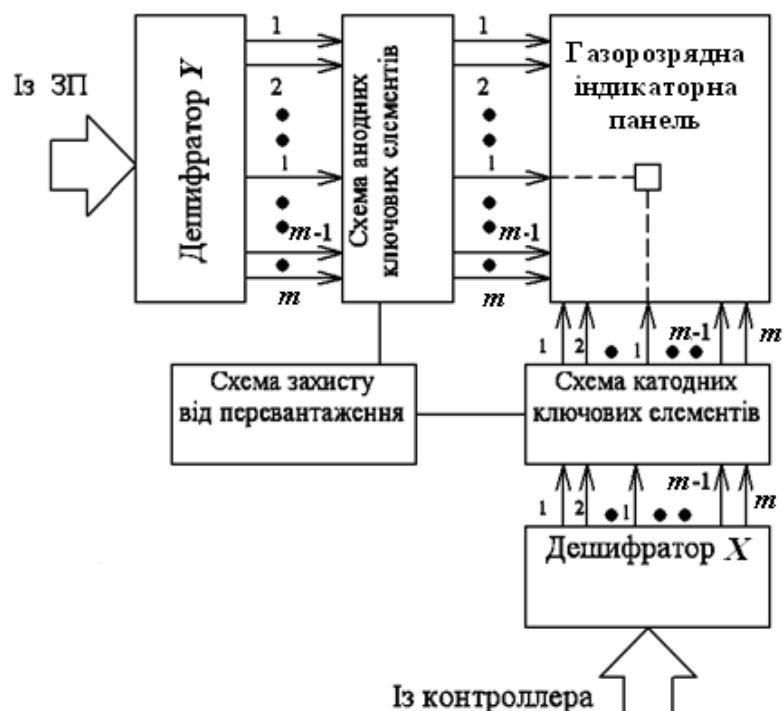


Рисунок 3.26 – Структурна схема індикаторного модуля

Приведена на рис. 3.26 структурна схема індикаторного модуля містить газорозрядну індикаторну панель, катодний і анодний комутатори, схему захисту від перевантажень. Кожен комутатор складається з дешифратора і схеми ключових елементів. Це дозволяє керувати високовольтними електродами газорозрядної індикаторної панелі за допомогою низьковольтних сигналів, що знімаються з виходів запам'ятовуючого пристрою і контролера.

При отриманні зображення форми досліджуваного сигналу горизонтальна розгортка здійснюється комутацією по черзі катодних ключових елементів пропорційно часу в результаті послідовної зміни чисел (від 0 до 99), які поступають з контролера по шині на входи дешифратора  $X$ . Подібна розгортка циклічно повторюється. Синхронно з нею проводиться комутація анодних ключових елементів, які визначають вертикальне відхилення, для чого на входи дешифратора  $Y$  подаються із ЗП відповідні числові еквіваленти значень досліджуваного сигналу.

Щоб комірки газорозрядної індикаторної панелі стабільно збуджувалися, необхідна їх початкова іонізація. Її використовують для отримання масштабної сітки екрана, яка зветься «електронною шкалою». З цією метою знижують яскравість світіння комірок, створюючих вертикальні і горизонтальні лінії, номери яких кратні десяти.

*Цифровий ЕО з рідиннокристалічним дисплеєм.* Відомо, що індикатори на рідинних кристалах знайшли широке застосування в засобах вимірювання. З'явилися і осцилографи, у яких замість ЕПТ використовується плоский рідиннокристалічний (РК) дисплей матричного типу. Такий дисплей компактний і має високу механічну міцність. Для нього характерні дуже мала споживана потужність і низька робоча напруга, а також чіткість зображення при яскравому сонячному світлі. Осцилограма відображається у вигляді темно-синьої кривої на світлому фоні.

Уявлення про можливості осцилографа з РК дисплеєм дають характеристики одного з приладів, що випускаються, – портативного

двопроменевого цифрового запам'ятовуючого осцилографа. Він відтворює однозначні функції часу, екран дисплея, що містить матрицю форматом  $128 \times 256$  (32 768 точкових елементів), має ширину 10 см, висоту 6 см і товщину 3 мм, число розрядів АЦП – 7, частоту дискретизації 1,25 МГц, споживану потужність 2 Вт і масу 2,5 кг. Основними недоліками приладу є відтворення тільки сигналів, які представляють однозначні функції, робота тільки в цифровому режимі, менша роздільна здатність, ніж у осцилографа, виконаного на ЕПТ. В даний час йде вдосконалення ЕО, що містять замість ЕПТ нетрадиційні засоби відображення інформації.

### 3.10 Спектральний аналіз сигналів

Як наголошувалося в п. 3.1, спектральний аналіз сигналів є більш чутливим та інформативним.

Відомі два основні напрямки спектрального аналізу сигналів: обчислення перетворень Фур'є (3.1) і отримання перетворень Фур'є як результату впливу досліджуваного процесу  $f(t)$  на вибірний чотириполіусник.

Функціональні схеми пристроїв, реалізуючих обчислення перетворень Фур'є, приведені на рис. 3.27 і рис. 3.28.

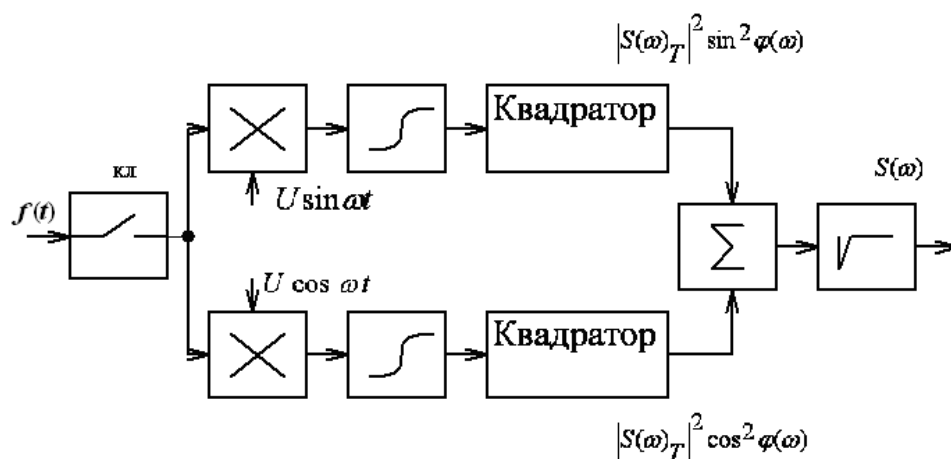


Рисунок 3.27 – Функціональна схема пристрою, реалізуючого обчислення модуля спектральної функції

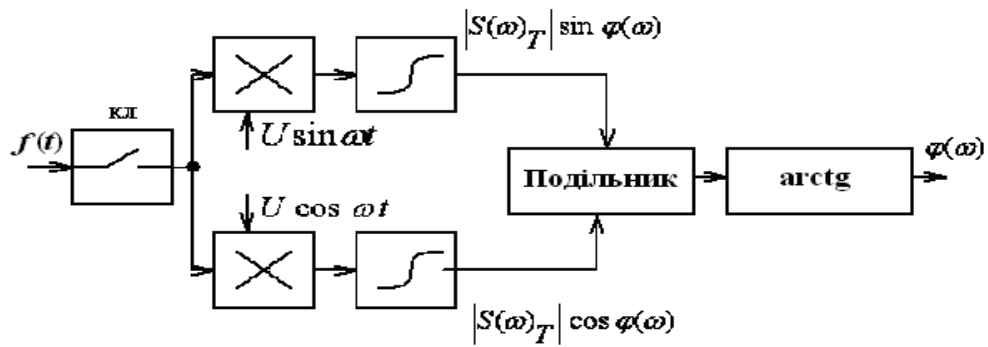


Рисунок 3.28 – Функціональна схема пристрою, реалізуючого обчислення аргументу спектральної функції

Для вимірювання модуля і аргументу поточного частотного спектра (рис. 3.27 і 3.28) необхідний ключ (Кл), що відключає у момент відліку поточного спектра досліджувану функцію  $f(t)$  від схеми, щоб у відповідності з (3.4) здійснити обрив  $f(t)$  у момент  $t$  і припинити інтеграцію.

Змінюючи частоту, вимірюють модуль і аргумент поточного спектра на різних частотах. Для отримання однакових початкових фаз напруг  $U \sin \omega t$  і  $U \cos \omega t$  на всіх частотах, їх джерело синхронізують ключем.

Для вимірювання спектральної функції  $S(\omega)$  з використанням схем, зображених на рисунку 3.27 і 3.28, час інтеграції повинен перевищувати тривалість досліджуваного процесу  $f(t)$ .

Для розгляду другого напрямку вимірювання спектральних характеристик необхідно оцінити реакцію  $u(t)$  чотириполосника на дію процесу  $f(t)$ , яка визначається зворотним перетворенням Фур'є:

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) K(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (3.26)$$

де  $K(\omega) = |K(\omega)| e^{j\varphi(\omega)}$  – передатна функція (частотна характеристика);  $|K(\omega)|$  – амплітудно-частотна характеристика (АЧХ);  $|\varphi(\omega)|$  – фазо-частотна характеристика чотириполосника (ФЧХ).

Функціональна схема пристрою, реалізуючого це перетворення, представлена на рис. 3.29.

Сигнал  $f(t)$  через ключ підводять до двох ідеальних контурів з імпульсними характеристиками  $h_{id1} = \alpha \cos \omega t$  і  $h_{id2} = \alpha \sin \omega t$  ( $\alpha$  – масштабний коефіцієнт). Для вимірювання модуля напруги на контурах квадртують, підсумовують і добувають квадратний корінь, а для вимірювання аргументу виконують зворотне тригонометричне перетворення відношення напруг на контурах. У момент відключення  $f(t)$  миттєві значення вихідних напруг схеми відповідають модулю і аргументу поточного спектра для певної частоти  $\omega_1$ .

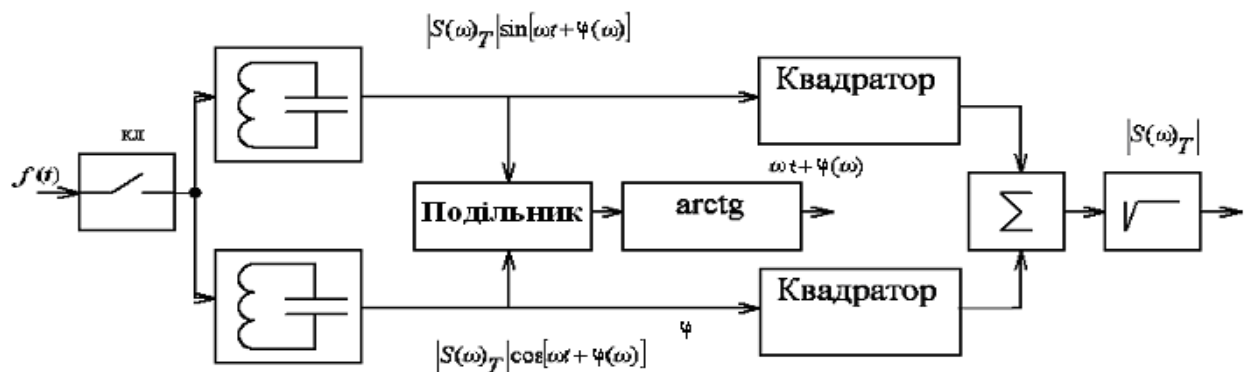


Рисунок 3.29 – Функціональна схема пристрою для отримання перетворення Фур'є за рахунок впливу процесу  $f(t)$  на вибірний чотириполосник

Для вимірювання спектральної функції  $S(\omega)$  за цією схемою (рис. 3.29) напругу на виходах схеми відлічують після закінчення процесу  $f(t)$ . Після відключення процесу  $f(t)$  від схеми змінна напруга на ідеальних контурах не змінюється і для вимірювання модуля поточного спектра досить зміряти змінну напругу на контурі, тобто достатня схема з одним ідеальним контуром.

В практиці апаратний частотний спектр не відповідає ні повному, ні поточному спектру, оскільки реалізувати нескінченні межі інтегрування неможливо. Практично для аналізу безперервних процесів використовують вагові функції («вікна»), які обмежують процес, що піддається аналізу. Наприклад, можна використовувати прямокутні «вікна» Хеммінга. Застосування фільтрів з обмеженою смугою пропускання і кінцевою тривалістю вікна приводить до певних похибок, які потрібно враховувати.

Зменшення смуги пропускання аналізуючого фільтра при збільшенні протяжності «вікна» ( $T_\Phi$ ) наближає спектральну функцію зваженої ділянки

процесу  $f(t)$  до спектральної функції процесу  $f(t)$ , і при  $T_{\phi} \gg T_{\text{прц}}$  ( $T_{\text{прц}}$  – тривалість процесу) вони співпадуть.

Різновидом першого напряму є спосіб обчислення коефіцієнтів Фур'є (3.4) як суми вибірових значень сигналу, узятих через проміжки часу  $\Delta t$  на інтервалі  $0 < t < T$  і помножених на  $\sin$  і  $\cos$  аргументу  $k\omega_1 t$ , з подальшим обчисленням амплітуди і фази спектральних складових.

Різновидом другого напряму є дисперсійний аналіз, де роль аналізуючих фільтрів виконує дисперсійна лінія затримки. Згадані вище напрями вимірювань характеристик спектра апаратурно реалізуються різними ЗВТ, основними з яких є аналізатори спектра.

Основна маса існуючих аналізаторів спектра побудована за другим напрямом. Аналіз спектра в них здійснюється використанням або набору смугових фільтрів (паралельний аналіз), або за допомогою перестроюваного фільтра чи гетеродина (послідовний аналіз), або за допомогою дисперсійних ліній затримки, або аналіз на цифровому фільтрі і псевдопаралельний аналіз.

Розглянемо аналізатори, які в залежності від способу вимірювання, поділяють на прилади паралельного (одночасного) і послідовного аналізу (аналізатори, що працюють в реальному масштабі часу).

Прилади першого типу відрізняються тим, що спектр аналізованого процесу на певній ділянці частот, визначуваній «вікном», відтворюється майже одночасно (за час багато менший тривалості аналізованого процесу). До них відносяться аналізатори паралельної і псевдопаралельної дії, дисперсійні аналізатори і ряд обчислювальних аналізаторів в певному діапазоні частот.

Другі містять фільтр, а аналіз спектра проводиться шляхом перестроювання фільтра за частотою або гетеродинного перетворення досліджуваного спектра. При цьому змінюється частота гетеродина, а аналізатор, за своєю структурою, подібний супергетеродинному приймачу.

В аналізаторах паралельної дії аналіз спектра проводиться за допомогою фільтрів з частотними характеристиками, що перекриваються (рис. 3.30,а). Вихідні напруги фільтрів після детектування (рис. 3.30,б) по черзі, за

допомогою комутатора, подаються на вертикально відхиляючі пластини ЕПТ. Комутатором управляє ступінчаста напруга генератора розгортки. За час дії від  $t_0$  до  $t_1$  першої сходинки (рис. 3.3,в) до вертикально відхиляючих пластин ЕПТ підключений детектор 1, за час дії від  $t_1$  до  $t_2$  (другої сходинки) – детектор 2 і т.д. Після закінчення періоду розгортки всі фільтри будуть по черзі підключені до вертикально відхиляючих пластин ЕПТ.

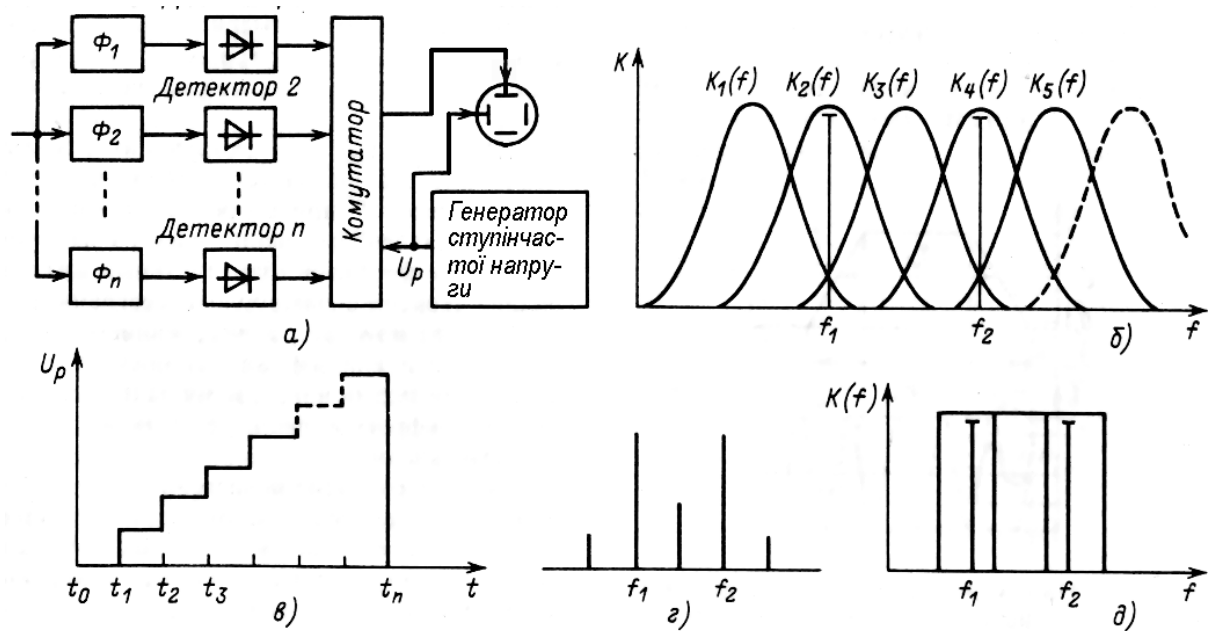


Рисунок 3.30 – Схема аналізатора паралельної дії

Нехай аналізоване коливання містить дві спектральні складові з амплітудами  $U_1$  і  $U_2$ , а частоти складових  $f_1$  і  $f_2$  співпадають з центральними частотами фільтрів 2 і 4. Як впливає з рис. 3.30,б, під дією вхідного коливання на виході фільтрів 2 і 4 виникнуть напруги, пропорційні  $U_1$  і  $U_2$ , а на виході фільтрів 1, 3 і 5 – напруги значно меншої амплітуди. На екрані ЕПТ виникнуть п'ять викидів, що несуть інформацію про досліджуваний спектр (рис. 3.30,г). Відлік спектральних складових проводиться, звичайно, тільки за амплітудами двох найбільших викидів, а останні три є небажаними. Небажані викиди стають тим менше, чим ближче форма частотних характеристик фільтрів до прямокутної, оскільки при прямокутній формі під дією спектральної складової з'являється напруга на виході тільки одного фільтра.



Найважливішою характеристикою аналізатора є його роздільна здатність, кількісно визначувана як мінімальна різниця частот двох спектральних складових, при якій ці складові можна спостерігати на екрані ЕПТ роздільно. Як впливає з рис. 3.30,д, для фільтрів з прямокутною частотною характеристикою  $K_o(f)$  (ідеальних фільтрів) роздільна здатність  $\Delta f_p = 2\Delta f_\phi$ . Проте частотну характеристику прямокутної форми неможливо реалізувати на практиці, і в аналізаторах використовують фільтри з частотною характеристикою, близькою до прямокутної. Надійного розділення спектральних складових досягають при великій різниці частот, а роздільну здатність оцінюють приблизно подвоєною смугою пропускання фільтра:

$$\Delta f_p = 2(2\Delta f_\phi)$$

Для отримання постійної роздільної здатності у всьому діапазоні аналізованих частот фільтри слід виконувати з постійною смугою пропускання. Цю вимогу легко виконати у тому випадку, коли відношення максимальної аналізованої частоти до мінімальної не перевищує декількох одиниць. Але навіть в звуковому і інфразвуковому діапазонах необхідно вести аналіз від часток герца до одиниць кілогерц, при цьому смуга пропускання фільтра на нижній межі частот повинна бути 0,01 Гц і менше. Збереження такої смуги у всьому діапазоні неможливе, оскільки на частоті 1 кГц фільтр повинен мати еквівалентну добротність  $10^5$ . Крім того, число фільтрів для аналізу сигналів в звуковому діапазоні з такою роздільною здатністю таке велике, що реалізувати такий пристрій практично неможливо. Щоб уникнути цього фільтри виконують з однаковою еквівалентною добротністю, а їх смуга пропускання вибирається кратною октаві (звичайно, 1/3 і 1/2 октави).

Відомо, що фільтрам аналізатора властива інерційність, яку прийнято оцінювати часом встановлення  $\tau_y$  напруги на виході фільтра від 0,1 до 0,9 усталеного значення (значення 0,1 і 0,9 прийняті умовно і у ряді конкретних випадків можуть бути іншими).

Відомо також, що для фільтрів з різною формою частотної характеристики

$$\tau_y = A / 2\Delta f \quad (3.27)$$

де  $A$  – постійний коефіцієнт, залежний від типу застосованого фільтра. Так, для одиночного контуру  $A=0,73$ , для системи зв'язаних контурів з критичним зв'язком  $A=0,72$ . Для наближених розрахунків можна прийняти  $A=1$ .

Очевидно, що спектральні складові можна виміряти після закінчення інтервалу часу, більшого або дорівнюючого  $\tau_y$ . Цей інтервал характеризує час аналізу

$$T_a = \tau_y \approx 1/2\Delta f_\phi. \quad (3.28)$$

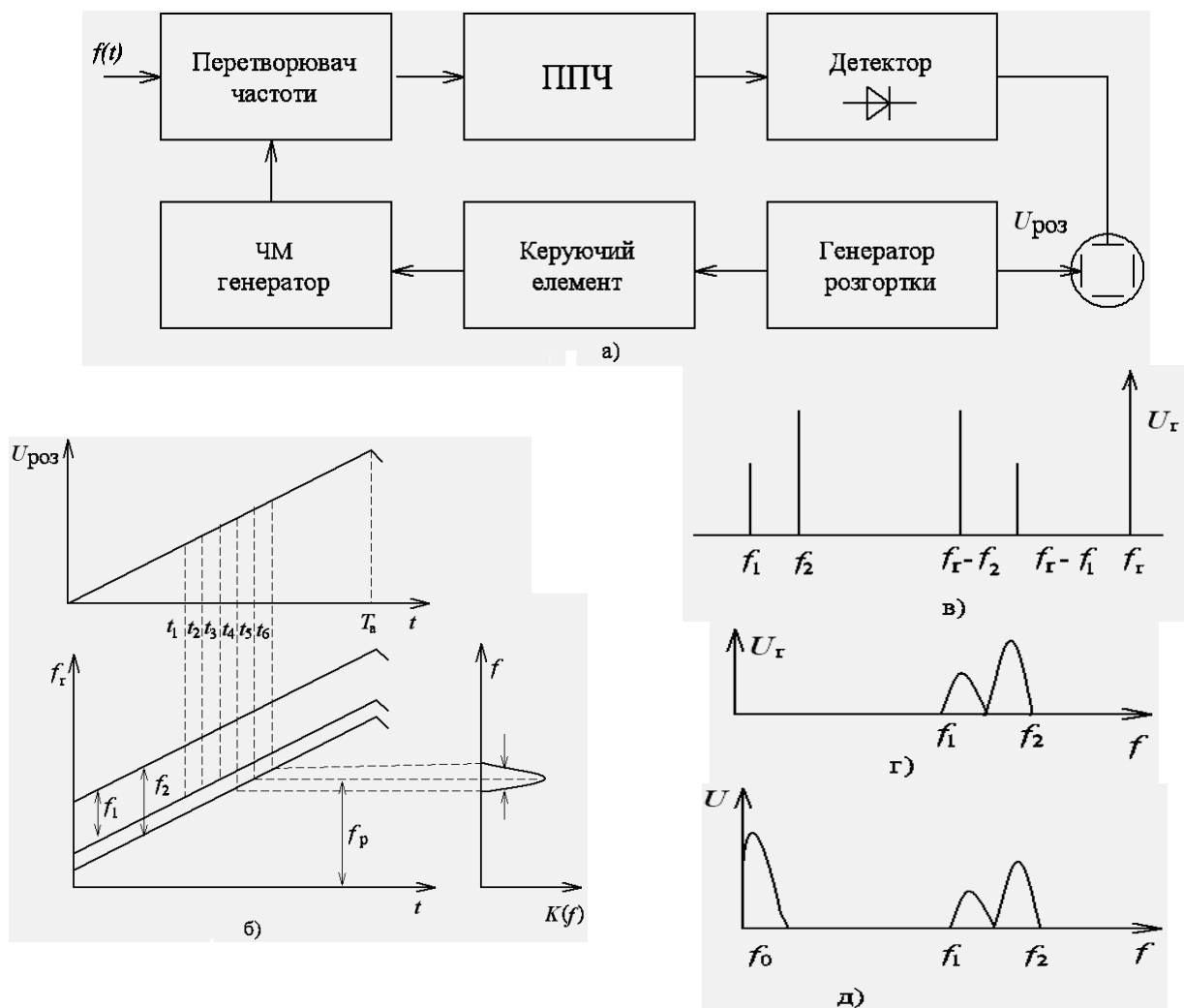
Якщо фільтри мають різні смуги пропускання, то час аналізу визначається найменшою смугою.

Аналізатори спектра з набором смугових фільтрів не набули широкого поширення, головним чином, із-за складності систем фільтрів, їх великої вартості, неможливості аналізу в широкій смузі частот при достатній роздільній здатності. Перевагою цих приладів є малий час вимірювання в порівнянні з іншими видами аналізаторів спектра, що у ряді випадків є визначальним.

В більшості випадків досить мати інформацію про амплітуду і частоту складових спектра сигналів, а фазовий спектр не представляє інтересу. Для вимірювання амплітудного спектра, частіше за все, використовують *аналізатори спектра послідовного типу*. За допомогою приладів цього класу можна досліджувати періодичні та інші види сигналів, спектри яких практично не змінюються за час вимірювання. Такі прилади набули найбільшого поширення.

Розглянемо роботу одного з таких приладів – аналізатора спектра послідовної дії (рис. 3.31,а). Генератор розгортки виробляє пилкоподібну напругу  $U_{розг}$ , яка впливає на горизонтально відхиляючі пластини ЕПТ, викликаючи відхилення променя по вісі  $X$ . Крім того, ця ж напруга поступає на керуючий елемент частотно-модульованого генератора (ЧМ генератора). При лінійній модуляційній характеристиці частота коливань лінійно змінюється в часі (рис. 3.31,б). Постійна за амплітудою напруга ЧМ генератора разом з досліджуваним коливанням подається на змішувач. Нехай спектр коливання складається з двох спектральних складових з амплітудами  $U_1$ , і  $U_2$  на частотах

$f_1$ , і  $f_2$ , причому, за амплітудою ці складові багато менші напруги  $U_{\Gamma}$  ЧМ генератора (рис. 3.32, в). Тоді в області частот, менших частоти генератора  $f_{\Gamma}$ , струм змішувача міститиме складові різницевої частоти  $f_{\Gamma} - f_1$ , і  $f_{\Gamma} - f_2$  з амплітудами, пропорційними  $U_1$  і  $U_2$ . При перестроюванні генератора ці складові також зміщуватимуться по частоті за лінійним законом, як показано на рис. 3.31,б. Коливання із змішувача потрапляє на підсилювач проміжної частоти ППЧ – високовибірний пристрій, настроєний на частоту  $f_p$  з амплітудно-частотною характеристикою  $K(f)$  (рис. 3.31,б).



3.31 – Структурна схема гетеродинного аналізатора спектра послідовного аналізу і принцип його роботи

Побудова траєкторії точки, що світиться на екрані ЕПТ, показана на рис. 3.31. При перестроюванні генератора сигнали  $U_1$  і  $U_2$  послідовно на екрані ЕПТ

відтворюють форму АЧХ ППЧ. Висота викидів на екрані ЕПТ пропорційна  $U_1$  і  $U_2$  (рис. 3.31,г). Отже, по висоті викидів можна робити висновок про амплітуди спектральних складових, а їх частоти визначати за положенням викидів по горизонтальній вісі на екрані ЕПТ і частоті  $f_{\Gamma}$ .

При дослідженні спектра для зручності відліку спектральних ліній мінімальну частоту ЧМ генератора  $f_{\min}$  слід вибирати рівною  $f_{\phi}$ . Тоді перший викид, обумовлений напругою ЧМ генератора, відбувається у момент часу  $t_0$ , а значення частот  $f_1$  і  $f_2$  відлічуються за шкалою, нуль якої суміщений з початком розгортки (рис. 3.31,д).

Для відліку частот спектральних складових необхідно знати масштаб по вісі  $X$ , визначуваний як приріст  $\Delta f_{\Gamma}$  частоти генератора, віднесений до зміщення  $\Delta X$  точки по вісі абсцис. Оскільки зміщення  $\Delta X$  пропорційне зміні напруги розгортки  $\Delta U_{\text{розг}}$ , масштаб пропорційний відношенню  $\Delta f_{\Gamma} / \Delta U_{\text{розг}}$ , але залежність  $f_{\Gamma}(U_{\text{розг}})$  – модуляційна характеристика ЧМ генератора, тому характер масштабу визначається видом цієї залежності. Якщо модуляційна характеристика лінійна, то відношення  $\Delta f_{\Gamma} / \Delta U_{\text{розг}}$  постійне і масштаб теж лінійний.

Лінійний масштаб властивий більшості аналізаторів спектра. В цьому випадку модуляційна характеристика ЧМ генератора має вид  $f_{\Gamma} = f_{\min} + a U_{\text{розг}}$ , де  $a$  – крутизна модуляційної характеристики. Напруга розгортки визначає відхилення плями по вісі абсцис  $X = S_X U_{\text{розг}}$ . Під дією колювання з частотою  $f_{\Gamma} - f_1$  відхилення точки по вісі ординат

$$Y = S_Y K_{\text{пр}} U_{\Gamma} K(f_{\Gamma} - f_1) K_{\text{д}}, \quad (3.29)$$

де  $K_{\text{пр}}$  і  $K_{\text{д}}$  – коефіцієнти передачі перетворювача і детектора.

Виключивши з приведених співвідношень  $U_{\text{розг}}$ , одержимо рівняння траєкторії точки, що світиться:

$$Y = S_Y K_{\text{д}} K_{\text{пр}} U_{\Gamma} K(f_{\min} - f_1 + aX / S_X) \quad (3.30)$$

Звідси ясно, що вид цієї залежності в деякому масштабі відповідає формі АЧХ ППЧ. Отже, спостережувані на екрані ЕПТ викиди відображають залежність  $K(f)$ .

Всі вищевикладені положення справедливі для статичного режиму, коли частота ЧМ генератора змінюється з настільки малою швидкістю, що перехідні процеси в ППЧ встигають повністю закінчитися. На практиці доводиться враховувати вплив перехідних процесів, за рахунок яких частотна характеристика може сильно деформуватися.

Іноді доводиться аналізувати спектр послідовності імпульсів з великою щільністю. Спектри таких імпульсів містять число складових, що приблизно дорівнює щільності, а для їх роздільного спостереження необхідний дуже великий проміжок часу. Тому при аналізі подібних спектрів завдання, звичайно, полягає у виділенні не окремих спектральних складових, а огинаючих спектра. Відповідно змінюються і вимоги до роздільної здатності: смугу пропускання ППЧ вибирають значно вужчою ніж пелюсток спектра. При такій смузі постійна часу контура ППЧ виявляється набагато меншою періоду повторення досліджуваних імпульсних сигналів. Після закінчення кожного імпульсу, що впливає на контур, в останньому відбуваються вільні коливання, повністю затухаючі до моменту приходу чергового імпульсу. Отже, хід процесу в контурі не змінюється, якщо розглядати дію на нього не періодичної послідовності імпульсів, а ряду одиночних імпульсів з безперервним спектром.

При розгляді принципу роботи аналізатора передбачалося, що в смугу пропускання ППЧ потрапляє лише сигнал з різницевою частотою виду  $f_{\Gamma} - f_c = f_{\Pi}$ . Проте в смугу пропускання ППЧ потрапляє також сигнал з частотою  $f_c' = f_c + f_{\Pi}$  (рис. 3.32).

Щоб аналіз спектра здійснювався на частоті  $f_c$ , необхідне виконання нерівності

$$2f_{\Pi} > \Delta f_{\text{еф}} \quad (3.31)$$

де  $\Delta f_{\text{еф}}$  – ефективна ширина досліджуваного спектра, в межах якої зосереджена переважна частина енергії імпульсу.

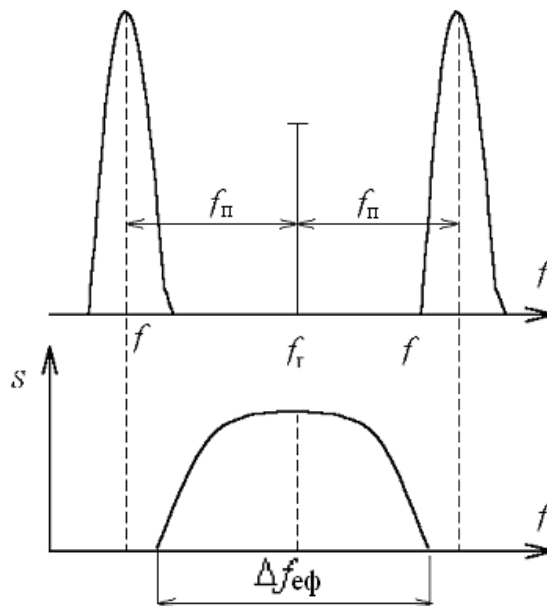


Рисунок 3.32 – Основний і дзеркальний канали прийому. Виключення побічних каналів прийому

Як відомо, ефективна ширина спектра пов'язана з тривалістю імпульсу  $\tau_i$  співвідношенням  $\Delta f_{\text{эф}} = K/\tau_i$ , де  $K$  – коефіцієнт, залежний від форми імпульсу, способу визначення його тривалості і відношення енергії, зосередженої в межах смуги  $\Delta f_{\text{эф}}$ , до загальної енергії імпульсу. Так, для імпульсу прямокутної форми при  $K=6$  в смузі частот  $\Delta f_{\text{эф}}$  зосереджено 95% енергії імпульсу.

Для сигналів з широкими спектрами доводиться вибирати високу проміжну частоту. Смуга пропускання ППЧ може опинитися надмірно широкою, а роздільна здатність недостатньою. У цих випадках застосовують подвійне або потрійне перетворення з пониженням частоти. Вузькосмугова фільтрація сигналу відбувається в ППЧ, який включений за останнім змішувачем.

У аналізаторах спектра вісь частот калібрується за допомогою частотних міток або за допомогою маркера.

У простішому випадку для створення мітки маркера використовується генератор гармонійної напруги, частота якої встановлюється оператором і зчитується із шкали генератора. Ця напруга поступає на вхід аналізатора і викликає викид на екрані ЕПТ – частотну мітку. Суміщуючи мітку з викидами, відповідними спектральним складовим, можна виміряти частоти останніх.

Похибка вимірювання частоти залежить від неточності суміщення, похибки визначення частоти за шкалою генератора і ширини смуги пропускання ППЧ. Визначальними є дві останні складові, оскільки першу можна виключити багаторазовим повторенням вимірювань.

Вимірювання частоти складових в широкосмуговому спектрі зручніше проводити за частотними мітками, одержуваними від генератора імпульсів, які дають дискретний спектр. Висоту викидів можна вимірювати по масштабній сітці, розміщеній перед екраном. При цьому розрізняють два види аналізаторів спектра: прилади, що вимірюють відношення спектральних складових, і прилади для вимірювання абсолютного рівня. Поява аналізаторів спектра, що вимірюють абсолютний рівень, сприяла скороченню парку вимірювальних приймачів, функції яких вони замінили. В даний час всі аналізатори спектра послідовного типу, що випускаються, є панорамними, тобто перестроювання за частотою гетеродина відбувається автоматично в широкому діапазоні частот.

Як видно із структурної схеми аналізатора послідовного типу і принципу його роботи (рис. 3.31), частотний діапазон такого приладу визначається змішувачем і генератором ЧМ. Це дало можливість створювати комплекти приладів на основі загальної бази і набору змішувачів і генераторів ЧМ в дуже широкому діапазоні частот.

Аналізатори спектра послідовного типу значно простіші у виготовленні, ніж аналізатори паралельної дії, мають високу роздільну здатність. Їх недоліками є неможливість вимірювання спектра випадкових сигналів, одиночних імпульсів і дуже великий час вимірювань з високою роздільною здатністю низькочастотних і інфранизькочастотних сигналів. Крім того, ці аналізатори мають всі недоліки супергетеродинних приймачів: побічні і дзеркальні канали прийому, що знижує їх динамічний діапазон.

Принцип роботи *аналізаторів спектра на дисперсійних лініях затримки* полягає в наступному. В дисперсійних лініях затримки (ДЛЗ) час затримки гармонійного сигналу залежить від його частоти. Існують лінії, в яких ця залежність лінійна в певному діапазоні частот. Хай на вхід такої лінії поступає

досліджувана імпульсна напруга, спектр якої лежить в цьому діапазоні. Окремі спектральні складові імпульсу зазнаватимуть затримку, пропорційну їх частотам, і тому з'являтимуться на виході лінії в різні моменти часу.

В результаті цього огибаюча вихідної напруги лінії затримки відповідатиме формі спектральної функції сигналу. Якщо коефіцієнт передачі ДЛЗ в робочому діапазоні частот

$$K(\omega) = K_0 e^{j\psi(\omega)} \quad (3.32)$$

де  $K_0$  – модуль коефіцієнта передачі, не залежний від частоти;

$$\psi(\omega) = a(\omega - \omega_1)^2 + \tau_1(\omega - \omega_1)$$

де  $\omega_1$  – нижня гранична частота робочого діапазону;  $a$  – дисперсія ДЛЗ;

$\tau_1$  – затримка на частоті  $\omega_1$ .

Затримка гармонійної напруги

$$\tau_3 = d\psi(\omega)/d\omega = 2a(\omega - \omega_1) + \tau_1 \quad (3.33)$$

є лінійною функцією його частоти  $\omega$ .

В цьому випадку огибаюча вихідної напруги

$$U(t) = (K_0 / \sqrt{\pi a}) S(\Omega) \quad (3.34)$$

де  $\Omega = \omega_1 + (t - \tau_1)/2a$  відтворює модуль спектральної функції імпульсу, розгорнений в часі. Частотний масштаб по вісі часу  $d\Omega/dt = 1/2a$  обумовлений дисперсією лінії затримки. Отже, за огибаючою вихідної напруги, спостережуваної на екрані осцилографа, можна виміряти параметри модуля спектральної функції вхідної напруги.





Рисунок 3.33 – Структурна схема дисперсійного аналізатора

На рис. 3.34 представлена спрощена структурна схема аналізатора спектра на ДЛЗ. Генератор розгортки осцилографа працює в чекаючому режимі і запускається досліджуваними імпульсами.

Час аналізу спектра з ефективною шириною  $\Delta\omega_{\text{еф}}$  визначається тривалістю імпульсу вихідної напруги (відгуку) і складає

$$T_a = \Delta\omega_{\text{еф}} / (d\Omega / dt) = 2a\Delta\epsilon \quad (3.35)$$

Якщо досліджувана напруга має вид повторюваних імпульсів, то необхідно, щоб відгуки, викликані сусідніми імпульсами, не перекривалися. Отже, тривалість паузи  $\tau_{\text{пз}}$  між імпульсами повинна перевищувати тривалість відгуку  $\tau_{\text{відг}}$ .

При аналізі для неспотвореного відтворення спектра повинна виконуватися умова  $\tau_i \ll \tau_{\text{пз}} / \pi K$ . Це накладає обмеження на щільність досліджуваної імпульсної напруги, яка повинна задовольняти умові  $q \approx \tau_{\text{пз}} / \tau_i \approx \pi K$ .

Щоб за допомогою ДЛЗ проаналізувати спектри безперервних коливань, їх слід перетворити в послідовність імпульсів, так званих вибірок. Вибірki чергуються з паузами, тривалість яких повинна перевищувати час аналізу. Для зменшення відношення  $\tau_{\text{відг}} / \tau_i$  застосовується режим роботи з перетворенням частоти. Напруга гетеродина має вид прямокутних імпульсів з частотою, яка лінійно змінюється в часі. Після закінчення чергового імпульсу змішувач закривається і досліджувана напруга не поступає на вхід ДЛЗ, що відповідає паузі. Структурна схема аналізатора показана на рис. 3.34.

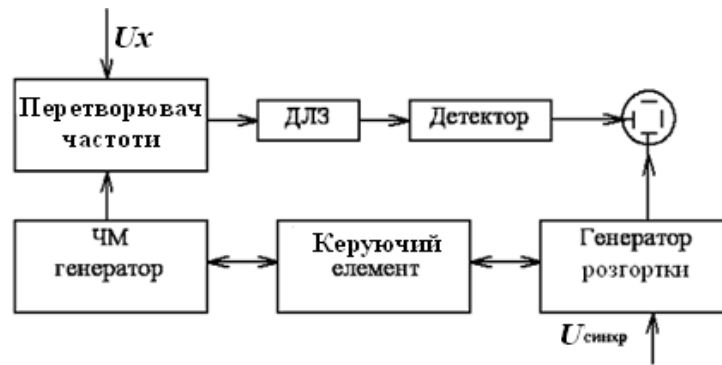


Рисунок 3.34 – Структурна схема найпростішого аналізатора спектра на дисперсійній лінії затримки

Запуск генератора розгортки в аналізаторі безперервних коливань відбувається від зовнішнього джерела.

Якщо досліджувана напруга має вид  $u_x = U_m \cos \omega_0 t$ , то після перетворення виходить наступний вираз для огинаючої вихідної напруги:

$$u(t) = \frac{U_m K_0 \tau_u}{2\sqrt{\pi a}} \frac{\sin[0,5(\Omega - \omega_0) \cdot 0,5(\Omega - \omega_0) \tau_u]}{0,5(\Omega - \omega_0) \tau_u} \quad (3.36)$$

$$\Omega = \omega_1 + \frac{t - \tau_1}{2a}$$

Отже, гармонійній напрузі відповідає відгук (3.36), положення якого по осі абсцис визначається частотою  $\omega_0$ , а висота головного пелюстка пропорційна амплітуді  $U_m$ . Як відомо, ширина головного пелюстка спектра прямокутного імпульсу відповідає значенню  $\Delta\Omega = 4\pi/\tau_1$ . Роздільну здатність аналізатора оцінюють половиною ширини пелюстка  $2\pi/\tau_1$ , оскільки при такій різниці частот між гармонійними складовими вхідної напруги відгуки розділяються. Чим менше різниця частот між сусідніми спектральними складовими, тим більший час  $\tau_{\text{відг}}$  потрібен для їх розрізнення.

Основними характеристиками таких аналізаторів є діапазон тривалості імпульсів (або смуга аналізу) і розрізнення (або число каналів аналізу). Аналізатори спектра з ДЛЗ за своєю структурною схемою схожі з аналізаторами послідовної дії, а по швидкодії близькі до аналізаторів паралельної дії.

### 3.11 Цифрові аналізатори спектра

Розвиток цифрової обчислювальної техніки привів до створення цифрових аналізаторів спектра (ЦАС), які за сукупністю дискретних вибірок (3.1) обчислюють спектр при заміні інтеграла на суму з  $N$  вибірок

$$\begin{aligned} S(\omega) &\approx \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} a(n) f(n) e^{-j\omega S}; \\ S(\omega)_{\cos} &\approx \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} a(n) f(n) \cos(n\omega \Delta t); \\ S(\omega)_{\sin} &\approx \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} a(n) f(n) \sin(n\omega \Delta t); \\ |S(\omega)| &= \sqrt{S^2(\omega)_{\cos} + S^2(\omega)_{\sin}}; \\ \psi(\omega) &= -\arctg[S(\omega)_{\sin} / S(\omega)_{\cos}] \end{aligned} \quad (3.37)$$

де  $a(n)$  – відліки вагової функції  $g(t)$ , що виділяє ділянку реалізації функції  $f(t)$  з тривалістю  $T_p = (N-1)\Delta t$ .

Спектр процесу, одержаний обчислювальними методами у вигляді кінцевих сум дискретних функцій (3.37) і званий дискретним перетворенням Фур'є (ДПФ), відрізняється від спектра, одержаного інтегральними перетвореннями (3.1). Спектр ДПФ повторюється по осі частот з періодом, рівним частоті відліків  $f_{\text{відл}} = 1/\Delta t$ . Це усувається відповідним вибором дискретних частот  $\omega_n$ , при якому числове перетворення Фур'є називають кінцевим перетворенням Фур'є (КПФ).

Введення до складу аналізаторів цифрових і мікропроцесорних пристроїв дозволило значно розширити їх можливості і надати їм нових якостей, зокрема, можливість аналізувати сигнали як в аналоговій, так і в цифровій формі. Такі прилади дозволяють проводити аналіз в реальному масштабі часу; запам'ятовувати і зберігати інформацію про спектр; ними можна управляти дистанційно; можливі як програмне так і ручне управління режимами роботи, а також сполучення із стандартним інтерфейсом і спільна робота з ЕОМ. В той же час, слід мати на увазі, що обмежена швидкодія цифрових пристроїв не дозволяє будувати чисто цифрові аналізатори ВЧ і НВЧ сигналів. Крім того,

виникає трудність при точній установці частоти вибіркового пристрою і отриманні високої роздільної здатності і ін.

Достатньо широко відомі ЦАС, робота яких заснована на використанні методу стиснення часового масштабу (п. 1.7). Даний тип аналізаторів можна віднести до цифрових аналізаторів, що містять аналогову вибірккову систему.

Для послідовного аналізу спектра шириною  $F$  аналоговим аналізатором із смугою пропускання  $\Delta f$  і нестабільністю  $\mu < 1$  вибіркового фільтра потрібен інтервал часу  $t_{\text{посл}} = 2F/(\pi\mu\Delta f)^2$ . При вузькій (по відношенню до ширини  $F$ ) смузі пропускання тривалість аналізу виявляється дуже великою. З іншого боку, якщо верхня гранична частота спектра низька, то виконання фільтра з відповідно вузькою смугою пропускання представляє складне технічне завдання.

Тривалість аналізу можна суттєво скоротити, розширивши смугу частот, займану спектром досліджуваного сигналу, що і застосовується в *аналізаторах із стисненням масштабу часу*. Дійсно, якби ширина спектра стала  $F' = nF$ , то можна було б також збільшити в  $n$  разів смугу пропускання аналізатора ( $\Delta f' = n\Delta f$ ), зберігши незмінною його роздільну здатність. В результаті тривалість послідовного аналізу зменшилася б в  $n$  разів.

Розширити спектр в  $n$  разів можна отриманням масштабної копії досліджуваного сигналу, тривалість якої в  $n$  раз менше тривалості первинного (того, що подається на вхід) сигналу, тобто стисненням сигналу в часовій області (коефіцієнт стиснення, рівний  $n$ ). Подібна трансформація масштабу часу здійснюється за допомогою запам'ятовуючих пристроїв. При цьому відповідно до властивостей перетворення Фур'є спектри стислого і первинного сигналів зв'язані залежністю

$$S_{\text{ст}}(nf) = (1/n)S(f)$$

Структурна схема аналізатора спектра з цифровим блоком стиснення сигналу в часовій області зображена на рисунку 3.35. Працює прилад таким чином. Досліджуваний сигнал  $x(t)$  поступає через вхідний блок, що містить атенюатор, ФНЧ і підсилювач, на схему вибірки і зберігання. За допомогою цієї

схеми здійснюється дискретизація напруги досліджуваного сигналу, причому, вибірки проводяться з частотою  $f_0=3f_v$  (де  $f_v$  – верхня гранична частота встановленого піддіапазону), тобто інтервал вибірок  $T_0=1/3f_v$ . Вибрані значення  $u(iT_0)$  запам'ятовуються на короткий інтервал часу (зберігаються), необхідний для перетворення за допомогою АЦП напруги  $u(iT_0)$  в числовий еквівалент – байт (8-бітове слово). Одержані байти через проміжний ЗП поступають в запам'ятовуючий пристрій перезапису, прочитуються з високою частотою і подаються в ЦАП I, перетворюючий числа в напругу. Вихідний аналоговий сигнал  $y(t)$  є стислою копією досліджуваного сигналу  $u(t)$  з широким спектром.

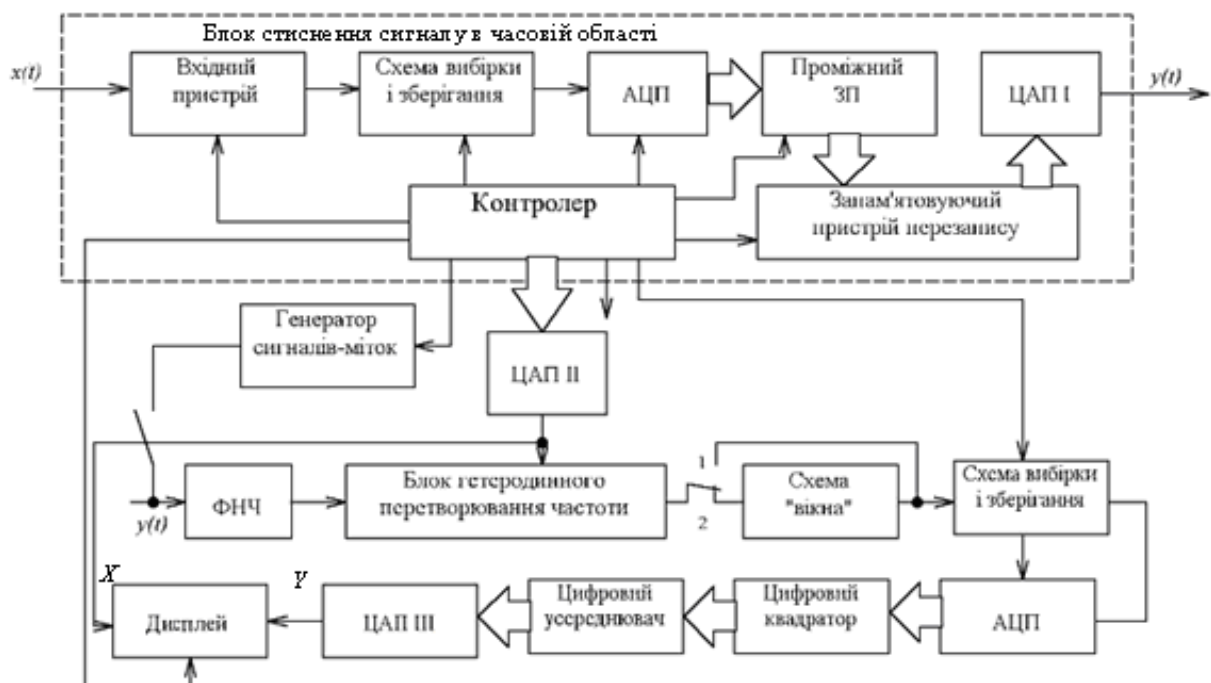


Рисунок 3.35 – Структурна схема ЦАС

Одержаний на виході блоку стиснення сигнал  $y(t)$  подається на ФНЧ, у якого частота зрізу  $f_{зр}$  рівна верхній граничній частоті спектра стиснутого сигналу. «Очищений» від частотних складових, що лежать вище частоти  $f_{зр}$ , сигнал поступає в блок гетеродинного перетворення частоти. Коливання частоти першого гетеродина здійснюється вихідною напругою ЦАП II, яке нарастає за лінійним законом. Ця ж напруга використовується як розгортаюча для ЕПТ-дисплея. Один цикл коливання частоти від  $f_{\Gamma min}$  до  $f_{\Gamma max}$  займає час,

рівний  $N$  циклам запису чисел і їх зчитування. Одержаний в результаті триразового гетеродинного перетворення сигнал може бути підданий корекції – пропущений через схему «вікна» (Хеммінга), тобто помножений на вагову функцію, що еквівалентно зміні амплітудно-частотної характеристики вибіркового фільтру. Якщо схема «вікна» не включена в коло проходження сигналу, то це рівнозначно використанню «прямокутного вікна».

Далі сигнал перетвориться в цифрову форму (за допомогою схеми вибірки і зберігання, а також АЦП) і через цифровий квадратор або безпосередньо поступає в цифровий усереднювач. Він може працювати в різних режимах: передавати на ЦАП ІІІ сигнал без усереднення, виконувати лінійне або експоненціальне усереднення, фіксувати максимальні значення. У блоці усереднення передбачені два запам'ятовуючих пристрої для накопичення і зберігання спектрів. Їх вміст може відображатися на екрані ЕПТ порізно або в режимі чергування. З виходу усереднювача цифровий код подається на ЦАП ІІІ, який перетворить числа в напругу. Вона підводиться до входу  $Y$  каналу вертикального відхилення дисплея, на вхід  $X$  каналу горизонтального відхилення якого подається напруга з виходу ЦАП ІІ, що здійснює горизонтальну розгортку променя ЕПТ.

На екрані спостерігають  $N$  смужок, що світяться, відповідних каналам частотного аналізу. Цифрове управління напругою, яка лінійно змінюється, використовуваною для першого гетеродина і горизонтальної розгортки променя, гарантує, що початок всіх циклів коливання частоти співпадатиме і  $i$ -а смужка (яка відображає вихідний сигнал  $i$ -го каналу), що світиться, з'являтиметься в одному і тому ж місці екрана при кожному циклі коливання. Є можливість виділення окремого каналу, наприклад  $k$ -го. Для цього по цифровому частотоміру (на рис. 3.35 він не показаний) потрібно встановити значення середньої частоти  $k$ -го каналу і включити цей канал вручну. Смужка, що відповідає  $k$ -му каналу, виділяється більш високою яскравістю світіння. Значення амплітуди складової (середньої потужності ділянки спектра) відображається в цифровій формі на дисплеї.

*Аналізатор з синтезатором частоти і мікропроцесором.* Застосування синтезатора частоти і мікропроцесора усуває багато недоліків аналогових аналізаторів, відмічених вище, і, перш за все, вирішує два головні завдання: точну установку середньої частоти смуги колювання гетеродина (наприклад, припускається похибка 1 Гц при середній частоті 40 МГц) і її граничних частот, а також досягнення високої роздільної здатності (наприклад, смуга пропускання вибірного фільтру  $\Delta f=3$  Гц при середній частоті досліджуваного сигналу 40 МГц). Крім того, підвищується точність вимірювання амплітуд частотних складових або середньої потужності ділянки спектра, що виділяється, результати вимірювання відображаються на екрані ЕПТ в цифровій формі (і зберігаються в запам'ятовуючому пристрої), суттєво спрощується управління приладом: воно стає програмованим.

Синтезатор частоти, виконуючий функції гетеродина, замінює генератор частоти колювання. Це дозволяє понизити рівень залишкової частотної модуляції гетеродина, легко здійснити повільне перестроювання (з дуже великим періодом повторення) частоти гетеродина при високій лінійності зміни частоти і високої її стабільності, а також дистанційне управління через стандартний інтерфейс. Отримання цих переваг вимагає ускладнення схеми синтезатора частоти, надання йому ряду нових властивостей. Для поліпшення характеристик синтезатора використовують фазове автопідстроювання частоти (ФАПЧ), що значно підвищує стабільність частоти генератора.

Синтезатор частоти, що містить систему ФАПЧ, зображений на рис. 3.36. Виходом синтезатора є вихід генератора, де створюється напруга, значення частоти якої в  $n$  раз вище значення  $f_{зр}$ , тобто  $nf_{зр}$ . На фазовий детектор напруга зворотного зв'язку подається через подільник частоти, що зменшує значення частоти генератора в  $n$  разів ( $n$ -ціле число). Таким чином, до одного входу фазового детектора підводиться напруга частотою  $f_{зр}$ , а до другого – напруга частотою  $f_{г}/n$ . В результаті вихідний сигнал генератора синхронізується з відповідною гармонікою сигналу зразкової частоти.



Рисунок 3.36 – Синтезатор частоти з ФАПЧ

Як видно з рис. 3.36, в схемі застосований програмований подільник частоти, коефіцієнт ділення  $n$  якого можна змінювати за заданою програмою за допомогою цифрового коду, що подається з блока управління. Таким чином, варіюючи число  $n$ , можна одержувати сукупність значень частоти вихідного сигналу синтезатора, названу сіткою частот. Проте крок сітки частот, що формується в приведеній схемі, дорівнює деякому значенню  $f_{зр}$ . Для зменшення кроку застосовують подільник частоти з дробово-змінним коефіцієнтом ділення. Відмінність роботи синтезатора частоти з ФАПЧ, що містить подільник частоти із дробово-перемінним коефіцієнтом ділення, від роботи розглянутого синтезатора полягає в тому, що вихідний сигнал генератора може синхронізуватися сигналом частотою  $nf_{зр}$  не тільки при цілому, але і при дробових значеннях  $n$ .

На закінчення відзначимо, що мікропроцесорна система, яка входить до складу аналізатора спектра, основним завданням якої є управління роботою синтезатора частоти, додала аналізатору нові властивості. Вона дозволила скоротити число органів управління, вводити інформацію в прилад в різній формі, спростити настройку, визначати частоту аналізованого сигналу, вимірювати частоту складової спектра (або середню частоту ділянки спектра), із зображенням якої суміщена маркерна мітка, автоматично встановлювати діапазон вимірювання, сполучати функції управління роздільною здатністю аналізатора і тривалістю розгортки з функцією управління коливанням частоти.

Мікропроцесор проводить автоматичне калібрування через певні інтервали часу. Він вимірює значення коефіцієнта передачі каналу і виконує необхідні регулювання, вводить поправочні коефіцієнти при відхиленні ослаблення, що



вноситься вхідним атенюатором, від номінального, коректує частоту гетеродина при відхиленні фактичного значення проміжної частоти від потрібного і т.і.

*Мікропроцесорний аналізатор на основі швидкого перетворення Фур'є (ШПФ).* Відомо, що ШПФ – це алгоритм прискореного дискретного перетворення Фур'є (ДПФ). При тих же результатах ШПФ значно скорочує число операцій, потрібних для обчислень ДПФ. В результаті застосування ШПФ в аналізаторах спектра і інших пристроях цифрової обробки сигналів збільшується швидкодія апаратури і знижуються вимоги до необхідного об'єму пам'яті.

Відомо декілька алгоритмів ШПФ. Вид алгоритму залежить від числа дискретних вибірок  $N$ . Найбільш простий і поширений алгоритм виходить, коли  $N=2^n$ , де  $n$  – ціле число. Звичайно число  $N$  настільки велике, що гарантується виконання витікаючої з теореми Котельникова умови –  $N \geq 2TF$  ( $F$  – ширина спектра сигналу, виражена в Гц;  $T$  – тривалість сигналу, виражена в секундах).

У загальному випадку, при  $N=2^n$  вибірках можливі  $n$  кроків послідовного пониження порядку ДПФ. Оскільки на кожному кроці потрібні  $N$  операцій складання і  $N/2$  операцій множення, а число кроків  $n=\log_2 N$ , то для виконання ШПФ досить провести  $N \log_2 N$  операцій складання і  $(N/2) \log_2 N$  операцій множення. Загальна кількість обчислювальних операцій складає  $(3/2)N \log_2 N$ . Зіставлення цього числа з числом  $N^2$  операцій, потрібних при звичайному ДПФ, показує, що застосування алгоритму ШПФ дозволяє зменшити кількість обчислювальних операцій в  $2N/3 \log_2 N$  разів.

На рис. 3.37 представлена структурна схема аналізатора. Звичайно, в приладах, що працюють за алгоритмом ШПФ, число дискретних вибірок встановлюють  $N=2^n$  ( $n$  – ціле). Якщо  $n=10$ , тобто  $N=1024$ , то ШПФ полягає в перетворенні в частотну область 1024 значень дискретних вибірок (групи вибірок) процесу, представленого в часовій області. В результаті прямого перетворення в частотній області отримують  $N$  комплексних значень, розташованих на осі частот через інтервал  $1/NT_0$  (де  $T_0$  – інтервал дискретних

вибірок в часовій області). Для спрощення перетворення розглядають «фізичні» спектри, що охоплюють тільки область позитивних значень частоти.

Число еквівалентних фільтрів, що синтезуються в результаті ШПФ, досить велике. Наприклад, при  $N=1024$  число еквівалентних фільтрів досягає 400.

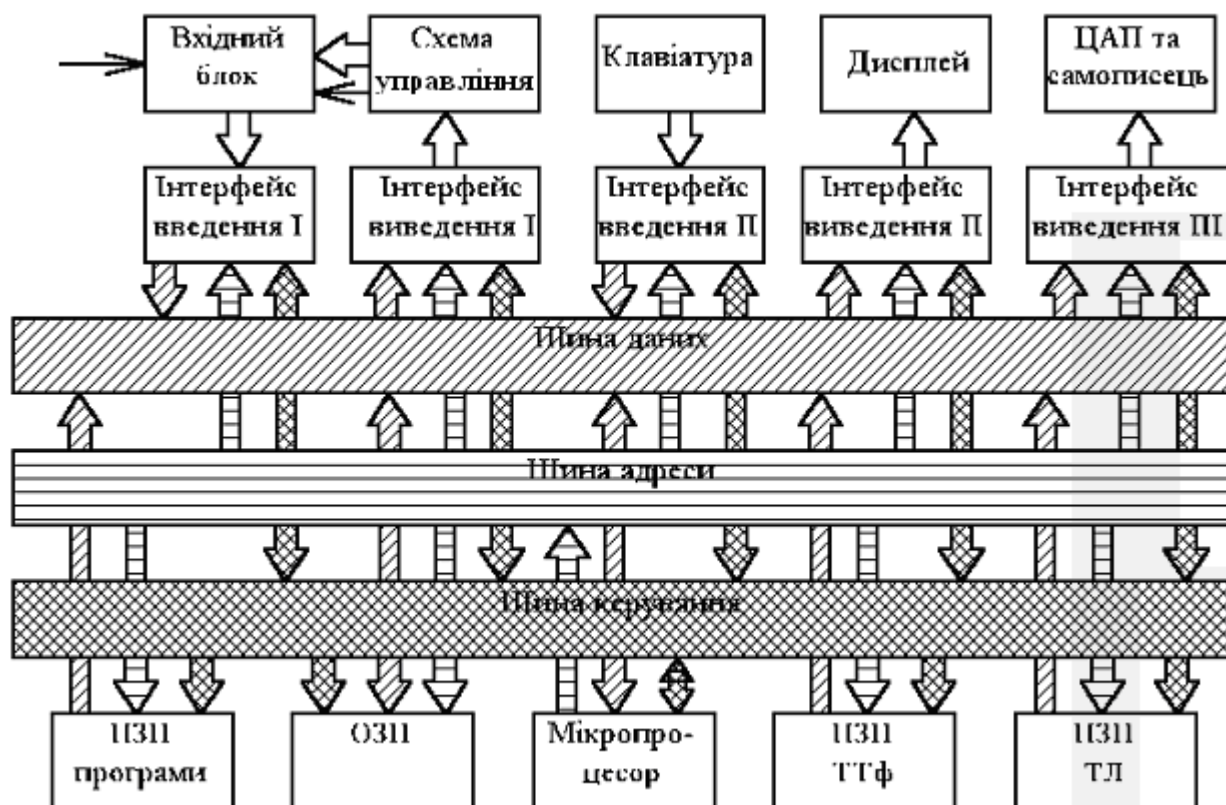


Рисунок 3.37 – Структурна схема аналізатора на основі ШПФ

Структурна схема аналізатора містить мікропроцесорну систему, за допомогою якої здійснюються обчислення за алгоритмом ШПФ, розв'язуються завдання управління введенням інформації, опитування клавіатури, відображення результатів аналізу дисплеєм, усереднювання спектрів і ін. Обчислення виконуються згідно програмі, що зберігається в ПЗП мікропроцесора.

Для зберігання даних, використовуваних в процесі обчислень, служить ОЗП. Від його ємності залежать можливості аналізатора.

Прилад забезпечується інтерфейсною картою, пов'язаною з мікропроцесорною системою. Це дозволяє підключати аналізатор до інтерфейсної шини.

Можливості такого аналізатора спектра значною мірою визначає вхідний блок, керований мікропроцесорною системою. Його структурна схема в поєднанні з схемою управління зображена на рис. 3.38.

Як видно з рис. 3.38, схема управління, одержуючи команди мікропроцесорної системи через інтерфейс виведення, автоматично регулює коефіцієнт посилення підсилювача і коефіцієнт передачі атенюатора, а також управляє ФНЧ, який слугує для «відсікання» складових, частоти яких вище верхньої межі  $f_B$  встановленого частотного піддіапазону аналізу. Управління полягає в автоматичному перестроюванні частоти зрізу  $f_{зр}$  фільтра: він настраюється так, що  $f_{зр} = f_B$  при будь-якому встановленому піддіапазоні частот. Можливе і дистанційне управління ФНЧ через інтерфейс.

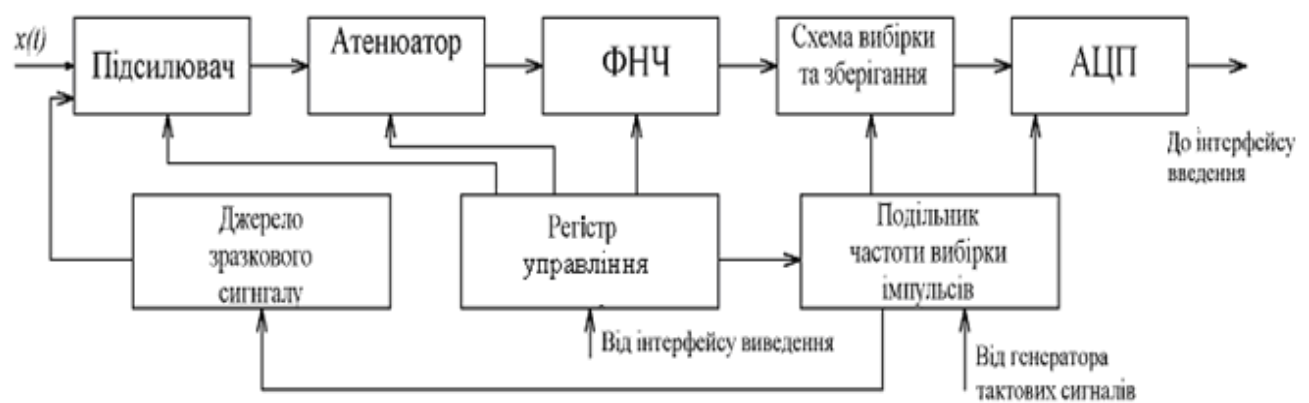


Рисунок 3.38 – Структурна схема вхідного блоку

З виходу ФНЧ аналізований сигнал поступає на схему вибірки і зберігання, яка здійснює дискретні вибірки відповідно до тактових імпульсів-вибірок, що подаються на її управляючий вхід. Запам'ятовані на короткий інтервал значення досліджуваного сигналу, одержані при дискретних вибірках, перетворюються АЦП в числові еквіваленти. Вони передаються через інтерфейс введення І на шину даних мікропроцесорної системи, що здійснює обробку інформації згідно алгоритму ШПФ.

У складі вхідного блоку міститься джерело зразкового сигналу, яке служить для калібрування параметрів підсилювача і атенюатора, а також інших вузлів. Частота зразкового сигналу автоматично вибирається так, щоб її

значення відповідало певному номеру спостережуваної смужки, що світиться, на екрані дисплея.

Структурна схема дисплея аналізатора приведена на рис. 3.39. Інформація, яка повинна бути відображена ЕПТ, видається з мікропроцесорної системи через інтерфейс виведення ІІ в цифрову пам'ять. Надходження конкретних даних в пам'ять визначається натиснутими клавішами, які входять до складу клавіатури, розташованої на передній панелі приладу. В пам'яті можуть зберігатися числа, одержані при дискретних вибірках за допомогою АЦП, дані, що відносяться до миттєвого спектра, дані, що характеризують усереднений спектр. Всі вони можуть по черзі відображатися дисплеєм. Інформація вводить в цифрову пам'ять під час зворотного ходу променя ЕПТ. Управління програмне, причому використовується режим переривання.

Дисплей може відображати велике число дискретних значень, які зберігаються в пам'яті. У разі, коли виникає необхідність виведення на екран значень дискретних вибірок досліджуваного сигналу, то з групи вибірок відображається тільки частина їх, наприклад, кожна третя вибірка. Передбачена можливість і відображення вибірок, що слідує одна за одною, причому, відображену ділянку можна зміщувати по вісі часу.

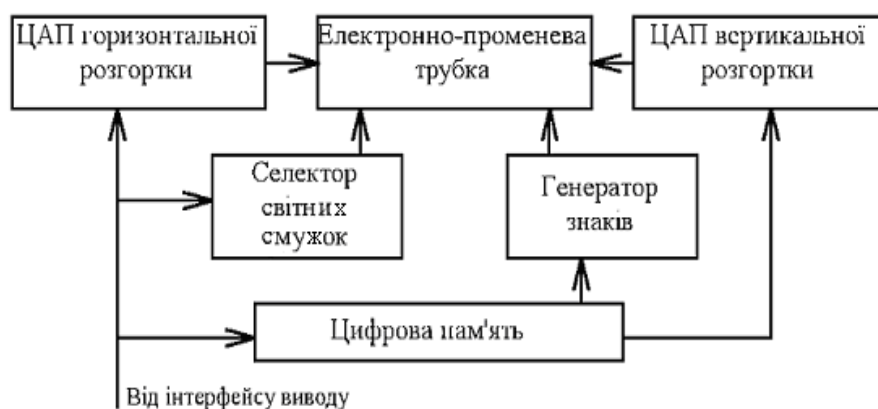


Рисунок 3.39 – Структурна схема дисплея аналізатора

На екран ЕПТ одночасно з відображуваною картиною, за допомогою генератора знаків, виводиться буквено-цифрова інформація про встановлені межі динамічного і частотного піддіапазонів, числові значення і одиниці

вимірювання різних параметрів досліджуваного сигналу, число відображуваних дискретних значень, число усереднених спектрів, а також порядковий номер, значення частоти і рівня для вибраної (за допомогою відповідної клавіші) світної смужки, що світиться, в зображенні спектра. Якщо в схемі аналізатора передбачені спеціальні інтерфейс виводу і ЦАП, то інформація про відображуваний дисплеєм спектр може бути виведена на самописний прилад.

### **3.12 Метрологічне забезпечення ЗВТ для дослідження електричних сигналів**

*Повірка електронних осцилографів.* Метрологічне забезпечення ЗВТ для часового аналізу сигналів базується на стандартних програмах повірки, в яких передбачене визначення таких метрологічних параметрів, як ширина променя, похибка коефіцієнта відхилення по вертикалі, похибка вимірювання напруги, похибка коефіцієнта розгортки, похибка вимірювання часових інтервалів, параметрів перехідних, амплітудних і амплітудно-частотних характеристик. Повірка ЗВТ проводиться за нормальних умов, за певними схемами з допомогою зразкових засобів вимірювання. Повірку проводять в автоколивальному режимі.

Проводять її за допомогою генератора імпульсів, який повинен видавати на виходах напругу, що забезпечує повірку працездатності осцилографа при всіх значеннях коефіцієнтів відхилення і розгортки в різних режимах роботи каналів вертикального і горизонтального відхилення. Допускається використання декількох типів генераторів імпульсів, перекриваючих необхідні діапазони.

*Визначення метрологічних параметрів.* Ширину лінії променя у вертикальному і горизонтальному напрямках визначають у середині і на межах робочої ділянки ЕПТ способом непрямого вимірювання за допомогою генератора імпульсів. Вона не повинна перевищувати значень, передбачених нормативно-технічною документацією (НТД) на конкретні типи ЗВТ.

Похибку коефіцієнта відхилення визначають способом непрямого вимірювання дійсного значення коефіцієнта відхилення за допомогою генератора імпульсів або установки для перевірки вольтметрів або методом прямого вимірювання за допомогою імпульсного калібратора осцилографів. Похибка коефіцієнта відхилення не повинна перевищувати значень, встановлених в НТД.

Похибку вимірювання напруги визначають способом прямого вимірювання напруги, що видається генератором імпульсів, установкою для перевірки вольтметрів і імпульсним калібратором осцилографів. Вимірювання проводять для кожного каналу при всіх значеннях коефіцієнта відхилення і не менше ніж в п'яти точках діапазону вимірюваних осцилографом напруг, включаючи дві крайні точки. Висота зображення в початковій точці діапазону повинна бути мінімальною, для кінцевої точки повинна складати 100%, а для проміжних точок 40 – 80% довжини робочої ділянки ЕПТ по вертикалі.

Похибку коефіцієнта розгортки визначають способом непрямого вимірювання дійсного значення коефіцієнта розгортки за допомогою генератора сигналів, генератора імпульсів і електронно-лічильного частотоміра або методом прямих вимірювань за допомогою калібратора осцилографів імпульсного. Електронно-лічильний частотомір використовують, при необхідності, для підвищення точності установки частоти (періоду) сигналів генераторів.

Параметри перехідної характеристики визначають способом прямих вимірювань за допомогою генератора випробувальних імпульсів, вимоги до якого приведені в НТД. Параметри перехідної характеристики визначають для всіх фіксованих значень коефіцієнта відхилення кожного каналу вертикального відхилення при позитивній або негативній полярностях випробувальних імпульсів і вони не повинні перевищувати значень, вказаних в НТД.

Амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) знімають за допомогою генератора сигналів і вольтметра змінного струму. На рис. 3.40 приведена АЧХ і її основні параметри.

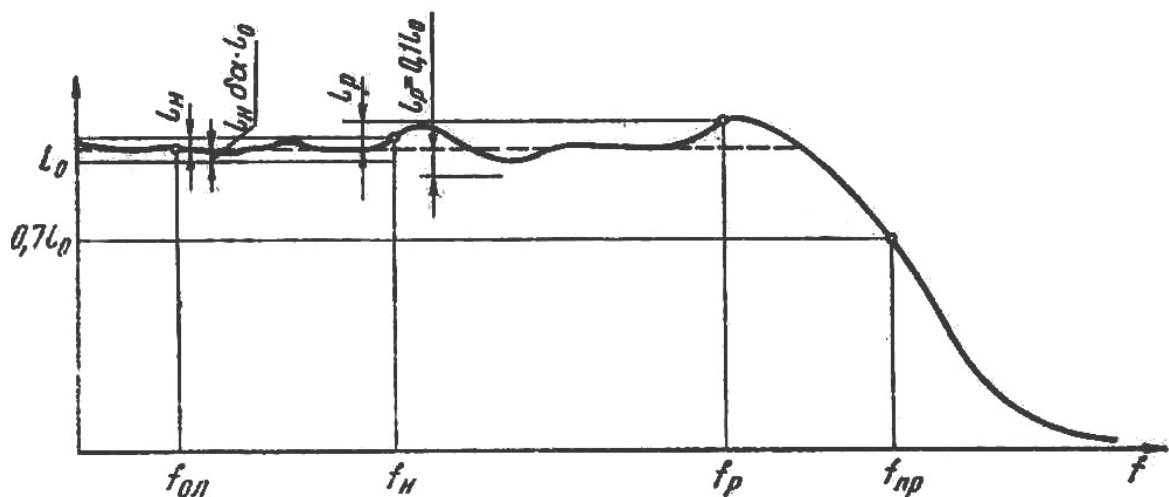


Рисунок 3.40 – Амплітудно-частотна характеристика

$f_{оп}$  – опорна частота;  $f_n$  – нормальний діапазон;  $f_p$  – розширений діапазон;  $f_{пр}$  – верхня межа смуги пропускання;  $L_0$  – значення АЧХ на опорній частоті;  $l_n$  – абсолютне значення нерівномірності в нормальному діапазоні;  $l_p$  – абсолютне значення нерівномірності в розширеному діапазоні;  $\delta_a$  – відносна похибка коефіцієнта відхилення

Змінюючи частоту сигналу генератора і підтримуючи регулюванням амплітуди показання вольтметра незмінними, вимірюють амплітуду зображення синусоїдного сигналу на екрані ЕПТ. Кількість точок і дискретність зміни частоти повинні відповідати вказаній в НТД.

Параметри амплітудно-частотної характеристики (смугу пропускання і нерівномірність в нормальному і розширеному діапазонах) визначають відповідно рис. 3.40 для всіх фіксованих значень коефіцієнта відхилення кожного каналу осцилографа. Вони не повинні перевищувати значень, приведених в НТД.

*Оформлення результатів перевірки.* Результати первинної перевірки при випуску з виробництва і ремонту осцилографів оформляють відміткою в паспорті. На осцилографи, визнані придатними при повірці в органах Держстандарту, видають свідоцтво встановленої форми. Результати періодичної відомчої перевірки оформляють документом, складеним відомчою

метрологічною службою. Осцилографи, що не задовольняють вимогам стандарту, до випуску і застосування не допускають.

*Повірка аналізаторів спектра.* Міру кількісної відповідності експериментального і аналітичного спектрів слід вважати основною метрологічною характеристикою аналізатора спектра. Допоміжні метрологічні характеристики обмежують класи досліджуваних сигналів, їх параметри, режими роботи аналізатора, при яких гарантується обумовлена точність експериментального аналізу. Зокрема, допоміжні метрологічні характеристики визначають інформаційну повноту оцінки спектра, обмежуючи робочий діапазон частот і часових інтервалів, крок дискретизації за часом і частотою (для цифрових приладів).

Повірка аналізаторів спектра ведеться за допомогою генераторів синусоїдних коливань, широкосмугових вольтметрів і атенюаторів, тобто за допомогою пристроїв широкого призначення. Повірка аналізаторів спектра за допомогою тільки синусоїдного сигналу не дозволяє виявити похибку, пов'язану з нелінійністю вхідних вузлів аналізаторів спектра. Точність широкосмугових вольтметрів для повірки аналізаторів спектра на малих рівнях недостатня. Стабільність вихідних напруг генераторів низька. Разом з повіркою по синусоїдних сигналах допускається можливість повірки аналізаторів спектра по сигналах з нормованими спектральними складовими. Способи оцінки похибки вимірювання частоти спектральних складових і частотних інтервалів між ними, що існують в даний час, задовольняють сучасним вимогам. Способи повірки амплітудних характеристик, тобто способи оцінки похибки вимірювання амплітуд і відношення амплітуд спектральних складових, потребують доопрацювання.

В даний час розробляються методи і засоби повірки аналізаторів спектра за сигналами з нормованими спектральними складовими.

Для оцінки похибки вимірювання абсолютних рівнів амплітуд складових розроблений спосіб, використовуючий послідовність однополярних прямокутних відеоімпульсів. Калібрування абсолютних значень амплітуд



складових проводиться шляхом формування імпульсу з необхідними параметрами. Замість висоти імпульсів встановлюють необхідну постійну складову, що приводить до зменшення похибки. При цьому імпульси пропускають через фільтр нижніх частот, що має частоту зрізу нижчу за частоту проходження імпульсів. Тривалість імпульсу з великою точністю встановлюється по перетворенню на нуль певних складових. Сформований таким чином сигнал подають на вхід аналізатора спектра, вимірюють амплітуду складової, значення якої розраховане, і за розбіжністю значень визначають похибку аналізаторів спектра. Встановити калібровані значення амплітуд можна на рівнях порядку сотих часток вольтів і вище.

Для перевірки більш чутливих приладів розроблений спосіб каліброваного відносного змінення амплітуд спектральних складових. Він базується на зв'язку між зміненням числа імпульсів в серії або зміненням періоду проходження серій, з одного боку, і відносним зміненням амплітуд певних складових, з іншого боку. Форма імпульсів може бути будь-якою, але вона не повинна змінюватися в процесі вимірювання.

Даний спосіб каліброваного змінення амплітуд складових дозволяє оцінити похибку аналізаторів спектра при вимірюванні як напруг амплітуд складових, так і їх відношень з великою точністю.

Для випадку, коли необхідно оцінювати похибку вимірювання малих змінень складових, наприклад, через 0,1 дБ, можна використати спосіб плавного каліброваного змінення амплітуд складових. Цей спосіб заснований на властивості спектральних складових, коротких в порівнянні з періодом проходження імпульсів.

Нерівномірність АЧХ можна визначати двояко. Можна змінювати частоту однієї складової, підтримуючи її амплітуду або висоту відгуку. Можна використати широкосмуговий спектр, у якого відоме відношення амплітуд складових. Про нерівномірність АЧХ в цьому випадку судять по змінненні відношень висот відгуків. Найбільш зручний спектр, в якому є складові з однаковими амплітудами.

Методичні вказівки, що визначають основні параметри аналізаторів спектра і їх випробування, розповсюджуються тільки на аналізатори спектра послідовного типу. Визначення метрологічних характеристик приладів іншого типу проводиться за їх технічними умовами і інструкціями експлуатації, тому приведемо перелік і короткі визначення метрологічних характеристик цифрових і аналого-цифрових аналізаторів спектра. Використання цих характеристик дозволяє в більшості практичних випадків визначити можливість і доцільність застосування конкретного аналізатора спектра для вирішення того або іншого завдання спектральної обробки і відображення інформації.

1. Сумарна похибка спектрального аналізу характеризує міру кількісної відповідності експериментального і аналітичного спектрів. При метрологічних випробуваннях аналізаторів спектра сумарна або локальні похибки, звичайно, застерігаються по відношенню до групи тестових сигналів у вигляді відрізків гармонійних коливань із заданими частотами, фазами і тривалістю.

2. Інтервал аналізу  $T_a$ , що визначає максимально можливу тривалість досліджуваних сигналів  $T_c$  без їх відсікання, повинен узгоджуватися з інтервалом існування досліджуваних сигналів, якщо виходити з умови

$$T_c \in T_a.$$

Інтервал аналізу опосередковано визначає одну з умов повноти представлення спектр – крок дискретності за частотою:

$$\Delta \omega \leq 2\pi / T_a.$$

Для дискретно-аналогових і цифрових аналізаторів спектра інтервал аналізу спільно з інтервалом дискретизації визначає кількість врахованих відліків сигналу  $N=T_a/\Delta\tau$ , що дуже важливо для оцінки похибки цих приладів.

3. Верхня гранична частота аналізу  $\Omega_b$  визначає робочий діапазон частот. Вона узгоджується за апріорі відомими відомостями про граничну частоту спектра досліджуваних сигналів або частоту зрізу обмежуючого фільтра. Цю величину для дискретно-аналогових і цифрових аналізаторів спектра опосередковано визначає інтервал дискретизації досліджуваних сигналів

$$\Delta t = \pi / m\Omega_H,$$

де  $m$  – коефіцієнт запасу за частотою дискретизації, залежний від крутизни спаду досліджуваного спектра робочого діапазону частот і допустимої похибки дискретизації.

Для аналізаторів спектра смугових сигналів (дисперсійних аналізаторів, зокрема) цей параметр замінюється шириною смуги робочого діапазону частот  $\Delta\Omega$ .

4. Чутливість визначає мінімальний рівень (амплітуду) сигналу заданої тривалості, при якому забезпечується індикація максимального значення модуля досліджуваного спектра із заданим перевищенням над рівнем власних перешкод. При метрологічних випробуваннях аналізаторів спектра чутливість застерігається по відношенню до відрізка гармонійного сигналу, настроюваного на центральну частоту аналізу.

Слід зазначити, що чутливість за модулем при відомому рівні власних перешкод, визначає чутливість по відношенню до ортогональних складових і фази.

5. Динамічний діапазон аналізу визначається як відношення максимального реєструемого при заданому ступені спотворень значення модуля спектральної щільності гармонійного сигналу максимальної тривалості до мінімального реєструемого при заданому перевищенні над рівнем власних перешкод значенню модуля спектральної щільності гармонійного сигналу.

6. Час запізнювання готовності результатів характеризує затримку визначення і реєстрації всієї множини визначуваних відліків спектра досліджуваного сигналу по відношенню до моменту закінчення його реєстрації. У аналогових і дискретно-аналогових аналізаторах спектра воно відлічується від кінця інтервалу аналізу, в цифрових – від моменту реєстрації останнього з відліків сигналу, що враховуються. Опосередковано час запізнювання характеризує швидкодію аналізаторів спектра.

Докладніше про похибки, їх природу і облік їх впливу викладено в спеціальній літературі.

### **Запитання для самоконтролю до розділу 3**

1. Записати пряме і зворотне перетворення Фур'є.
2. Перерахувати ЗВТ для часового аналізу сигналів.
3. Пояснити принцип візуалізації електричного сигналу.
4. З яких основних каналів складається ЕО і їх призначення?
5. Які основні блоки входять до каналу вертикального відхилення і вимоги до них?
6. Які основні блоки входять до каналу горизонтального відхилення і вимоги до них?
7. Перелічити основні вимоги до напруги розгортки ЕО.
8. Пояснити принципи дії генератора розгортки ЕО.
9. Перелічити види розгорток і області їх застосування.
10. Пояснити призначення синхронізації ЕО і її види.
11. Які особливості чекаючої розгортки?
12. Пояснити принципи вимірювання параметрів електричних сигналів за допомогою ЕО.
13. Пояснити особливості цифрових ЕО.
14. Пояснити особливості дослідження часових характеристик електричних сигналів надвисоких частот.
15. Пояснити переваги і недоліки застосування мікропроцесорів ЕО.
16. Пояснити перспективи розвитку ЕО і стисло їх проаналізувати.
17. Перелічити основні напрямки в спектральному аналізі електричних сигналів.
18. Пояснити способи реалізації дослідження спектрів сигналів.
19. Проаналізувати переваги і недоліки різних способів дослідження спектрів сигналів.
20. Пояснити принцип дії аналізатора паралельної дії.
21. Пояснити принцип дії аналізатора послідовної дії.

22. Як працює дисперсійний аналізатор спектра?
23. Пояснити особливості цифрових аналізаторів спектра.
24. Які переваги застосування мікропроцесорів в аналізаторах спектра?
25. Які основні вузли входять до мікропроцесорного аналізатора спектра?
26. Які операції треба виконати при повірці ЕО?
27. Які параметри повіряються в ЕО?
28. Яким чином відбувається повірка аналізаторів спектра?
29. Які основні параметри аналізаторів спектра повіряються?

### Перелік літератури до розділу 3

1. Закон України „Про метрологію та метрологічну діяльність”.
2. Артемьев Б.Г., Голубев С.М. Справочное пособие для работников метрологических служб.— М : Издательство стандартов, 1998.
3. Хромой Б.П. Кандинов А.В. и др. Метрология, стандартизация и измерение в технике связи. Учебное пособие для ВУЗов. М : Радио и связь, 1986
4. Гельман Т.Т. Аналого-цифровое преобразование для информационно-измерительных систем., М: Издательство стандартов,1989
5. Гиттис Э.П., Пискулов Е.П. Аналого-цифровые преобразователи, —М: Энергоиздат, 1981
6. Мелин-Шахнозаров А.И. и др. Измерительные приборы со встроенными микропроцессорами., —М: Энергоатомиздат,1985

## **Розділ 4 ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ ТА ЧАСОВИХ ІНТЕРВАЛІВ**

### **4.1 Загальні відомості**

Вимірювання частоти та часових інтервалів, які є параметрами змінної напруги електричного сигналу, у тому числі і інформаційного, – один з видів вимірювання, що найбільш часто зустрічаються. Це пояснюється, у першу чергу, дуже високою точністю частотовимірювальних приладів, недосяжною для інших ЗВТ.

Крім того, у пристроях зв'язку їхня частотна характеристика – це характеристика, від якої значною мірою залежить неспотворена передача інформації.

Не менш важливим є контроль за стабільністю частоти, наприклад, у приймально-передавальних пристроях. Оскільки частота зв'язана зі швидкістю зміни фази напруги сигналу, то, очевидно, контроль частоти необхідний і для обліку фазових спотворень, особливо на дуже високих частотах.

І, нарешті, повірка, атестація і калібрування інших ЗВТ відбувається в певних точках частотного діапазону, що викликає необхідність у ході проведення зазначених операцій точно виміряти частоту.

Діапазон частот, використовуваних у техніці зв'язку, простирається від часток Гц до десятків ГГц. Якщо виключити промислову частоту струму, то весь спектр умовно можна розділити на п'ять діапазонів: інфразвукові частоти – нижче 20 Гц, звукові частоти – від 20 Гц до 20 кГц, високі частоти – від 20 кГц до 30 МГц, ультрависокі частоти – від 30 до 300 МГц і надвисокі частоти – вище 300 МГц. Верхня межа використовуваних частот у процесі розвитку науки і техніки безупинно підвищується і на даний час перевищує 300 ГГц.

Частоту електромагнітних коливань зручно виражати через довжину плоскої хвилі у вільному просторі  $\lambda$  і період  $T$ . Ці величини зв'язані між собою простими залежностями:

$$\begin{aligned} f &= c / \lambda, \\ f &= 1 / T, \end{aligned} \quad (4.1)$$

де  $f$  – частота, Гц;  $c$  – швидкість поширення електромагнітних коливань, м/с;  $\lambda$  – довжина хвилі, м;  $T$  – період коливання, с, – параметр періодичного сигналу, що характеризує інтервал часу, через який повторюються його миттєві значення.

Швидкість поширення електромагнітних коливань залежить від параметрів середовища, у якому вони поширюються:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}},$$

де  $\mu$  – магнітна проникність середовища;

$\epsilon$  – діелектрична проникність середовища.

Для вакууму  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ , Гн/м;  $\epsilon_0 = 8,852 \cdot 10^{-12}$  Ф/м, тоді  $c_0 = 3 \cdot 10^8$  м/с.

Для будь-якого середовища

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_a \cdot \epsilon_a}},$$

де  $\mu_a = \mu_0 \mu_{\text{відн}}$ ;

$\epsilon_a = \epsilon_0 \epsilon_{\text{відн}}$ ;

$\mu_{\text{відн}}$  і  $\epsilon_{\text{відн}}$  відносні магнітна і діелектрична проникності середовища.

Наприклад, швидкість поширення електромагнітних коливань у кабелях зв'язку залежить від застосовуваного в ньому діелектрика.

Для характеристики електричних коливань можна вимірювати частоту  $f$ , період  $T$  або довжину плоскої хвилі у вільному просторі  $\lambda$ . У техніці зв'язку майже завжди вимірюється частота, рідше – період коливання, і тільки на надвисоких частотах вимірюються і частота і довжина хвилі. Найчастіше вимірюють середню частоту за якийсь час лічення.

$$f = N / t_{\text{ліч}}, \quad (4.2)$$



де  $N$  – число періодів коливання,

$t_{\text{ліч}}$  – час лічення (час вимірювання).

Вимірюваннями частоти користуються при градуванні шкал вимірювальних генераторів радіоприймальних і радіопередавальних пристроїв із плавним діапазоном; визначенні резонансних частот коливальних контурів і різних резонаторів; визначенні смуги пропускання фільтрів і чотириполюсників; вимірюванні або контролі величини відхилення частоти від її номінального значення, привласненого даному пристрою – радіостанції, генераторному устаткуванню системи ущільнення і т.д. Широке застосування безпошукового і безпідстроювального радіозв'язку, багатоканального високочастотного, супутникового, а також мобільного зв'язку виявилось можливим у результаті розвитку методів точного вимірювання частоти.

У цілому, похибка вимірювання частоти задається в абсолютних, або, частіше, у відносних величинах  $\Delta f/f$ . Припустима величина похибки визначається нестабільністю вимірюваної частоти і повинна бути менше її, принаймні, в 5 разів. Наприклад, якщо відносна нестабільність частоти радіостанції дорівнює  $10^{-5}$ , то відносна похибка вимірювання не повинна перевищувати  $2 \cdot 10^{-6}$ . Прилад, забезпечуючий потрібну точність вимірювань, повинен повірятися за ще більш точним пристроєм, похибка якого в даному випадку не повинна перевищувати  $4 \cdot 10^{-7}$ . Похибка вимірювань низьких частот, звичайно, допускається значно більшою – (1...2)%, за виключенням частот, застосовуваних в тональній телеграфії і передачі даних.

Для вимірювання частоти використовують ЗВТ, які класифікуються в такий спосіб:

Ч1 – стандарти частоти і часу;

Ч2 – частотоміри резонансні;

Ч3 – частотоміри електронно-лічильні;

Ч4 – частотоміри гетеродинні, ємнісні і мостові;

Ч5 – синхронізатори частоти і перетворювачі частоти сигналу;

Ч6 – синтезатори частоти, подільники і помножувачі частоти;

Ч7 – приймачі сигналів еталонних частот і сигналів часу, компаратори частотні (фазові, часові) і синхронметри;

У вимірювальних приладах, як правило, використовують високостабільні кварцові генератори, для яких розрізняють короткочасну і довгочасну нестабільності. Короткочасна нестабільність таких генераторів обумовлена тепловими шумами кварцового резонатора і елементів генератора і дробовим шумом транзисторів. Крім того, на короткочасну нестабільність впливають нестабільність живлячої напруги і вібрації. Типові значення відносного СКВ частоти від середнього значення збільшуються від  $10^{-10}$  для часу усереднення 1с до  $3 \cdot 10^{-9}$  для часу усереднення 1год.

Довгочасна нестабільність визначається, головним чином, старінням кварцового резонатора і зміною його механічних властивостей під дією дестабілізуючих факторів: вологості, тиску, вібрацій і радіаційного опромінення. Для зменшення дестабілізуючої дії вологості і тиску кварцовий резонатор розміщують у вакуумному балоні. Характерні граничні значення відносної похибки відтворення частоти, обумовлені довгочасною нестабільністю, становлять від  $10^{-8}$  за добу до  $5 \cdot 10^{-7}$  за рік експлуатації, а в деяких приладах ще менше.

Кварцовий резонатор разом з задаючим генератором завжди розміщують у термостаті, тому відносне температурне відхилення частоти невелике і може становити  $(1...3) \cdot 10^{-9}/^{\circ}\text{C}$ .

Таким чином, у більшості випадків нестабільність частоти кварцового генератора досить оцінити найбільшою з перерахованих похибок – довгочасною нестабільністю частоти.

У паспортних даних засобів вимірювання із кварцовими генераторами звичайно приводять допустимі границі уходу частоти, обумовленої довгочасною і короткочасною нестабільністю, а також температурну нестабільність.

На основі кварцових генераторів будують генератори лічильних імпульсів. Задаючий кварцовий генератор у багатьох випадках працює на частоті 5 МГц,

оскільки кварцові резонатори з резонансною частотою порядку декількох МГц мають найкращі характеристики при невеликих розмірах. Така частота недостатня для генератора лічильних імпульсів, тому її доводиться множити багатокаскадними помножувачами частоти з коливальними контурами. Лічильні імпульси звичайно формують за допомогою тригера Шмідта.

Принцип дії перерахованих вище ЗВТ для вимірювання частоти ґрунтується на різних методах, які будуть розглянуті далі.

## 4.2 Методи вимірювання

Для вимірювання частоти використовують метод безпосередньої оцінки і метод порівняння. Перший реалізується при способі перезарядження конденсатора, мостів і резонансному, другий реалізується при осцилографічному, гетеродинному і цифровому способах.

*Спосіб перезаряду конденсатора* розглянемо на прикладі схеми, наведеної на рис. 4.1. Якщо перемикач  $K$  замкнути на джерело ЕРС  $E$  (положення 1), то конденсатор постійної ємності  $C$  заряджається до деякої напруги  $U$  і кількість електрики  $q$ , що надійшла в конденсатор від джерела, дорівнює  $q=CU$ . При переведенні перемикача  $K$  у положення 2 конденсатор розряджається, і при повному його розряді через міліамперметр пройде вся кількість електрики  $q$ . Якщо конденсатор перемикається із заряду на розряд  $f$  раз у секунду, то кількість електрики, що проходить через міліамперметр,  $fq=fCU=I$ , де  $I$  – середнє значення струму за період. Звідси виходить, що частота прямо пропорційна середньому значенню розрядного струму через магнітоелектричний прилад:

$$f = I / CU \quad (4.3)$$

Якщо ємність  $C$  і напругу  $U$  підтримувати постійними, то шкалу приладу можна проградувати безпосередньо в одиницях частоти. На цьому принципі створені частотоміри з безпосереднім відліком, в яких перемикання конденсатора здійснюється напругою вимірюваної частоти. Включаючи

конденсатори з різною ємністю, можна одержати декілька піддіапазонів вимірювання. Величина напруги, до якої встигає зарядитися конденсатор при різних значеннях ємності і частоти, не може залишатися постійною; точно так же конденсатор повністю не розрядиться, отже, добуток  $CU$  не залишається постійним.

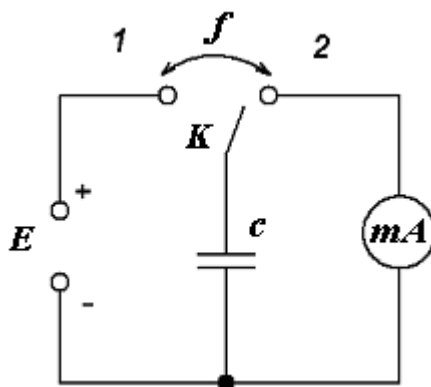


Рисунок 4.1 – Схема заряду та розряду конденсатора

Ця невизначеність усувається за допомогою схеми, у якій напруга на конденсаторі при заряді не перевищує деякої постійної величини  $U_{\text{зар}}$ , а при розряді – не може стати меншою деякої постійної величини  $U_{\text{роз}}$ . У цьому випадку (4.3) приймає наступний вид:

$$f = \frac{I}{C(U_{\text{зар}} - U_{\text{роз}})}$$

Знаменник цього виразу у межах будь-якого піддіапазону зберігається постійним, і градуювання шкали міліамперметра залишається вірним для всіх піддіапазонів.

Нижня межа вимірюваних частот обмежується початком механічних коливань стрілки міліамперметра в такт із вимірюваною частотою і становить 10 Гц, а верхня – кінцевим часом перемикавання конденсатора із заряду на розряд і паразитними ємностями схеми, порівняними на верхніх частотах з ємністю конденсатора. В міру вдосконалювання схем комутації і конструктивних рішень приладів верхня межа вимірюваних частот підвищується і у цей час досягає 1 МГц.

В основу *резонансного способу* вимірювання частоти покладено явище електричного резонансу. Прилади, що реалізують цей спосіб, називаються резонансними частотомірами або хвилемірами. Резонансний спосіб найбільш придатний для вимірювання високих, ультрависоких і надвисоких частот.

Резонансний частотомір (хвилемір) складається з високодобротного коливального контура, прецизійного механізму настроювання зі шкалою і індикатора резонансу. При вимірюваннях частотомір настроюється в резонанс із невідомою вимірюваною частотою, і її значення визначається по градуйованій шкалі настроювання коливального контура частотоміра в момент резонансу. Головними характеристиками частотомірів є діапазон частот, похибка вимірювань і чутливість, тобто мінімальна величина споживаної потужності, при якій отримується впевнений відлік.

Резонансний спосіб простий і зручний, показання при вимірюваннях цим способом однозначні, а похибка складає десяті або соті частки відсотка. Величина похибки залежить від точності настроювання частотоміра, добротності його коливального контура, точності відліку, ширини діапазону вимірюваних частот, температури і вологості навколишнього повітря і величини зв'язку частотоміра із джерелом вимірюваних коливань.

Точність настроювання резонансного частотоміра в резонанс із вимірюваною частотою тим вище, чим більша добротність його коливального контура. При малій добротності верхня частина кривої резонансу буде широкою («тупа» крива) і резонансну частоту визначити важко; при великій добротності верхня частина кривої резонансу вузька («гостра» крива), тому резонансну частоту можна визначити з великою точністю, хоча «утримати» стрілку індикатора в точці резонансу нелегко. У всіх випадках точність вимірювання можна підвищити застосуванням так званого «вилочного» відліку, при якому спостерігаються два положення настроювання:  $n_1$  – ліворуч і  $n_2$  – праворуч від положення резонансу при двох однакових відхиленнях стрілки індикатора на рівні 70 – 80% від максимального. Положення резонансу відповідає середньому арифметичному із цих відліків:

$$n = \frac{n_1 + n_2}{2}.$$

Точність відліку визначається точністю градуювання і якістю механізму настроювання. Точність градуювання тим вище, чим вужче діапазон перестроювання контура, оскільки при цьому ціна поділки шкали менше. Механізм настроювання повинен бути без люфта, інакше відлік буде різним в залежності від сторони підходу до резонансної частоти (зліва або справа). Коливальний контур частотоміра звичайно градується при температурі повітря +20°C. При роботі в інших умовах можливі похибки через зміну геометричних розмірів контура. Для зменшення температурних похибок елементи контурів виготовляються з металів і сплавів з малим температурним коефіцієнтом розширення або застосовується температурна компенсація. У найпростіших випадках до градуювання додаються таблиці температурних поправок. При особливо точних вимірюваннях необхідно враховувати помилки, що виникають в результаті зміни діелектричної проникності середовища (повітря) під впливом зміни вологості. Вплив вологості на точність вимірювання можна усунути герметизацією резонатора. До негерметизованих хвилемірів додаються номограми похибок, викликаних зміною вологості і температури повітря. Коливальний контур резонансного частотоміра з одного боку пов'язаний із джерелом коливань вимірюваної частоти, з іншого боку – з індикатором резонансу. Щоб внесені в коливальний контур опори не зменшували його добротності і не збільшували похибки вимірювання, ці зв'язки повинні бути мінімальними. Конструкція коливальних контурів залежить від діапазону частот, для якого вони призначені; на частотах від 50 кГц до 200 МГц використовуються контури із зосередженими постійними, на більш високих частотах – контури з розподіленими постійними.

*Мостовий метод* використовує властивість рівноваги чотириплечого моста (рис. 4.2).

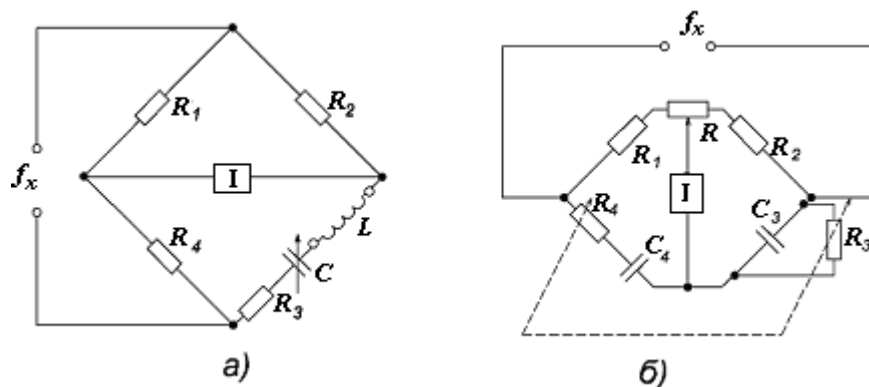


Рисунок 4.2 – Схема моста: а) з резонансним плечем; б) ємнісного моста

Умову рівноваги моста (рис. 4.2,а) можна записати так:

$$R_1 \underline{Z}_3 = R_2 R_4, \quad (4.4)$$

$$\text{де } \underline{Z}_3 = R_3 + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right).$$

При настроюванні послідовного контура в резонанс із вимірюваною частотою  $f_x$  виконується умова

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

і опір плеча стає чисто резистивним і рівним  $R_3$ . У цьому випадку (4.4) переписеться в такий спосіб:

$$R_1 R_3 = R_2 R_4.$$

Таким чином, вимірювання частоти зводиться до приведення моста в рівновагу шляхом настроювання плеча 3 у резонанс із частотою  $f_x$ . Настроювання виконується за допомогою конденсатора змінної ємності, шкала якого градується в одиницях частоти.

Недоліком цього моста є трудність виконання високодобротних котушок на низьких частотах.

Більш поширена схема моста наведена на рис. 4.2,б. У цій схемі резистори і конденсатори вибираються так, щоб  $R_3=R_4=R$  і  $C_3=C_4=C$ . Тоді невідома частота

$$f_x = 1/2\pi RC.$$

Резистори  $R_3$  і  $R_4$  представляють собою здвоєний змінний резистор з однаковими опорами. Величини  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_3$  і  $C_4$  постійні, тому шкалу здвоєних резисторів можна градувати в одиницях частоти.

Метод порівняння може бути реалізований способом нульових биттів. Цей спосіб застосовується для вимірювання високих частот. Якщо два високочастотних коливання із частотами  $f_1$  і  $f_2$  подати на нелінійний елемент – змішувач, то на його виході з'являються, крім цих частот, ще їх сума  $f_1+f_2$  і різниця  $f_1 - f_2$ , а також їхні гармоніки  $nf_1$  і  $mf_2$  (де  $n$  і  $m=2, 3, 4...$ ). Різниця двох високих частот  $f_1$  і  $f_2$  є частотою биттів. При рівності частот  $f_1$  і  $f_2$  частота биттів дорівнює нулю, тому спосіб називається способом нульових биттів. Порівняння частот за нульовими биттями здійснюється в такий спосіб (рис. 4.3).

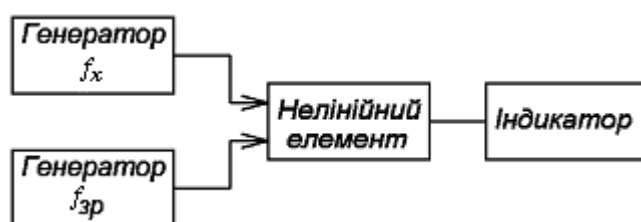


Рисунок 4.3 – Структурна схема для порівняння частот способом нульових биттів

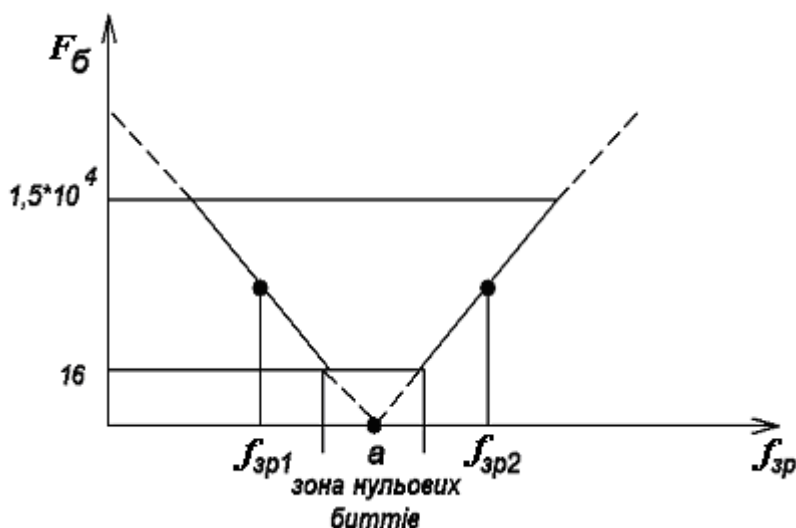


Рисунок 4.4 – До пояснення утворення зони нульових биттів

Напруги вимірюваної  $f_x$  і зразкової  $f_{zp}$  частот подаються на вхід нелінійного елемента, на виході якого включений індикатор (головні телефони), пропускаючий тільки звукові частоти. Якщо плавно змінювати частоту зразкового генератора, то при  $(f_x - f_{zp}) < 15$  кГц у телефонах з'явиться тон різницевої частоти, що знижується в міру зближення частот  $f_x$  і  $f_{zp}$ . На рис. 4.4



показано характер зміни частоти биттів  $F_6$  в залежності від зміни частоти  $f_{зр}$  при незмінній вимірюваній частоті  $f_x$ . У точці а частота биттів дорівнює нулю і  $f_x = f_{зр}$ . Однак визначити момент, коли  $f_x = f_{зр}$ , за відсутністю тону биттів у телефоні не вдається; чутність зникає раніше моменту рівності частот. Так як людське вухо не реагує на частоти приблизно нижче 16 Гц, то з'являється зона помилкових нульових биттів. Таким чином, при використанні телефону як індикатора, одержують помилку, абсолютна величина якої досягає 32 Гц.

Одним з найпростіших способів зменшення цієї помилки є спосіб «вилочного» відліку, що полягає в наступному: запам'ятовують на слух деякий тон биттів перед зоною нульових биттів, наприклад у точці «1», і відмічають відповідне йому значення  $f_{зр1}$ ; потім, після зони нульових биттів, знову встановлюють по слуху такий же тон і відмічають  $f_{зр2}$ . Невідома частота дорівнює середньому арифметичному

$$f_x = (f_{зр1} + f_{зр2}) / 2$$

Похибка «вилочного» відліку тим менша, чим точніше встановлюється рівність тонів з обох сторін зони нульових биттів.

Як індикатор нульових биттів можна використати магнітоелектричний міліамперметр, електронно-оптичний індикатор або осцилограф. При частоті биттів менше 10 Гц стрілка міліамперметра коливається. У міру наближення частоти  $f_x$  до  $f_{зр}$  частота їхніх коливань зменшується, і при  $f_x = f_{зр}$  стрілка зупиняється на нулі. У випадку застосування осцилографа напруга биттів подається на вхід каналу вертикального відхилення (генератор розгортки осцилографа включений). При будь-якій частоті розгортки легко визначити рівність частот  $f_x$  і  $f_{зр}$ .

При описі процесу одержання нульових биттів і вимірювання частоти передбачалося, що генератори невідомої і зразкової частот виробляють коливання чисто синусоїдної форми. У дійсності коливання обох генераторів містять гармоніки і нульові биття виходять також при рівності

$$nf_x = mf_{зр}, \quad (4.10)$$

де  $n=i$ ;  $m$  – номери гармонік.

Невизначеність, що виникає при порівнянні частот, можна усувати попереднім грубим вимірюванням частоти яким-небудь іншим методом, наприклад, резонансним. Корисно також мати на увазі, що гучність биттів швидко падає із збільшенням номерів гармонік і найбільша на основній частоті.

При *гетеродинному способі* вимірювана частота  $f_x$  поступає на один із входів змішувача, на другий вхід якого поступає частота від каліброваного генератора – гетеродина  $f_{\text{гет}}$ . Напруга різницевої частоти з виходу змішувача через ФНЧ і підсилювач подається на індикатор. При наближенні вимірюваної частоти до частоти гетеродина індикатор фіксує їх рівності, і по шкалі гетеродина визначають вимірювану частоту. Калібрований генератор періодично підстроюється за кварцовим генератором в цьому ж приладі.

Ще одним способом, що реалізує метод порівняння, є *осцилографічний* спосіб. У цьому випадку використовують лінійну, синусоїдну і колову розгортки.

При лінійній розгортці напруга невідомої частоти подається на вхід каналу вертикального відхилення, а частота генератора лінійної розгортки (без синхронізації) змінюється з боку низьких частот доти, доки на екрані не вийде зображення одного періоду. Тоді вимірювана частота стає рівною установленій частоті розгортки. Такий спосіб застосовується тільки при каліброваній частоті розгортки.

При синусоїдній розгортці частоту визначають за допомогою фігур Лісажу (розділ 3), подаючи напругу невідомої частоти на вхід  $Y$ , а зразкової – на вхід  $X$ . У цьому випадку домагаються нерухомого зображення фігури у вигляді еліпса, що буде свідчити про рівність частот  $f_x$  і  $f_{\text{зр}}$ .

При круговій розгортці (розділ 3) напруга однієї із частот ( $f_x$  або  $f_{\text{зр}}$ ) подається на обидва входи осцилографа для одержання кола, а на вхід  $Z$  осцилографа подається напруга більш високої із цих двох частот. За кількістю міток, одержуваних на лінії кола, визначають кратність частот  $n$ . Та із частот, що подана на вхід  $Z$  в  $n$  разів вище частоти, поданої на входи  $X$  і  $Y$ .

Цифровий спосіб останнім часом знаходить все більше застосування, а тому розглянемо його детальніше.

### 4.3 Вимірювання інтервалів часу методом дискретної лічби

Вимірювання інтервалів часу методом дискретної лічби відноситься до цифрового способу вимірювання. Вимірювання полягає в порівнянні вимірюваного інтервалу часу  $\tau$  з дискретним інтервалом, що відтворює одиницю часу. Для цього вимірюваний інтервал  $\tau$  заповнюється імпульсами (мітками часу) з відомим зразковим періодом проходження  $T_M \ll \tau$  (рис. 4.5), число  $N$  яких пропорційне  $\tau$ , підраховується. Таким чином,

$$\tau = NT_M.$$

Структурна схема вимірювання, що реалізує даний метод, містить генератор міток (лічильних імпульсів) і лічильник, між якими повинна бути включена схема, що відкриває лічильник на час  $\tau$ . Цю функцію, як видно з рис. 4.6, виконує часовий селектор, що представляє собою логічний елемент І. Мітки часу, що безупинно надходять на вхід 1 часового селектора, можуть проходити в лічильник тільки тоді, коли на його вході 2 діє стробуючий імпульс. Він формується з досліджуваного сигналу пристроєм, що міститься в блоці формування і керування. За час дії стробуючого імпульсу, тривалість якого дорівнює  $\tau$  (рис. 4.5), лічильник рахує імпульси-мітки генератора. Число міток часу, зафіксоване лічильником, однозначно відповідає вимірюваному інтервалу  $\tau$ .

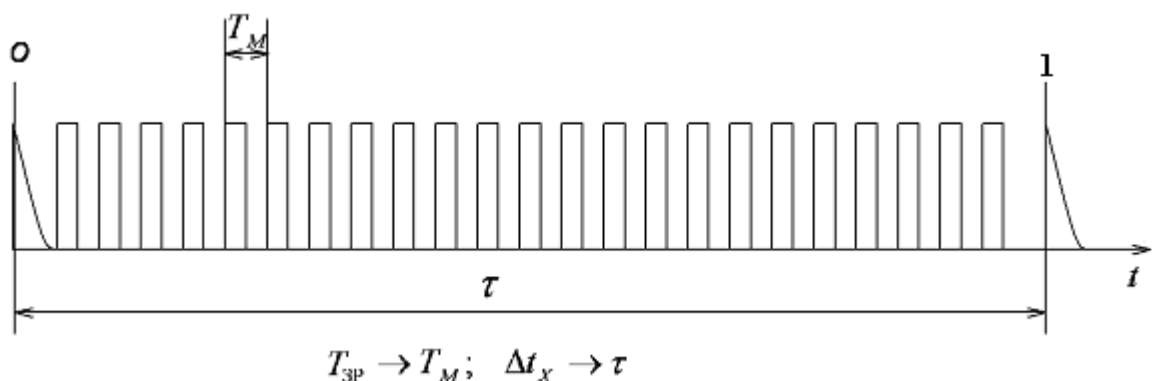
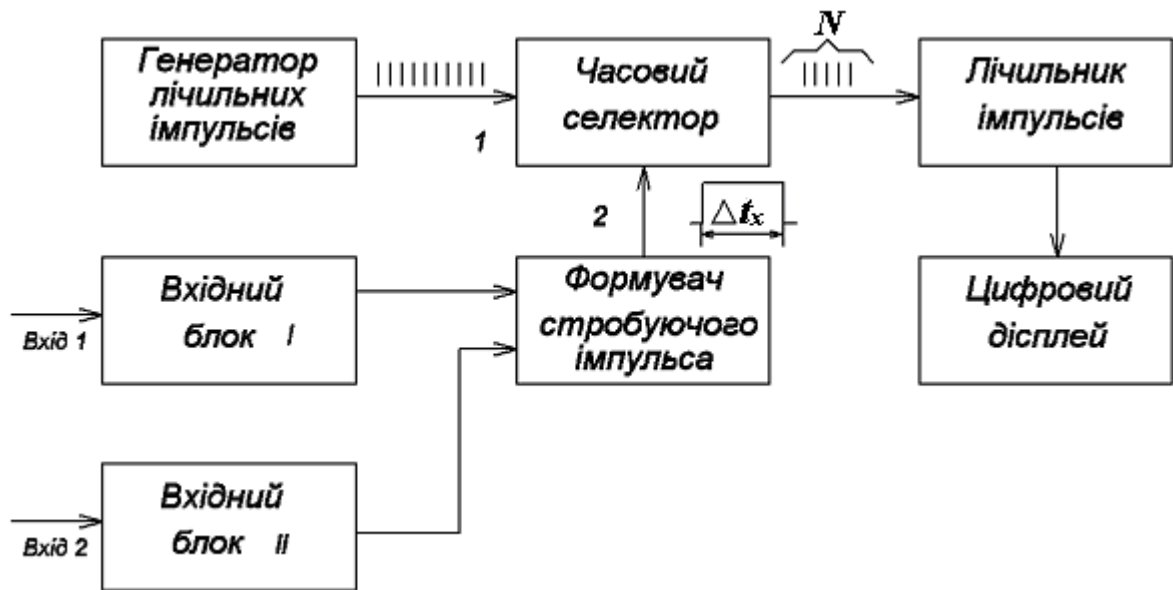


Рисунок 4.5 – До пояснення принципу вимірювання способом дискретного

Рисунок 4.6 – Структурна схема вимірювача  $\Delta t_x \rightarrow \tau$ 

Якщо період проходження міток генератора  $T_m$  (частота проходження  $F_m$ ), то за інтервал  $\tau$  через селектор пройде

$$N = \tau / T_m = \tau \cdot F_m \quad (4.5)$$

міток і, отже, вимірюваний інтервал

$$\tau = N \cdot T_m = N / F_m. \quad (4.6)$$

Похибка, що виникає при вимірюванні, включає такі складові: похибка міри; похибка перетворення; похибка порівняння; похибка фіксації результатів вимірювання.

Проаналізуємо похибку вимірювання за складовими.

У схемі на рис. 4.6 мірою служить генератор міток. Отже, похибка міри в цьому випадку – це нестабільність частоти проходження імпульсів-міток. Для її зменшення генератор виконують за схемою із кварцовою стабілізацією.

*Похибка перетворення* обумовлена, головним чином, шумовою завадою, що проявляється при формуванні стробуючого імпульсу. Формування відбувається за допомогою тригерних схем, в яких при наявності завади можливий зсув фронту стробуючого імпульсу. Отже, його тривалість буде відрізнятися від вимірюваного інтервалу, тобто, з'являється похибка, яку називають похибкою запуску тригера. Оскільки ця похибка випадкова, то її

характеризують середньоквадратичним значенням. При розрахунках користуються середньоквадратичним значенням відносної похибки, позначуваним  $\delta_{\text{зап}}$ . Похибка вимірювання, обумовлена шумовою завадою, зменшується зі збільшенням відношення крутості фронту імпульсу до середньоквадратичного значення напруги завади, а також при усередненні результату багаторазових вимірювань інтервалу  $\tau$ .

*Похибка порівняння* (вимірюваного інтервалу  $\tau$  з періодом проходження  $T_m$  міток часу) визначається тим, що вимірюване значення інтервалу часу замінюється цілим числом періодів проходження міток (з математичної точки зору така процедура подібна до округлення чисел). Це – методична похибка, обумовлена дискретизацією безперервної величини – вимірюваного інтервалу часу. Таку складову похибки вимірювання називають *похибкою дискретності*. Вона виникає внаслідок того, що стробуючий імпульс тривалістю  $\tau$  і періодична послідовність імпульсів-міток, у загальному випадку, не синхронні сигнали.

У реальній схемі вимірювання безпосередньо фіксується кількість міток, що надійшли у лічильник, а не число періодів їхнього проходження, і тому округлення може проводитися у бік як більшого, так і меншого значення. Максимальне значення абсолютної похибки дискретності (при правильно обраній схемі стробування) складає плюс-мінус один період проходження міток  $T_m$ .

Абсолютна похибка дискретності, згідно до визначення, дорівнює:

$$\Delta \tau = \tau_{\text{вим}} - \tau_d, \quad (4.7)$$

де  $\tau_d$  визначається з (4.6), а

$$\tau_{\text{вим}} = T_m(N \pm 1). \quad (4.8)$$

Тоді (4.7) перепишеться в такий спосіб:

$$\Delta \tau = T_m(N \pm 1) - T_m = \pm T_m, \quad (4.9)$$

звідки виходить, що абсолютна похибка не залежить від значення вимірюваного інтервалу часу, вона визначається одиницею дискретизації, тобто  $T_m$ .

Відносна похибка дискретності становить

$$\delta_N = \Delta \tau / \tau_d = \pm 1 / N \quad (4.10)$$

Похибка дискретності, за своєю природою, випадкова і тому про її максимальне значення можна говорити тільки з позицій теорії імовірності.

*Похибка фіксації* результату порівняння не має місця, якщо лічильник імпульсів має велику ємність (може зафіксувати всі імпульси, що заповнюють інтервал часу) і високу швидкодією. Таким чином, сумарна відносна похибка вимірювача інтервалів часу визначається таким чином:

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\delta_{\text{кв}}^2 + \delta_{\text{зап}}^2 + \delta_N^2}, \quad (4.11)$$

де  $\delta_{\text{кв}}$  – похибка міри,

$\delta_{\text{зап}}$  – похибка перетворення,

$\delta_N$  – похибка дискретності.

З наведених формул виходить, що вимірювання малих інтервалів часу можуть супроводжуватися значними похибками дискретності. Її можна зменшити трьома способами.

Перший спосіб, що представляє пряме, очевидне рішення завдання – збільшення частоти проходження міток. Це вимагає застосування не тільки генератора сигналів більш високої частоти, але і лічильника зі значно більшою швидкодією, тобто серйозного ускладнення апаратури. Отже, можливості використання першого способу суттєво обмежені.

Другий спосіб полягає у вимірюванні великого числа інтервалів, тобто інтервалу часу, рівного  $m\tau$ . Ця можливість передбачається в сучасних цифрових вимірювачах. Хоча при незмінній частоті проходження міток значення абсолютної похибки дискретності залишається тим же, що і при вимірюванні одного інтервалу  $\tau$ , відносна похибка дискретності у випадку вимірювання інтервалу часу  $m\tau$  зменшується в  $m$  разів. Нагадаємо, що при збільшенні інтервалу  $m\tau$  у відповідне число разів зменшується і відносна похибка запуску тригера.

Третій спосіб, називаний інтерполяцією, полягає в тому, що окрім цілого числа періодів лічильних імпульсів, заповнюючих вимірюваний інтервал часу,

ураховуються і дробові частини періоду, замкнені між опорним імпульсом і першим імпульсом-міткою, а також між останнім імпульсом-міткою і інтервальним. Це окреме завдання і тут не розглядається.

#### **4.4 Цифровий спосіб вимірювання частоти**

Цей спосіб одержав найбільшого поширення. На його основі побудована більша частина частотомірів, що випускаються промисловістю. Як правило, в цифрових частотомірах передбачена можливість вимірювання не тільки частоти, але і періоду повторення і часових інтервалів. Деякі прилади можуть вимірювати і інші параметри сигналів і кіл, попередньо перетворивши їх у часовий інтервал або в частоту. Таким чином, цифрові частотоміри є гарною основою для побудови багатофункційних приладів. Зокрема, цифровим електронно-лічильним частотоміром (ЕЛЧ) можна вимірювати частоту, період сигналу, відношення, різницю, суму частот і т.і.

В основу роботи цифрових частотомірів покладений метод дискретного лічення, що має багато переваг. До них відносяться: широкий діапазон вимірювань, висока точність і завадостійкість, можливість видачі результатів вимірювання на друк тощо. Сутність цього методу полягає в порівнянні сигналів двох частот, одна із яких є зразковою.

Розглянемо роботу ЕЛЧ у режимі «ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ». У цьому режимі відбувається пряме порівняння частоти досліджуваного сигналу  $f_n$  із значенням зразкової частоти  $f_{зр}$ , відтвореної мірою (кварцовим генератором), у якості «одиниці вимірювання». Найбільш оптимальним у плані зменшення похибки результату вимірювання (що буде показано нижче) цей режим буде за умови, якщо вимірювана частота в багато разів перевищує частоту зразкового сигналу.

У цьому режимі періодичний сигнал із частотою  $f_n$  подається на вхід «А» (рис. 4.7). Після вхідного пристрою (1) досліджуваний сигнал надходить через комутатор (2) (ключ комутатора перебуває в положенні 1) на перетворювач

аналогового сигналу в дискретний (3). Тут досліджуваний сигнал (наприклад, синусоїдний) перетвориться в періодичну послідовність коротких імпульсів (рис. 4.8). Окремі імпульси цієї послідовності можуть бути сформовані в моменти переходу синусоїдного сигналу через нульовий рівень із похідної того ж самого знаку. Таким чином, частота проходження цих імпульсів збігається із частотою вимірюваного сигналу. Далі ця послідовність імпульсів надходить на перший вхід часового селектора (4). На другий вхід часового селектора подається так званий стробуючий імпульс. Формування стробуючого імпульсу відбувається в каналі Б, у якому напруга зразкової частоти, що генерується кварцовим генератором, подається через комутатор (ключ комутатора перебуває в положенні 1) через блок ділення частоти (9) на формувач (10).

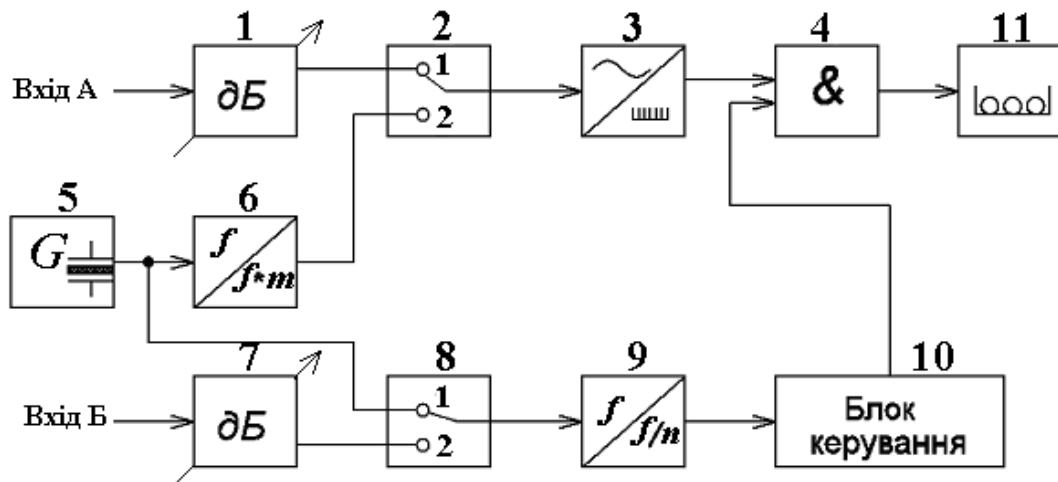


Рисунок 4.7 – Структурна схема ЕЛЧ

На рис. 4.8 представлені епюри напруг ЕЛЧ, що наочно показують суть цифрового методу, який зводиться до підрахунку числа імпульсів  $N$ , що надходять на лічильний блок (11) за час, рівний  $T_{зр}$ , названий «ЧАСОМ ВИМІРЮВАННЯ» або «ЧАСОМ ЛІЧЕННЯ», тобто:

$$N = \frac{T_{\text{ліч}}}{T_c} = T_{\text{ліч}} \cdot f_c, \quad (4.12)$$

де  $f_c$  – вимірювана частота.

Таким чином, частота досліджуваного сигналу визначається виразом

$$f_c = \frac{N}{T_{\text{ліч}}}, \quad (4.13)$$

де  $T_{\text{ліч}} = T_{зр}$ .



Згідно 4.8 в лічильний блок надійде  $(N \pm 1)$  імпульс. Тоді

$$f_{\text{вим}} = \frac{N \pm 1}{T_{\text{ліч}}}, \quad (4.14)$$

де  $T_{\text{ліч}} = nT_{\text{зр}}$ ;  $T_{\text{зр}}$  – період коливань кварцового генератора,  $n$  – коефіцієнт ділення частоти блока (9).

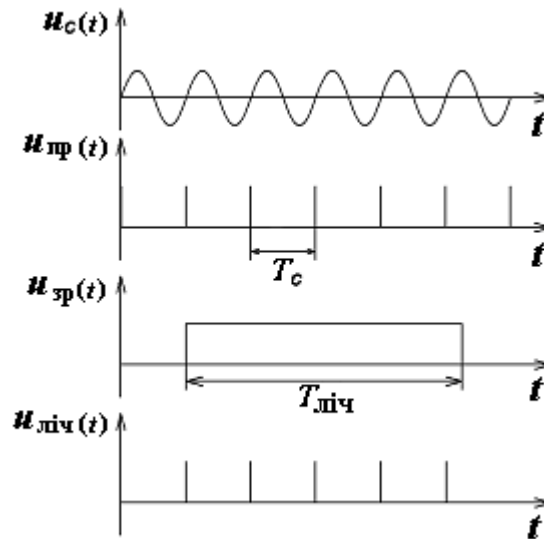


Рисунок 4.8 – Епюри напруги в режимі „А” ЕЛЧ

При вимірюванні частоти за допомогою ЕЛЧ мають місце дві складові похибки: міри (за рахунок нестабільності частоти кварцового генератора) і порівняння (за рахунок дискретизації).

В сучасних цифрових частотомірах застосовуються кварцові генератори з відносною нестабільністю частоти порядку  $\pm 10^{-10} \dots 10^{-12}$ . Похибка порівняння визначається, головним чином, похибкою дискретності, тобто обумовлена тим, що фронт і спад керуючого (стробуючого) імпульсу не синхронізовані з моментами появи імпульсів періодичної послідовності, сформованої з досліджуваного сигналу. Максимальне значення абсолютної похибки дискретності

$$\Delta_N = f_{\text{д}} - f_{\text{а}} = \frac{N \pm 1}{T_{\text{д}^{\pm}}} - \frac{N}{T_{\text{а}^{\pm}}} = \pm \bar{C} \quad (4.15)$$

де  $f_{\text{д}}$  – дійсне значення частоти.

Ця похибка пов'язана з некрatністю періодів вимірюваного сигналу і зразкового. Вона не залежить від частоти досліджуваного сигналу і виражена в Гц. Зменшити значення абсолютної похибки можна за рахунок збільшення часу вимірювання  $T_{\text{ліч}}$ . Мінімальне значення  $\Delta N$  може бути отримане при  $T_{\text{ліч,р}}$ , обумовленого обмеженням на лічильний блок ЕЛЧ, тобто

$$N = 10^q - 1, \quad (4.16)$$

де  $q$  – число розрядів ЕЛЧ.

Тоді

$$T_{\text{ліч,р}} = \frac{10^q - 1}{f_c}. \quad (4.17)$$

Максимальне значення відносної похибки дискретності визначається виразом

$$\delta_N = \pm \frac{1}{N} = \frac{1}{f_c T_{\text{ліч}}} - \frac{\Delta N}{f_d}, \quad (4.18)$$

де  $N$  – число імпульсів, що надійшли в лічильний блок ЕЛЧ.

Сумарна похибка вимірювання частоти

$$\delta_\Sigma = \sqrt{\delta_{\text{кв.г}}^2 + \delta_N^2}, \quad (4.19)$$

де  $\delta_{\text{кв.г}}$  – складова похибки, внесена мірою (кварцовим генератором).

Положення децимальної точки в результаті вимірювання визначається степенем ряду чисел, що виражають час вимірювання  $T_{\text{ліч}}$  в мс., звідки слідує, одиниця вимірювання «кГц», що зазначено на дисплеї частотоміру. Цей ряд чисел виглядає наступним чином  $T_{\text{ліч}} = (100; 101; 102; 103; 104)$  мс.

Після обчислення  $T_{\text{ліч,р}}$  за формулою (4.17) вибирають реалізоване  $T_{\text{ліч,р}}$  із зазначеного ряду, дотримуючись наступних умов:

якщо  $T_{\text{ліч,р}} \geq 10^4$  мс, то вибирають  $T_{\text{ліч}} = 10^4$  мс;

якщо  $10^4$  мс  $> T_{\text{ліч,р}} > 10^3$  мс, то вибирають

$$T_{\text{ліч}} = 10^3 \text{ мс і т.і.} \quad (4.20)$$

Результат на табло ЕЛЧ, як зазначувалось, представляється в кГц.

**Приклад.** Частота досліджуваного сигналу дорівнює 650 кГц. Вимірювання проводиться ЕЛЧ типу ЧЗ-57. Його основні метрологічні характеристики (МХ):

- діапазон вимірювання частоти 0,1 Гц ÷ 100 МГц;
- діапазон вимірювання періоду 1 мкс ÷ 10<sup>4</sup> мс;
- час лічення 10<sup>0</sup> ÷ 10<sup>4</sup> мс;
- множник періоду 10<sup>0</sup> ÷ 10<sup>4</sup>;
- мітки часу 0,1 мкс; 1 мкс; 0,01 мс; 0,1 мс; 1 мс;
- число розрядів – 7.

Необхідно визначити:  $T_{\text{ліч}}$ ,  $\Delta_N$  і  $\delta_N$  і записати результат вимірювання.

#### Рішення.

За формулою (4.17) визначаємо:

$$T_{\text{ліч.р}} = \frac{10^q - 1}{f} = \frac{10^7 - 1}{650 \cdot 10^3} \approx 15 \text{ с} \approx 1,5 \cdot 10^4$$

З урахуванням рекомендацій (4.20) вибираємо

$$T_{\text{ліч}} = 10^4 \text{ мс} = 10 \text{ с}$$

Абсолютна похибка за формулою (4.15)

$$\Delta_N = \pm \frac{1}{T_{\text{ліч}}} = \frac{1}{10} = \pm 0,1$$

Відносна похибка дискретності (4.18)

$$\delta_N = \pm \frac{1}{N} = \frac{1}{f_c T_{\text{ліч}}} = \pm \frac{1}{650 \cdot 10^3 \cdot 10} \approx 1,5 \cdot 10^{-6}$$

Результат на табло 650.0000 кГц.

При вимірюванні низьких частот похибка дискретності є визначальною складовою похибки вимірювання. Наприклад, якщо вимірюється частота  $f_c = 5$  Гц при  $T_{\text{ліч}} = 1$  с, то максимальне значення абсолютної похибки дискретності  $\Delta_N = \pm 1$

Гц, а максимальне значення відносної похибки складе  $\delta_N = \pm \frac{1}{N} = \frac{1}{5}$ , тобто 20%, що неприпустимо велике.

Таким чином, через великі похибки дискретності низькі частоти безпосередньо вимірюються цифровим частотоміром з невисокою точністю. Тому рішення завдання зменшення впливу похибки дискретності на результат вимірювання завжди представляло один з важливих напрямків розробки цифрової частотовимірювальної техніки. Перш, ніж розглядати цифрові частотоміри з мікропроцесорами, радикально вирішуючи зазначене завдання, зупинимося на чотирьох способах зменшення похибки дискретності при вимірюванні частоти.

Перший спосіб очевидний: він зводиться до збільшення тривалості «часових воріт», тобто тривалості часу вимірювання. Але можливості такого способу обмежені, оскільки у звичайних цифрових частотомірах (що не містять мікропроцесорів) максимально можлива тривалість часу вимірювання  $T_{\text{ліч}}=10$  с.

Другий спосіб зводиться до збільшення числа імпульсів, заповнюючих «часові ворота», що досягається множенням частоти досліджуваного сигналу. При цьому максимальна абсолютна похибка не змінюється (якщо незмінна тривалість воріт), але зменшується відносна похибка (у число разів множення). Здійснення даного способу спряжене із застосуванням додаткового блока – множника частоти, що ускладнює і здорожчує апаратуру.

Третій спосіб, враховуючий випадкову природу похибки дискретності, припускає проведення багаторазових спостережень (одиничних вимірювань) і усереднення їхніх результатів. Це ефективний шлях зменшення впливу випадкової похибки на результат вимірювання.

Четвертий спосіб полягає в безпосередньому вимірюванні періоду досліджуваного сигналу з наступним обчисленням числового значення, зворотного результату вимірювання періоду. Цей шлях дозволяє різко зменшити похибку дискретності при вимірюванні низьких частот.

Це окремий випадок загального завдання вимірювання інтервалів часу. По відношенню до періоду періодичного сигналу моменти положень опорного і інтервального імпульсів на осі часу – це моменти двох сусідніх переходів досліджуваного сигналу через нульовий рівень із похідною однакового знаку, наприклад, позитивного (перетинання осі часу знизу нагору). Зі сказаного не слід робити висновку, що для вимірювання періоду синусоїдного сигналу або тривалості прямокутного імпульсу обов'язково потрібне перетворення цих сигналів у два коротких імпульси.

Розглянемо роботу ЕЛЧ у режимі Б «ВИМІРЮВАННЯ ПЕРІОДУ».

В цьому режимі відбувається порівняння вимірюваного періоду досліджуваного сигналу  $T_c$  зі зразковим інтервалом часу. При цьому сигнал подається на вхід «Б» (рис. 4.7, ключ в положенні 2) і, далі, після відповідного перетворення в блоках (7), (8) і (9) через блок керування (10) подається на другий вхід селектора (4). У блоці (10) з досліджуваного сигналу формується прямокутний імпульс, тривалість якого збігається з періодом сигналу або кратна йому.

У канал А подається напруга зразкової частоти кварцового генератора (5) через помножувач частоти (6), комутатор (2) (положення ключа комутатора – «2»), перетворювач (3) і далі на перший вхід часового селектора.

Епюри напруг, що пояснюють роботу ЕЛЧ у режимі вимірювання періоду, наведені на рис. 4.9. З них видно, що період досліджуваного сигналу визначається виразом:

$$T_c = \frac{N \cdot T_m}{n}, \quad (4.21)$$

де  $T_m$  – період зразкового сигналу (мітки часу);  $N$  – число міток, що надійшли в лічильний блок ЕЛЧ;  $n$  – множник періоду (для розглянутого випадку  $n=1$ ).

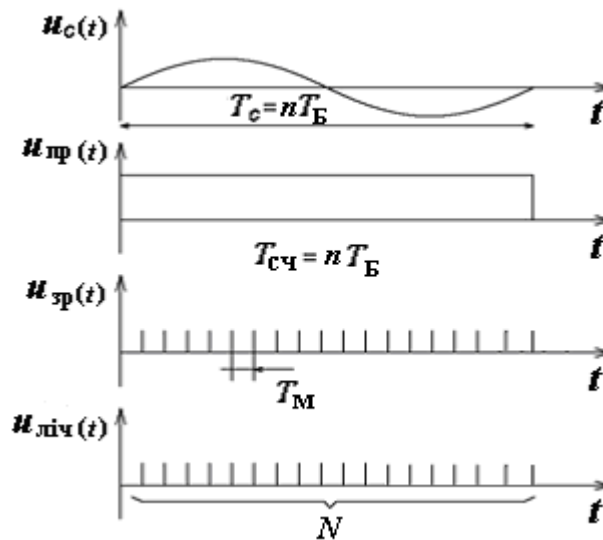


Рисунок 4.9 – Епюри напруг у режимі Б

Час рахунку визначається виразом

$$T_{\text{ліч}} = n \cdot T_c = N \cdot T_M. \quad (4.22)$$

Результат на табло ЕЛЧ, як правило, представляється в одиницях вимірювання обраної «мітки часу» (мс або мкс).

Положення десяткової точки при цьому залежить і від значення множника періоду, і від числового значення періоду мітки часу.

Похибка вимірювання періоду  $T_c$  складається із трьох складових: похибок міри, перетворення і порівняння. Похибка міри обумовлена відносною нестабільністю частоти кварцового генератора  $\delta_{\text{кв.г}} = 5(10^{-8} \div 10^{-12})$ . Похибка перетворення  $\delta_{\text{пр}}$  обумовлена, головним чином, відношенням напруги сигналу і завади, що впливає на формування керуючого імпульсу і визначається з виразу (формула Симпсона):

$$\delta_{\text{пр}} = \frac{1}{\pi n} \frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{с}}},$$

де  $n$  – число вимірюваних періодів сигналу;

$U_{\text{п}}$  – середньоквадратичне значення напруги завади;

$U_{\text{с}}$  – середньоквадратичне значення напруги сигналу.

Якщо  $20 \lg \frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{с}}} = -40$  дБ і  $n=1$ , то  $\delta_{\text{пр}} \approx 0,3\%$ .

Якщо  $n=100$ , то  $\delta_{\text{пр}} = 0,003\%$ .

Похибка порівняння обумовлена похибкою дискретності

$$\Delta_N = T_{\text{вим}} - T_{\text{д}} = \frac{(N \pm 1) \cdot T_{\text{м}}}{n} - \frac{N \cdot T_{\text{м}}}{n} = \pm \frac{T_{\text{м}}}{n} \quad (4.23)$$

$$\delta_N = \pm \frac{1}{N} \quad (4.24)$$

Сумарна відносна похибка визначається за формулою

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\delta_{\text{кв.г}}^2 + \delta_{\text{пр}}^2 + \delta_N^2}$$

Скористаємося наведеним раніше прикладом, щоб відчуті досягаємий ефект. Вимірюване значення частоти 5 Гц, що відповідає періоду  $T_c=0,2$  с. Заповнимо його лічильними імпульсами, частота проходження яких 10 МГц (що звичайно має місце в цифрових частотомірах). Так, як  $T_m=10^{-7}$ с, то відносна похибка дискретності вимірювання періоду складе

$$\delta_N = \pm \frac{1}{N} = \pm \frac{1}{\frac{nT_c}{T_m}} = 0,5 \cdot 10^{-5}$$

або  $\delta_N=\pm 0,00005\%$  (у режимі вимірювання частоти, як було розглянуто вище, похибка склала 20%). Тобто непряме визначення частоти через період у порівнянні із прямим вимірюванням частоти дозволило багаторазово зменшити похибку вимірювання.

Для вибору оптимального режиму роботи з погляду мінімізації похибки розглянемо приклад. Нехай вимірюється сигнал частотою  $f_c=100$  Гц, ( $T_c=10^{-2}$  с) число розрядів  $q=7$ ; тривалість міток  $T_m=0,1\text{мкс}; 1\text{мкс}; 0,01\text{мс}; 1\text{мс};$

множник періоду  $n=10^0; 10^1; 10^2; 10^3; 10^4$ .

Визначити:  $\Delta_N$ ,  $\delta_N$ , вибрати  $n$ ,  $T_m$  і записати результат вимірювань.

Рішення.

Вибираємо період мітки (як правило, мінімальне значення),

$T_m=0,1\text{мкс}=10^{-7}$  с.

З урахуванням обмеження (4.16) величина множника  $n$  періоду сигналу

$$n = \frac{N \cdot T_m}{T_c} = \frac{(10^7 - 1) \cdot 10^{-7}}{10^{-2}} = 10^2 - 10^{-5} < 1$$

Оскільки  $10 < n < 10^2$ , то значення множника періоду приймаємо  $n=10$ .

Записуємо результат вимірювання періоду на табло: 10000.00 мкс.

$$\text{Абсолютна похибка } \Delta_N = \pm \frac{T_m}{n} = \frac{10^{-7}}{10} = \pm 10^{-8} \text{ с.}$$

Відносна похибка

$$\delta_N = \pm \frac{1}{N}, \text{ де } N = \frac{T_{\text{ліч}}}{T_m} = \frac{10 \cdot 10^{-2}}{10^{-7}} = 10^6, \delta_N = \pm \frac{1}{10^6} = \pm 10^{-6}.$$

В подальшому, для вибору режиму роботи частотоміра (режим вимірювання частоти або періоду) запишемо співвідношення між абсолютними похибками в цих режимах  $\Delta_{Nf}$  і  $\Delta_{NT}$ . Тому що,  $\delta_{Nf} = \Delta_{Nf}/f$  і  $\delta_{NT} = \Delta_{NT}/T$ , то з рівності  $\delta_{Nf} = \delta_{NT}$  виходить, що

$$\Delta_{Nf} = f^2 \Delta_{NT} = f^2 / F_m (F_m = 1/f) \quad (4.25)$$

Розглянемо роботу ЕЛЧ у режимі «ВІДНОШЕННЯ ЧАСТОТ».

У режимі «ВІДНОШЕННЯ ЧАСТОТ» (А/Б) напруга з більшою частотою  $f_A$ , (положення ключа на комутаторі «1») подається на вхід «А» (рис. 4.7). У каналі А ця напруга перетвориться в послідовність коротких імпульсів із частотою проходження, рівною  $f_A$ . Ці імпульси надходять на перший вхід часового селектора, на його другий вхід надходить керуючий імпульс тривалістю  $T_{\text{ліч}}$ . Формування керуючого імпульсу відбувається в каналі Б із сигналу з більш низькою частотою  $f_B$ , поданого на вхід Б. Зміна коефіцієнта ділення частоти в блоці 9 дозволяє збільшити  $T_{\text{ліч}}$ , що, у підсумку, збільшує інтегруючу здатність ЕЛЧ.

На рис. 4.10 ілюструється робота ЕЛЧ у режимі вимірювання відношення частот  $f_A/f_B$ .



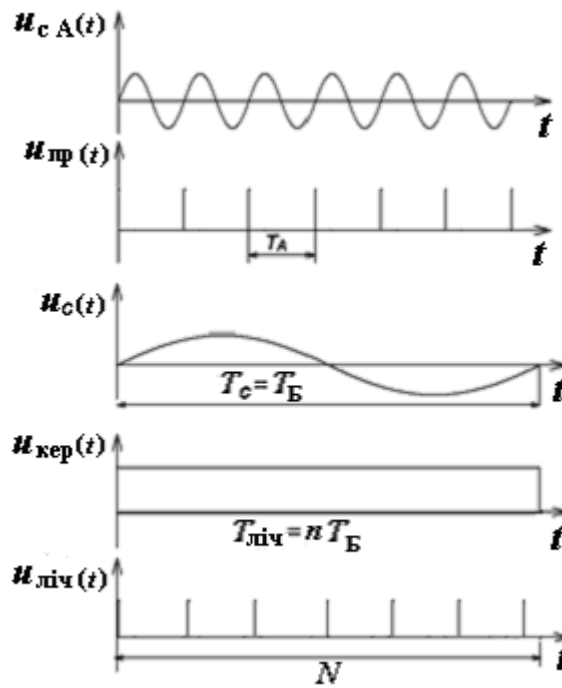


Рисунок 4.10 – Епюри напруг у режимі А/Б

З рисунку видно, що  $N \cdot T_A = n \cdot T_B$ , звідки:

$$\left( \frac{T_B}{T_A} \right)_d = \frac{N}{n} = \frac{f_A}{f_B}, \quad (4.26)$$

$$\left( \frac{T_B}{T_A} \right)_{\text{вим}} = \frac{N \pm 1}{n}.$$

Час лічення

$$T_{\text{лч}} = n \cdot T_B = N \cdot T_A. \quad (4.27)$$

Похибка вимірювання відношення частот  $f_A/f_B$  складається із двох складових: похибок перетворення ( $\delta_{\text{пер}}$ ) і порівняння ( $\delta_N$ ):

$$\delta_{\text{в\ddot{a}д}} = \frac{1}{\pi n} \frac{U_A}{U_C}, \quad (4.28)$$

де  $n$  – множник періоду,

$U_B$  – напруга сигналу, поданого на вхід Б,

$U_3$  – напруга завади.

Абсолютна похибка дискретності

$$\Delta N = \left( \frac{T_B}{T_A} \right)_{\text{вим}} - \left( \frac{T_B}{T_A} \right)_d = \frac{(N \pm 1)}{n} - \frac{N}{n} = \pm 1 \quad (4.29)$$

Відносна похибка дискретності

$$\delta_N = \frac{\Delta_N}{\left(\frac{T_B}{T_A}\right)_u} = \pm \frac{1}{N} \quad (4.30)$$

$$\text{де } N = \frac{n \cdot T_B}{T_A}.$$

Сумарна похибка визначається виразом

$$\delta_\Sigma = \sqrt{\delta_{\text{пр}}^2 + \delta_N^2}. \quad (4.35)$$

Розглянемо приклад вимірювання відношення частот з тих же позицій., що і раніше, тобто, мінімізації похибки. Нехай вимірюється відношення частот 2,1 МГц/3 кГц частотоміром, у якого  $q=7$ ,  $n=(10^0 \div 10^4)$ .

Рішення.

Записуємо рівність (4.27):

$$T_{\text{ліч}} = n \cdot T_B = N \cdot T_A.$$

$$\text{де } T_B = \frac{1}{3} \cdot 10^{-3} \text{ с}; T_A = \frac{1}{2,1} \cdot 10^{-6} \text{ с}; n \cdot \frac{1}{3} \cdot 10^{-3} = (10^7 - 1) \cdot \frac{10^{-6}}{2,1},$$

$$n = \frac{(10^7 - 1) \cdot 10^{-6} \cdot 3}{2,1 \cdot 10^{-3}} = \frac{10^4 \cdot 3}{2,1} - \frac{10^{-3} \cdot 3}{2,1} \approx 1,4 \cdot 10^4.$$

Приймаємо  $n=10^4$ :

$$T_{\text{ліч}} = n T_B = 10^4 \cdot \frac{1}{3} \cdot 10^{-3} = 3,33 \text{ с}.$$

Визначаємо абсолютну похибку дискретності:  $\Delta_N = \pm \frac{1}{n} = \pm 10^{-4}.$

Обчислюємо відносну похибку:  $\delta_N = \pm \frac{1}{N},$

$$\text{де } N = \frac{n \cdot T_B}{T_A} = \frac{10^4 \cdot \frac{1}{3} \cdot 10^{-3}}{\frac{1}{2,1} \cdot 10^{-6}} = 7 \cdot 10^6, \delta_N = \pm \frac{1}{7 \cdot 10^6} = \pm \frac{1}{7} \cdot 10^{-6}.$$

Одержуємо результат на табло 700.0000.

## **4.5 Використання мікропроцесорів в електронно-лічильних частотомірах**

Використання МП в ЕЛЧ дає можливість збільшити перелік завдань, розв'язуваних при вимірюваннях, розширити сервісні функції, забезпечити автоматичне повторення необхідних процедур вимірювання, знизити складність апаратної реалізації за рахунок введення програмування.

Так, застосування мікропроцесорних систем у цифрових ЕЛЧ дозволяє автоматизувати установку необхідного діапазону частот і обчислювальних процедур, здійснити керування всіма блоками частотоміра і організувати їхню взаємодію, задавати необхідну тривалість «часових воріт» і формувати їх безпосередньо в мікропроцесорі; програмувати виконання набору функцій у багатофункційних приладах, обробляти результати спостережень, здійснювати автоматичний контроль працездатності частотоміра, одержувати відображення результатів вимірювання у зручній формі, знижувати споживану потужність.

Використання мікропроцесорної системи не виключає наявності в складі приладу набору стандартних блоків електронної техніки (таких як формувачі імпульсів, логічні елементи, подільники частоти і т.і.), складаючих апаратну частину частотоміра. Але в порівнянні зі звичайними приладами, що містять схеми із твердою логікою, апаратна частина скорочена і, крім того, відпадає необхідність в електромеханічній комутації блоків для зміни функцій приладу.

Розглянемо приклади мікропроцесорних частотомірів.

Найбільш широкого застосування одержали МП для автоматичного переведення ЕЛЧ у режим вимірювання частоти або періоду з метою збереження необхідної похибки вимірювання при заданому часі вимірювання. При цьому МП за вихідними даними визначає межу (за частотою або періодом), при якій повинен змінюватися режим вимірювання, аналізує фактичне значення вимірюваного параметра, формує, при необхідності, команду на зміну режиму (час лічення або період міток часу), здійснює

перерахування значення вимірюної величини в значення величини, яка цікавить спостерігача і відображається на табло цифрового індикатора.

За допомогою МП ЕЛЧ можна також, без суттєвої зміни схеми приладу вимірювати різницю фаз, щільність, девіацію частотно-модульованого сигналу тощо.

МП дозволяє визначати суму і різницю частот або періодів, множити або ділити отримане значення на константу, здійснювати допусковий контроль, робити масштабування і лінеаризацію характеристик частотних датчиків, представляти результати вимірювання в одиницях вимірювання первинної вимірюваної величини: кутової і лінійної швидкостей обертання, температури, тиску, потужності і інших фізичних величин (при використанні первинних частотних перетворювачів з різними коефіцієнтами перетворення).

Технічні характеристики ЕЛЧ із вбудованими МП значно вищі, ніж у традиційних приладів подібного призначення. При цьому МП приймає команди управління, передані із власної клавіатури, від ЕОМ або інших пристроїв через інтерфейс. Потім ці команди передаються в блок управління, який формує вплив на функційні схеми, призначені для проведення необхідних вимірювань.

Розглянемо приклади мікропроцесорних частотомірів.

На рис. 4.11 наведена структурна схема частотоміра з вбудованим МП. Конструктивно формувачі імпульсів і часових воріт, мультиплексори, часовий селектор, генератор, виробляючий лічильні імпульси – мітки часу із частотою проходження  $F_{\text{ліч}}=400$  кГц і 12-розрядний двійковий лічильник розташовані усередині спеціалізованої інтегральної схеми (конкретні дані приводяться для того, щоб зробити опис роботи приладу більш наочним; ті ж принципи можуть бути здійснені і при інших значеннях характеристик).

Частоти від 20 Гц до 2 кГц визначаються непрямым шляхом: безпосередньо вимірюється період і за результатом вимірювання мікро-ЕОМ обчислює значення частоти. Для більш високих частот здійснюється пряме вимірювання. Розглянемо роботу вимірювача, зображеного на рис. 4.11, використовуючи графіки на рис. 4.12.

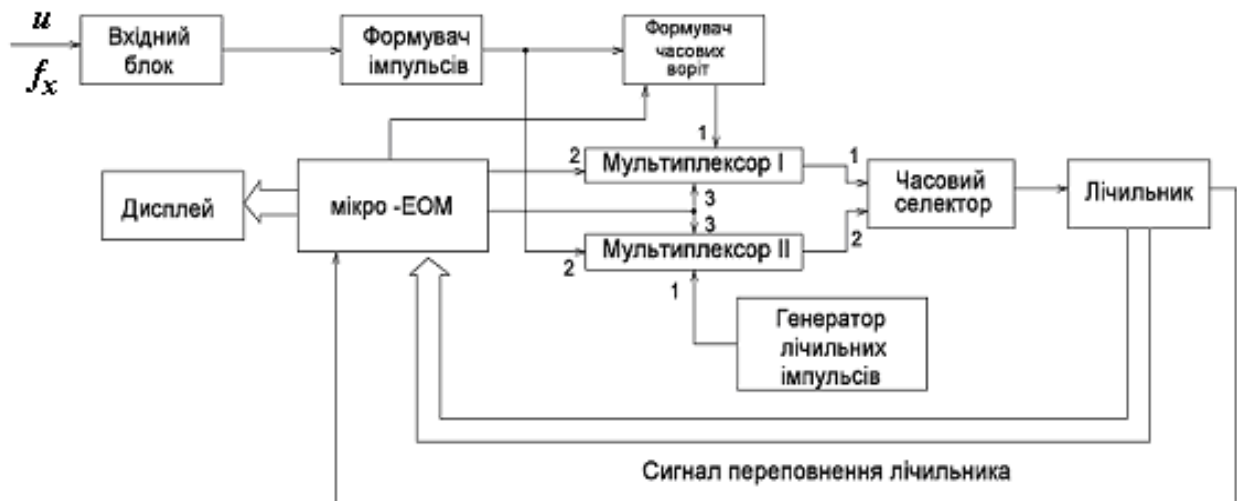


Рисунок 4.11 – Структурна схема МП ЕЛЧ

Напруга досліджуваного сигналу (рис. 4.12,а), значення частоти  $f_x$  якого потрібно виміряти, надходить через вхідний блок на формувач імпульсів, де перетворюється в періодичну послідовність позитивних імпульсів (рис. 4.12,б). Вони подаються у формувач часових воріт, що містить подільник частоти, у якого встановлюється одне із двох значень коефіцієнта ділення  $q$ : 16 або 128.

Вимірювальна процедура завжди починається з вимірювання періоду. Це регламентується подачею сигналу з мікро-ЕОМ на керуючі входи з обох мультиплексорів, при наявності якого входи 1 і 2 часового селектора з'єднуються із входами 1 мультиплексора I і II, відповідно. Одночасно, у подільника частоти формувача часових воріт встановлюється коефіцієнт ділення  $q_1=16$ . В результаті на вхід 1 часового селектора надходить стробуючий імпульс – часові ворота тривалістю  $q_1 T_x = 16 T_x$  (рис. 4.12,в), де  $T_x$  – період досліджуваного сигналу, а до входу 2 часового селектору підводяться лічильні імпульси від генератора, заповнюючи стробуючий імпульс (рис. 4.12,г). Їхнє число  $N = q_1 F_{\text{ліч}} T_x$ . Наприклад, при вимірюванні частоти  $f = 20$  Гц виходить число  $N = 320000$ . Оскільки воно в кілька разів більше ємності лічильника  $C = 2^{12} = 4096$ , то останній, у процесі надходження імпульсів, багаторазово переповнюється. Сигнали переповнення і залишкове двійкове число, фіксоване лічильником, надходять у мікро-ЕОМ і звідти, після обчислення значення частоти, – на

дисплей. Він відображає результат у вигляді десяткового числа із вказівкою одиниць вимірювання частоти.

Якщо значення  $T_x$  періоду досліджуваного сигналу виявиться недостатньо великим, то мікро-ЕОМ, зберігаючи той же режим вимірювання, автоматично встановлює в подільнику частоти коефіцієнт ділення  $q_2=128$ , після чого тривалість стробуючого імпульсу стає рівною  $128 T_x$ . Може статися, що і тепер число імпульсів, заповнюючих часові ворота, відносно мале. Тоді мікро-ЕОМ так змінить режим роботи, що прилад буде вимірювати частоту безпосередньо.

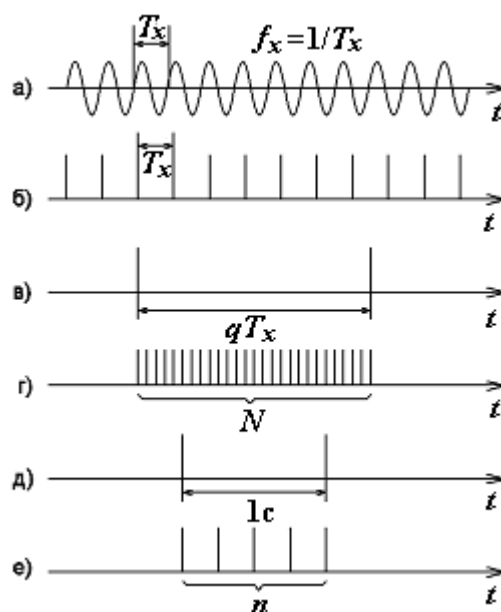


Рисунок 4.12 – До пояснення роботи МП ЕЛЧ

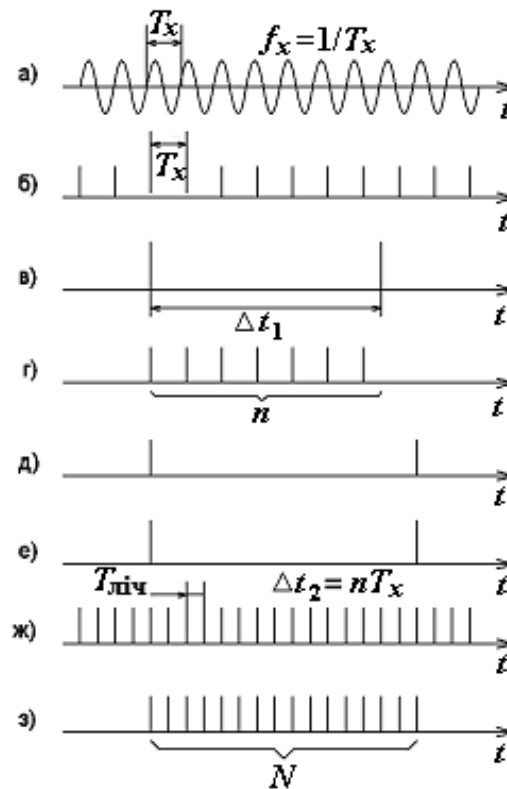


Рисунок 4.13 – До пояснення роботи ЕЛЧ із підвищеною точністю

При переведенні приладу в режим прямого вимірювання частоти по керуючому сигналу мікро-ЕОМ входи 1 і 2 часового селектора підключаються до входів 2 мультиплексорів I і II, відповідно (рис. 4.11). Після цього на вхід 1 часового селектора подається з мікро-ЕОМ стробуючий імпульс (часові ворота) тривалістю 1с (рис. 4.12,д), а на вхід 2 часового селектора надходить із виходу формувача імпульсів періодична послідовність імпульсів із частотою проходження  $f_x$  (рис. 4.12,б). Лічильник підраховує число імпульсів, попадаючих у часові ворота (рис. 4.12,е). Зафіксоване в лічильнику число і сигнали переповнення, якщо вони з'являються, подаються в мікро-ЕОМ, яка після обробки передає результат вимірювання на дисплей.

У частотомірі, виконаному за схемою, зображеною на рис. 4.11, може бути здійснений автоматичний контроль (самоконтроль) нормального функціонування приладу. Для цього по команді мікро-ЕОМ вихід генератора лічильних імпульсів із частотою  $F_{лнч}$ , підключається до входу приладу, який працює в режимі вимірювання частоти. При нормальному функціонуванні частотоміра дисплей буде показувати значення  $F_{лнч}$ .

Великий інтерес представляють прилади з МП, вимірюючі частоти в широкому діапазоні (наприклад, від 0,01 Гц до 320 МГц або від 10 Гц до 1 ГГц) з малою похибкою дискретності, максимальне значення якої залишається постійним у всьому діапазоні вимірювання.

Припустимо, що досліджуваний періодичний сигнал, значення частоти  $f_x$  якого потрібно знайти, – сигнал синусоїдної форми (рис. 4.13,а). Він перетвориться в періодичну послідовність імпульсів (рис. 4.13,б), період  $T_x$  проходження яких дорівнює періоду досліджуваного сигналу. Незалежно від цієї послідовності формуються перші «часові ворота» тривалістю  $\Delta t_1$  (рис. 4.13,в). Вони заповнюються  $n$  імпульсами періодичної послідовності (рис. 4.13,г). Число  $n$  фіксується. Відомо, що відношення  $n/\Delta t_1$  відповідає значенню  $f_x'$  вимірюваної частоти. Його відхилення від значення  $f_x$  визначається похибкою дискретності, зменшення якої і є метою застосування даного методу.

Одночасно формуються другі «часові ворота», такі, що їхній фронт відповідає імпульсу послідовності, що з'явився відразу після початку перших воріт, а зріз – імпульсу, що виникає відразу після закінчення перших воріт (рис. 4.13,д і е). Таким чином, тривалість других часових воріт точно дорівнює цілому числу періодів досліджуваного сигналу, тобто  $\Delta t_2 = nT_x$  (рис. 4.13,е). Фронт і зріз утворених «воріт» синхронізовані з моментами появи імпульсів періодичної послідовності, сформованої з досліджуваного сигналу, тому похибка округлення виключається. Другі «часові ворота» заповнюються лічильними імпульсами (рис. 4.13,ж), число  $N$  яких (рис. 4.13,з) фіксується.

Формулу для знаходження значення вимірюваної частоти можна одержати наступним шляхом. Число імпульсів, що потрапили в другі «часові ворота», як це видно з рис. 4.13,е і з, визначається відношенням  $N = nT_x / T_{\text{ліч}} = nF_{\text{ліч}} / f_x$ , звідки

$$f_x = (n/N)F_{\text{ліч}}, \quad (4.32)$$

де  $F_{\text{ліч}}$  – частота проходження лічильних імпульсів, значення якої відомо.

Точність вимірювання частоти визначається похибкою дискретності вимірювання інтервалу часу  $nT_x$ .



Одержимо вираз для відносної похибки дискретності  $\delta_{fN}$  вимірювання частоти, для чого спочатку визначимо максимальне значення відносної похибки дискретності вимірювання інтервалу часу  $\Delta t_2 = nT_x$ . Так, як цей інтервал заповнюється лічильними імпульсами з періодом проходження  $T_{\text{ліч}}$ , то максимальна абсолютна похибка  $\Delta_{\text{макс}} = \pm T_{\text{ліч}}$ , а максимальна відносна похибка

$$\delta_{\text{макс}} = \pm T_{\text{ліч}} / nT_x \quad (4.33)$$

Рівність  $\Delta t_2 = nT_x$  можна представити у вигляді  $f_x = n/\Delta t_2$ . Тоді, відповідно до правил обчислення похибок непрямым вимірюванням, похибка вимірювання функції  $f_x$  пов'язана з похибкою вимірювання аргументу  $\Delta t_2$  співвідношенням (з точністю до другого порядку малості)  $\delta_{fN} = \delta_{\text{макс}}$ . Після підстановки  $\delta_{\text{макс}}$

$$\delta_{fN} = \pm T_{\text{ліч}} / nT_x = \pm (f_x / n) \quad (4.34)$$

Враховуючи, що  $n/\Delta t_k = f_x$ , можна записати рівність  $\Delta t_1 = n/f_x$ . У підсумку одержимо

$$\delta_{fN} = \pm T_{\text{ліч}} / \Delta t_1 = \pm 1 / F_{\text{ліч}} \Delta t_1 \quad (4.35)$$

Звідси видно, що максимальне значення відносної похибки дискретності вимірювання частоти викладеним варіантом методу дискретного лічення не залежить від значення вимірюваної частоти і, отже, постійно у всьому діапазоні вимірювання.

При частоті проходження лічильних імпульсів  $F_{\text{ліч}} = 10$  МГц і тривалості перших «часових воріт»  $\Delta t_1 = 1$  с (як це має місце в деяких частотомірах) максимальне значення відносної похибки дискретності  $\delta_{fN} = \pm 10^{-7}$ .

Якщо при вимірюванні інтервалу часу  $\Delta t_2 = nT_x$  застосовувати метод інтерполяції, то для тієї ж частоти проходження лічильних імпульсів  $F_{\text{ліч}} = 10$  МГц і тієї ж тривалості перших «часових воріт»  $\Delta t_1 = 1$  с одержимо  $\delta_{fN} = \pm 10^{-10}$ .

Тепер розглянемо структурну схему приладу, що здійснює вимірювання згідно до розглянутого варіанта методу дискретного лічення (рис. 4.14). Фігуруючі у схемі логічні елементи  $I_1$ ,  $I_2$ , НЕ відносяться до блока формування і управління, але зображені поза ним для більшої наочності.



Стробуючий імпульс, виконуючий роль перших часових воріт, подається з мікропроцесора також на вхід 2 логічного елемента  $I_1$  і на вхід логічного елемента НЕ. Внаслідок цього імпульси періодичної послідовності, що підводяться з виходу формувача до входів 1 логічних елементів  $I_1$ ,  $I_2$ , можуть пройти на вхід 1 блока формування і управління, коли на вході 2 елемента  $I_1$  є стробуючий імпульс, а на вхід 2 блока формування і управління, – коли на вході логічного елемента НЕ відсутній стробуючий імпульс.

258

напруги на його виході і у результаті на виході схеми формується фронт других часових воріт (рис. 4.13,д і е). Після цього імпульси, що подаються на вхід 1 схеми формування, стану її не змінюють. Поки є стробуючий імпульс на вході логічного елемента НЕ, імпульси періодичної послідовності не можуть проходити через логічний елемент  $I_2$ . Але відразу по закінченні дії стробуючого імпульсу перший імпульс послідовності надходить через логічний елемент  $I_2$  на вхід 2 схеми і повертає другий тригер у вихідний стан. На його виході утвориться негативний перепад напруги – формується зріз других «часових воріт» (рис. 4.13,д і е). Таким чином, на вході 2 часового селектора II одержимо другі часові ворота тривалістю  $\Delta t_2 = nT_x$  через які проходять лічильні імпульси (рис. 4.13,ж). Імпульси, що потрапили у «ворота» (рис. 4.13,з), підраховуються лічильником II, у якому фіксується число  $N$ . Мікропроцесорна система, в ЗП якої у вигляді константи зберігається значення  $F_{\text{ліч}}$ , обчислює значення частоти  $f_x$  згідно (4.32). Результат обчислення передається на дисплей-цифровий (наприклад, на рідинних кристалах).

Мікропроцесорна система не тільки здійснює необхідні обчислення, але і керує вибором режиму і піддіапазону вимірювань, встановленням коми в показанні приладу, а також відповідних одиниць вимірювання (Гц, кГц, МГц). Наявність мікропроцесорної системи дозволяє розширити функції, виконувані приладом: проводити багаторазові спостереження і усереднювати їхні результати, вимірювати не тільки частоту, але і період періодичного сигналу, інтервали часу, фазові зсуви (при наявності додаткового блока в складі апаратної частини), виключати систематичну похибку при вимірюванні інтервалів часу, обумовлену затримкою опорного і інтервального імпульсів у каналах передачі сигналів. Крім того, мікропроцесорна система дає можливість здійснювати автоматичний контроль нормального функціонування частотоміра, включати прилад у вимірювальну систему за допомогою інтерфейсу, виконувати передану через нього зовнішню програму вимірювань.

#### **4.6 Адаптивні електронно-лічильні частотоміри**

В МП ЕЛЧ можна реалізувати адаптований режим вимірювання частоти (або періоду), тобто режим, що змінюється при зміні параметра сигналу і забезпечує при цьому сталість похибки вимірювань.

Розглянемо принцип роботи такого ЕЛЧ.

Частотомір містить: вхідний пристрій ВП, ключі Кл1 і Кл2, два лічильники Лч1 і Лч2, кварцовий генератор КГ, швидкодіючий пристрій керування і порівняння кодів ШПКПК, мікропроцесор МП, цифрове табло ЦТ і клавішне поле КП.

Вхідний пристрій ВП і кварцовий генератор КГ формують послідовності коротких імпульсів, виходячих із частотами, відповідаючими частоті  $f_x$  досліджуваного сигналу і частоті  $f_0$  сигналу КГ.

Спрощена схема частотоміра представлена на рис. 4.15.

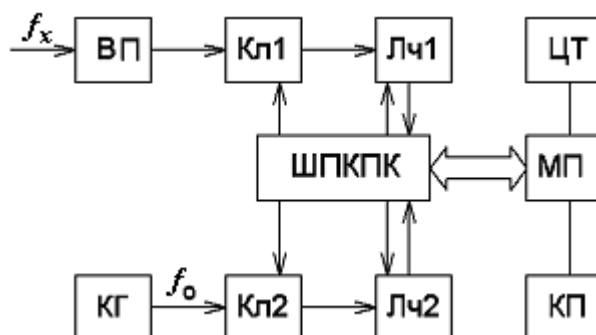


Рисунок 4.15 – Структурна схема адаптивного ЕЛЧ

Перед безпосереднім вимірюванням МП виробляє сигнал, по якому швидкодіючий пристрій ШПКПК відкриває ключі Кл1 і Кл2 на короткий час  $\Delta t$  (рис. 4.16), протягом якого лічильники перераховують число імпульсів  $n_1$  і  $n_2$ , відповідно. ШПКПК автоматично визначає, який сигнал має меншу частоту. Ця інформація запам'ятовується в МП і потім код лічильників скидається.

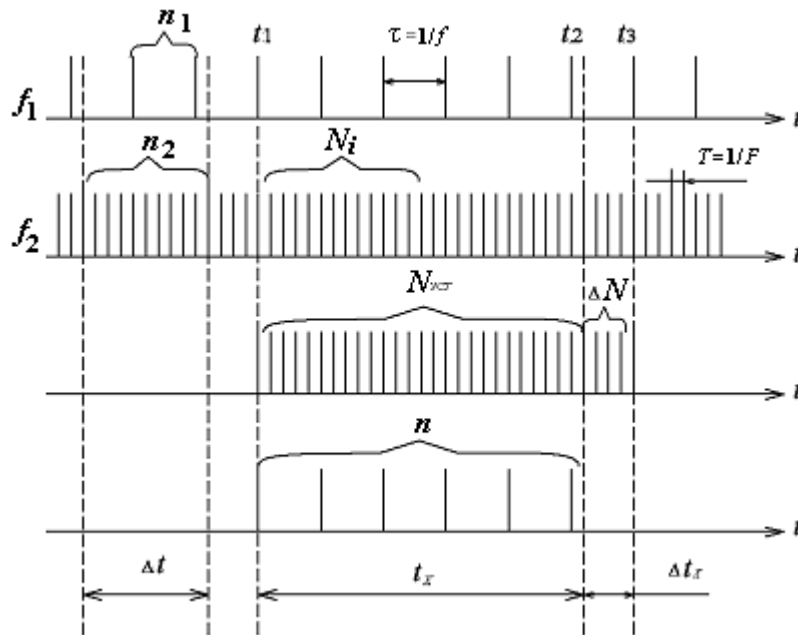


Рисунок 4.16 – Епюри напруг, що пояснюють роботу ЕЛЧ

Із приходом наступного імпульсу сигналу, що має меншу частоту  $f_1$  (на рис. 4.16 це відповідає моменту  $t_1$ ), ШПКПК відкриває ключі Кл1 і Кл2, і лічильники починають лічити імпульси обох сигналів. У процесі лічення ШПКПК безупинно порівнює число імпульсів  $N_i$ , накопичених в одному з лічильників для сигналу, що має більшу частоту  $f_2$ , з деяким числом  $N_{уст}$ , яке задається МП. У деякий момент часу (на рис. 4.16 це відповідає моменту  $t_2$ ), коли число імпульсів, полічених цим лічильником, досягає  $N_{уст}$ , тобто  $N_i = N_{уст}$ , ШПКПК формує команду, за якою у момент приходу наступного (після моменту  $t_2$ ) імпульсу меншої частоти  $f_1$  (момент  $t_3$ ) обидва ключі закриваються, і подальше лічення імпульсів обома лічильниками припиняється.

Число порахованих імпульсів одним з лічильників складає  $n$ , а число імпульсів, полічених іншим –  $N = N_{уст} + \Delta N$ . Час вимірювання  $t_x$  при цьому завжди дорівнює цілому числу періодів  $n$  сигналу меншої частоти  $f_1$

$$t_x = T_1 n = \frac{n}{f_1} \quad (4.36)$$

З точністю в межах до одного періоду  $T_2$  для сигналу більшої частоти  $f_2$  цей інтервал можна виразити у вигляді

$$t_x = T_2 N = \frac{N}{f_2} = \frac{N_{уст} + \Delta N}{f_2} \quad (4.37)$$

Із цих двох виразів виходить, що

$$f_1 = f_2 \frac{n}{N},$$

або

$$f_2 = f_1 \frac{N}{n}.$$

Якщо виміряна частота  $f_x$  є меншою частотою, тобто  $f_x = f_1$ , а зразкова частота  $f_0$  – більшою ( $f_0 = f_2$ ), то

$$f_x = f_0 \frac{n}{N}. \quad (4.38)$$

Якщо, навпаки,  $f_x = f_2$ , і  $f_0 = f_1$ , то

$$f_x = f_0 \frac{N}{n}. \quad (4.39)$$

МП обчислює невідому частоту за однією з формул: (4.38) або (4.39). Програма обчислення визначається командою, що формується на основі раніше введеної в МП інформації про те, яка частота є меншою. Результати вимірювання індукуються на цифровому табло.

Для визначення невідомого періоду  $T_1$  або  $T_2$  вимірювання проводять аналогічно. При цьому значення періоду  $T_1$  або  $T_2$  обчислюються МП за формулами

$$T_1 = \frac{N}{f_{zp} n}, \quad T_2 = \frac{n}{f_{zp} N}.$$

Похибка вимірювання частоти ЕЛЧ із адаптованим режимом роботи визначається двома складовими: похибкою міри (кварцового генератора) і похибкою порівняння (дискретності). Для звичайних ЕЛЧ похибка дискретності  $\delta_d$  обернено пропорційна вимірюваній частоті, і при її зміні в широкому діапазоні ця складова похибки (при постійному часі вимірювання) може змінюватися на кілька порядків.

Знайдемо залежність похибки дискретності для даного частотоміра від частоти. З рис. 4.16 виходить, що інтервал  $t_x$  (час вимірювання) не дорівнює цілому числу  $N$  періодів сигналу більшої частоти, що викликає абсолютну похибку дискретності, максимальне значення якої дорівнює одиниці. Відносне

значення її дорівнює  $\frac{1}{N}$ . Число  $N$  визначається встановленим значенням  $N_{\text{уст}}$  і

деяким числом  $\Delta N$  імпульсів, що з'явилися в інтервалі  $\Delta t_x = t_3 - t_2$ . Інтервал  $\Delta t_x$

залежить від різниці  $\frac{n}{t_x} - \frac{N_{\text{уст}}}{f_2}$ . Найбільше значення цього інтервалу

$$\Delta t_{x \max} = \frac{1}{f'}$$

де  $f'$  – частота, у ціле число разів менша  $f_2$ ,

$$f' = \frac{f_2(n-1)}{N_{\text{уст}}}$$

Таким чином, число імпульсів  $\Delta N$  може змінюватися від нуля до  $\Delta N_{\max} = \Delta t_{x \max} f_2$ . Отже, похибка дискретності може мати максимальне значення

$$\delta_{\max} = \frac{1}{N_{\text{уст}}} \quad (4.40)$$

і мінімальне

$$\delta_{\min} = \frac{1}{N_{\text{уст}} + \Delta N_{\max}} = \frac{(n-1)}{N_{\text{уст}}} \quad (4.41)$$

Зміна похибки в діапазоні зміни вимірюваної частоти становить

$$\alpha = \frac{\delta_{\max}}{\delta_{\min}} = \frac{n}{n-1} \quad (4.42)$$

При кратних співвідношеннях  $f_x$  і  $f_0$  число  $n$  визначається як

$$n = \frac{N_{\text{уст}} f_x}{f_0} \text{ при } f_x > f_0$$

або

$$n = \frac{N_{\text{уст}} f_0}{f_x} \text{ при } f_x < f_0.$$

У цих формулах  $n$  може приймати значення  $n \geq 2$ . Наприклад, якщо  $f_0 = 106$  Гц,  $N_{\text{уст}} = 10^6$  і  $f_x = 2$  Гц, то  $n = 2$  і, отже  $\alpha = 2$ . Таким чином, при вимірюванні частоти  $f_x = 10^6$  Гц максимальна похибка за формулою (4.40) дорівнює  $1 \cdot 10^{-6}$ , при вимірюванні частоти  $f_x = 2$  Гц мінімальна похибка за формулою (4.41) буде  $5 \cdot 10^{-5}$ ,

тобто, усього в два рази менше, у той час як у звичайних частотомірів зміна похибки складе 5 порядків (при тому ж самому часі вимірювання).

#### **4.7 Метрологічне забезпечення ЗВТ для вимірювання частоти**

Розробка, виробництво і експлуатація частотовимірювальних приладів вимагають відповідного метрологічного забезпечення. При цьому здійснюється цілий комплекс науково-технічних і організаційних заходів, спрямованих на підтримку єдності і необхідної точності частотних вимірювань у всіх галузях народного господарства.

Із числа технічних заходів особливо слід відзначити повірку і ремонт приладів, тому що вони вимагають наявності великої кількості вимірювальної апаратури і, в першу чергу, частотовимірювальної.

Досить сказати, що для проведення повірки стандарту частоти кварцового генератора потрібні рубідійовий стандарт частоти, компаратор частотний, ЕЛЧ, мікровольтметр селективний, аналізатор спектра.

З точки зору повірочних робіт всі види частотовимірювальної апаратури можна розділити на дві групи: прилади, що вимірюють частоту, і прилади, що виробляють високостабільні електромагнітні коливання.

Прилади першої групи повіряються шляхом подачі на їхній вхід сигналів високостабільних за частотою електромагнітних коливань і визначення похибки вимірювання. Похибка установки зразкової частоти і її нестабільність повинні бути, принаймні, в 3 рази менше похибки вимірювання приладу, який повіряють. Тому для повірки частотомірів застосовуються відповідні стандарти частоти, синтезатори, подільники, помножувачі частот. Похибка вимірювання частотоміра визначається в точках частотного діапазону, що регламентовані нормативно-технічною документацією (ДСТУ, інструкціями, методичними вказівками по повірці приладів). Як правило, повірка проводиться на початку, в середині і в кінці частотного діапазону приладу.



Частотовимірювальні прилади другої групи повіряються шляхом порівняння частоти вироблюваних ними електромагнітних коливань зі зразковою частотою приладу, що має метрологічні характеристики в 3 рази кращі. Для повірки таких приладів застосовуються стандарти частоти, сигнали зразкових частот, передавані по радіо, приймачі, осцилографи.

З найвищою точністю частоту і час відтворюють за допомогою високостабільних молекулярних генераторів.

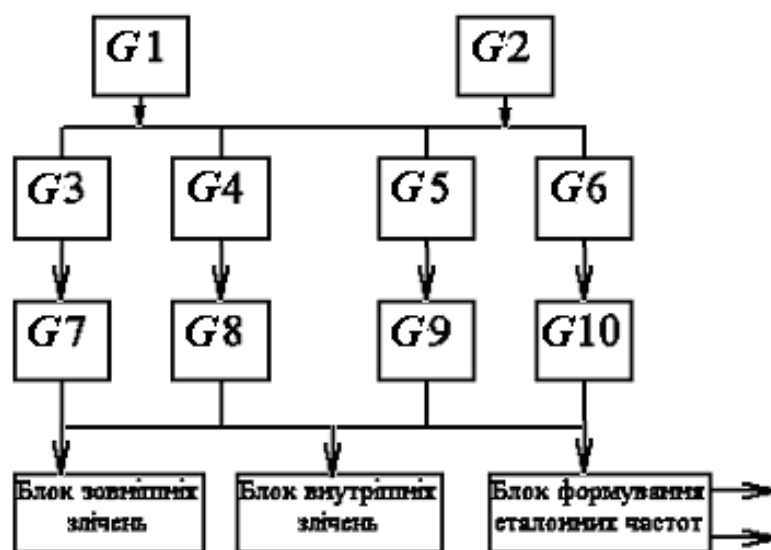


Рисунок 4.17 – Структура відтворення часу і частоти за допомогою високостабільних молекулярних генераторів

Спрощена структурна схема еталона показана на рис. 4.17. За допомогою двох цезійових генераторів  $G1$  і  $G2$  з відносною похибкою  $3 \cdot 10^{-13}$  відтворюють розмір секунди.

За частотою цезійових генераторів періодично контролюють частоти водневих генераторів  $G3 - G6$ . Необхідність введення таких генераторів обумовлена їх кращою довгостроковою стабільністю частоти в порівнянні із цезійовими генераторами. Середня нестабільність частоти всієї групи водневих генераторів за рік не перевищує  $5 \cdot 10^{-14}$ , що дозволяє довгий час працювати без використання цезійових генераторів.

Для безперервного зберігання часу використовують чотири водневих генератори  $G7...G10$  – зберігачі частоти. З них, за допомогою схеми

формування робочих шкал, вибирають найбільш стабільний генератор-зберігач і формують еталонні частоти і еталонні часові інтервали, періодично порівнювані (звірювані) із системою внутрішнього звірення із частотами генераторів-зберігачів частоти. Система зовнішніх звірень призначена для порівняння еталона з іншими еталонами. Еталонні сигнали можуть передаватися по звичайних радіоканалах, за допомогою метеорного і супутникового зв'язку, а також по кабельних лініях. Передбачена можливість звірення з перевозимим вторинним еталоном на основі цезійових генераторів. Частотний діапазон стандарту розширюють за допомогою лазерів, синхронізованих частотами еталона.

На даний час є достатня кількість радіостанцій, працюючих в КХ, ДХ, НДХ діапазонах радіохвиль, що передають сигнали зразкових частот. Розклад роботи цих станцій регулярно видається в країні. При наявності приймачів сигналів еталонних частот, помножувачів, подільників, синтезаторів на місцях розробки, виробництва і експлуатації частотовиміральної апаратури можна створити необхідну сітку високостабільних частот, достатню для перевірки приладів.

Порядок проведення періодичної перевірки електронно-лічильних частотомірів установлений відповідно до ДСТУ, що поширюється на базові блоки приладів даного типу, які мають задану на один рік відносну похибку кварцового опорного генератора  $1 \cdot 10^{-9}$  і більше, і являються самостійними засобами вимірювання.

Стандарт встановлює проведення наступних операцій перевірки: зовнішній огляд; випробування і самоконтроль; визначення основної відносної похибки вимірювання частоти; визначення основної відносної похибки вимірювання періоду при синусоїдному сигналі. У стандарті вказується рекомендований перелік зразкових і допоміжних засобів перевірки, забезпечуюючих необхідне співвідношення похибок зразкових і повіряємих приладів. До числа рекомендованих засобів перевірки віднесені:

- приймачі еталонної частоти типу ПК-66, або ПЧ-66, або компаратор-приймач-компаратор Ч7-10, що приймають сигнали частот 66,6 (6) або 200кГц;
- рубідійовий стандарт частоти типу Ч1-50 або Ч1-48 з номінальними значеннями частот 100 кГц, 1 і 5 МГц і відносною нестабільністю за місяць відповідно  $3 \cdot 10^{-11}$  і  $6 \cdot 10^{-11}$ ;
- кварцовий генератор типу Ч1-40 або Ч1-53 з номінальними значеннями частот 100 кГц, 1 і 5 МГц і відносною нестабільністю за місяць відповідно  $5 \cdot 10^{-8}$  і  $1,5 \cdot 10^{-8}$ ;
- синтезатори частоти типу Ч6-58 або Ч6-31 (Ч1-51), що перекривають діапазон частот 0,01 Гц – 50 МГц;
- помножувач частоти типу Ч6-36 або Ч6-2 з діапазоном частот відповідно 50–500 і 25–400 МГц;
- компаратор частоти типу Ч7-12 з коефіцієнтом множення різниці частот, рівним 104;
- низькочастотний декадний генератор сигналів типу ГЗ-49А або ГЗ-105 з похибкою установки частоти  $10^{-6}$  і  $5 \cdot 10^{-7}$ ;
- високочастотні генератори, універсальний осцилограф, вольтметри змінної напруги.

Повірка відбувається за умов, встановлених ДСТУ.

Розглянемо особливості виконання операцій повірки.

Випробування і самоконтроль здійснюються на підставі рекомендацій, наведених у нормативно-технічній документації на прилад, що повіряється.

У режимі «Безперервна лічба» повіряється робота лічильника і цифрового відлікового пристрою ЕЛЧ. Від допоміжного генератора або синтезатора частоти на вхід ЕЛЧ подається напруга із частотою 1 Гц і спостерігається послідовне висвічування останнього розряду світлового табло від 1 до 0. Після збільшення частоти в 10, 100, 1000 і т.д. разів повіряється послідовність показів всіх попередніх розрядів.

У режимі вимірювання частоти на вхід приладу від допоміжного генератора подається синусоїдний сигнал із частотою не більше 20 Гц і

напругою, що відповідає чутливості ЕЛЧ. Частота, яку виміряли, не повинна відрізнятися від встановленого її значення на генераторі більш, ніж на абсолютну похибку генератора  $\pm 1$  лічення нижчого розряду.

У режимі вимірювання періоду на вхід ЕЛЧ також подається синусоїдний сигнал із частотою не більше 20 Гц і мінімально припустимим для приладу рівнем, після чого відбувається вимірювання одного періоду сигналу. Значення, що виміряли, рівняється із встановленим на генераторі періодом. Різниця між вимірним і встановленим на генераторі періодом не повинна перевищувати значення, розрахованого за допомогою наведеного в стандарті співвідношення.

Визначення основної відносної похибки вимірювання частоти відбувається прямим методом шляхом вимірювання частоти сигналу, сформованого зразковими засобами у відповідності зі структурною схемою повірки, зображеною на рис. 4. 18.

Сигналом з виходу приймача еталонних частот Пр або від рубідійового стандарту частоти СтЧ здійснюється регулярний контроль частоти кварцового генератора КГ. За допомогою синтезатора частоти СЧ або помножувача частота кварцового генератора перетвориться в частоту із значенням, необхідним для подачі на вхід повіряемого ЕЛЧ.

Повірка відбувається на частоті 0,8 – 1,0 максимальної робочої частоти ЕЛЧ. Результат вимірювання оцінюється відносною похибкою  $\delta_f = (f - f_0)/f_0$ , де  $f$  – виміряне значення частоти;  $f_0$  – частота, встановлена за допомогою зразкових засобів. З десяти визначених значень  $\delta_f$  дев'ять не повинні перевищувати похибки вимірювання, нормованої в технічному описі повіряемого приладу.

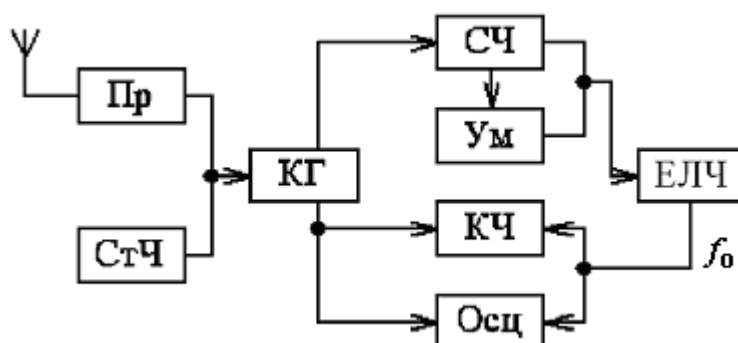


Рисунок 4.18 – Структурна схема повірки електронно-лічильних

## частотомірів

Стандартом допускається визначати основну відносну похибку частоти кварцового генератора ЕЛЧ, що повіряють, шляхом порівняння цієї частоти із сигналом зразкової міри, як це зазначено на структурній схемі (рис. 4.18 ). Порівняння може здійснюватися або за допомогою компаратора частот КЧ, або по фігурах Лісажу на осцилографі Осц. Здобута різниця порівнюваних частот не повинна перевищувати значення, встановленого для міжповірочного інтервалу часу, рівного одному року. Якщо визначена в процесі перевірки основна похибка вимірювання частоти або основна похибка частоти кварцового генератора ЕЛЧ перевищує 0,1 допустимих значень для даного приладу, підстроюється частота кварцового генератора ЕЛЧ відповідно до його інструкції по експлуатації ЕЛЧ, і повторно визначається похибка вимірювання (або похибка частоти кварцового генератора).

Визначення основної відносної похибки вимірювання періоду відбувається прямим методом шляхом вимірювання періоду синусоїдної напруги генератора ГЗ-49 (або ГЗ-105) або синтезатора частоти. Вимірювання робиться на частоті 20 Гц (період 0,05 с) з рівнем напруги, відповідаючим чутливості повіряемого приладу. Вимірюється один період коливань (без усереднення). Відносна похибка вимірювання визначається як  $\delta_T = (T - T_0) / T_0$ , де  $T$  – період, виміряний повіряємим ЕЛЧ;  $T_0$  – період, установлений на зразковому генераторі або синтезаторі. Дев'ять із десяти отриманих значень не повинні перевищувати допустимого значення встановленого в технічному описі повіряемого приладу. Аналогічні вимірювання проводяться також на частоті 100 кГц.

### Запитання для самоконтролю до розділу 4

1. Дайте визначення поняттю «частота».
2. Запишіть вираз для частоти в «вільному просторі».
3. Приведіть класифікацію частотомірів за функційним призначенням.

4. Перелічіть методи вимірювання частоти і дайте їм стислу характеристику.
5. Якими способами можна вимірювати частоту?
6. Дайте стислу характеристику вимірювання частоти методом перезаряду конденсатора.
7. Дайте стислу характеристику вимірювання частоти резонансним методом.
8. Дайте стислу характеристику вимірювання частоти мостовим методом.
9. Дайте стислу характеристику вимірювання частоти гетеродинним методом.
10. Дайте стислу характеристику вимірювання частоти методом нульових биттів.
11. Опишіть метод дискретної лічби при вимірюванні інтервалів часу.
12. Якими похибками характеризується метод дискретної лічби?
13. Цифровий спосіб вимірювання частоти, його суть, переваги і не недоліки.
14. Пояснити роботи цифрового частотоміра в режимі вимірювання частоти.
15. Пояснити роботи цифрового частотоміра в режимі вимірювання періоду.
16. Особливості застосування мікропроцесорів в електронно-лічильних частотомірах.
17. Пояснити принцип дії адаптивних електронно-лічильних частотомірів.
18. На які групи діляться прилади для вимірювання частоти при повірці?
19. Перелічити операції, необхідні при повірці частотомірів.

## Перелік літератури до розділу 4

1. Закон України „Про метрологію та метрологічну діяльність”.
2. Артемьев Б.Г., Голубев С.М. Справочное пособие для работников метрологических служб. – М : Издательство стандартов, 1998.
3. Хромой В.П. Кандинов А.В. и др. Метрология, стандартизация и измерение в технике связи. Учебное пособие для ВУЗов. – М: «Радио и связь», 1986
4. Гельман Т.Т. Аналого-цифровое преобразование для информационно-измерительных систем., М: Издательство стандартов,1989
5. Мелин-Шахнозаров А.И. и др. Измерительные приборы со встроенными микропроцессорами., – М: Энергоатомиздат,1985
6. Дворяшин В. Б. Основы метрологии и радиоизмерения. – М: «Радио и связь», 1993

# **РОЗДІЛ 5 ВИМІРЮВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИК КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ І ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ**

## **5.1 Загальні відомості**

З подальшим вдосконаленням систем зв'язку зростає необхідність щоденних вимірювань багатьох параметрів і характеристик каналів зв'язку, електричних кіл і сигналів, причому зростає як кількість вимірювань, так і вимоги до їх точності, діапазону вимірюваних величин, чутливості і швидкодії ЗВТ.

Для якісної передачі інформації необхідне виконання досить жорстких вимог як до окремих вузлів апаратури зв'язку, так і до систем в цілому. Забезпечити ці вимоги можна, контролюючи параметри і характеристики засобів зв'язку і електричних сигналів, такі як: амплітудно-частотна характеристика (АЧХ), нелінійні спотворення, параметри модуляції і параметри лінійних компонентів кіл.

Однією з основних характеристик каналу зв'язку є його АЧХ, визначувана залежністю модуля коефіцієнта передачі каналу від частоти. Таку залежність можна одержати, маючи перестроюваний генератор і вольтметр, і знімаючи її по точках або за допомогою спеціальних приладів-вимірювачів АЧХ (характериографів).

В реальних каналах зв'язку проходження сигналу може супроводжуватися появою нових частотних складових, відсутніх у вхідному. В цьому випадку говорять про нелінійні спотворення, які можуть привести до спотворення передаваної інформації, розширення смуги частот передаваного сигналу, що призводить до взаємного впливу каналів і ін. Таким чином, вимірювання нелінійних спотворень — одна з найважливіших складових контролю якості каналу.



Фазові параметри елементів і вузлів апаратури, що входить до складу каналу зв'язку, мають велике значення, оскільки для точного відтворення сигналів необхідно забезпечити однаковий час розповсюдження сигналу, передаваного в діапазоні частот. Це особливо важливо при передачі широкосмугових телевізійних сигналів, цифрових сигналів, а також для всіх, без виключення, видів передачі на великі відстані.

У техніці зв'язку, радіо – і телевізійного мовлення застосовуються різні види модуляції: амплітудна, частотна, фазова, односмугова, імпульсна і складніші, наприклад, кодово-імпульсна модуляція. Значення модулюючих частот залежить від характеру зв'язку або мовлення: наприклад, при радіотелефонному зв'язку – (300...3400) Гц; при звуковому радіомовленні першого класу якості – (40...10000) Гц; при телевізійному мовленні – (2...6,5·10<sup>6</sup>) Гц.

Коливання, що модулюються по амплітуді, характеризуються коефіцієнтом модуляції  $m$ , а модульовані по частоті – індексом частотної модуляції  $m_f$ . Всі модульовані коливання характеризуються глибиною модуляції, рівної відношенню даного коефіцієнта або індексу модуляції до максимально можливого, такого, що приймається за 100-процентну модуляцію. При імпульсній модуляції необхідно вимірювати параметри імпульсів і їх послідовностей.

Електричне коло є сукупністю сполучених один з одним джерел електричної енергії і навантажень, по яких може протікати електричний струм. Звичайно, електричне коло розглядають як коло, що складається з деяких ідеалізованих елементів – зосереджених постійних, параметри яких можна вважати розміщеними в межах тільки однієї гілки, сполученої з рештою частини кола вузлами.

У колах із зосередженими постійними широко використовуються лінійні компоненти загального застосування: резистори, конденсатори, котушки індуктивності і т.і. Вимірювання їхніх параметрів і характеристик необхідне при відборі і повірці елементів, що входять в апаратуру зв'язку, для виявлення

залежності опорів (провідностей) від частоти, температури і інших впливаючих величин, визначення вхідних опорів пристроїв і ліній зв'язку, знаходження місця пошкодження і встановлення його характеру в пристроях зв'язку.

## 5.2 Вимірювання АЧХ

При контролі каналів і стану апаратури зв'язку важливе місце займає вимірювання частотних характеристик як окремих складових каналів так і апаратури, зокрема, амплітудно-частотних характеристик (АЧХ). АЧХ – це залежність модуля коефіцієнта передачі від частоти сигналу при незмінному рівні вхідного сигналу. Якщо канал зв'язку або його окрему складову представити у вигляді чотириполюсника, то модуль коефіцієнта передачі  $A$  визначається як відношення потужності (напруги) на виході  $U_{\text{вих}}$  чотириполюсника до потужності (напруги) на його вході  $U_{\text{вх}}$

$$A = U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}} \quad (5.1)$$

Якщо  $U_{\text{вих}} < U_{\text{вх}}$ , то чотириполюсник пасивний, і в ньому відбувається ослаблення сигналу; якщо  $U_{\text{вих}} > U_{\text{вх}}$ , то – активний, і сигнал в ньому посилюється.

Крива АЧХ чотириполюсника є сукупністю точок в певній системі координат, місцеположення яких залежить від значень коефіцієнта передачі і частоти.

Вимірювання параметрів амплітудно-частотних характеристик чотириполюсників можливо двома методами: шляхом зняття залежності модуля коефіцієнта передачі від частоти по точках з подальшою інтерполяцією кривої АЧХ; шляхом отримання панорамного зображення АЧХ за допомогою генератора частоти, що хитається (ГХЧ) і індикаторного пристрою.

Перший метод передбачає використання генератора синусоїдних сигналів, вольтметра або вимірювача потужності. Сигнал фіксованої частоти з генератора подається на досліджуваний чотириполюсник, при цьому на вході і

виході чотириполюсника вимірюється рівень сигналу. Модуль коефіцієнта передачі розраховується за (5.1). Цей метод має ряд недоліків:

- зняття кривої АЧХ по точках, число яких знаходиться в прямій залежності від необхідної точності вимірювання, займає тривалий час;
- зважаючи на дискретність відтворення АЧХ, можливий пропуск різких змін кривої в проміжках між точками (рис. 5.1);
- при тривалих вимірюваннях позначається вплив на характер кривої АЧХ змінення температури навколишнього середовища і живлячої напруги, що спотворює дійсну криву.

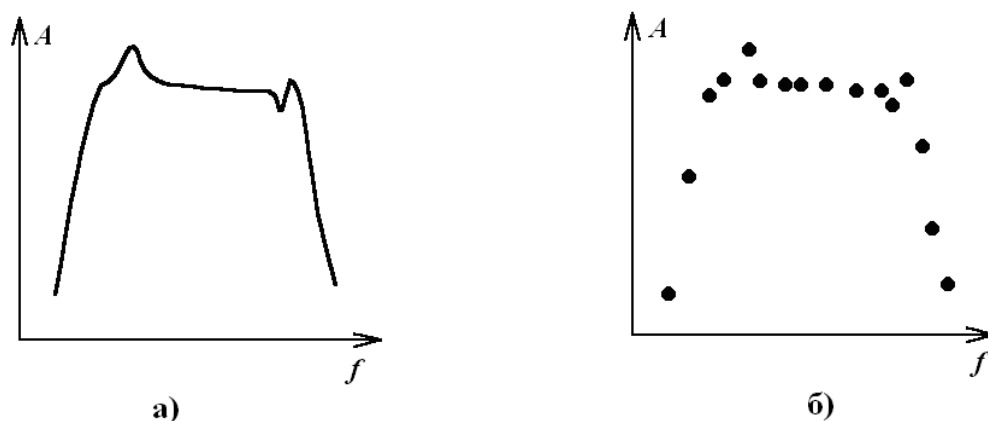


Рисунок 5.1 – Дійсна крива АЧХ (а) і та ж крива АЧХ, знята по точках (б)

Цих недоліків позбавлений другий метод вимірювання параметрів АЧХ, проте йому властивий свій недолік – зниження точності вимірювання, обумовлене коротким часом вимірювання в кожній точці кривої АЧХ.

При використанні другого методу для вимірювання параметрів АЧХ передбачається наявність генератора, частота якого плавно змінюється за певним законом в необхідній смузі частот, і індикатора, відтворюючого криву АЧХ. Як індикатор можна використовувати, наприклад, осцилографічну трубку. Структурна схема найпростішого автоматичного вимірювача АЧХ приведена на рис. 5.2.

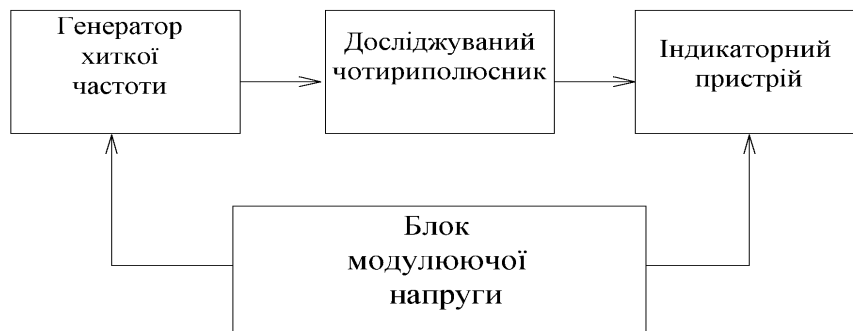


Рисунок 5.2 – Структурна схема простого автоматичного вимірювача АЧХ

Сигнал з ГХЧ подається на вхід досліджуваного чотириполіусника. Із-за наявності у цього чотириполіусника залежності модуля коефіцієнта передачі від частоти сигналу, на його виході сигнал модульований по амплітуді. Огинаючи цього сигналу за допомогою спеціального пристрою керує відхиленням променя ЕПТ по вертикалі, вимальовуючи криву АЧХ.

Керування частотою ГХЧ і відхиленням променя ЕПТ по горизонталі здійснюється модулюючою напругою пілкоподібної форми. Принципово важливо, щоб закон зміни частоти співпадав із законом відхилення променя ЕПТ по горизонталі, оскільки тільки в цьому випадку створюється лінійний частотний масштаб.

У вимірювачі АЧХ, побудованому за такою структурною схемою, горизонтальне положення променя на екрані ЕПТ відповідає частоті на вході досліджуваного чотириполіусника, а вертикальне – значенню модуля коефіцієнта передачі на цій частоті. Таким чином, на екрані автоматично викреслюється крива АЧХ досліджуваного чотириполіусника.

Для реалізації всього різноманіття вимог, що пред'являються до вимірювачів АЧХ, їх структурна схема може мати ряд додаткових вузлів, що підвищують якість вимірювань і розширюють функціональні можливості приладу: система стабілізації вихідної амплітуди напруги ГХЧ; блок частотних міток тощо. Іноді застосовуються двоканальні індикатори, пристрої мітки, що переміщається, вбудовані частотоміри і т.і. Структурна схема такого вимірювача АЧХ приведена на рис. 5.3.

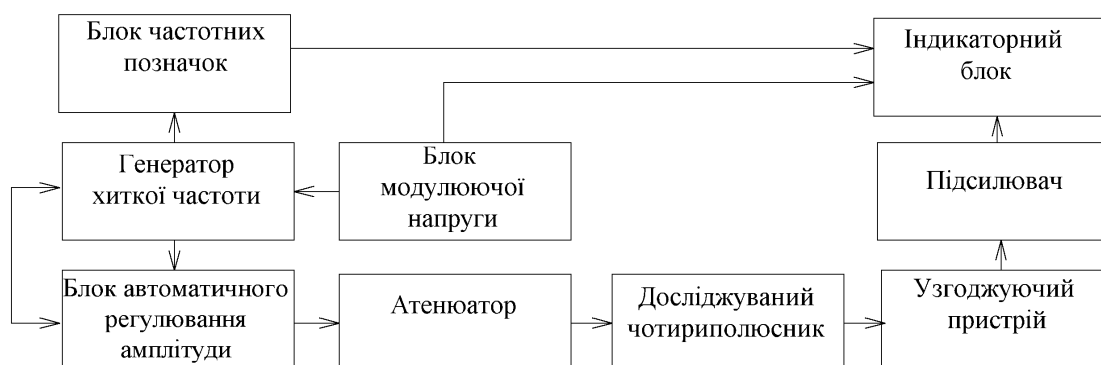


Рисунок 5.3 – Структурна схема вимірювача АЧХ

Основним вузлом вимірювача АЧХ залишається ГХЧ. Для отримання великої вихідної потужності при малих нелінійних спотвореннях коливання генеруються безпосередньо автогенератором хиткої частоти. Для перекриття широкого діапазону частот без розбиття його на піддіапазони, використовується принцип змішування сигналів фіксованої і перестроюваної частот. Для забезпечення постійності рівня вихідного сигналу у всьому діапазоні хитання частоти служить блок автоматичного регулювання амплітуди.

Частина сигналу з ГХЧ подається на блок частотних міток, в якому виробляється цілий спектр калібрувальних частот в межах робочого діапазону ГХЧ. У момент збігу частоти ГХЧ з будь-якою з цих частот, утворюються сигнали, які подаються в індикаторний блок і спостерігаються на екрані у вигляді міток. Для каліброваної зміни вихідної напруги ГХЧ служить атенюатор.

Індикаторний блок призначений для відтворення АЧХ досліджуваного чотириполюсника. Як індикатор, в основному, використовується ЕПТ. При виборі типу ЕПТ враховується ряд вимог, що пред'являються до неї. Залежно від швидкості хитання частоти ГХЧ використовуються ЕПТ з нормальним і тривалим післясвітінням. При повільному коливанні частоти для отримання зображення на екрані потрібне більш тривале післясвітіння.

На підвищення точності вимірювання параметрів АЧХ і роздільної здатності приладу великий вплив мають розміри робочої частини екрану ЕПТ.

У вимірювачах АЧХ використовуються ЕПТ як з електростатичним, так і з електромагнітним відхиленням променя.

Розглянутий аналоговий вимірювач АЧХ має ті ж недоліки, що і аналоговий аналізатор спектра. Від них вільні цифрові вимірювачі з вбудованими мікропроцесорами, повністю автоматизуючі процедуру зняття АЧХ чотириполюсника, які мають всі переваги сучасних цифрових вимірювальних приладів.

*Мікропроцесорні вимірювачі АЧХ.* Структурна схема одного з варіантів подібних вимірювачів приведена на рис. 5.4. Роботу схеми пояснимо в припущенні, що канал зв'язку, характеристика АЧХ якого знімається, містить підсилювачі. Згідно програмі, що зберігається в ПЗП, мікропроцесор направляє керуючий код через інтерфейс виводу 1 на входи ЦАП. На його виході з'являється напруга, значення якої визначає частоту сигналу, що виробляється генератором. Спочатку мультиплексор підключає вхід АЦП до виходу генератора (через вимірювальний перетворювач напруги змінного струму в напругу постійного струму). Після аналого-цифрового перетворення на виході АЦП утворюється числовий еквівалент амплітуди напруги генератора. Одержане число передається через інтерфейс введення в ОЗП. Потім мультиплексор підключає вхід вимірювального перетворювача до виходу випробовуваного підсилювача. Знов проводиться аналого-цифрове перетворення, результат якого порівнюється в мікропроцесорній системі з числом, що зберігається після першого аналого-цифрового перетворення. У результаті порівняння виробляється команда, що посиляється мікропроцесором через інтерфейс виводу 2 на атенюатор. Загасання, що вноситься ним, змінюється таким чином, що значення вихідної напруги підсилювача і напруги генератора стають рівними, тобто  $U_{\text{вих}}=U_{\text{г}}$ . Це означає рівність загасання атенюатора і коефіцієнта підсилення підсилювача. Слово даних, що визначає загасання атенюатора, зберігається в ОЗП. Значення коефіцієнта підсилення виводиться на дисплей, причому у разі необхідності коефіцієнт передачі

випробуваного чотириполосника можна представити в логарифмічних одиницях

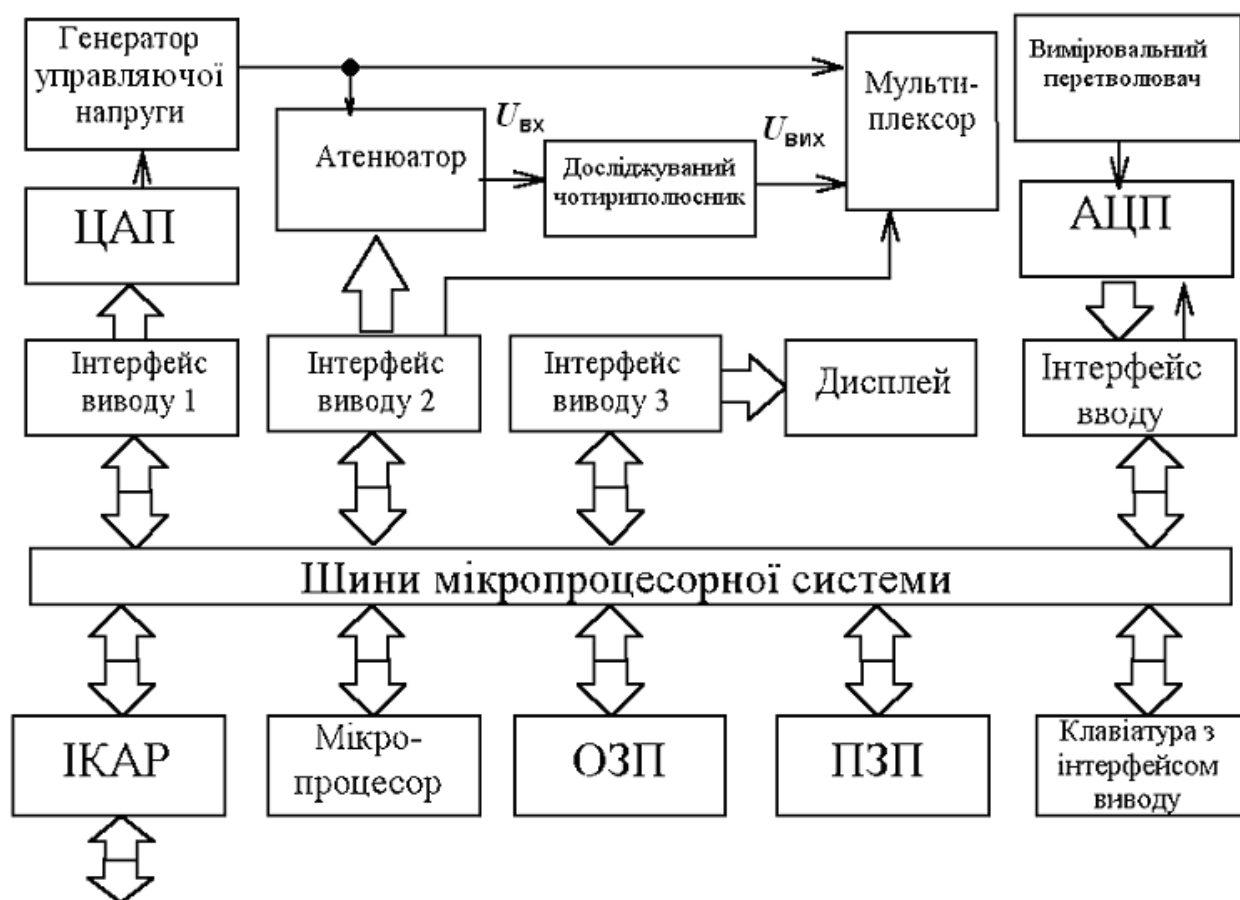


Рисунок 5.4 – Мікропроцесорний вимірювач АЧХ

$20\lg(U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}})$ , де під  $U_{\text{вих}}$  і  $U_{\text{вх}}$  маються на увазі амплітудні значення. Відповідно до заданої програми послідовно встановлюється сукупність значень частоти вихідного сигналу генератора і процедура багато разів повторюється. Крок перестроювання частоти визначається характеристикою генератора і числом розрядів ЦАП. На дисплеї може бути відображена як сукупність числових значень коефіцієнта передачі чотириполосника, так і його АЧХ. Наявність інтерфейсної карти (ІКАР) дозволяє включити цифровий вимірювач АЧХ через приладовий інтерфейс у вимірювальну систему. При цьому з'являється можливість дистанційного управління роботою приладу.

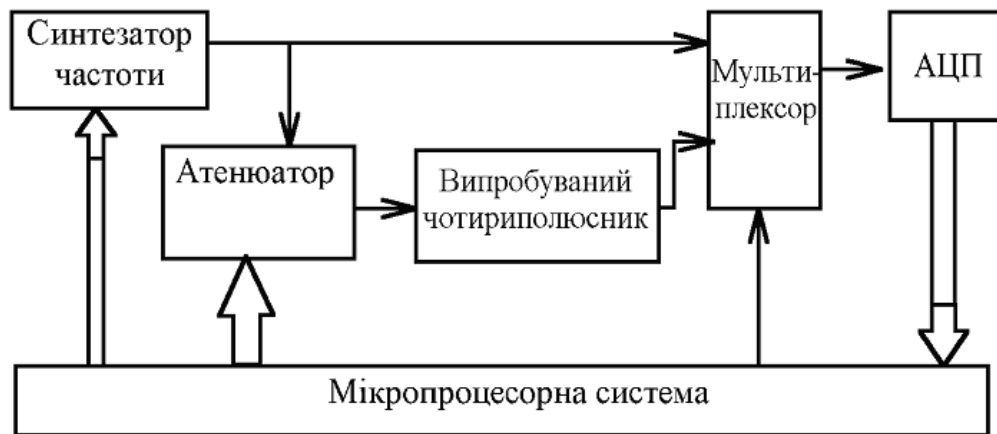


Рисунок 5.5 – Мікропроцесорний вимірювач АЧХ на основі синтезатора частоти

Цифрові автоматичні вимірювачі АЧХ чотириполюсників будуються також на основі синтезатора частоти (рис. 5.5). Керований мікропроцесорною системою синтезатор виробляє сигнали певної сітки значень частоти. Він виконує роль вимірювального генератора. В іншому робота даного приладу аналогічна роботі вимірювача АЧХ, схема якого зображена на рис. 5.4.

### 5.3 Вимірювання спотворень форми сигналу

Причини спотворень сигналу різні: нелінійність характеристики каналу зв'язку, його інерційність, внутрішні шуми, фон і інші завади, що накладаються на сигнал при його передачі. Ці чинники мають різну фізичну природу, але результат їх дії однаковий, тому відшукуються шляхи оцінки всіх спотворень (лінійних, нелінійних і шумових). У даному параграфі розглядається оцінка нелінійних спотворень сигналу.

Нелінійні спотворення виникають в системах, що містять нелінійні елементи – електронні лампи, транзистори, котушки індуктивності з феромагнітними осердями і ін. Необхідність вимірювання нелінійних спотворень пов'язана з дослідженням параметрів підсилювачів і генераторів синусоїдних коливань. Значення нелінійних спотворень досліджуваного пристрою залежить від напруги або потужності сигналів на його вході і виході і



від частоти. Кількісно нелінійні спотворення оцінюються коефіцієнтом нелінійних спотворень (КНС).

Нелінійні спотворення деякого пристрою характеризуються гармонійними або комбінаційними складовими, а також випадковими (статистичними) складовими, що з'являються в спектрі вихідного сигналу. Прилади для вимірювання КНС за способом обробки і представлення інформації діляться на дві великі групи: аналогові і цифрові.

В аналогових приладах вимірюваний сигнал безпосередньо піддається обробці (підсиленню, перетворенню, порівнянню і т. і.) до отримання інформації на відліковому пристрої. При цьому можлива реалізація будь-якого з трьох відомих визначень КНС (приведені далі). Всі проміжні операції проводяться в аналоговій формі, тому вони піддаються і всім можливим спотворенням, визначуваним властивостями аналогових методів: наведенням шумів і фону, зміні спектрального складу внаслідок нерівномірності АЧХ, дрейфу коефіцієнта підсилення і т.п.

В цифрових приладах аналоговий сигнал відразу перетворюється в цифрову форму, і всі операції, необхідні для отримання кінцевого результату, проводяться дискретними методами за допомогою спеціалізованого обчислювального пристрою або мікропроцесора, що виконує обчислення першої гармоніки і одного із значень КНС.

Всі аналогові методи, що представляють інтерес в метрологічному відношенні, діляться на дві великі підгрупи: спектральні і квазіспектральні. Спектральні методи вимірювання КНС засновані на застосуванні селективних приладів (аналізаторів спектра, селективних вольтметрів, вимірювальних приймачів тощо) загального застосування. За їх допомогою проводиться вимірювання рівнів гармонійних складових вхідного сигналу, а обчислення КНС за одержаними даними здійснюється вручну. До достоїнств спектральних методів відносяться:

- можливість вимірювання КНС сигналів, надто забруднених різного роду завадами, у тому числі і маючих малий рівень;

- широкий діапазон частот, в якому можна вимірювати КНС;
- можливість вимірювання дуже малих значень КНС (від 0,01 до 0,0001 %).

До недоліків спектральних методів відносяться:

- велика трудомісткість;
- невисока точність вимірювань (приблизно 10%).

Квазіспектральні методи базуються на виділенні або придушенні однієї з складових сигналу, першої гармоніки, і визначенні середньоквадратичних значень напруг повного сигналу або вищих гармонік, тобто реалізації одного з визначень КНС.

Фільтрові методи розділяють на дві підгрупи: з придушенням першої гармоніки і з виділенням її. Метод, заснований на придушенні першої гармоніки, набув широкого поширення, і на його основі розроблені всі відомі типи вимірювачів нелінійних спотворень (ВНС). Це пов'язано з тим, що придушення першої гармоніки досить просто здійснюється на практиці в широкому діапазоні частот. Метод з виділенням першої гармоніки не набув такого широкого поширення, оскільки для його реалізації необхідне виконання двох умов: по-перше, залишковий КНС виділеної першої гармоніки повинен бути багато менший вимірюваного значення КНС, по-друге, коефіцієнт передачі селективної системи повинен бути строго постійним в діапазоні частот і рівним одиниці, що є складним технічним завданням.

Кращі зразки ВНС фільтрового типу стійко працюють в діапазоні частот до 600 кГц, мають похибку не більше 3% і діапазон вимірювання від 0,01%.

Графічний метод знаходить незначне застосування в області інфранизьких частот у зв'язку з відсутністю спеціалізованої апаратури. Спосіб полягає у вимірюванні параметрів спотворень записаної обгинаючої і обчисленні за допомогою спеціальних таблиць спектра гармонік сигналу і, відповідно, КНС. Трудомісткість методу порівняно висока, а похибка не краще 10%.

Компенсаційні методи визначення КНС засновані на придушенні першої гармоніки вимірюваного сигналу когерентним (але протифазним) сигналом з

малим (в порівнянні з вимірюваним) значенням КНС. Цей метод дозволяє поліпшити властиву фільтровому методу похибку придушення вищих гармонік при відфільтровуванні першої. Проте при цьому мають місце три складові похибки, характерні для компенсаційного методу: похибка дисбаланса амплітуди, фази компенсуючої напруги і його КНС.

З розширенням частотного діапазону похибка практично всіх аналогових методів значно зростає, особливо, при малих значеннях КНС. Ця обставина суттєво обмежує перспективність аналогових методів вимірювання КНС.

Цифрові методи вимірювання КНС, як і в інших областях вимірювальної техніки, застосовуються в тих випадках, коли потрібно одержати високі точність і швидкодію в широкому частотному і динамічному діапазонах.

Цифрові методи вимірювань КНС засновані на виділенні з вимірюваного сигналу його «миттєвих значень» в нульових точках періоду, перетворенні їх в цифровий код і подальшій обробці за заданим алгоритмом.

Вимірювання КНС порядку сотих часток відсотка, особливо при малих рівнях сигналу, представляє значні труднощі. У ряді випадків для цих цілей використовують аналізатори гармонік низьких частот. Проте аналізатори гармонік в діапазоні частот 10...20 000 Гц мають рівень власних нелінійних спотворень на частотах до 1000 Гц 0,1%, а на частотах понад 1000 Гц 0,05%, тобто похибка, що вноситься ними, за рахунок власних спотворень при вимірюванні КНС приблизно 0,1% на частотах до 1000 Гц складе 10%. Крім того, ці прилади не дозволяють вимірювати амплітуду гармонійних складових, що відрізняються від основної частоти (першої гармоніки) більш ніж на 60 дБ.

Для вимірювання вищих гармонік необхідно підвищувати чутливість приладу, а це не завжди можливо.

В існуючих аналізаторах гармонік використовуються режим фіксованої частоти, аналіз спектральних складових шляхом перестроювання за частотою резонансного фільтру (іноді застосовується перестроюваний супергетеродинний приймач). При цьому на екрані індикатора спостерігаються гармоніки сигналу, рівновіддалені одна від одної по осі частот (амплітудно-

частотний спектр). За гармонійним складом сигналу судять про його нелінійні спотворення.

Найбільшого поширення набули три основні методи вимірювань нелінійних спотворень: гармонійний, комбінаційних частот і статистичний. При виборі того або іншого методу користуються наступним правилом: частоти сигналів – продуктів нелінійних спотворень, – на виході досліджуваного пристрою повинні знаходитися в діапазоні його робочих частот.

*Гармонійні методи* вимірювання нелінійних спотворень застосовуються для характеристики нелінійних спотворень в області низьких частот досліджуваних пристроїв. При цьому, як вже відмічалось, продукти вищих гармонійних складових вихідного сигналу повинні знаходитися в діапазоні робочих частот. Нелінійні спотворення характеризуються коефіцієнтом гармонік  $K_r$ :

$$K_r = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots U_n^2} / \quad (5.2)$$

де  $U_1, U_2, \dots, U_n$  – середньоквадратичні значення напруг відповідних гармонік, виміряні на виході досліджуваного пристрою, коли на його вхід подана напруга першої гармоніки;  $n$  повинне бути не менше 5...10.

Часто, замість  $K_r$  вимірюють коефіцієнт нелінійних спотворень  $K_n$ :

$$K_n = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots U_n^2} / \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2} . \quad (5.3)$$

Коефіцієнти  $K_r$  і  $K_n$  зв'язані між собою наступним співвідношенням:

$$K_r = K_n / \sqrt{1 - K_n^2} ; \text{ при } K_r < 10\%, K_r \approx K_n.$$

Коефіцієнти  $K_r$  і  $K_n$  вимірюються при частоті вхідного сигналу звичайно не більше  $(0,2 \dots 0,1) f_{p.\max}$  для того, щоб забезпечити проходження через вимірюваний пристрій 5...10-ої гармоніки сигналу, які є продуктом нелінійних спотворень.

Відповідно до рівняння (5.3) для вимірювання коефіцієнта нелінійних спотворень необхідно виміряти середньоквадратичне значення напруги

досліджуваного сигналу (знаменник) і середньоквадратичне значення напруги вищих гармонійних складових (чисельник).

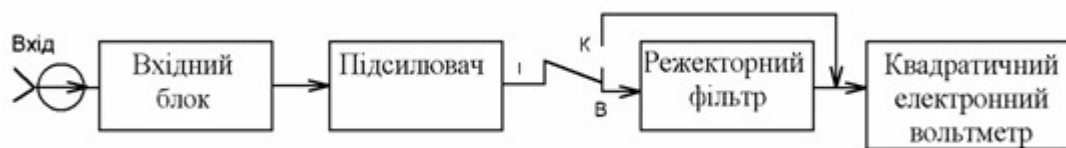


Рисунок 5.6 – Структурна схема ВНС

На рис. 5.6 приведена структурна схема вимірювача нелінійних спотворень (ВНС), що реалізовує вказані операції. Принцип дії приладу полягає в наступному. При установці перемикача П в положення К (*КАЛІБРУВАННЯ*) досліджуваний сигнал подається з виходу попереднього підсилювача, минаючи фільтр, безпосередньо на електронний вольтметр. Останній вимірює середньоквадратичне значення напруги всього спотвореного сигналу. Коли ж перемикач П встановлюється в положення В (*ВИМІРЮВАННЯ*), між підсилювачем і вольтметром включається режекторний фільтр, настроєний на частоту досліджуваного сигналу (частоту першої гармоніки). За наявності фільтру, який практично повністю придушує першу гармоніку і пропускає вищі гармоніки, на вольтметр поступає тільки напруга вищих гармонійних складових сигналу. Інакше кажучи, у такого фільтра  $K(\omega_1)=0$  і  $K(i\omega_1)\approx\text{const}(i=2, 3\dots)$ . Режекторним фільтром, найчастіше, є мостовий RC-фільтр. Міст включається в схему підсилювача із зворотним зв'язком, що покращує його вибірні властивості і збільшує коефіцієнти передачі на вищих гармоніках. Прилади з подібними фільтрами, які плавно перестроюються за частотою, дозволяють проводити вимірювання при будь-якому значенні частоти певного діапазону.

Вольтметр, що має квадратичну характеристику, вимірює середньоквадратичне значення напруг незалежно від їх форми.

Порівнянням показу вольтметра в другому випадку з його показом, одержаним в першому випадку, визначають значення коефіцієнта  $K_n$ . В сучасних приладах операції калібрування, вимірювання і порівняння

здійснюються автоматично. Шкала вольтметра градується безпосередньо в одиницях коефіцієнта  $K_n$  – у відсотках і децибелах (у тих випадках, коли КНС виражають в дБ, часто вводять поняття «загасання нелінійності», яке визначається, як  $a_n=20\lg(1/K_n)$ , дБ).

Електронний вольтметр, що входить до складу ВНС, можна використовувати для вимірювання рівня шумів, а також для вимірювання напруг змінного струму.

На рис. 5.7 приведена структурна схема цифрового ВНС з вбудованою мікропроцесорною системою. Спочатку система управління встановлює мультиплексор в положення, при якому до його виходу підключається цифровий вольтметр. При цьому вимірюється середньоквадратичне значення  $U$  напруги досліджуваного сигналу і передається в ОЗП (при цьому здійснюється операція калібрування).

Потім за допомогою вбудованого цифрового частотоміра вимірюється частота напруги досліджуваного сигналу, і система управління посилає команду, по якій керований режекторний фільтр налаштовується на частоту першої гармоніки. Після чого цифровий вольтметр підключається через мультиплексор до виходу фільтру і вимірює середньоквадратичне значення  $U_{в.г}$  напруги вищих гармонік. Мікропроцесорна система обчислює значення коефіцієнта гармонік  $K_n=U_{в.г}/U$  і відображає його на дисплеї (у дБ або у відсотках).

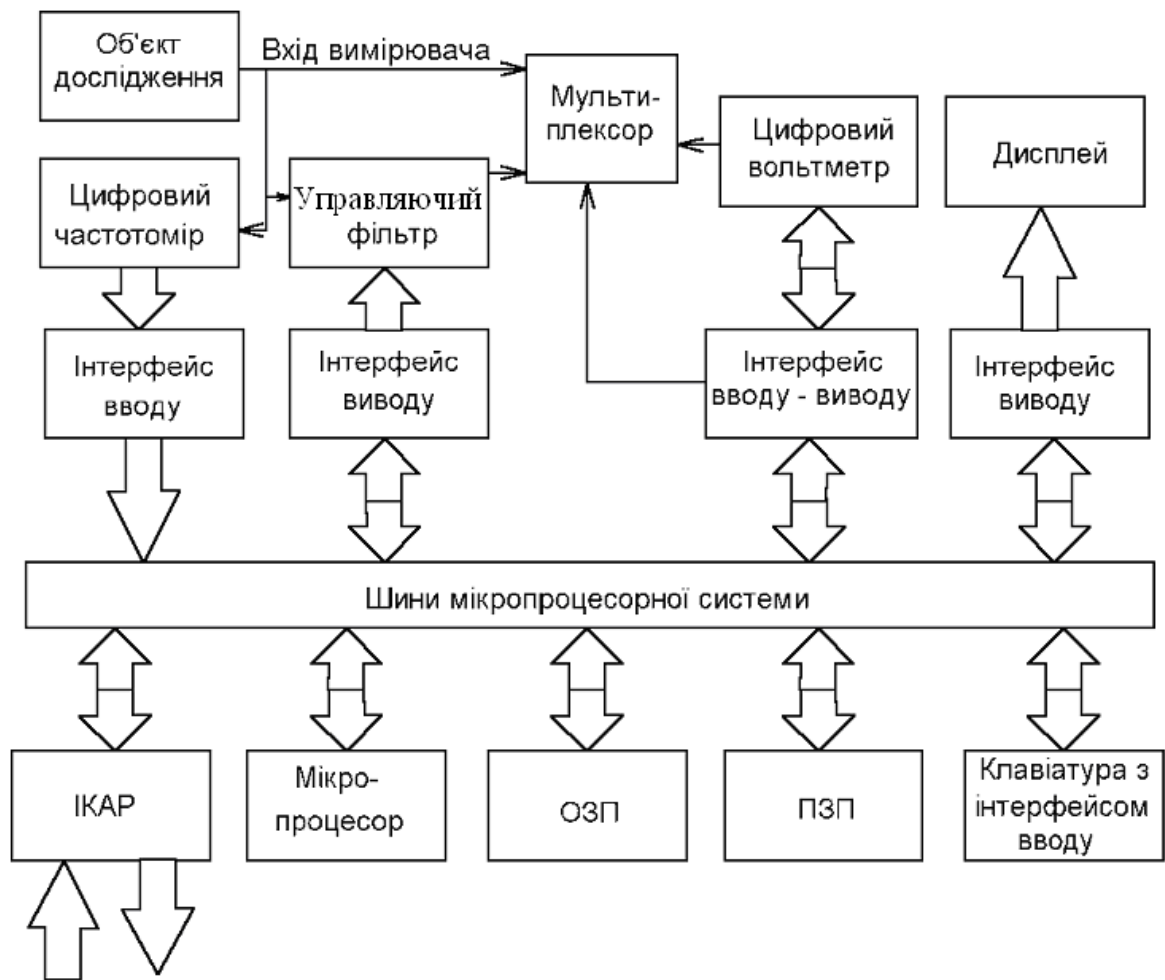


Рисунок 5.7 – Структурна схема цифрового ВНС

Метод комбінаційних частот використовується при вимірюванні КНС в діапазоні високих частот. Для цього вводять коефіцієнт нелінійності  $K_k$ , рівний відношенню середньоквадратичного значення напруги різницевої комбінаційної частоти  $U_{f_1-f_2}$  до напруги синусоїдних сигналів з частотами  $f_1$  і  $f_2$  однакового рівня  $U$ . Обидві напруги вимірюються на виході досліджуваного пристрою:

$$K_k = U_{f_1-f_2} / U$$

Загасання нелінійності на комбінаційній частоті  $f_1-f_2$  визначається формулою  $a_k = 20 \lg |U_{f_1} / U_{f_1-f_2}|$ , дБ. Частоти  $f_1-f_2$  вибирають таким чином, щоб різницева частота знаходилася в діапазоні робочих частот досліджуваного

пристрою. Загасання нелінійності вимірюють селективним вольтметром (покажчиком рівня або аналізатором гармонік).

Викладені вище методи вимірювання нелінійності мають суттєвий недолік – вони, як правило, не відтворюють повністю реальних умов роботи досліджуваних об'єктів, зокрема, пристроїв зв'язку, по яких проходять інформаційні сигнали, що мають випадковий характер і, звичайно, суцільний спектр.

Статистичний метод забезпечує вимірювання нелінійності в умовах, близьких до реальних (робочих). Структурна схема вимірювання цим методом приведена на рис. 5.8. Як джерело сигналу використовується генератор шуму з рівномірним спектром в діапазоні робочих частот досліджуваного пристрою.

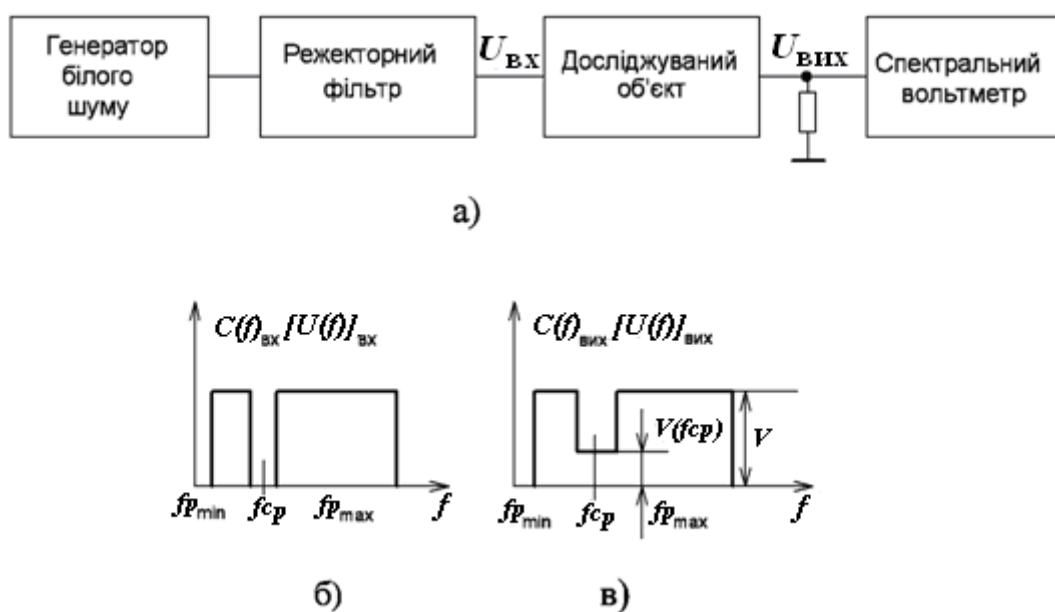


Рисунок 5.8 – Вимірювання нелінійності статистичним методом: (а) – схема, (б) – спектральна щільність сигналу на вході вимірювального об'єкта, (в) – те ж саме на виході

За допомогою режекторного фільтра із спектра вхідного сигналу вирізується певна вузька смуга складових сигналу з середньою частотою  $f_{зр}$ . На виході досліджуваного об'єкта в цій смузі частот утворюються складові вихідного сигналу, що є продуктами нелінійних спотворень. Напругу  $U_{f_{зр.ф}}$  цих



складових вимірюють за допомогою вузькосмугового селективного вольтметра з квадратичним детектором або виділяють смуговим фільтром і вимірюють вольтметром середньоквадратичного значення. Цим же вольтметром вимірюють складові вихідного сигналу  $U$ . Значення коефіцієнта нелінійності досліджуваного об'єкта оцінюється відношенням

$$K_{\text{ст}} = U_{f_{\text{зр.ф}}} / U$$

Нелінійні спотворення можна також виявити, безпосередньо спостерігаючи форму досліджуваної напруги на екрані осцилографа, якщо коефіцієнт гармонік більше 4...5%. Менші спотворення, звичайно, важкопомітні, але стають добре помітними при включенні між виходом досліджуваного об'єкта і входом осцилографа диференціюючого  $RC$ -кола.

З виразу для коефіцієнта передачі подібного кола

$$K(j\omega) = R / (R + 1 / j\omega C) \quad (5.4)$$

видно, що за умови  $R \ll 1/\omega C$  модуль коефіцієнта передачі  $K(\omega) \approx \omega RC$  для вищих гармонік більше, ніж для першої. Тому за наявності диференціюючого кола напруга вищих гармонік, що подаються на вхід осцилографа, буде збільшена в порівнянні з напругою на вході кола. Це і дозволить виявити малі спотворення, які не видно при безпосередньому спостереженні на екрані осцилографа.

Для ефективної дії кола достатньо, щоб ємнісний опір конденсатора на частоті першої гармоніки був в 10 разів більше опору резистора. При виконанні цієї умови, відносний вміст другої гармоніки збільшиться приблизно в 2 рази в порівнянні з сигналом на вході  $RC$ -кола, вміст третьої гармоніки – майже в 3 рази і т.і.

При дуже малих коефіцієнтах гармонік, наприклад, підсилювальних пристроїв кабельних магістралей, коефіцієнт нелінійності, яких складає соті і тисячні частки відсотка, що відповідає загасанню нелінійності 90...100 дБ, вимірювання виконують методом порівняння, для чого використовують зразковий магазин загасання.

## 5.4 Вимірювання фазових зсувів електричних сигналів

Для характеристики електричних сигналів, передаваних по каналах зв'язку, використовують таке поняття, як фаза електричного сигналу. Вона визначає стан електричного коливального процесу в заданий момент часу.

Для гармонійного коливання  $u(t)=U_m \sin(\omega t + \varphi_0)$  фазою вважають аргумент  $(\omega t + \varphi_0)$ , де  $\omega$  – кутова частота,  $t$  – час,  $\varphi_0$  – початкова фаза, що характеризує стан гармонійного коливання в початковий момент, тобто при  $t=0$ . Якщо початкові фази двох синусоїдних коливань з частотою  $\omega$  позначити, відповідно, через  $\varphi_1$  і  $\varphi_2$ , то кут зсуву фаз буде рівний  $(\varphi_1 - \varphi_2)$ . Отже, на однакових частотах *фазовий зсув* є постійною величиною і не залежить від моменту відліку.

Іноді доводиться розглядати *різницю фаз* гармонійних коливань при різних частотах

$$u_1 = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$$

і

$$u_2 = U_{m2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2),$$

яка дорівнює

$$\varphi = (\omega_1 t + \varphi_1) - (\omega_2 t + \varphi_2) = (\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)$$

При  $\omega_1 = \omega_2 = \omega$  різниця фаз  $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ .

Позначивши через  $t_1$  і  $t_2$  моменти часу, коли змінна напруга в обох випадках має однакову фазу, одержимо:

$$\begin{aligned} \omega t_1 + \varphi_1 &= \omega t_2 + \varphi_2; \\ \varphi &= \varphi_1 - \varphi_2 = \omega(t_2 - t_1) = 2\pi(t_2 - t_1)/T, \end{aligned}$$

або через кутові одиниці

$$\varphi^\circ = 360(t_2 - t_1)/T = 360T_1/T,$$

де  $T$  – період коливань;  $T_1$  – інтервал часу між моментами, коли коливання мають однакову фазу.

Це ж поняття різниці фаз можна розповсюдити на два періодичних сигнали складної форми з однаковими періодами, якщо умовно при однакових фазах

сигналів напруги, в моменти переходу через нуль, матимуть один напрям, наприклад, з позитивних значень – в негативні.

Фазовий зсув вимірюється в долях періоду і виражається в дугових або кутових одиницях (радіанах або градусах). У ряді випадків потрібно вимірювати *час запізнювання* проходження сигналу через кола і канали зв'язку. Запізнювання приводить до зсуву фази вихідної напруги відносно вхідного. У разі негармонійних процесів поняття про фазовий зсув замінюється поняттям про зсув в часі між вказаними процесами.

Вимірювання фазових зсувів між електричними сигналами (струмами і напругами) проводиться в різних областях вимірювальної техніки. Вимірювання фазового зсуву між двома напругами проводиться при визначенні фазочастотних характеристик різних пристроїв (підсилювача, фільтра, трансформатора тощо). Фазовий зсув між струмом і напругою характеризує реактивний опір кола або навантаження 4-полюсника і визначається величиною  $\cos\varphi$  – відношенням активної і повної потужності електричного струму в колі.

Вимірювальні прилади, призначені для вимірювання фазового зсуву, називають *фазометрами*.

Методи вимірювання фазового зсуву вельми різноманітні і залежать від діапазону частот, форми сигналу і необхідної точності вимірювання. Можна вказати наступні методи: осцилографічний, компенсаційний, з перетворенням в прямокутну напругу, з перетворенням в часовий інтервал, цифровий.

Осцилографічний метод. При цьому методі фазовий зсув визначається за характером і формою осцилограм, причому, суттєву роль тут відіграють амплітудна і особливо фазова симетрії каналів передачі сигналів на вертикально і горизонтально відхиляючі пластини, якість фокусування електронного променя, нелінійні спотворення підсилювачів, генераторів розгортки і самої трубки.

Вимірювання фазового зсуву можна проводити при лінійній розгортці (однопроменевим осцилографом з комутатором або двопроменевим) і синусоїдної.

Похибка вимірювання осцилографічними методами складає  $2^\circ \dots 5^\circ$ . Навіть невеликий відсоток гармонік у вхідних сигналах значно збільшує похибку вимірювання. Її зменшення може бути досягнуте застосуванням компенсаційного методу, при якому осцилограф використовується як показчик, що відзначає зсув фаз, рівний 0 або  $180^\circ$ . Виміряне значення фази в цьому випадку відлічується по фазорегулятору.

При лінійній розгортці на екрані осцилографа спостерігають обидві напруги, між якими вимірюють зсув фази. Зображення двох сигналів одночасно можна одержати на двопробеневою осцилографі або на екрані однопробеневого осцилографа, якщо на вхід вертикального підсилювача по черзі подати вимірювані напруги через електронний комутатор. При цьому швидкість розгортки вибирається такою, щоб на екрані укладався цілий період вимірюваного сигналу. Синхронізація генератора розгортки повинна здійснюватися одним з вхідних сигналів.

Для вимірювання фази при синусоїдній розгортці одна з вимірюваних напруг подається на горизонтально відхиляючі пластини, а друга – на вертикально відхиляючі. На вході підсилювача вертикального відхилення включений фазовий регулятор, необхідний для установки фазової симетрії каналів. Амплітудна симетрія досягається регулюванням коефіцієнта підсилення підсилювачів.

Якщо напруги сигналів на входах, відповідно, дорівнюють

$u_1(t) = U_{\max 1} \sin(\omega t + \varphi)$  і  $u_2(t) = U_{\max 2} \sin \omega t$ , то рух променя по вертикалі і горизонталі визначається рівняннями

$$Y = S_1 U_{\max 1} \sin(\omega \cdot t \pm \varphi); X = S_2 U_{\max 2} \sin \omega t$$

де  $S_1, S_2$  – чутливість осцилографа по вертикалі і горизонталі, мм/В.

Під дією цих напруг промінь на екрані описує інтерференційну фігуру – еліпс, вісі якого повернені на деякий кут відносно горизонтальної і вертикальної вісей екрану.

Зсув фаз в цьому випадку може бути визначений декількома способами.

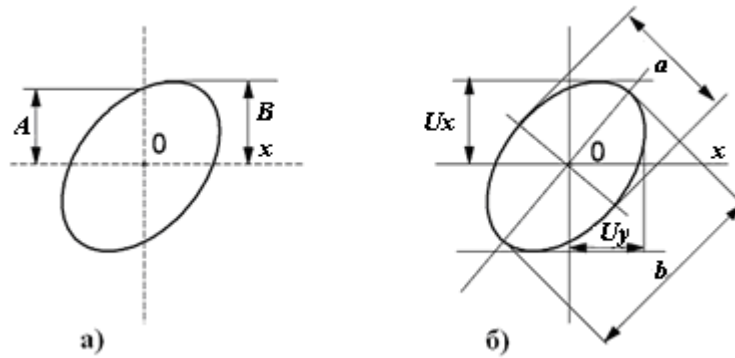


Рисунок 5.9 – Визначення фазового зсуву при синусоїдній розгортці

За першим способом кут  $\varphi$  визначається з виразу  $\varphi = \arcsin A/B$ .

Величини  $A$  і  $B$  показані на рис. 5.9,а. Метод декілька незручний через неточність визначення центру еліпса 0, проте ця формула не залежить від відношення напруг  $U_x$  і  $U_y$ .

За другим способом (рис. 5.9,б)  $\tan(\varphi/2) = a/b$ , де  $a$  – мала вісь еліпса,  $b$  – його велика вісь, за умови, що  $U_y = U_x$ .

При обох способах визначення фазового зсуву за інтерференційною фігурою – еліпсом, знак кута залишається невизначеним. За нахилом еліпса (рис. 5.10) можна визначити приблизне значення фазового зсуву.

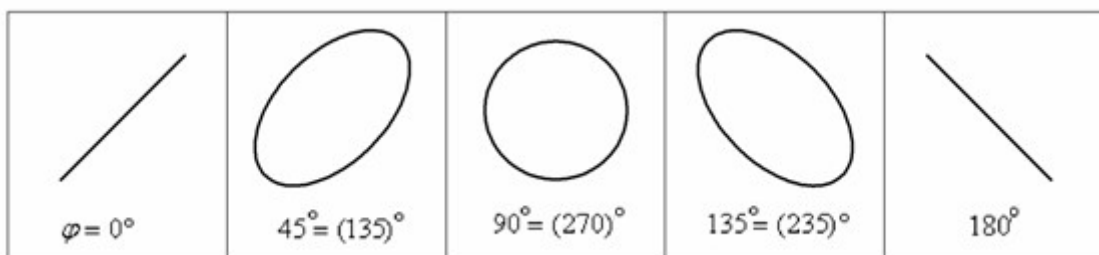


Рисунок 5.10 – До визначення фазового зсуву при синусоїдній розгортці

Похибка вимірювання цими способами складає 5...10% через неточність визначення довжин відрізків, деформації еліпса.

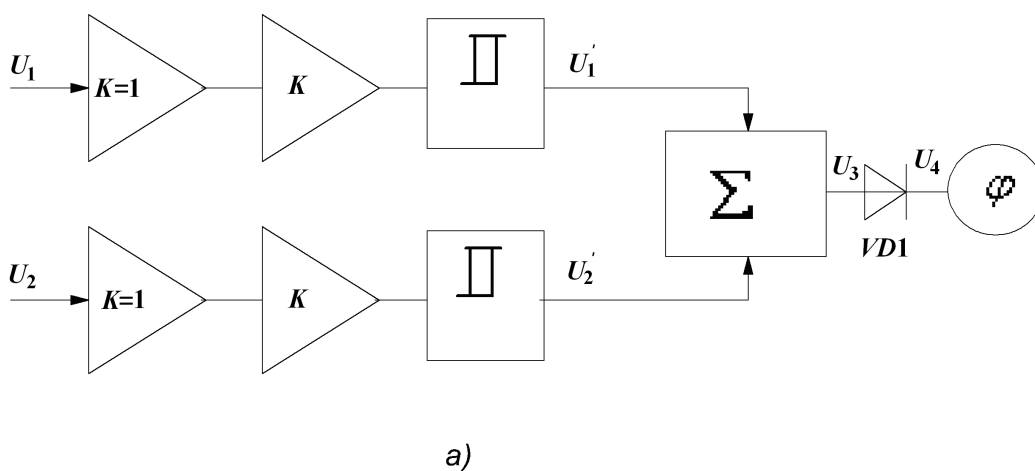
На рис. 5.11 зображена схема вимірювання фазового зсуву компенсаційним методом. Напруга джерела  $U$  одночасно подається на досліджуваний 4-полюсник і фазообертач. Фазообертач дозволяє плавно регулювати величину фазового зсуву і за шкалою відлічити його значення. Вихідні напруги 4-

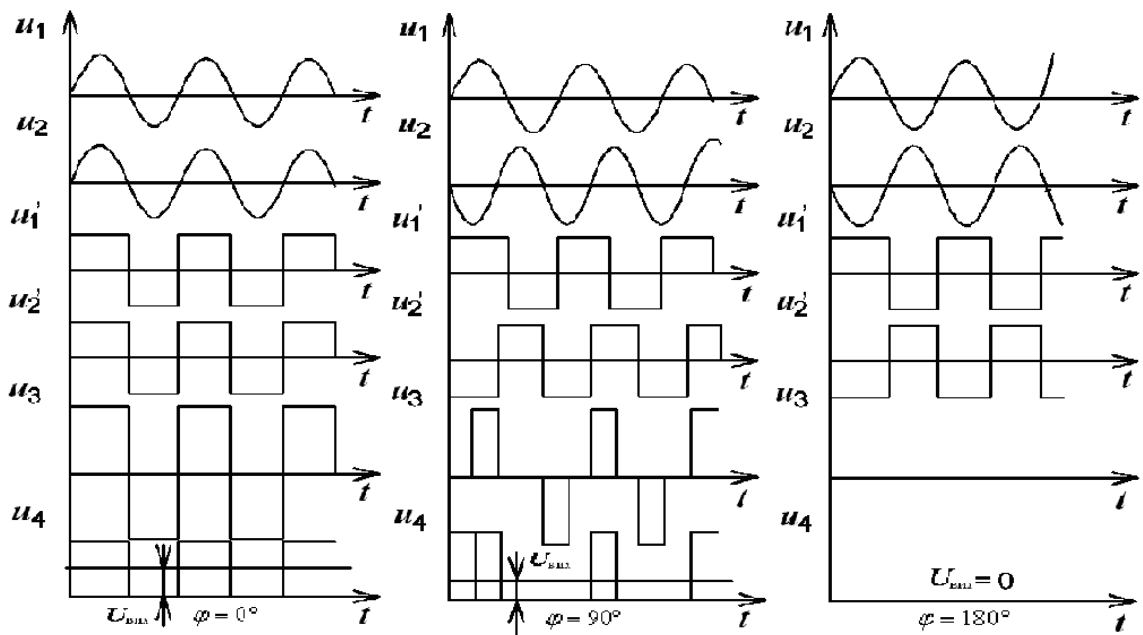
полюсника  $U_1$  і фазообертача  $U_2$  подаються на індикатор рівності фаз. Очевидно, що при рівності фаз напруг  $U_1$  і  $U_2$   $\varphi_x = \varphi_0$ . Оскільки відлік ведеться за шкалою фазообертача, а осцилограф лише є індикатором рівності, то точність вимірювання може бути значно підвищена в порівнянні з інтерференційними методами. Вона, в основному, визначатиметься похибкою градування фазообертача.



Рисунок 5.11 – Вимірювання фази компенсаційним методом

Метод з перетворенням напруги сигналів в прямокутну за формою напругу. Технічну реалізацію цього методу можна пояснити, користуючись рис. 5.12,а. Метод заснований на тому, що в двох, абсолютно ідентичних каналах, досліджувані напруги підсилюються і обмежуються. Ці прямокутні коливання подаються на підсумовуючий каскад, а потім на лінійний детектор і магнітоелектричний прилад. Покази приладу пропорційні фазовому зсуву  $\varphi$ , причому, при  $\varphi = 0^\circ$   $U_{\text{вих}} = 2U_1$ , при  $\varphi = 90^\circ$ ,  $U_{\text{вих}} = U_1$ , а при  $\varphi = 180^\circ$   $U_{\text{вих}} = 0$ .





б)

Рисунок 5.12 – Схема фазометра і епюри напруг, пояснючі його роботу

На рис. 5.12,б показані епюри напруг, пояснючі роботу фазометра, що реалізовує цей метод.

В основі методу перетворення фазового зсуву в часовий інтервал лежить перетворення двох синусоїдних напруг  $u_1$  і  $u_2$ , фазовий зсув між якими потрібно виміряти, в періодичні послідовності коротких імпульсів, відповідаючих моментам переходів цих напруг через нуль з похідними однакового знаку (рис. 5.13). Інтервали часу  $\Delta T$  між найближчими імпульсами 1 і 2 пропорційні визначуваній різниці фаз (передбачається, що напруга  $u_1$  випереджає за фазою напругу  $u_2$ ). Після перетворення вимірюється відносне значення інтервалу часу (по відношенню до періоду).

Використовуючи відомі вирази  $\varphi = \omega \Delta T$  і  $\omega = 2\pi/T$ , легко написати формулу, що встановлює зв'язок між фазовим зсувом  $\varphi$  в градусах і відносним інтервалом часу:

$$\varphi = 360 \Delta T / T \quad (5.5)$$

Слід підкреслити, що перетворення фазового зсуву в інтервал часу супроводжується випадковою похибкою, обумовленою дією шумових завад.

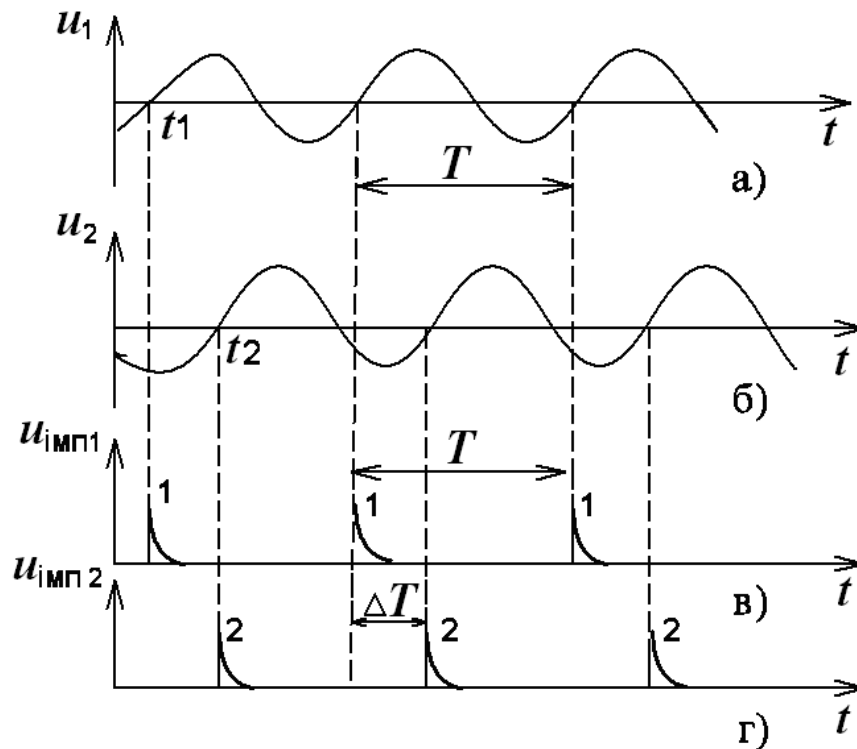


Рисунок 5.13 – Епюри напруги, пояснюючі принцип вимірювання

Викладений метод набув широкого застосування. Він зустрічається в різних фазометрах, які відрізняються один від одного, головним чином, способом вимірювання інтервалу часу. Реалізується цей метод як в аналогових, так і в аналого-цифрових фазометрах.

На рис. 5.14 представлена можлива схема реалізації таких фазометрів. Двоканальний формуючий пристрій, кожен канал якого складається з вхідного блока і формувача, перетворить дві синусоїдні напруги в серії коротких імпульсів позитивної полярності з крутими фронтами (5.15). Із сусідніх пар імпульсів за допомогою тригера формуються прямокутні імпульси тривалістю  $\Delta T$ . До початку вимірювань тригер знаходиться у вихідному положенні. Після подачі на обидва входи фазометра двох синусоїдних напруг (сигнал першого каналу випереджає за фазою сигнал другого каналу) на виходах каналів з'являються дві періодичні послідовності позитивних імпульсів. Перший імпульс послідовності  $u_{\phi 1}$  (першого каналу) перекидає тригер. Через інтервал  $\Delta T$ , пропорційний вимірюваному фазовому зсуву, надходить перший імпульс послідовності  $u_{\phi 2}$  (другого каналу), повертаючи тригер в первісне положення.



Через період  $T$  процес повторюється і т.і. На виході тригера формуються прямокутні імпульси тривалістю  $\Delta T$ .

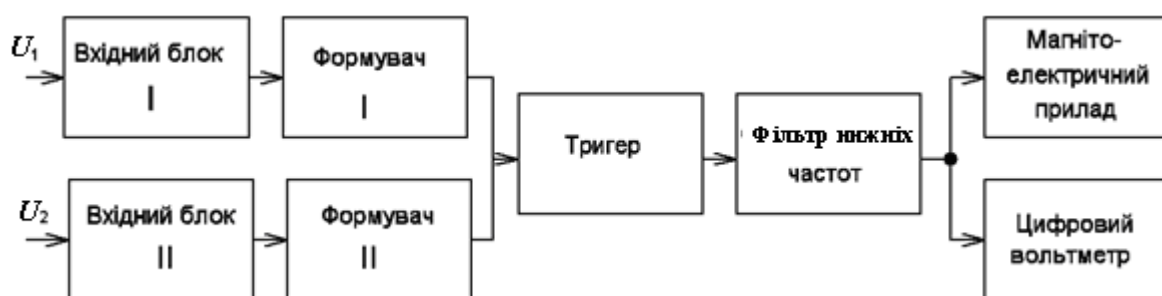


Рисунок 5.14 – Функційна схема фазометра

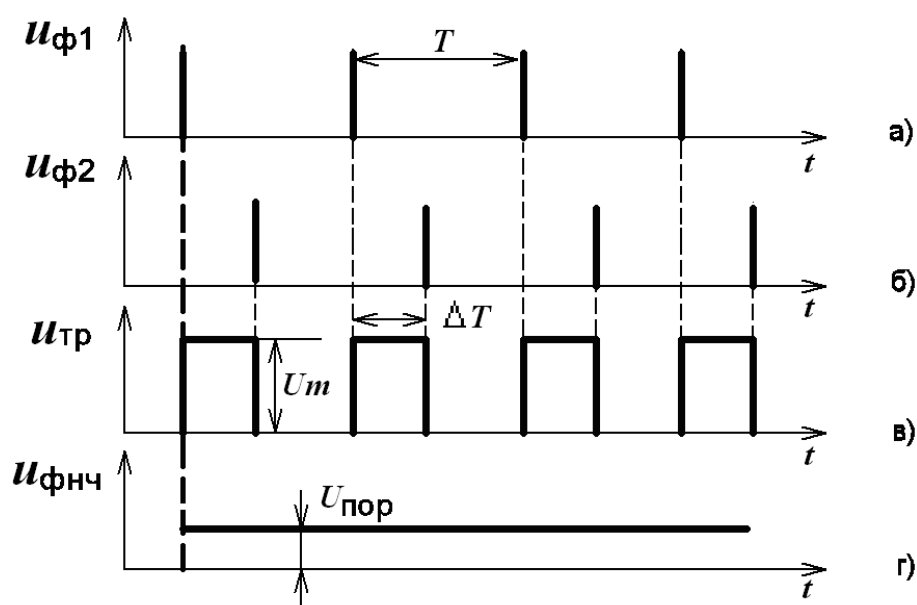


Рисунок 5.15 – До пояснення роботи фазометра

Періодична послідовність прямокутних імпульсів усереднюється за допомогою фільтра нижніх частот. Магнітоелектричний вимірювальний прилад показує середнє за період значення напруги

$$U_{\text{сеп}} = U_m \Delta T / T \quad (5.6)$$

Порівняння (5.5) і (5.6) приводить до формули

$$\varphi = 360 U_{\text{сеп}} / U_m, \quad (5.7)$$

з якої видно, що залежність між величинами  $\varphi$  і  $U_{\text{сеп}}$  лінійна.

Шкалу індикаторного приладу можна проградувати безпосередньо в градусах (для даного приладу  $U_m = \text{const}$ ). Це аналоговий варіант фазометра. Але напругу на виході ФНЧ можна вимірювати і цифровим вольтметром. При цьому фазометр стає аналого-цифровим. Роздільна здатність приладу

$$\Delta\varphi = 360(U_{\text{ср}}/U_m) \quad (5.8)$$

Викладений спосіб дозволяє вимірювати тільки середній (за час вимірювання) фазовий зсув.

Схему даного пристрою можна розглядати як сукупність двох вузлів: вимірювального перетворювача, який перетворює вимірюваний фазовий зсув в напругу постійного струму, і вимірювального приладу – магнітоелектричного мікроамперметра або цифрового вольтметра. Отже, перетворювач фазометра визначає похибку перетворення (її приведені значення складає близько 1%). Похибки міри і порівняння залежать від класу точності застосованого вимірювального приладу (якщо не враховувати суб'єктивну складову похибки порівняння).

Інтервали часу можна вимірювати методом дискретного лічення. Він, природно, застосовний і для вимірювання відносних інтервалів часу, відповідаючих визначуваному фазовому зсуву.

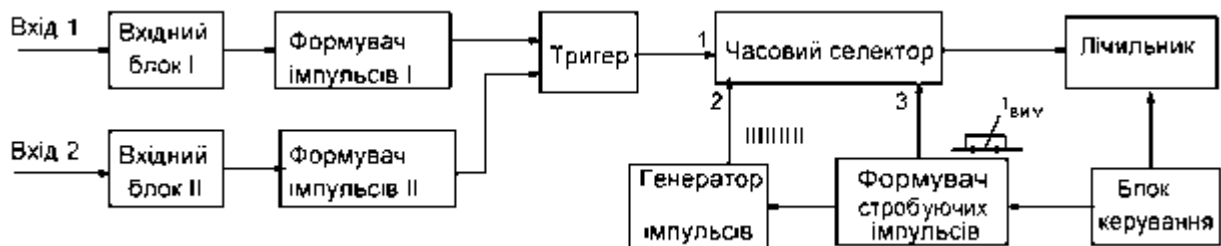


Рисунок 5.16 – Цифровий фазометр

На рис. 5.16 приведена структурна схема цифрового фазометра, який вимірює середні за  $n$  періодів фазові зсуви. Вона складається з двох частин: вимірювального перетворювача (який містить два канали формування імпульсів з досліджуваних синусоїдних сигналів і тригер, що формує прямокутні імпульси тривалістю, рівною часовому зсуву  $\Delta T$ ) і цифрового вимірювача. Пристрій працює таким чином.

Формування інтервалу  $\Delta T$  (прямокутні імпульси) відбувається так само, як і у фазометрі (рис. 5.14). Одержані імпульси подаються на вхід 1 часового селектора і заповнюються лічильними імпульсами, що підводяться до входу 2 селектора (рис. 5.16 і 5.17, а і б). Пакети лічильних імпульсів з виходу селектора

надходять в лічильник імпульсів. На вході 3 часового селектора діє стробуючий імпульс, задаючий інтервал вимірювання  $T_{\text{вим}}$ . Його вибирають з умови  $T_{\text{вим}} \gg T_n$ , де  $T_n$  – період самої низькочастотної напруги, досліджуваної даним фазометром.

Інтервал  $T_{\text{вим}}$  охоплює  $n$  періодів досліджуваних сигналів (коефіцієнт  $n \gg 1$  змінюється при зміні періоду  $T$ ), тобто

$$T_{\text{вим}} = nT \quad (5.9)$$

Протягом часу  $T_{\text{вим}}$  пакети лічильних імпульсів проходять в лічильник, який підраховує загальне число імпульсів  $A$  за цей час. При частоті проходження лічильних імпульсів  $F_{\text{ліч}}$  загальне число імпульсів, потрапляючих в інтервал  $\Delta T$ , дорівнює

$$N = F_{\text{ліч}} \Delta T \quad (5.10)$$

Оскільки на один період  $T$  досліджуваної напруги приходить один імпульс тривалістю  $\Delta T$ , то загальне число імпульсів  $A$ , порахованих лічильником за інтервал  $T_{\text{вим}}$  складе

$$A = nN \quad (5.11)$$

З урахуванням (5.9), (5.10) і (5.11) одержуємо

$$A = \frac{T_{\text{вим}}}{T} N = T_{\text{вим}} F_{\text{ліч}} \frac{\Delta T}{T} \quad (5.12)$$

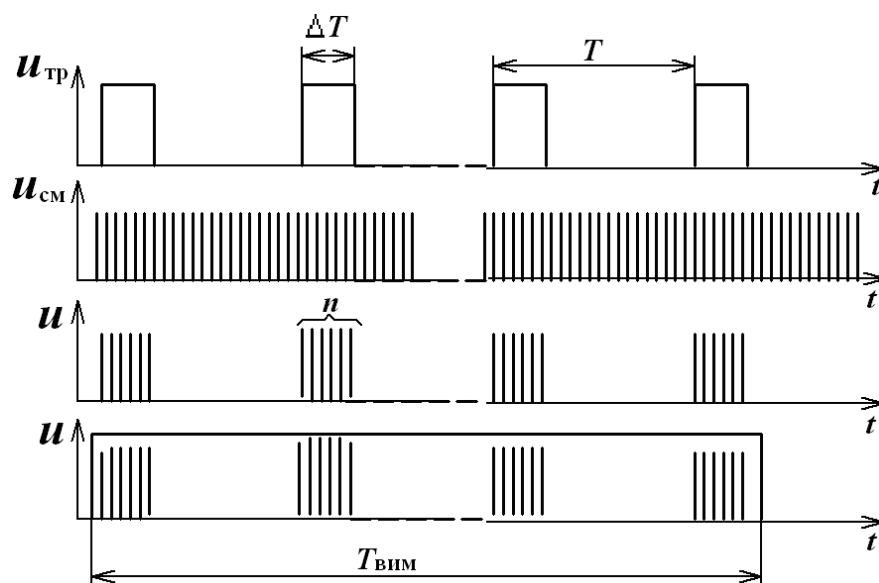


Рисунок 5.17 – До методу дискретного лічення

Після підстановки в цю формулу відношення  $\Delta T/T$  з (5.5) одержимо:

$$A = T_{\text{вим}} F_{\text{ліч}} \varphi / 360 = k\varphi, \quad (5.13)$$

де  $k$  – коефіцієнт пропорційності. Значення коефіцієнта

$$k = T_{\text{вим}} F_{\text{ліч}} / 360$$

характеризує абсолютну роздільну здатність фазометра. При  $k=10^{-2}$  вона дорівнює 0,01.

Слід зазначити, що для вимірювання середнього фазового зсуву розглянутим методом характерне зменшення похибки дискретності в порівнянні з тією, що має місце при вимірюванні одиночного інтервалу часу. Хоча максимальна абсолютна похибка дискретності визначення тривалості одного інтервалу  $\Delta T$  складає  $\pm T_{\text{ліч}}$ , результуюча похибка за час вимірювання  $T_{\text{вим}}$  зменшується, оскільки результати вимірювання всіх інтервалів  $\Delta T$  підсумовуються, а виникнення частотної похибки дискретності позитивного або негативного знаку рівноймовірно.

Застосування мікропроцесора у фазометрі дозволяє вимірювати фазові зсуви за один період досліджуваної напруги, при цьому значно зменшується похибка і збільшується швидкодія. На рис. 5.18 представлена структурна схема приладу, а на рис. 5.19 – епюри напруг, пояснюючі принцип вимірювання.

Синусоїдні напруги  $u_1$  і  $u_2$ , фазовий зсув між якими необхідно виміряти, перетворюються в короткі однополярні імпульси (рис. 5.19,а – в). З першої пари імпульсів 1 і 2 в приладі формується стробуючий імпульс тривалістю  $\Delta T$ . За допомогою часового селектора 1 він заповнюється лічильними імпульсами, що подаються з мікропроцесорної системи з частотою проходження  $F_{\text{ліч}}$ . Число імпульсів, що надходять в лічильник 1 за інтервал  $\Delta T$

$$n = F_{\text{ліч}} \Delta T \quad (5.14)$$

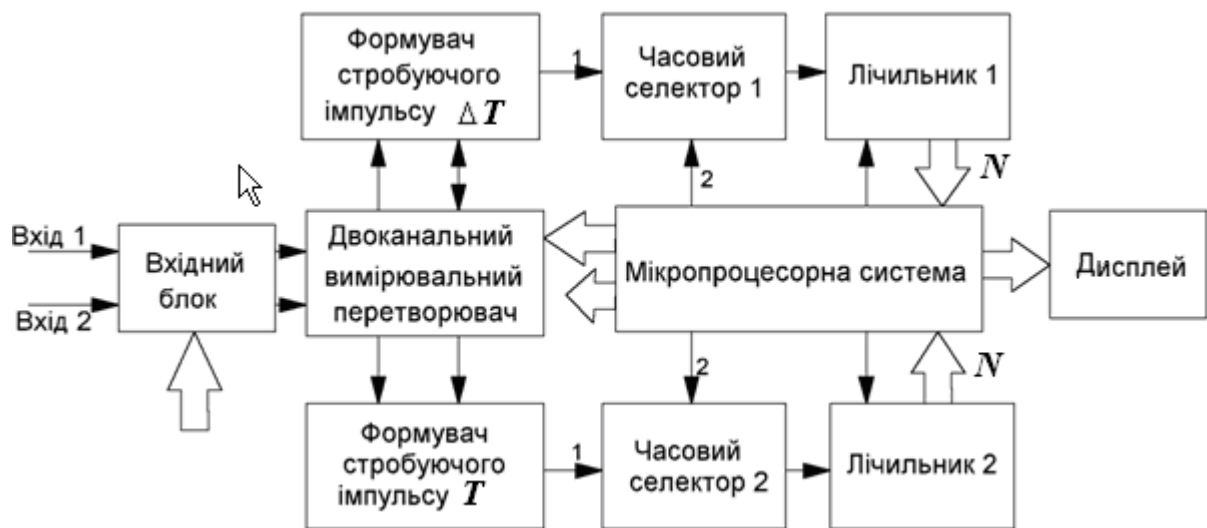


Рисунок 5.18 – Схема фазометра з мікропроцесором

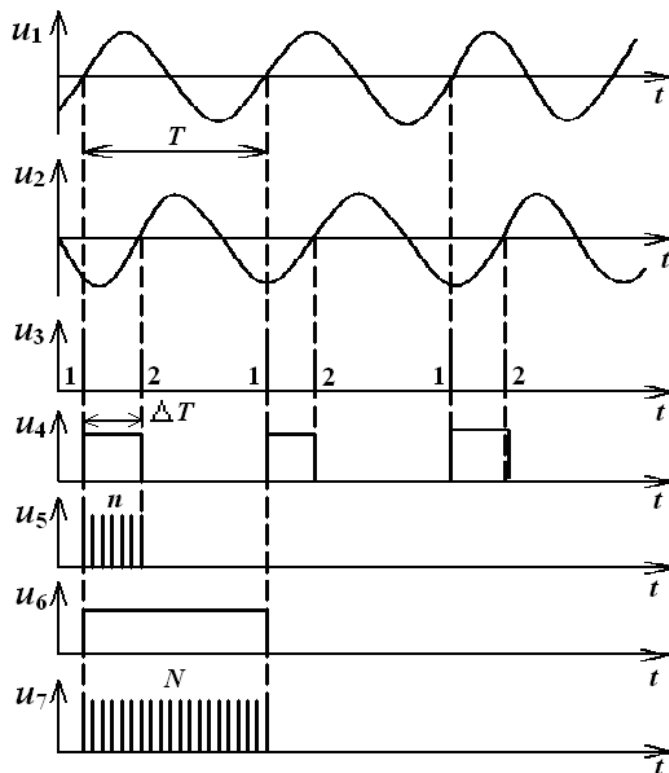


Рисунок 5.19 – Епюри напруг

Паралельно формується стробуючий імпульс тривалістю, рівною періоду досліджуваної синусоїдної напруги. Цей стробуючий імпульс подається на часовий селектор 2 і заповнюється лічильними імпульсами з тією ж частотою  $F_{\text{ліч}}$ . Число імпульсів, злічених лічильником 2 за період  $T$ :

$$N = F_{\text{ліч}} T \quad (5.15)$$

Числа  $n$  і  $N$  передаються з лічильників 1 і 2 в мікропроцесорну систему, де обчислюється відношення  $n/N$ . Після множення відношення на  $360^\circ$ , як видно із зіставлення (5.14) і (5.15) з (5.5), виходить шукане значення фазового зсуву

$$\varphi = 360n/N, \quad (5.16)$$

яке відображається дисплеєм.

Мікропроцесорна система дозволяє вибрати будь-який ( $i$ -й) період, за який потрібно знайти фазовий зсув, а також спостерігати флуктуації фазових зсувів.

Роздільну здатність фазометра в залежності від значення вимірюваної частоти можна знайти, виразивши похибку дискретності в градусах фазового зсуву  $\varphi$ .

Підставимо значення  $\Delta T$  з (5.14) в (5.5) і замінимо в ній період  $T$  досліджуваної напруги частотою  $f=1/T$ . Тоді

$$\varphi = (360f/F_{\text{ліч}})n = Cn \quad (5.17)$$

де  $C = 360f / F_{\text{ліч}}$ . Із (5.17) виходить, що

$$\Delta \varphi = C \Delta n \quad (5.18)$$

Максимальній абсолютній похибці дискретності, рівній плюс-мінус одиниці молодшого розряду лічення відповідає абсолютна похибка вимірювання фазового зсуву

$$\Delta \varphi = \pm C. \quad (5.19)$$

Прості розрахунки показують, що при безпосередньому використанні розглянутого принципу високу точність можна одержати тільки на низьких і інфранизьких частотах. Щоб розширити частотний діапазон, вдаються до попереднього гетеродинного перетворення частоти досліджуваних напруг.

Описаним фазометром можна вимірювати і середні фазові зсуви за  $q$  періодів. При цьому в лічильник 1 надходять імпульси, що заповнюють  $q$  інтервалів  $\Delta T$ , а лічильник 2 фіксує число імпульсів, потрапляючих в інтервал  $qT$ . Значення  $q$  задається програмою роботи мікропроцесорної системи.

Вбудована в прилад мікропроцесорна система дозволяє визначати статистичні характеристики фазових флуктуацій: математичне очікування, дисперсію  $\delta$ , середньоквадратичне відхилення.

Для вимірювання фазового зсуву на високих і дуже високих частотах застосовується гетеродинне перетворення частоти. Воно дозволяє вимірювати фазові зсуви сигналів дуже високих частот, включаючи надвисокі, низькочастотними фазометрами.

Реалізацію методу можна пояснити за допомогою схеми (рис. 5.20).



Рисунок 5.20 – Функційна схема фазометра ДВЧ

Дві досліджувані напруги, фазовий зсув між якими потрібно виміряти, подаються на два однакових змішувачі. Одночасно до обох змішувачів підводиться одна і та ж напруга від гетеродина частотою  $f_g$ . На виходах змішувачів одержимо напруги комбінаційних частот, з яких виділяється напруга різницевої частоти  $f_g - f$ .

Якщо обидва канали ідентичні і напруга гетеродина подається на обидва змішувачі в однаковій фазі, то фазовий зсув між напругами, що утворюються на виходах підсилювачів різницевої частоти, дорівнює  $\varphi$ . Його вимірюють низькочастотним фазометром. Перетворення частоти при необхідності може бути двоступінчатим.

Щоб уникнути похибок схему регулюють так, щоб при подачі напруги від одного і того ж джерела на обидва входи фазометр показував би нульовий зсув. Покази не повинні змінюватися і тоді, коли  $u_1$  і  $u_2$  міняються місцями.

Щоб фазометр працював в широкому діапазоні частот, застосовують перестроюваний в заданому діапазоні гетеродин, широкосмугові змішувачі, атенюатори і інші елементи.

## 5.5 Вимірювання параметрів модульованих сигналів

Модуляцією називається фізичний процес перетворення несучого сигналу, при якому один з його параметрів піддається зміні, відповідній закону зміни інформаційного сигналу. Несучий сигнал, параметр якого підданий зміні, називають модульованим, а сигнал, відповідно до закону зміни якого проводять модуляцію, – модулюючим.

В залежності від того, який параметр даного сигналу піддається зміні, розрізняють такі види модуляції:

- амплітудна (АМ) модуляція;
- кутова (КМ) модуляція.

Усередині останньої розрізняють частотну (ЧМ) і фазову (ФМ) модуляції, які тісно пов'язані між собою.

Модульовані сигнали надзвичайно широко використовуються в техніці зв'язку, радіоелектроніці і інших галузях науки і техніки. Зокрема, АМ сигнали застосовують в радіомовленні і в багатьох спеціальних радіоелектронних пристроях. Сигнали з кутовою модуляцією використовують в системах зв'язку, телебаченні, радіомовленні, системах телекерування і ін.

Розглянемо характеристики модульованих сигналів.

При амплітудній модуляції за законом зміни інформаційного (модулюючого) сигналу змінюється амплітуда несучого коливання. Амплітудно-модульований (АМ) сигнал аналітично може бути записаний у вигляді

$$u(t) = U_m (1 - m \sin \Omega t \sin \omega t) \quad (5.21)$$

де  $u(t)$  – миттєве значення АМ напруги;  $U_m$  – амплітуда немодульованої напруги;  $m$  – коефіцієнт амплітудної модуляції;  $\omega$  – кутова частота несучої частоти;  $\Omega$  – кутова частота модулюючого коливання. Одним з основних параметрів є коефіцієнт амплітудної модуляції, який визначається виразом

$$m = \Delta U / U, \quad (5.22)$$



де  $U$  – середнє значення напруги;  $\Delta U$  – максимальне відхилення напруги від середньої.

При частотній модуляції зміненню, відповідно до закону зміни інформативного сигналу, піддається несуча частота сигналу, тобто

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \sin\Omega t$$

Якщо модуляція проводиться одним синусоїдним тоном з частотою  $\Omega = 2\pi F$ , то вираз для ЧМ коливання має вигляд

$$u = U_m \cos(\omega_0 t + m_f \sin\Omega t) \quad (5.23)$$

де  $U_m$  – амплітуда несучого коливання;  $\omega_0$  – середня кутова частота за відсутності модуляції;  $m_f$  – індекс частотної модуляції, визначуваний з виразу

$$m_f = \Delta\omega / \Omega = \Delta f / F, \quad (5.24)$$

де  $\Delta f$  – відхилення високої частоти при модуляції (девіація частоти).

Миттєве значення частоти ЧМ сигналу  $f = f_0 \pm \Delta f$ .

Девіація частоти при модуляції пропорційна тільки амплітуді модулюючої напруги і не залежить від його частоти:

$$\Delta f = a U_F \quad (5.25)$$

При фазовій модуляції додатковій зміні відносно значення  $\omega_0$  піддається фаза коливання  $\Phi(t)$ . Для модульованого сигналу маємо

$$\Phi(t) = \omega_0 t + \Delta\Phi \sin\Omega t + \phi_0 \quad (5.26)$$

де  $\Delta\Phi$  – максимальне відхилення фази від її поточного значення при модульованому сигналі – індекс модуляції. Тоді вираз для ФМ сигналу матиме вигляд

$$u = U_m \cos(\omega_0 t + \Delta\Phi \sin\Omega t + \phi_0) \quad (5.27)$$

Методи вимірювання параметрів модульованих сигналів і їх реалізація. Однією з основних тенденцій розвитку телекомунікаційних систем, використовуючих модульовані сигнали, є безперервне вдосконалення їх якісних показників. Значною мірою воно досягається за рахунок підвищення

вимог до параметрів модульованих сигналів і зниження рівня спотворень, що вносяться трактами їх формування, передачі і обробки.

Необхідність метрологічного забезпечення розробки, виробництва і експлуатації телекомунікаційних систем визначає жорсткі вимоги до вимірювання параметрів модульованих сигналів, як до методів вимірювання, так і до ЗВТ. Неодмінною умовою при цьому є строга оцінка похибки вимірювань, від вірогідності якої в значній мірі залежить якість передаваної інформації по каналах зв'язку.

Найбільш повно вказані завдання вирішують спеціальні ЗВТ – вимірювачі модуляції, які класифікуються відповідно до ДСТУ таким чином: вимірювачі коефіцієнта амплітудної модуляції (С2); вимірювачі девіації частоти (С3). Разом з ними широко застосовуються комбіновані прилади, що суміщують вказані вище функції, – вимірювачі модуляції (СК3).

Існують різні методи вимірювання модульованих сигналів: для АМ сигналів – метод подвійного перетворення (метод двох вольтметрів), осцилографічний метод (при лінійній, синусоїдній і круговій розгортках); для ЧМ сигналів – метод частотного детектора, спектральний метод, метод вимірювання девіації частоти за допомогою частотоміра.

Метод подвійного перетворення (метод двох вольтметрів) застосовується для вимірювання коефіцієнта модуляції в процесі експлуатації. Модульоване колювання підводиться до лінійного ВПН  $VD1$ , навантаженого на коло, що складається з резистора  $R_1$  і конденсатора  $C_1$  (рис. 5.21).

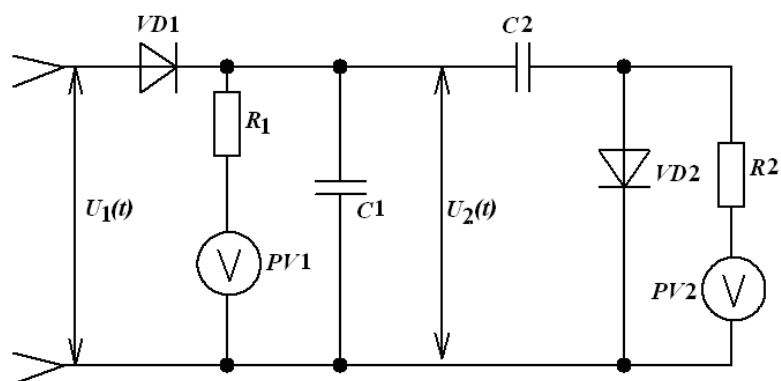


Рисунок 5.21 – Схема вимірювання коефіцієнта модуляції методом

## подвійного перетворення

При постійній часу  $R1C1$ , вибраній в межах  $T_v < R1C1 < T_n$ , де  $T_n$  – період модулюючого сигналу, а  $T_v$  – період ВЧ-коливання, напруга на навантаженні змінюватиметься відповідно до зміни амплітуди ВЧ-сигналу. Показання магнітоелектричного приладу В1 пропорційні постійній складовій  $U_0$  (рис. 5.22).

Цим приладом можна також перевірити, чи залишається незмінною амплітуда несучої при модуляції і без модуляції. Змінна складова напруги, що виділяється на резисторі  $R1$ , подається на амплітудний ВПН із закритим входом ( $C2, VD2$ ). Показання магнітоелектричного приладу В2 пропорційні величині  $\Delta U$ .

Градуювання приладу В2 безпосередньо у значеннях  $m$  можливе за умови, що  $U_0 = \text{const}$  (шляхом попереднього калібрування).

Тоді

$$m = \Delta U / U_0. \quad (5.28)$$

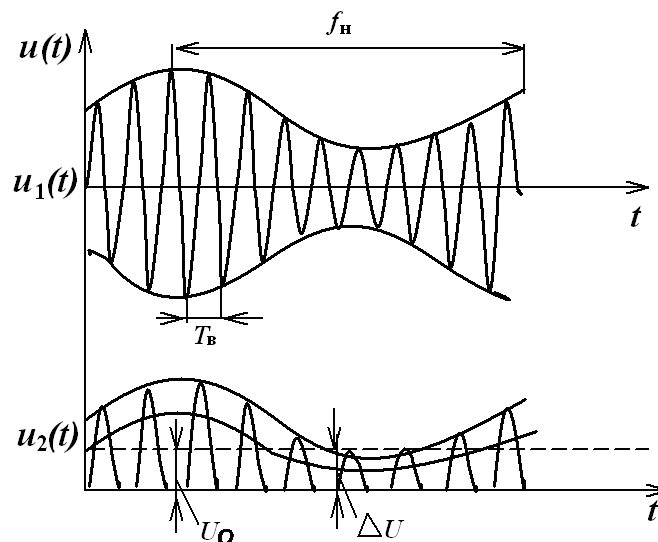


Рисунок 5.22 – Графіки до пояснення визначення коефіцієнта модуляції

Метод подвійного перетворення може використовуватися при будь-якій формі кривої модулюючого коливання. Оскільки в цьому методі визначення коефіцієнта амплітудної модуляції зводиться, кінець кінцем, до вимірювання

напруги, то його похибки обумовлюються, перш за все, похибками вольтметрів і складають 3...7% (прилад типу С2-11 і ін.).

Для визначення коефіцієнта модуляції осцилографічним методом можна користуватися трьома видами розгортки: лінійною, синусоїдною і коловою. При лінійній розгортці в канал вертикального відхилення подається високочастотне модульоване коливання, а частота розгортки встановлюється в 2...3 рази нижчою модулюючої частоти. На екрані з'являється осцилограма модульованого коливання (рис. 5.23,а) у вигляді  $U=f(t)$ .

З осцилограми виходить, що коефіцієнт модуляції

$$m = (U_{\text{макс}} - U_{\text{мін}}) / (U_{\text{макс}} + U_{\text{мін}}) \quad (5.29)$$

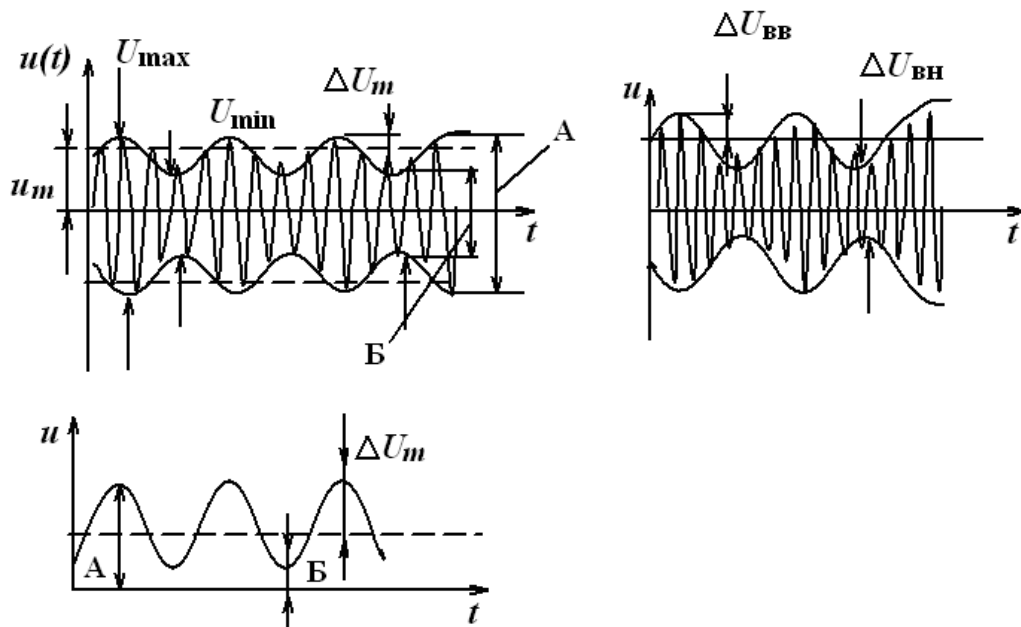


Рисунок 5.23 – Амплітудно - модульовані коливання

Формули (5.22) і (5.29) справедливі тільки в тому випадку, якщо модуляція симетрична, в противному разі, вираз (5.29) дає деяке середнє значення глибини модуляції. Для визначення асиметрії (рис. 5.29,б) коефіцієнт модуляції вимірюється окремо «вгору» і «вниз»

$$\begin{aligned} M_{\text{вг}} &= \Delta U_{\text{вг}} / U_m, \\ M_{\text{вн}} &= \Delta U_{\text{вн}} / U_m. \end{aligned} \quad (5.30)$$

Вимірявши за допомогою масштабної сітки максимальне відхилення променя  $A=2U_{\text{макс}}$  і мінімальне  $B=2U_{\text{мін}}$ , згідно формулі (5.29), одержимо

$$M = (A - B)/(A + B). \quad (5.31)$$

Для отримання нерухомої осцилограми генератор розгортки синхронізується модулюючою напругою.

В канал вертикального відхилення можна подати детектоване модульоване коливання, тобто напругу його огибаючої. Якщо осцилограф призначений для спостереження постійного струму, то на його екрані з'явиться осцилограма (рис. 5.23,в), за якою визначається коефіцієнт модуляції. Розміри А і Б вимірюються відносно лінії розгортки.

Для визначення коефіцієнта модуляції при синусоїдній розгортці в канал вертикального відхилення подається модульоване високочастотне коливання, а в канал горизонтального відхилення – модулююча напруга. Верхня огибаюча модульованого коливання, що викликає відхилення променя у вертикальному напрямі, визначається виразом  $y = U_m(1 + m \cos \Omega t)$ . Відхилення в горизонтальному напрямі одержується в результаті дії модулюючої напруги  $x = U_m \cos \Omega t$ . Виключаючи  $\cos \Omega t$ , одержуємо  $y = U_m + mx$ , тобто верхній і нижній краї зображення обмежені прямими лініями, нахил яких залежить від значення  $m$ . На екрані осцилографа з'являється осцилограма у вигляді світлої площини трапецієвидної форми, що світиться (рис. 5.24,а). Прямі, що обмежують площину, є фігурами Ліссажу, що одержуються за рахунок взаємодії тих огибаючих модульованого коливання з модулюючою напругою за відсутності фазового зсуву між ними. Розміри А і Б відповідають максимальному і мінімальному значенням модульованої напруги, тому коефіцієнт модуляції обчислюється за формулою (5.31). Якщо джерело модулюючої напруги недоступне, то на вхід горизонтального відхилення осцилографа подається продетектоване модульоване коливання.

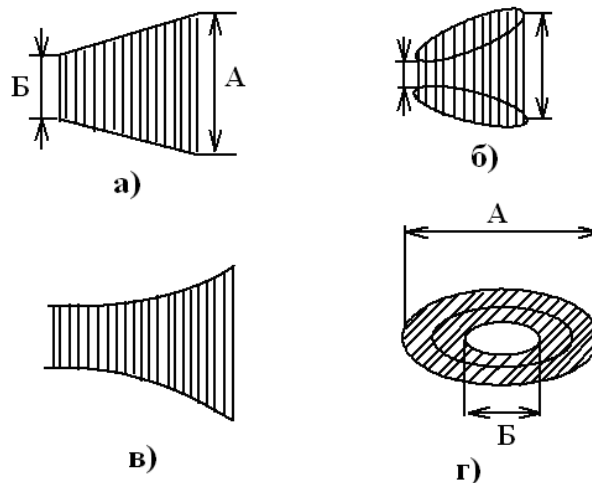


Рисунок 5.24 – Фігури Ліссажу

Напруги краще подавати безпосередньо на відхиляючі пластини, оскільки підсилювачі осцилографа можуть створити фазовий зсув, і осцилограма прийме інший вигляд (рис. 5.24,б). Тут замість прямих, обмежуючих фігуру, з'явилися еліпси. Така осцилограма може свідчити і про те, що в досліджуваному пристрої між огинаючими модульованого коливання і модулюючою напругою виникає фазовий зсув. Коефіцієнт модуляції обчислюється так само, як і раніше, тільки розміри  $A$  і  $B$  визначаються за дотичними до місць максимального і мінімального відхилень променя. Про наявність нелінійних спотворень в одному з коливань або про виникнення їх в процесі детектування модульованого коливання свідчить осцилограма, зображена на рис. 5.24,в. Значення цих спотворень за осцилограмою визначити неможливо.

За видом фігури, що одержується на екрані осцилографа за відсутності спотворень і фазового зсуву, спосіб синусоїдної розгортки часто називають способом трапеції.

При визначенні коефіцієнта модуляції способом колової розгортки модульоване коливання через фазозсувне коло подається на обидва входи осцилографа при вимкненому генераторі розгортки. На екрані з'являється еліпсоїдна фігура, внутрішні і зовнішні розміри якої залежать від глибини амплітудної модуляції вимірюваного коливання. Коефіцієнт модуляції обчислюється також за формулою (5.31), а розміри  $A$  і  $B$  вимірюються так, як

показано на рис. 5.24,г. Еліпс, позначений пунктирною лінією, одержується за відсутності модуляції.

Осцилографічний метод простий, наочний і зручний. Застосовується він при дослідженнях і випробуваннях модульованих генераторів або передавачів, коли модуляція здійснюється однією синусоїдною напругою в заданому діапазоні звукових частот. Несучі частоти обмежуються смугою пропускання підсилювачів застосованого осцилографа, тому напругу краще подавати безпосередньо на відхиляючі пластини електроннопроменевої трубки.

З'єднання джерела модульованих коливань з входом осцилографа повинно бути виконано дуже ретельно. На несучих частотах нижче 10 МГц узгодження не впливає на якість осцилограми. На високих частотах довжина з'єднуючого проводу повинна бути набагато менш чверті довжини хвилі. При більшій його довжині його хвильовий опір повинен бути, принаймні, в 10 разів меншим реактивного опору вхідної ємності осцилографа.

Осцилографічним методом можна вимірювати коефіцієнт модуляції від 0 до 100%, а також спостерігати перемодуляцію. Точність методу невелика; вона залежить від якості фокусування і ретельності вимірювань розмірів А і Б. Похибка досягає 8 – 10%. При модулюючих сигналах, відповідних мовленню або музиці, зручно спостерігати модульовані коливання при лінійній розгортці, тобто у функції часу, але виконувати вимірювання при цьому неможливо із-за випадкової природи таких сигналів.

Осцилографічний метод може використовуватися для візуальної індикації модуляції телевізійних сигналів, при цьому, за осцилограмою зручно контролювати стандартизовані рівні «білого», «чорного», синхронізуючих і гасячих імпульсів.

Девіацію частоти можна вимірювати методом частотного детектора. Суть його полягає в тому, що ЧМ коливання перетворюються в АМ, а потім детектуються амплітудним детектором, внаслідок чого одержується напруга, пропорційна напрузі модулюючої частоти. Ця напруга вимірюється піковим вольтметром, включеним на виході амплітудного детектора. Як витікає з виразу

(5.25), шкалу пікового вольметра можна проградувати безпосередньо в одиницях відхилення частоти – кілогерцах. ЧМ коливання перетворюються в коливання низької частоти частотним детектором (рис. 5.25,а),

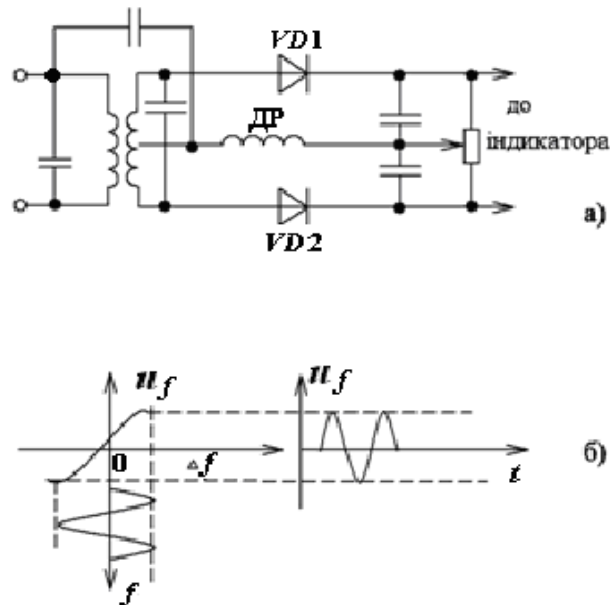


Рисунок 5.25 – Частотний детектор: (а) – схема, (б) – характеристика

характеристика якого  $u_F = \varphi(\Delta f)$  має вид S-образної кривої (рис. 5.25,б). Деталі частотного детектора, особливо коливальні контури, повинні бути високоякісними, оскільки щонайменша зміна їх параметрів в часі викликає значну похибку вимірювань.

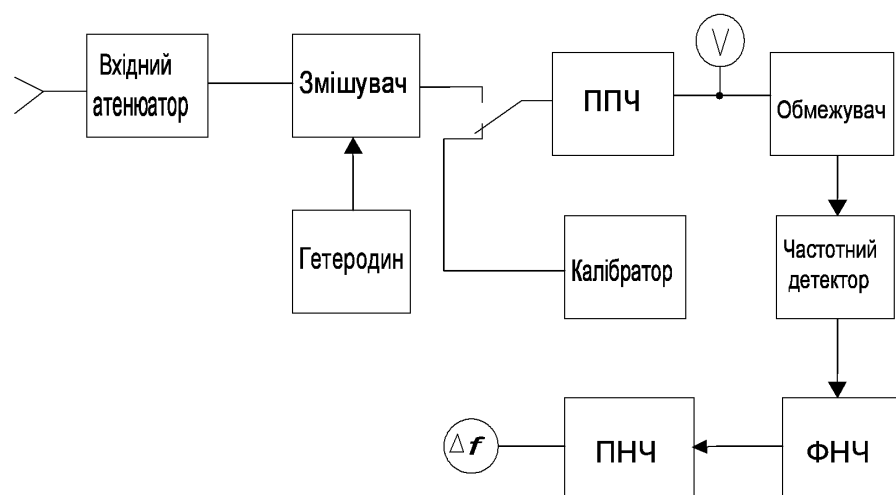


Рисунок 5.26 – Структурна схема вимірювача девіації частоти



Структурна схема приладу для вимірювання девіації методом частотного детектора приведена на рис. 5.26. Прилад є, по суті, каліброваним високоякісним приймачем ЧМ коливань з вимірювальними приладами для безпосереднього зчитування показів. Модульований сигнал перетворюється в проміжну частоту, підсилюється, обмежується і поступає на частотний детектор, вихідна напруга якого пропорційна девіації частоти; детектована напруга проходить через фільтр нижніх частот, підсилюється і вимірюється піковим вольтметром. Його шкала проградуєвана в одиницях девіації – кілогерцах. За допомогою внутрішнього калібратора повіряються частотний детектор і вся вимірювальна частина приладу. Похибка вимірювання складає  $\pm(5...10)\%$ .

Спектральний метод заснований на властивостях розкладання ЧМ сигналів в ряд на бesselеві функції. Відомо, що при гармонійному законі модуляції сигнал може бути представлений у вигляді

$$u = U_m J_0(m_f) \cos \omega_0 t + U_m \sum_{n=1}^{\infty} J_n(m_f) [\cos(\omega_0 + n\omega)t + (-1)^n \cos(\omega_0 - n\omega)t] \quad (5.32)$$

де  $J_0(m_f)$  – функція Бесселя першого роду нульового порядку від аргументу, рівного індексу частотної модуляції  $m_f$ ;  $J_n(m_f)$  – те ж,  $n$ -го порядку, де  $n$  – номер бокової частоти в ЧМ коливанні.

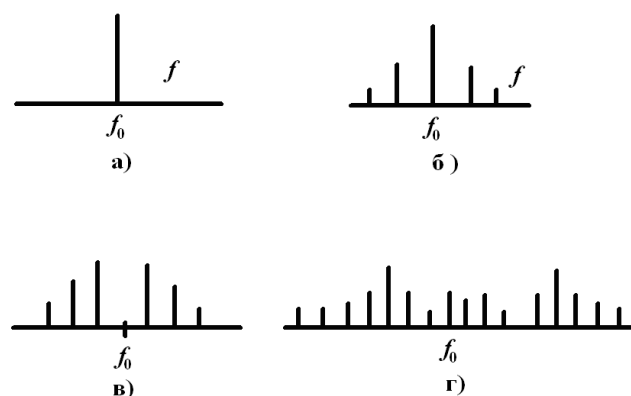


Рисунок 5.27 – Приклади спектрального складу частотно-модульованого коливання при модуляції одним синусоїдним тоном: (а) – при  $m_f=0$ ;

(б) – при  $m_f=0,5$ ; (в) – при  $m_f=2,4$ ; (г) – при  $m_f=5,0$

Графіки спектрів ЧМ коливань для деяких індексів модуляції приведені на рис. 5.27,а залежність функції Бесселя першого роду нульового порядку від аргументу  $m_f$  – на рис. 5.28. Перший доданок формули (5.32) є коливанням середньої частоти, амплітуда якого змінюється відповідно до зміни функції Бесселя нульового порядку і при рівності індексу модуляції  $m_f$  значенням коренів бесселевої функції обертається в нуль, тобто відсутній в спектрі коливань. Це відбувається при  $m_f=2,4; 5,52; 8,65; 11,79; 14,93; 18,07$  і т.і. На основі цього явища розроблений метод вимірювання індексу частотної модуляції, названий методом «нулів функції Бесселя».

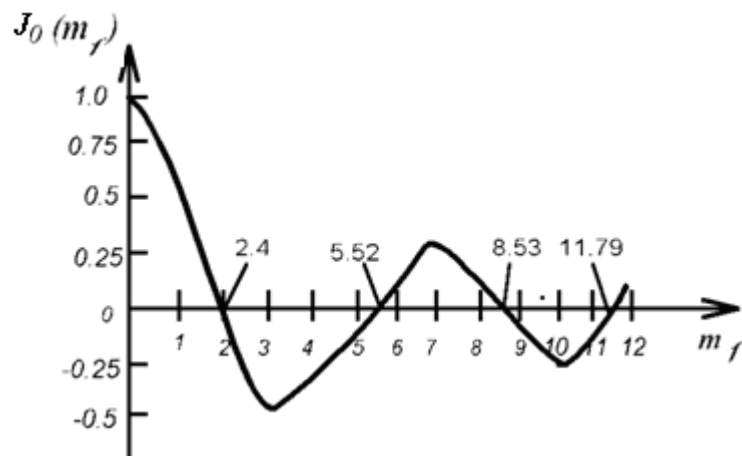


Рисунок 5.28 – Графік функції Бесселя першого роду нульового порядку

Із (5.32) витікає, що амплітуда будь-якої спектральної складової сигналу містить інформацію про параметр модуляції  $m_f$ . Визначивши  $m_f = \Delta f / F$ , одержимо значення девіації частоти:

$$\Delta f = m_f F \quad (5.33)$$

Структурна схема способу вимірювання девіації частоти спектральним методом показана на рис. 5.29.

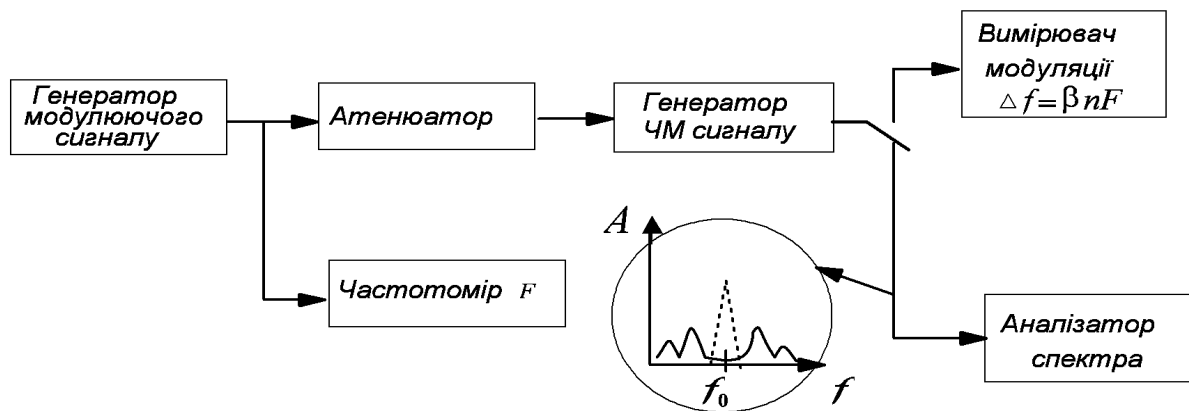


Рисунок 5.29 – Структурна схема вимірювання девіації частоти спектральним методом

Найчастіше використовується спектральна складова з середньою частотою ЧМ сигналу  $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ . Вимірювання ґрунтується на співвідношенні

$$U_m J_0(m_f) = 0, \quad (5.34)$$

що має місце, як це витікає з властивостей функції Бесселя, при  $m_f = m_{fn}$ , де  $m_{fn}$  –  $n$ -й корінь функції Бесселя ( $n=1, 2, 3, \dots$ ).

При реалізації методу «нулів функції Бесселя» значення модулюючої частоти  $F$ , звичайно, буває відомим або може бути виміряне ЕЛЧ з досить високою точністю. Таким чином, похибка вимірювання  $\Delta f$  цим методом цілком визначається точністю реєстрації моменту обернення в нуль амплітуди спектральної складової з частотою  $f$ , а також ступенем відповідності реального ЧМ сигналу його математичному опису. При використанні аналізатора спектра з динамічним діапазоном 40 дБ і більше, остання причина є основним джерелом похибки в даному методі вимірювання.

Найбільш значні похибки з'являються за наявності у ЧМ сигналі супроводжуючої амплітудної модуляції з частотою  $2F$  і спотворення модулюючої функції в результаті присутності третьої гармоніки. Аналіз похибки вимірювання через вказані фактори показує, що складова похибки при супроводжувальній амплітудній модуляції на рівні 10 – 20% досягає 4%, а наявність третьої гармоніки в спотвореному сигналі приводить до похибки близько 0,5% при  $K_r$  до 2%.

Важливою перевагою методу є те, що використовуваний при вимірюванні аналізатор спектра за умови достатньої роздільної здатності в частотному і динамічному діапазонах, в принципі, не вносить у вимірювання систематичної похибки.

Недоліками методу «нулів функції Бесселя» є його трудомісткість і обмеженість за діапазоном вимірюваних значень девіації частоти

( $m_f = 2,45 \dots 20$ ). Обмеження зверху пов'язане з трудностю реєстрації обернення на нуль спектральної складової сигналу при великих індексах модуляції. Область застосування методу при необхідності може бути розширена шляхом точного ділення амплітуди модулюючого сигналу в задане число разів, якщо застосований в джерелі ЧМ сигналу модулятор має необхідну лінійність модуляційної характеристики. Викладений метод вимірювання девіації частоти є найбільш точним з відомих методів, що досягається застосуванням генераторів ЧМ сигналів з малими рівнями спотворень.

Метод вимірювання девіації частоти за допомогою електронно-лічильного частотоміра (ЕЛЧ) полягає в перетворенні ЧМ сигналу в сигнал проміжної частоти  $\omega_{пр}$ , значення якої вибирається близьким нулю. Перетворений сигнал

$$i(t) = U_m \sin(\omega_{пр} t + m_f \sin \Omega t)$$

подається на ЕЛЧ.

При виконанні ряду умов покази частотоміра будуть приблизно рівні

$$A = \Delta f / \pi / 2, \quad (5.35)$$

де  $\Delta f$  – девіація частоти ЧМ сигналу.

Справедливість (5.35) підтверджується розглядом фізичної суті операції, виконуваної частотоміром, яка полягає у визначенні числа випадків проходження поточної фази  $\phi$  перетвореного сигналу через значення  $2\pi$  тобто у визначенні відношення

$$A = \text{ent}\{\phi / 2\pi\} = \text{ent}\left\{1/2\pi \int_0^T (\omega_{пр} + \Delta\omega \cos \Omega t) dt\right\}.$$

Виконуючи інтегрування і нехтуючи операцією *ent*, що допустимо при досить великих значеннях  $m_f$ , одержуємо (5.35).

Принципово метод вимірювання девіації частоти за допомогою частотоміра застосовний при будь-яких значеннях  $m_f$ , проте найточніше вимірювання проводиться при великих індексах модуляції, що пов'язано з дискретним характером перетворень, виконуваних частотоміром. При ( $m_f > 5$ ) впливом вказаного фактора практично можна знехтувати, і похибка вимірювання визначається, головним чином, якістю ЧМ сигналу (наявністю супроводжувальної амплітудної модуляції, спотвореннями закону модуляції і нестабільністю частот джерела сигналу і гетеродина).

При практичній реалізації методу для зниження похибки вимірювання, викликані відмінностями в порозі чутливості використовуваних частотомірів, необхідно забезпечити рівень сигналу на його вході, який перевищує приблизно на порядок нормальний для конкретного частотоміра. Крім того, для зниження впливу супроводжуючої амплітудної модуляції необхідно виконати умову лінійного перетворення частоти ЧМ сигналу ( $U_c < U_r$ ).

Осцилографічний метод вимірювання девіації частоти. При цьому методі на вхід вертикального відхилення осцилографа подається досліджуваний ЧМ сигнал, а на вхід горизонтального відхилення – напруга  $u_2 = U_{m2} \cos \omega_2 t$  від допоміжного генератора (рис. 5.33,а).

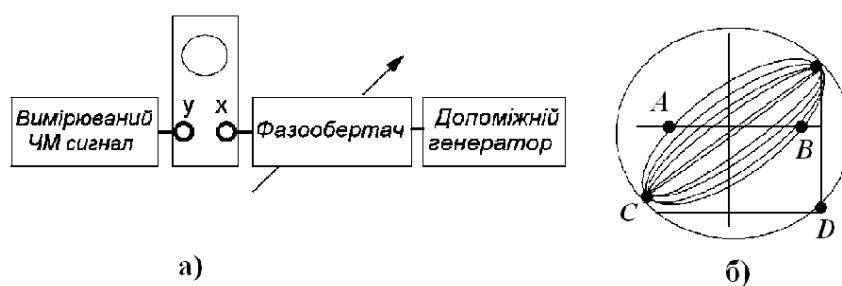


Рисунок 5.30 – Схема осцилографічного методу вимірювання девіації частоти

Фазу останнього можна змінювати фазообертачем. Якщо модуляції немає, на екрані з'явиться інтерференційна фігура – еліпс, який, змінюючи величину фазового зсуву фазообертача, можна перетворити на пряму лінію ( $\omega_1 = \omega_2$ ;  $\Delta\varphi = 0$ ). Після включення модуляції фаза одного з коливань безперервно змінюється відносно фази іншого. На екрані одержується сімейство еліпсів,

переходячих один в другий і створюючих світлу поверхню, (рис. 5.30,б). Відсічений нею на осі абсцис відрізок АВ відповідає максимальному відхиленню фази в процесі модуляції:  $m_f = \arcsin(AB/CD)$ , і девіації частоти;  $\Delta\omega = \Omega m_f$ .

Описаний метод непридатний при  $m_f > (\pi/2)$ , оскільки в цьому випадку світитися весь прямокутник.

Також широко застосовуються комбіновані прилади, що суміщують вказані вище функції, – вимірювачі модуляції. Це прецизійний багатофункційний вимірювальний прилад, дозволяючий разом з іншими засобами вимірювань оперативно вирішувати комплекс основних вимірювальних завдань, перерахованих вище. Розглянемо один з таких приладів.

За своєю структурою (рис. 5.31) вимірювач модуляції є вимірювальним приймачем з перетворенням несучої частоти вхідного сигналу в проміжну. У основі роботи приладів лежить метод демодуляції сигналу, здійснюваної на проміжній частоті, в процесі якої виділяється сигнал, відповідаючий з точністю до внесених спотворень закону модуляції. Демодульований сигнал, залежно від поставленого вимірювального завдання, піддається подальшій обробці в тракті приладу або поступає на вихід для аналізу і визначення його характеристик за допомогою інших засобів вимірювань.

Демодуляція (залежно від виду сигналу) проводиться за допомогою амплітудних або частотних (фазових) детекторів.

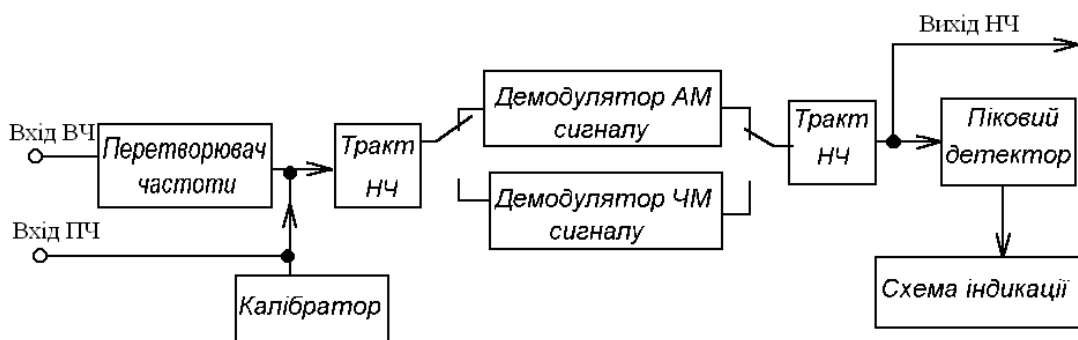


Рисунок 5.31 – Структурна схема вимірювача модуляції

Основними вимогами до детектора для отримання якісної демодуляції, є лінійність його характеристики і малий рівень шумів.

Демодулятор АМ сигналу, окрім основної функції, виконує, звичайно, ще функцію первинного перетворювача в системі автоматичної стабілізації середнього рівня несучого сигналу  $U_m$ , що спрощує процес вимірювання коефіцієнта модуляції. Тому у схемотехнічному відношенні, демодулятор є одним з каскадів тракту ПЧ приладу (рис. 5.32).

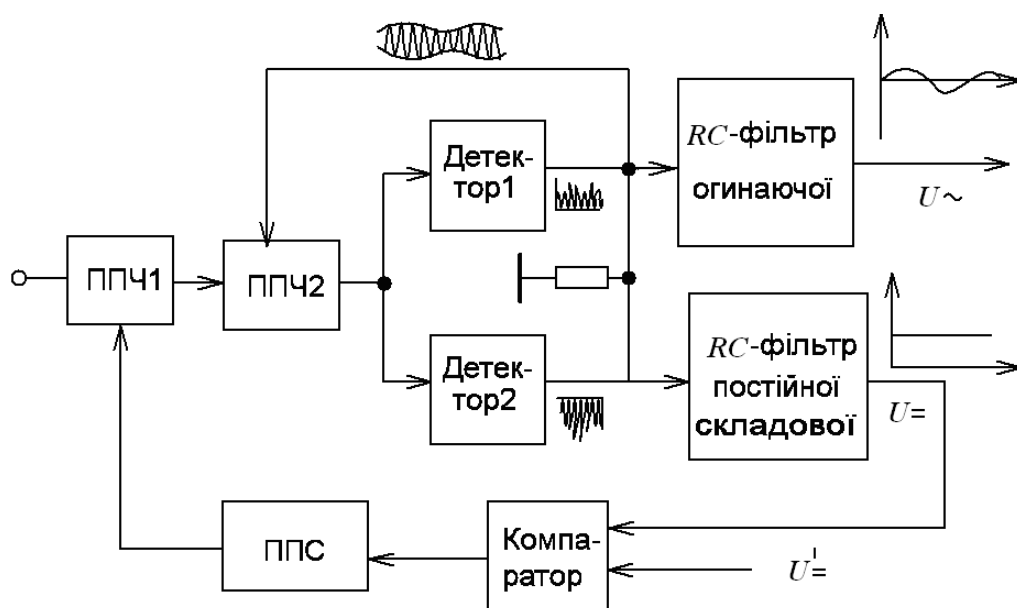


Рисунок 5.32 – Структурна схема демодулятора АМ сигналу

Демодулятор включає в себе два діодних детектори (1 і 2) протилежних полярностей, працюючих на окремі без'ємнісні навантаження, сигнали з яких у вигляді півхвиль несучої частоти подаються на інтегруючі  $RC$ -фільтри для виділення постійної і змінної складових огибаючої. Змінна складова (огибаюча) надходить для подальшої обробки в тракт НЧ, а постійна – через компаратор і ППС керує коефіцієнтом підсилення ППЧ 1 для стабілізації рівня несучого сигналу. Крім того, обидва детектори працюють на загальне без'ємнісне навантаження, на якому при цьому відновлюється сигнал несучої частоти. Відновлений сигнал подається на ППЧ 2, внаслідок чого він стає охопленим від'ємним зворотним зв'язком через демодулятор, що забезпечує зниження рівня спотворень при демодуляції.

Подальша обробка виділеного сигналу огинаючої в тракті НЧ полягає в його фільтрації і вимірюванні пікового значення (при законі огинаючої, близькому до гармонійного, – амплітудного значення) додатної і від’ємної півхвиль огинаючої.

За наявності системи автоматичної стабілізації рівня несучого сигналу в тракті ПЧ, принцип дії якої описаний вище, зміряне додатне і від’ємні пікові (амплітудні) значення огинаючого сигналу представляються за допомогою масштабного перетворювача безпосередньо в одиницях коефіцієнтів модуляції  $m_v$ ,  $m_n$  або  $m$ .

Як демодулятори сигналів з кутовою модуляцією у вимірювачах модуляції використовують частотні детектори, вимоги до яких аналогічні викладеним вище. Вибір частотного детектора проводиться, виходячи з особливостей демодульованого сигналу (ширини спектру, рівня спотворень і супроводжувальної амплітудної модуляції) і вимог, що пред’являються до вимірювача модуляції, за якістю демодуляції.

Основні вимоги до тракту проміжної частоти вимірювача модуляції полягають в забезпеченні необхідної широкосмуговості, рівномірності амплітудно-частотної і лінійності фазочастотної характеристик, виходячи із заданих рівнів лінійних і нелінійних спотворень, що вносяться.

Вибір значення проміжної частоти проводиться виходячи з умов придушення частот гетеродина, сигналу і найбільш помітних комбінаційних складових, а також забезпечення необхідної широкосмуговості. Сукупність пред’явлених вимог, у ряді випадків є суперечливою, тому допускаються компромісні рішення. Наприклад, допускається наявність так званих «уражених» ділянок частотного діапазону, де комбінаційні складові перетворення виду  $nf_c + mf_r$  близькі до значення  $f_{пч}$  і помітно спотворюють сигнал проміжної частоти, що не дозволяє проводити вимірювання. У необхідних випадках для усунення цих небажаних ефектів використовують двократне перетворення частоти. Як відмічалось вище, в тракті ПЧ здійснюється також нормування рівня досліджуваного сигналу, для чого у складі ППЧ є каскади з



регульованим коефіцієнтом підсилення, охоплені через детектор несучого сигналу від'ємним зворотним зв'язком.

До складу приладу входить також калібратор. Він призначений для періодичного калібрування приладу в процесі його експлуатації. Сигнал калібратора з нормованими значеннями коефіцієнта амплітудної модуляції і девіації частоти подається на вхід тракту ПЧ приладу. При цьому покази відлікового пристрою повинні бути рівні певним значенням, відповідним формі сигналу калібратора. При розбіжності показів проводиться підстроювання приладу за допомогою зовнішнього органу регулювання або автоматично.

Відповідно до тенденцій розвитку вимірювальної техніки, визначуваних практичними потребами і можливостями елементної бази, сучасні вимірювачі модуляції виконуються у вигляді автоматизованих приладів; в них використовуються засоби обчислювальної техніки, в необхідних випадках передбачається програмне керування.

Застосування вимірювачів модуляції при рішенні різних вимірювальних задач ілюструється структурною схемою, приведеною на рис. 5.33. Методом прямого вимірювання визначаються параметри, характеризуючі рівень модуляції ( $m$  і  $\Delta f$ ). При необхідності демодульований сигнал поступає для аналізу і вимірювання його параметрів на допоміжний засіб вимірювань (осцилограф, аналізатор спектра, вимірювач коефіцієнта гармонік, псофометр, декодер або ін.).

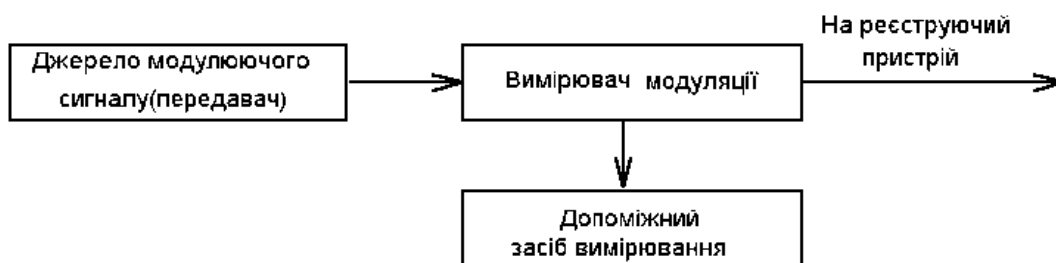


Рисунок 5.33 – Схема включення вимірювача модуляції при рішенні вимірювальних задач

Наприклад, при контролі параметрів радіомовного передавача за вказаною схемою визначаються максимальний коефіцієнт амплітудної модуляції або номінальне значення девіації частоти, амплітудно-частотна характеристика модуляційного тракту і її нерівномірність в діапазоні модулюючих частот, коефіцієнт гармонік, рівень комбінаційних завад, психофотометричний шум, рівень паразитної і супроводжувальної модуляції і ін.

Окрім викладеного вище методу, заснованого на демодуляції сигналу, застосовуються і інші, використовуючі різні властивості модульованих сигналів або методи їх спеціальної обробки.

## **5.6 Вимірювання параметрів кіл із зосередженими постійними**

У колах із зосередженими постійними широко використовуються лінійні компоненти загального застосування: резистори, конденсатори, котушки індуктивності і т.п. Необхідність вимірювання опору резистора, ємності конденсатора, індуктивності котушки, добротності коливального контура і інше при розробці і виробництві пристроїв зв'язку, експлуатації телекомунікаційних і інформаційних систем досить велика. Подібні вимірювання можуть проводитися в найрізноманітніших умовах – від радіолюбительської практики до виробничого контролю. З цього виходить необхідність застосування різних методів і засобів вимірювання перерахованих параметрів.

Методи вимірювання. Залежно від об'єкта вимірювань, необхідної точності результату, діапазону робочих частот, допустимої напруги на вимірюваному об'єкті або зовнішніх умов, застосовують різні методи. Найбільшого застосування при вимірюванні параметрів лінійних компонентів одержали метод безпосередньої оцінки (прямий і непрямий способи), метод порівняння (мостовий), резонансний метод і цифровий методи.

Метод безпосередньої оцінки. Прямий спосіб реалізується в приладах прямої дії, в яких вимірювана величина оцінюється безпосередньо за шкалою, відградуваною у відповідних одиницях вимірювання. З приладів з

безпосереднім відліком найбільшого поширення набули омметри, як електромеханічні, так і електронні.

Непрямий спосіб (амперметра-вольтметра) зводиться до вимірювання струму і напруги в колі з вимірюваним об'єктом і подальшим розрахунком його параметрів за законом Ома.

Найчастіше метод використовується при вимірюванні резистивного і повного опорів, ємності, індуктивності або взаємної індуктивності.

Вимірювання резистивних опорів проводиться на постійному струмі, при цьому включення приладів у вимірювальне коло можливе за схемами, представленими на рис. 5.34, а, б.

Обидві схеми призводять до методичних похибок, обумовлених кінцевими значеннями внутрішніх опорів приладів. Визначимо ці похибки. Дійсне значення вимірюваного опору в обох випадках рівне

$$R_X = U_R / I_R \quad (5.36)$$

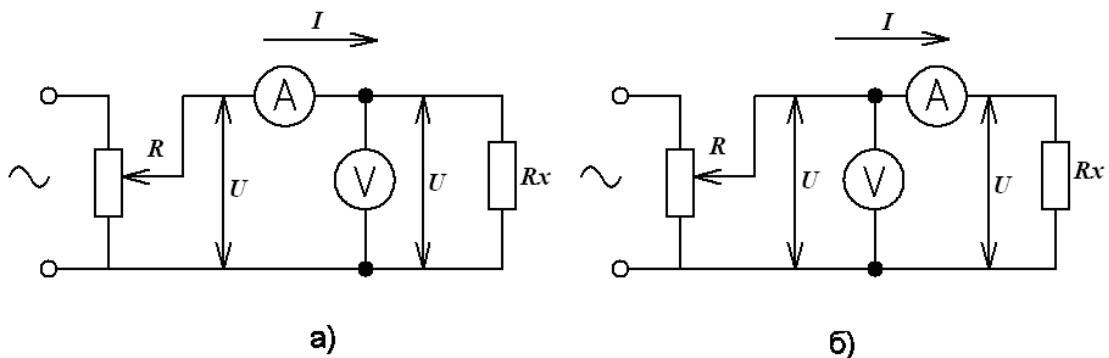


Рисунок 5.34 – Схема вимірювання резистивного опору непрямим способом

Опір  $R_X$ , виміряний за схемою, приведеною на рис. 5.34,а, буде меншим дійсного значення, оскільки покази амперметра будуть завищені на значення струму  $I_B$ , а покази вольтметра будуть рівні напрузі на  $R_X$ .

При цьому відносна методична похибка %,

$$\delta_{R_X} = \frac{(R'_X - R_X)}{R_X} \cdot 100 = -R_X \cdot 100 / (R_X + I) \quad (5.37)$$

$$R'_X = \frac{(R'_B - R_X)}{R_X}.$$

З (5.37) витікає, що похибка  $\delta_1$  тим менша, чим більший опір вольтметра.

У випадку застосування схеми, приведеної на рис. 5.34,б

$$R'_X = (U_R + U_A)/I_R = R_X + \quad (5.38)$$

де  $U_A$  – падіння напруги на амперметрі; тоді відносна методична похибка %,

$$\delta_2 = (R'_X - R_X) \cdot 100/R_X = -R_A \cdot 100, \quad (5.39)$$

Похибка  $\delta_2$  з'являється із-за неточного визначення напруги на вимірюваному об'єкті, оскільки, окрім напруги  $U_R$ , вольтметр вимірює також падіння напруги на амперметрі, отже, методична похибка буде тим меншою, чим менший опір амперметра в порівнянні з вимірюваним опором.

Таким чином, схемою, приведеною на рис. 5.34,а, слід користуватися для вимірювання малих опорів, а схемою, приведеною на рис. 5.34,б, – для вимірювання великих опорів.

Вимірювання ємності непрямым способом може бути проведено за схемами, представленими на рис. 5.35.

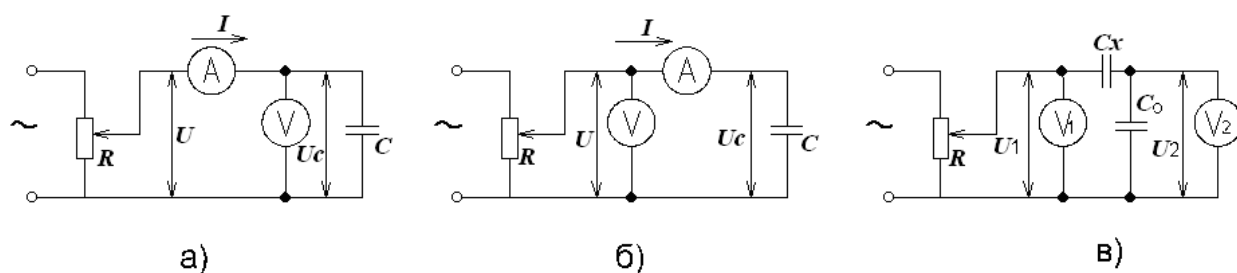


Рисунок 5.35 – Схема вимірювання ємності непрямым способом

Ємнісний опір конденсатора

$$X_C = \frac{1}{\omega C_x} = \frac{U_C}{I},$$

звідки

$$C_x = \frac{1}{\omega U_C}. \quad (5.40)$$

Отже, при вимірюванні ємності цим способом необхідно знати частоту джерела живлення. При виборі схеми вимірювання слід керуватися тими ж міркуваннями, що були вказані вище.

Вимірювання індуктивності котушки непрямым способом (рис. 5.36) можливо, якщо її резистивний опір  $R_1$  значно менше реактивного опору  $X_1$ . Вимірювання проводиться на змінному струмі частотою  $\omega=2\pi f$ .

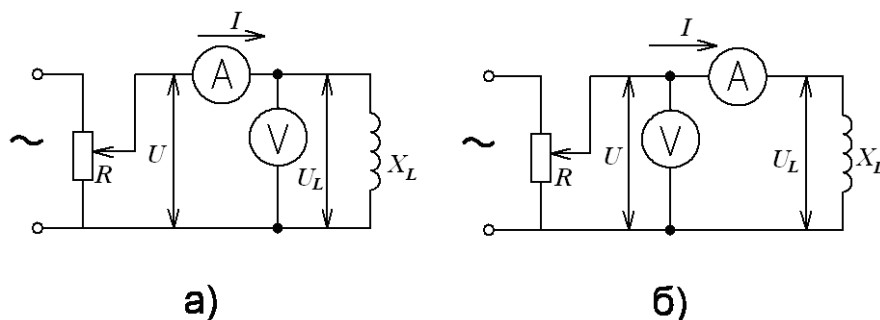


Рисунок 5.36 – Схеми вимірювання індуктивності котушки непрямым способом

При цьому за законом Ома

$$I = \frac{U_L}{\omega L} \quad (5.41)$$

Якщо потрібно отримати більш точний результат, то необхідно врахувати резистивний опір котушки, оскільки

$$Z = U_L / I = \sqrt{R_L^2 + \omega^2 L^2},$$

звідки

$$L = \sqrt{Z^2 - R_L^2} / \omega \quad (5.42)$$

Із збільшенням частоти точність вимірювання зменшується внаслідок впливу власної ємності  $C_k$  котушки індуктивності і вхідної ємності  $C_v$  вольтметра, які підсумовуються:

$$C = C_k + C_v \quad (5.43)$$

Ємність  $C$  і вимірювана індуктивність  $L_x$  утворюють паралельний контур, опір якого при наближенні частоти джерела живлення  $f$  до частоти власних коливань контура  $f_0$  зростає, що еквівалентно збільшенню індуктивності  $L$ . Тому значення індуктивності, одержане в результаті вимірювання, буде більше

дійсного значення, причому різниця ця збільшується із збільшенням частоти живлячої напруги.

Похибка вимірювання параметрів лінійних компонентів електричних кіл непрямым способом складає 0,5...1,5% на низьких частотах і зростає із збільшенням частоти.

Перевагою способу є те, що через вимірюваний об'єкт можна пропустити такий же струм, як і в реальних умовах його роботи. Це особливо важливо при вимірюваннях параметрів компонентів, значення яких залежать від струму.

До недоліків можна віднести обмежені межі вимірюваних параметрів, порівняно невелику точність, можливість застосування лише на низьких частотах.

Метод порівняння використовується, в основному, в мостах постійного і змінного струму. У загальному випадку мостовою схемою називають коло (чотириполіусник або багатополіусник), коефіцієнт передачі якого, за певних умов, рівний нулю. Ці умови називають балансом моста.

Мостові схеми мають велику точність, високу чутливість, широкий діапазон вимірюваних значень, можливість створення як спеціалізованих приладів, призначених для вимірювання якої-небудь однієї величини, так і універсальних приладів, з ручним урівноваженням або автоматичних з цифровим відліком.

Розглянемо міст з опорами  $R_1, R_2, R_3, R_4$ , створюючих чотириполіусник (рис. 5.37), до двох затискачів якого (діагональ живлення) підключене джерело живлення ( $U$  – для моста змінного струму і  $E$  – для моста постійного струму), а до двох інших (вимірювальна діагональ) – індикатор (показчик балансу моста). Вітки, що включають ці опори, називаються плечима моста.

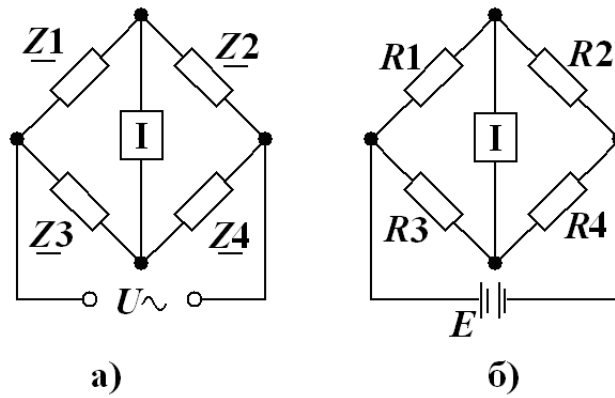


Рисунок 5.37 – Схеми моста: а) змінного і б) постійного струму

Умова рівноваги чотириплечевого одинарного моста записується в комплексній формі як рівність добутків опорів протилежних плечей:

$$\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_3. \quad (5.44)$$

Якщо в одному з плечей моста, наприклад  $\underline{Z}_1$ , включений невідомий опір, то при виконанні умови (5.44) його можна визначити по формулі

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_x = \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_3 / \underline{Z}_4. \quad (5.45)$$

Момент рівноваги визначається за нульовим показом індикатора.

Для вимірювання досить великих резистивних опорів (більше 10 Ом) використовують одинарні мости постійного струму. Оскільки на постійному струмі реактивні параметри не впливають на роботу кола, то в схемі моста, приведеного на рис. 5.37,а, комплексні опори  $\underline{Z}_1, \underline{Z}_2, \underline{Z}_3, \underline{Z}_4$  можна замінити резистивними опорами  $R_1, R_2, R_3, R_4$  (рис. 5.37,б).

Якщо невідомий опір включений в перше плече, то при виконанні умови балансу моста (струм через індикатор не протікає)

$$\begin{aligned} I_r &= 0, \quad R_1 \cdot R_4 - R_2 \cdot R_3 = 0, \\ R_1 \cdot R_4 &= R_2 \cdot R_3, \end{aligned} \quad (5.46)$$

його значення визначається виразом

$$R_1 = R_x = R_3 \cdot R_2 / R_4. \quad (5.47)$$

Формула (5.47) називається робочою формулою моста. Для визначення  $R_x$  необхідно знати опір плеча  $R_2$ , названого плечем порівняння, і відношення опорів плечей  $R_3$  і  $R_4$ , званих плечима відношення. Таким чином, опір  $R_x$  вимірюється методом порівняння з еталонними опорами  $R_2, R_3, R_4$ , з яких один або декілька для забезпечення рівноваги повинні бути регульованими.

Якщо вимірювана величина визначається при значенні струму  $I_i=0$  (покази індикатора рівні нулю), міст називається урівноваженим. У неврівноважених мостах постійного струму вимірюваний опір визначається за значенням струму індикатора, проградуйованого в одиницях опору.

При вимірюванні малих опорів виникають похибки, обумовлені впливом з'єднувальних проводів і перехідних опорів контактів; в цьому випадку застосовують подвійні мости постійного струму. Схема подвійного моста представлена на рис. 5.38.

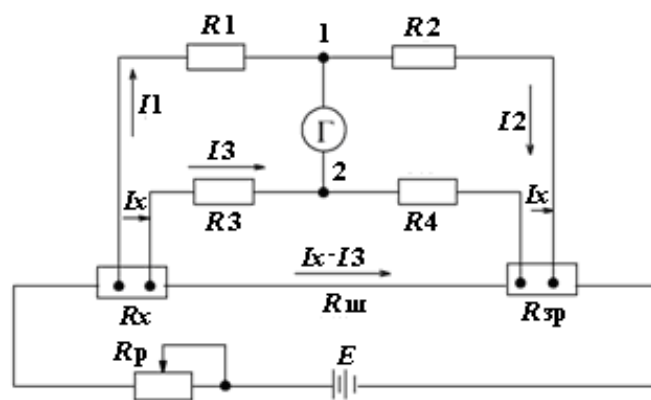


Рисунок 5.38 – Схема подвійного моста постійного струму

Для виключення впливу опорів з'єднувальних проводів і перехідних опорів контактних з'єднань вимірюваний опір  $R_x$  приєднується по чотиризатискній схемі включення: двома струмовими затискачами він включається в коло джерела живлення моста, а двома потенційними – у вимірювальне коло.

Аналогічні затискачі має і еталонний опір  $R_{zp}$ . У коло джерела живлення входять регулювальний опір  $R_p$ , вимірюваний малий опір  $R_x$ , еталонний опір  $R_{zp}$ , який вибирають одного порядку з  $R_x$  і опором з'єднувальної шини  $R_{ш}$ .

Опори  $R_1, R_2, R_3, R_4$ , що входять у вимірювальне коло, вибирають досить великими (сотні і тисячі Ом). Таким чином, при роботі подвійного моста в колі джерела живлення забезпечується досить великий струм (5...10) А, дозволяючий одержати помітне падіння напруги на малих опорах  $R_x$  і  $R_{zp}$ , чим забезпечується необхідна чутливість схеми. В той же час, через потенційні затискачі у високоомне вимірювальне коло відгалужуватимуться малі струми,



створюючи малі падіння напруг в з'єднаннях, що помітно знижує їх вплив на похибку вимірювання.

Якщо виконується умова рівноваги моста, то опір  $R_x$  можна визначити за формулою:

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} R_{\text{зп}} + \frac{R_4 \cdot R_{\text{ш}}}{R_3 + R_4 + R_{\text{ш}}} \left( \frac{R_1}{R_2} - \frac{l}{l} \right) \quad (5.49)$$

При дотриманні рівності

$$R_1/R_2 = R_3/R_4$$

і досить малому опорі  $R_{\text{ш}}$  другим членом формули (5.49) можна знехтувати. Тоді робоча формула подвійного моста постійного струму запишеться в наступному вигляді:

$$R_x = R_1 \cdot R_{\text{зп}} / R_2 \quad (5.50)$$

На практиці можуть виготовлятися комбіновані мости постійного струму, що дозволяють утворювати схему чотириплечевого одинарного або подвійного моста. Такі мости забезпечують вимірювання як малих, так і великих опорів (від  $10^{-8}$  Ом до  $10^8$  Ом). Точність одинарно-подвійних мостів залежно від меж вимірювання, коливається від тисячних часток відсотка до одиниць відсотків.

Для вимірювання ємності, індуктивності, добротності і тангенса кута втрат лінійних компонентів електричних кіл використовуються мости змінного струму.

Схеми мостів змінного струму відрізняються великою різноманітністю, але всі вони можуть бути приведені до простої чотириплечевої схеми, яка є основною.

Схема такого моста змінного струму приведена на рис. 5.37,а.

Опори плечей  $Z$  в загальному випадку є комплексні опори виду  $Z = R + jX = |Z|e^{j\varphi}$ .

Підставивши значення  $Z$  в умову рівноваги моста (5.24) і розділивши дійсні і уявні частини, одержимо умову рівноваги у вигляді двох рівнянь:

$$\begin{aligned} R_1 R_3 - X_1 X_3 &= R_2 R_4 - X_2 X_4 \\ X_1 R_3 + X_3 R_1 &= X_2 R_4 + X_4 R_2 \end{aligned} \quad (5.51)$$

Наявність двох рівнянь, визначаючих умову рівноваги моста змінного струму, вимагає введення в схему моста не менше двох регульованих елементів. Два незалежних рівняння рівноваги (5.31) дають можливість визначити мостом змінного струму одночасно дві незалежні величини.

Записавши вираз (5.24) в показовій формі, одержимо

$$Z_1 e^{j\varphi_1} Z_4 e^{j\varphi_4} = Z_2 e^{j\varphi_2} Z_3 e^{j\varphi_3} \quad (5.52)$$

За правилами дії з комплексними числами співвідношення (5.52) можна записати у вигляді двох рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} Z_1 Z_4 &= Z_2 Z_3 \\ \varphi_1 + \varphi_4 &= \varphi_2 + \varphi_3 \end{aligned} \right\} \quad (5.53)$$

Звідси витікає, що рівновага настає при рівності добутків модулів комплексних опорів протилежних плечей і рівності сум їх фазових зсувів. Друге рівняння (5.53) показує також, якими за характером повинні бути опори плечей мостової схеми, щоб забезпечити рівновагу. Якщо в двох суміжних плечах включені резистивні опори, то в двох інших суміжних плечах повинні бути обов'язково опори одного характеру, тобто, або індуктивності, або ємності. Якщо резистивні опори включені в протилежні плечі, то в два інших протилежних плеча необхідно включити різні за характером опори: у одне плече – індуктивність, в інше – ємність.

З умов рівноваги моста змінного струму (5.53) виходить, що для балансування необхідне регулювання не менше двох параметрів мостової схеми. Процес урівноваження полягає в поперемінному регулюванні цих параметрів. При цьому рівновага моста досягається більшим або меншим числом переходів від регулювання одного параметра до регулювання іншого.

Властивість моста, визначаюча число необхідних для урівноваження поперемінних регулювальних операцій, називається збіжністю.

На точність вимірювання мостами суттєво впливає його чутливість (із загального визначення чутливості: відношення зміни вихідної напруги до викликавшого її зміну опору). Таким чином, якщо опір одного з плечей моста змінився на величину  $\Delta R$ , що викликало зміну напруги у вимірювальній

діагоналі на величину  $\Delta U$ , то відношення  $\Delta U/\Delta R$  і буде чутливістю моста  $S$ . Чутливість моста  $S$  збільшується зі збільшенням напруги живлення моста і чутливості індикатора.

Для вимірювання ємності і кута втрат конденсаторів використовують схеми моста, представлені на рис. 5.39. Схема (рис. 5.39,а) застосовується, якщо втрати в діелектриці незначні; при великих втратах в діелектриці застосовують схему (рис. 5.39,б).

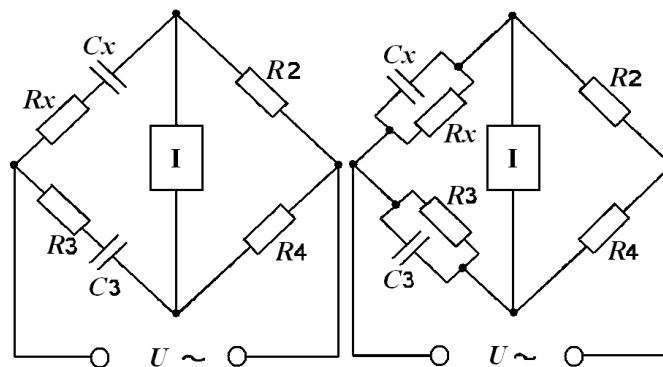


Рисунок 5.39 – Схеми мостів для вимірювання ємності та кута втрат конденсаторів

Умова рівноваги для схеми на рис. 5.39,а, має вигляд:

$$(R_x - j/\omega C_x)R_4 = (R_3 - j/\omega C_3)R_2 \quad (5.54)$$

Прирівнявши в одержаному рівнянні окремо дійсну і уявну частини, одержимо:

$$R_x = R_3 R_2 / R_4 ; C_x = C_3 R_4 / R_2 \quad (5.55)$$

Тангенс кута втрат для конденсаторів з послідовною схемою заміщення

$$\operatorname{tg} \delta_x = \omega R_x C_x = \omega R_3 C_3, \quad (5.56)$$

де  $\omega$  – кутова частота напруги живлення моста.

Для схеми на рис. 5.39,б з паралельним з'єднанням  $C_x$  і  $R_x$  умова рівноваги запишеться у вигляді

$$\left( \frac{1}{R_x + 1/j\omega C_x} \right) R_4 = \left( \frac{1}{R_3 + 1/j\omega C_3} \right) R_2$$

звідки

$$R_X = R_3 R_4 / R_2; C_x = C_3 R_2 / R_4 \quad (5.57)$$

Тангенс кута втрат при визначається виразом

$$\operatorname{tg} \delta_X = 1/\omega C_X R_X = 1/\omega C_3 R_3 \quad (5.58)$$

Урівноваження цих схем проводять по чергові змінюючи опор  $R_3$  і ємності  $C_3$ . Для розширення меж вимірювання змінюють відношення  $R_2/R_4$  ( $R_4/R_2$ ).

Для вимірювання індуктивності і добротності котушок використовують схеми, представлені на рис. 5.40. У цих схемах для вимірювання індуктивності як плече порівняння може використовуватися еталонна котушка індуктивності  $L_{зп}$  (рис. 5.40,а) або еталонний конденсатор  $C_{зп}$  (рис. 5.40,б).

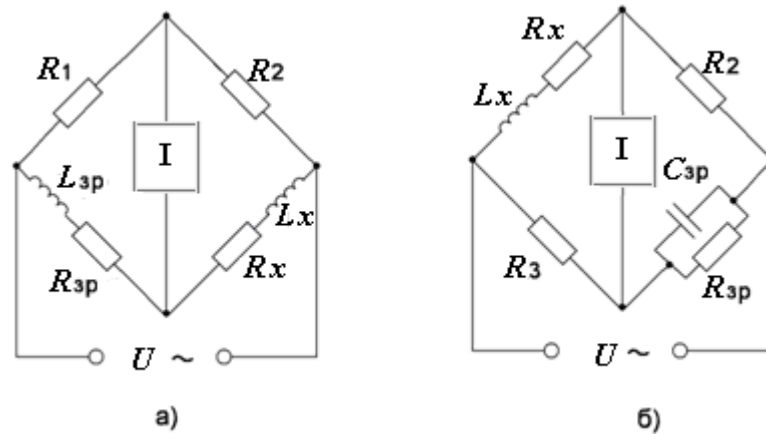


Рисунок 5.40 – Схеми мостів для вимірювання індуктивності

У схемі на рис. 5.40,а, окрім еталонної котушки з індуктивністю  $L_{зп}$ , використовується додатковий змінний резистор  $R_{зп}$ , регулюванням якого досягається баланс фаз.

Рівняння рівноваги для схеми на рис. 5.40,а має вигляд:

$$R_1(R_X + j\omega L_X) = R_2(R_{зп} + j\omega L_{зп}) \quad (5.59)$$

Прирівнюючи окремо дійсні і уявні частини рівняння (5.59), одержимо:

$$\begin{aligned} L_X &= R_2 L_{зп} / R_1; \\ R_X &= R_2 R_{зп} / R_1. \end{aligned} \quad (5.60)$$

У зв'язку з труднощами виготовлення еталонних котушок з малими втратами в мостах змінного струму для вимірювання індуктивностей як

еталонна міра частіше застосовується не котушка індуктивності, а конденсатор (рис. 5.40,б).

Для цієї схеми

$$(R_X + j\omega L_X) / (1/R_{зр} + j\omega C_{зр}) = R$$

або

$$R_X + j\omega L_X = (1/R_{зр} + j\omega C_{зр})R. \quad (5.61)$$

Прирівнявши в (5.61) окремо дійсну і уявну частини, одержимо наступні вирази для вимірюваних параметрів котушки індуктивності:

$$L_X = C_{зр} R_2 R_3; R_X = R_3 R_2 / R_{зр}. \quad (5.62)$$

Добротність котушки визначається виразом

$$Q_X = \omega L_X / R_X = \omega R_X C_{зр}. \quad (5.63)$$

Урівноваження схеми досягається плавним регулюванням  $R_{зр}$  і  $C_{зр}$ . Змінюючи добуток  $R_2 R_3$ , можна розширювати межі вимірювання моста.

Паралельне з'єднання елементів  $R_{зр}$  і  $C_{зр}$  в мостовій схемі використовують для вимірювання параметрів котушок з низькою добротністю ( $Q < 30$ ).

Для котушок з високою добротністю легше врівноважити міст за схемою з послідовним з'єднанням  $R_{зр}$  і  $C_{зр}$ .

При резонансному методі вимірювань використовують фізичні явища в коливальних контурах. Відомо, що в коливальному контурі його індуктивність і ємність пов'язані з резонансною частотою контура наступним співвідношенням:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}. \quad (5.64)$$

Цей вираз можна використовувати при вимірюванні будь-якого параметра, що входить в нього, якщо відомі два інших.

Реальні коливальні контури мають втрати і характеризуються значенням добротності  $Q$ . Добротністю контура називають відношення реактивного опору конденсатора або котушки при резонансі до його резистивного опору:

$$Q = \omega_0 L / R = 1/\omega_0 C R = \rho / R. \quad (5.65)$$

де  $\rho = \sqrt{L/C}$  – характеристичний опір контура;  $R$  – резистивний опір контура (в основному, резистивний опір котушки);  $C$  і  $L$  – значення ємності і індуктивності контура,  $\omega_0$  – частота при резонансі.

У момент резонансу струм в контурі

$$I_0 = E/R = U_{C_0}/X_C = U_{C_0} \omega_0 C, \quad (5.66)$$

де  $U_{C_0}$  – напруга на конденсаторі контура у момент резонансу;  $E$  – введена в контур ЕРС.

Звідси

$$Q_X = U_{C_0}/E, \quad (5.67)$$

тобто напруга на реактивному опорі контура у момент резонансу в  $Q$  разів більше введеної ЕРС.

Вимірювання ємності проводять декількома способами: непрямим, заміщення, зворотного заміщення, генераторним способом.

Непрямий спосіб. Генератор, слабо зв'язаний з контуром, перестроюють до отримання резонансу в контурі (рис. 5.41, а), що визначається за максимумом показів електронного вольтметра В.

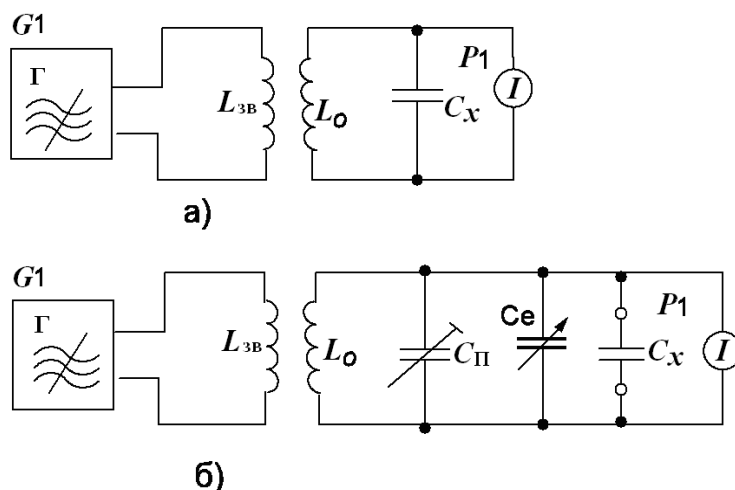


Рисунок 5.41 – Схеми визначення ємності конденсатора непрямим способом

Знаючи  $L$  і  $\omega_0$ , з формули (5.64) знаходять

$$C_X = 1/L\omega_0^2$$

Шкала генератора може бути відградуйована в значеннях ємності. Похибка вимірювання вказаним методом залежатиме від точності визначення значень  $L$  і  $\omega_0$ . Джерелом похибки є і те, що вимірювана ємність є сумою ємності вимірюваного конденсатора, ємності з'єднальних проводів і власної ємності котушки.

Спосіб заміщення. Вимірювання проводяться за схемою (рис. 5.41,б) таким чином. Включивши в резонансний контур вимірюваний конденсатор  $C_x$ , настроюють контур в резонанс, змінюючи частоту генератора. Потім  $C_x$  відключають і замінюють еталонним конденсатором змінної ємності  $C_e$ . Змінюючи ємність еталонного конденсатора, знову добиваються резонансу. Очевидно, що в цьому випадку  $C_x = C_e$ . Перевага даного методу в порівнянні з попереднім полягає в тому, що він не вимагає визначення значень  $L$  і  $\omega_0$ , виключається похибка, обумовлена впливом ємності з'єднальних провідників і власної ємності котушки. Метод значно точніший, але джерелом похибки, як і раніше, є нестабільність генератора і неточність настроювання контура в резонанс.

При способі зворотнього заміщення теж використовується резонансний контур і генератор фіксованої частоти (рис. 5.41,б). Частота генератора вибирається такою, щоб резонанс в контурі настав при максимальному значенні ємності конденсатора змінної ємності  $C_e = C_{max}$ .

Вимірювання проводять таким чином. Проводять настроювання контура в резонанс при  $C_e = C_{max}$ . При необхідності проводять підстроювання конденсатором  $C_n$ . Підключають вимірюваний конденсатор паралельно еталонному і, зменшуючи ємність еталонного конденсатора до деякого значення  $C$ , знову добиваються резонансу. Очевидно,  $C_x = C$ .

Еталонний конденсатор може бути відградуйований безпосередньо в значеннях вимірюваної ємності. Цей спосіб не вимагає відключення еталонного конденсатора. Крім того, генератор фіксованої частоти, як правило, стабільніший, ніж перестроюваний, а це зменшує похибку вимірювання.

Вимірювання добротності. Досить універсальним приладом для вимірювання параметрів кіл на високих частотах є куметр. Він дозволяє не тільки зміряти добротність котушок індуктивності  $Q$ , але і одержати ряд додаткових схем для вимірювання індуктивності, ємності, опору втрат, тангенса кута втрат і власної ємності котушок індуктивності.

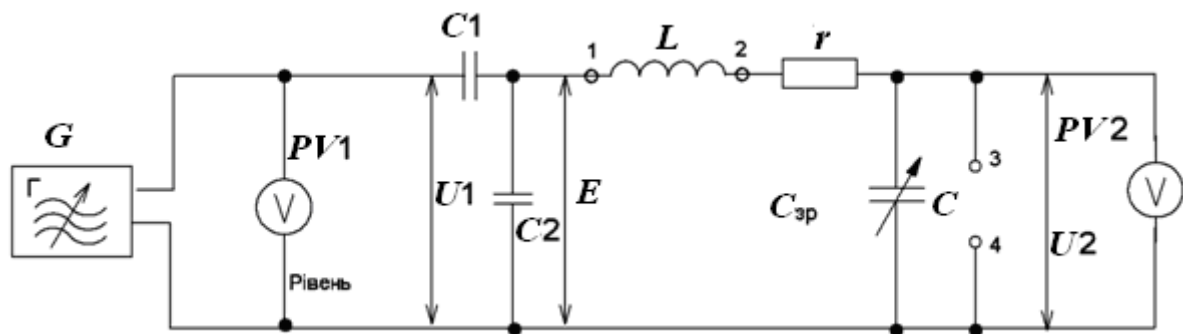


Рисунок 5.42 – Схема ку метра

Функційна схема куметра зображена на рис. 5.42. Високочастотний генератор  $G$  забезпечений градуйованою шкалою для установки частоти. Вихідна напруга генератора регулюється і вимірюється електронним вольтметром В1. Через ємнісний подільник  $C_1/C_2$  частина напруги генератора вводиться у вимірювальний контур. Вимірювальний контур складається з еталонного конденсатора змінної ємності  $C_{зр}$  і котушки  $L$ . Індикатором резонансу служить електронний вольтметр В2, вимірюючий напругу на конденсаторі. У момент резонансу  $U_2 = QE$ , і якщо підтримувати значення  $E$  строго незмінним і умовно прийняти за одиницю, то вольтметр В2 можна проградувати безпосередньо в одиницях добротності. Конденсатор подільника  $C_2$  має ємність, багато більшу, ніж  $C_1$ , і не впливає на резонансні властивості контура.

Вимірювання куметром індуктивності і опору втрат котушки. Приєднавши вимірювану котушку до куметра і встановивши частоту генератора, зміненням ємності еталонного конденсатора настроюють контур в резонанс за максимумом відхилення стрілки вольтметра. Це буде значення добротності контура. Оскільки еталонний повітряний конденсатор куметра має незначні



втрати, можна вважати, що виміряне значення добротності контура визначається лише котушкою.

Значення індуктивності вимірюваної котушки визначають непрямым способом за відомими значеннями частоти (на шкалі генератора) і ємності (на шкалі еталонного конденсатора) за формулою:

$$L = 1/C\omega_0^2 \quad (5.68)$$

Опір втрат котушки

$$R_L = 1/\omega_0 CQ \quad (5.69)$$

На ряді фіксованих частот куметр дозволяє визначити значення індуктивності котушок безпосередньо за шкалою, нанесеною на лімб конденсатора змінної ємності

Вимірювання куметром ємності і кута втрат конденсатора. Ємність конденсатора вимірюється способом зворотного заміщення при резонансі. При цьому використовується еталонна котушка індуктивності, а конденсатор підключається паралельно еталонному до виводів 3 – 4 (рис. 5.42). Різниця  $C_{зр1} - C_{зр2} = C_x$ , а змінення добротності характеризуватиме втрати у вимірюваному конденсаторі:

$$\text{tg}\delta = C_{зр1}(Q_1 - Q_2)Q_1Q_2(C_{зр1} - C_{зр2}) \quad (5.70)$$

Очевидно, що у такий спосіб можна виміряти ємність, якщо вона менше ємності еталонного конденсатора куметра.

Основними джерелами похибки вимірювання за допомогою куметра є неточності настроювання в резонанс, неточність відліковування за шкалами значень частоти, ємності і добротності, неточність установки рівня вхідної напруги.

Цифровий метод (або метод дискретного рахунку) вимірювання опору резистора, індуктивності котушки і ємності конденсатора полягає в підрахунку кількості імпульсів за певний проміжок часу. Реалізацію цього методу для вимірювання ємності можна показати на прикладі пристрою, зображеного на рис. 5.43.

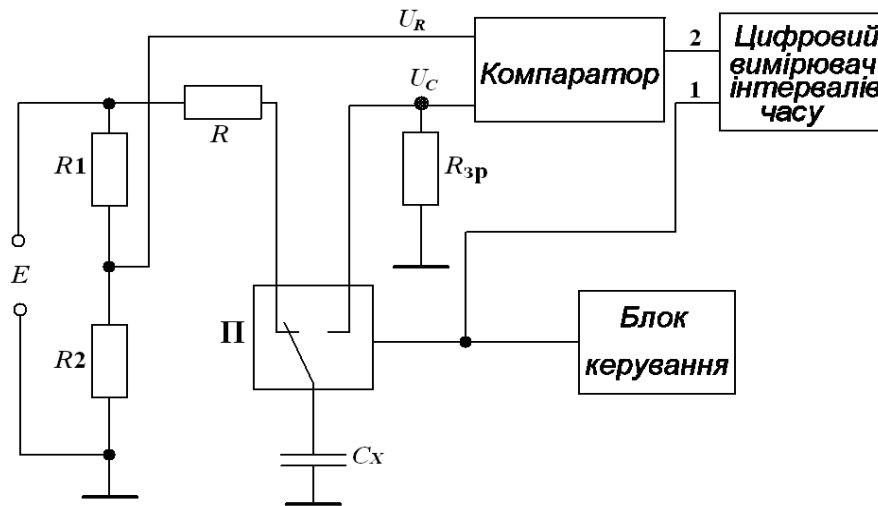


Рисунок 5.43 – Схема цифрового вимірювача ємності

Схема складається з вимірювального перетворювача ємності конденсатора в інтервал часу, рівний сталій часу  $RC$ -кола, і цифрового вимірювача інтервалів часу. Після включення приладу перемикач під'єднує конденсатор ємністю  $C_x$  до стабілізованого джерела живлення. Конденсатор  $C_x$  заряджається до напруги  $E$ . Момент початку вимірювання  $t_1$  задається блоком керування. Він посилає імпульс (рис. 5.44,а), який скидає в нуль цифровий вимірювач і переводить перемикач в протилежне положення. Конденсатор  $C_x$  через резистор  $R_{зр}$  починає розряджатися за експоненціальним законом (рис. 5.44,б), описуваним при  $\tau \geq t_1$  виразом

$$u_c = E \exp[-(t - t_1)/\tau], \quad (5.71)$$

де  $\tau = R_{зр} C_x$  – стала часу кола розряду.

Оскільки керуючий імпульс, зображений на рис. 5.44,а, служить опорним імпульсом, поданим на вхід 1 цифрового вимірювача інтервалів часу, то момент  $t_1$  початку розряду є початком вимірюваного інтервалу часу.

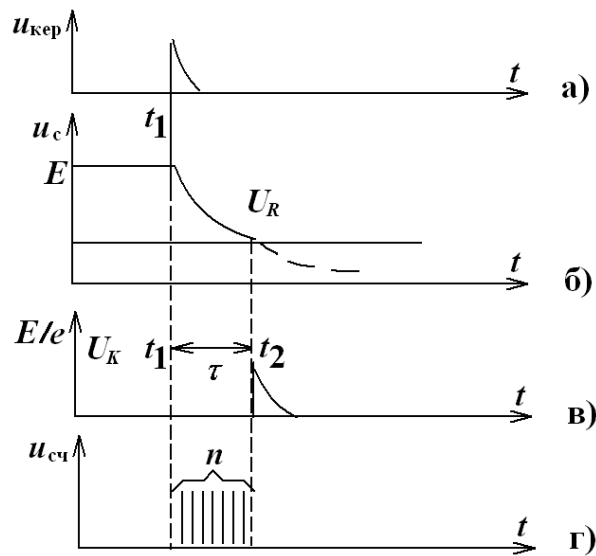


Рисунок 5.44 – Епюри напруг, пояснючі роботу цифрового вимірювача ємності

Напруга  $u_c = E \exp[-(t - t_1)/\tau]$  подається з обкладинки конденсатора на один вхід компаратора, до другого входу якого підводиться напруга  $U_R = ER_2/(R_1 + R_2)$ , що знімається з подільника  $R_1, R_2$  включеного паралельно джерелу напруги  $E$ . Опори прецизійних резисторів  $R_1$  і  $R_2$  вибрані так, що точно виконується співвідношення

$$R_2/(R_1 + R_2) = 1/e. \quad (5.72)$$

Тоді  $U_R = 1/e$ , де  $e=2,7183$ .

В міру розряду конденсатора напруга  $u_c$  зменшується, і через інтервал часу  $\tau = R_{зр} \cdot C_X$  після початку розряду напруга на конденсаторі  $u_c = E/e$ , тобто  $u_c = U_R$  (рис. 5.44,б). У момент  $t_2$  рівності двох напруг на обох входах компаратора на його виході виникає імпульс (рис. 5.44,в), що поступає на вхід 2 цифрового вимірювача і задає кінець вимірюваною інтервалу часу. Злічене лічильником приладу число  $n$  імпульсів (рис. 5.44,г), проходячих з частотою  $F_{ліч}$ , однозначно визначає інтервал часу:

$$n = F_{ліч} \tau. \quad (5.73)$$

Оскільки  $\tau = R_{зр} C_X$ , то при фіксованих значеннях  $F_{ліч}$  і  $R_{зр}$

$$C_X = n/R_{зр} F_{ліч} = kn \quad (5.74)$$

Якщо  $k=10^{-9}$ , то прилад виходить прямопоказуючим. Наприклад, при  $R_{зр}=1$  МОм і  $F_{ліч}=1$  МГц, тобто  $k=10^{-12}$  Ф, вимірювана ємність  $C_X=n$  і виражається в

пікофарадах. В цьому випадку ємності 1000пФ відповідає 1000 імпульсів. Похибка в одиницю молодшого розряду лічення (похибка дискретності) дає похибку в 1 пФ, тобто відносна похибка складе 0,1%. Зміною значення  $R_{зр}$  можна перекривати діапазони вимірювання ємностей конденсаторів в межах від 300 пФ до 3000 мкФ.

Застосувавши еталонні конденсатори замість еталонних резисторів, можна, аналогічним чином, вимірювати опори резисторів.

Оцінюючи похибки приладу, слід нагадати, що описаний прилад складається з двох частин: вимірювального перетворювача ємності конденсатора (опору резистора) в інтервал часу, рівний сталій часу кола розряду, і цифрового вимірювача інтервалу часу. Тому до похибок вимірювання інтервалу часу додаються похибки перетворення, обумовлені, головним чином, нестабільністю опору резисторів  $R_{зр}$ ,  $R_1$  і  $R_2$ , а також неточністю спрацьовування компаратора.

Перевагою описаного методу є висока точність вимірювань і цифровий відлік, недоліком – відсутність можливості вимірювання параметрів лінійних компонентів на робочій частоті.

Аналогічна ідея лежить в основі побудови цифрового вимірювача добротності коливального контура.

Інший принцип перетворення вимірюваного параметра в інтервал часу застосований в цифровому вимірювачі ємностей конденсаторів і індуктивностей котушок, структурна схема якого представлена на рис. 5.45.

У цій схемі, як і в схемі приладу на рис. 5.43, двома складовими частинами є вимірювальний перетворювач і цифровий вимірювач інтервалів часу. Перетворювач, що містить тригер, фазоінверсний підсилювач, еталонний резистор і розв'язуючий каскад, формує періодичну послідовність прямокутних імпульсів, період проходження яких, як буде показано далі, пропорційний сталій часу  $RC$ -кола. Останнє складається з еталонного резистора  $R_{зр}$  і конденсатора вимірюваної ємності  $C_x$ . Цифровий вимірювач інтервалів часу побудований за звичайною, вже розглянутою схемою.

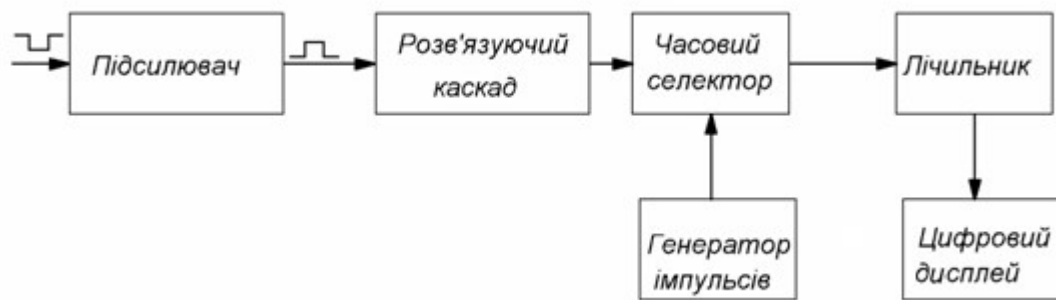


Рисунок 5.45 – Схема цифрового вимірювача

Прилад працює таким чином. При включенні схеми на виході тригера, що знаходиться в початковому положенні, утворюється сигнал негативної полярності. Підсилювач міняє її на протилежну. Позитивний імпульс строго визначеної амплітуди заряджає конденсатор  $C_x$  через резистор  $R_{зр}$ . Напруга ис на обкладинках конденсатора росте. Це продовжується до тих пір, поки ис не досягне порогу  $U_{пр}$  прямого спрацьовування тригера. Після досягнення порогу тригер перекидається. Тепер уже на виході підсилювача одержується імпульс негативної полярності. Конденсатор перемикається із заряду на розряд, і напруга ис починає зменшуватися. Коли вона знизиться до порогу  $U_{пов}$  повернення, тригер повернеться в початкове положення. На виході підсилювача тепер буде позитивний імпульс, і знову почнеться заряд конденсатора. Перемикання конденсатора із заряду на розряд і навпаки багато разів повторюватимуться. Інтервал цих перемикань (а значить, і період проходження  $T_c$  вихідних імпульсів підсилювача) при фіксованих порогах спрацьовування тригера і амплітуді вихідного імпульсу підсилювача буде пропорційний сталій часу  $RC$ -кола. Оскільки опір  $R_{зр}$  має строго визначене значення, то період  $T_c$  пропорційний вимірюваному значенню  $C_x$ . Він вимірюється цифровим вимірювачем інтервалів часу.

На тому ж принципі засновані вимірювання індуктивності котушки Період проходження вихідних імпульсів тригера пропорційний індуктивності  $L_x$ .

Суттєво поліпшити параметри вимірювачів можна, застосувавши в них мікропроцесорну систему.

Мостовий вимірювач з вбудованою мікропроцесорною системою представлений на рис. 5.46

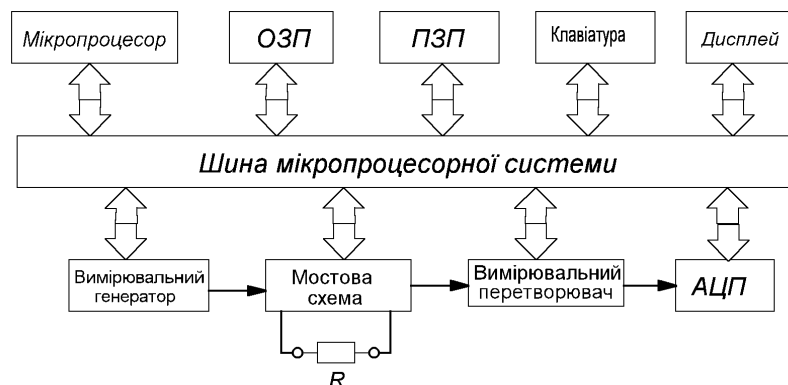


Рисунок 5.46 – Схема вимірювача з вбудованою мікропроцесорною системою

Для таких приладів характерні висока точність вимірювань (відносна похибка не більше 0,1%) в широкому динамічному діапазоні і простота управління – передня панель з малим числом управляючих клавiш.

Робота приладу полягає в наступному. До вихідних затискачів, як одного з плечей мостової схеми підключають компонент (наприклад, резистор), параметр якого (опір) потрібно виміряти. Натисненням відповідних клавiш задають вид вимірюваного параметра (в даному випадку клавiша, позначена буквою  $R$ ) і вибирають значення частоти напруги змінного струму, живлячого мостову схему. Так, якщо в приладі передбачена можливість установки значень частоти 100 Гц, 1 кГц і 10 кГц, то, вибираючи одне з трьох значень, враховують особливості досліджуваного компоненту, в загальному випадку, встановлюють значення 1 кГц, при вимірюванні ємності електролітичного конденсатора і великої індуктивності – значення 100 Гц, а при вимірюванні малих ємностей і індуктивностей – значення 10 кГц.

Після натиснення клавiш включення приладу мікропроцесор проводить опитування передньої панелі (положення клавiш), включає вимірювальний генератор і встановлює вказане відповідною клавiшею значення частоти його вихідного сигналу, що підводиться до однієї діагоналі мостової схеми, зчитує

програму, послідовність операцій, яка зберігається в ПЗП, і визначаючи послідовність операцій. Як правило, мостова схема виявляється розбалансованою, і в другій її діагоналі є напруга розбалансу. Вона перетворюється в напругу постійного струму і поступає на вхід АЦП. Числовий еквівалент напруги розбалансу передається з виходу АЦП в мікропроцесорну систему, яка регулює мостову схему до початку встановлення балансу. Один з варіантів схемного рішення регулювання мостової схеми полягає в тому, що як її плечі використовуються цифрові керовані опори, подібні тим, які складають основу ЦАП. Значення опору плеча визначається числом цифрового коду, що подається на входи керованого опору з мікропроцесорної системи. У випадку необхідності здійснюється перемикання піддіапазонів вимірювань.

Після досягнення балансу мостової схеми мікропроцесорна система проводить необхідні обчислення для отримання результату вимірювання, перетворює його в «дисплейний формат» і виводить на дисплей (звичайно, рідиннокристальний). Прилад дозволяє виконувати багаторазові спостереження і подальшу їх статистичну обробку.

Важливою особливістю мікропроцесорного мостового вимірювача параметрів компонентів є автоматичне визначення похибки, що створюється залишковим опором і індуктивністю виводів використовуваного компонента (при вимірюванні малих повних опорів) або паразитною ємністю (при вимірюванні великих повних опорів), а також програмно-кероване підстроювання з метою виключення вказаної похибки.

## 5.7 Метрологічне забезпечення засобів вимірювання характеристик каналу зв'язку і параметрів кіл

Метрологічне забезпечення ЗВТ параметрів АЧХ. Повірка вимірювачів АЧХ передбачає визначення похибок вимірювання і повірку параметрів приладу, впливаючих на точність вимірювання. До операцій повірки відноситься визначення: діапазону робочих частот; смуги хитання; похибки вимірювання частоти; максимального рівня вихідної напруги ГХЧ, меж його регулювання і похибки послаблення; похибки вимірювання модуля коефіцієнта передачі; нерівномірності рівня вихідної напруги; нерівномірності власної АЧХ.

Як засоби повірки для визначення частотних параметрів використовуються електронно-лічильні частотоміри, для визначення амплітудних параметрів – вольтметри і зразкові атенюатори.

Діапазон робочих частот повіряється за допомогою частотоміра шляхом вимірювання граничних частот діапазону. Цей же метод використовується і для визначення смуги хитання, яка визначається як різниця значень частот на початку і кінці повіряємої смуги. За наявності в приладі власних частотних міток можна визначення смуги хитання проводити за ними.

Похибка вимірювання частоти за власними частотними мітками визначається усередині інтервалу між двома сусідніми мітками. Повіряючим приладом вимірюють частоту у вибраній точці смуги хитання, а потім в цю точку встановлюється мітка, частота якої вимірюється за допомогою частотоміра. Похибка визначається за формулою

$$\Delta f = f_1 - f_2,$$

де  $f_1$  і  $f_2$  – відповідно, частота у вибраній точці, виміряна повіряючим приладом, і дійсне значення частоти в цій точці, визначуване як частота мітки. Вихідна напруга ГХЧ на узгодженому навантаженні повіряється методом заміщення за схемою, приведеною на рис. 5.47.





Рисунок 5.47 – Структурна схема з’єднання при визначенні вихідної напруги ГХЧ

Вихід ГХЧ через узгоджуючий пристрій підключається до індикатора АЧХ і регулюванням чутливості на екрані встановлюється необхідний розмір зображення. Потім до індикатора АЧХ підключається зразковий генератор сигналів, і регулюванням його вихідної напруги встановлюється зображення того ж розміру. Значення вихідної напруги генератора сигналів, зміряне вольтметром або вимірювачем потужності, відповідає вихідній напрузі ГХЧ.

При визначенні вихідної напруги ГХЧ перевіряється і її нерівномірність. При цьому фіксуються мінімальне ( $U_{\min}$ ) і максимальне ( $U_{\max}$ ) показання вольтметра. Нерівномірність рівня вихідної напруги  $\Delta L_H$  у дБ визначається за формулою

$$\Delta L_H = \pm 20 \lg U_{\max} / U_{\min} .$$

Для визначення похибки послаблення вихідної напруги і меж її регулювання застосовують зразковий атенюатор. Схема перевірки приведена на рис. 5.48.



Рисунок 5.48 – Структурна схема з'єднання приладів при визначенні похибки послаблення вихідної напруги

Похибка вимірювання модуля коефіцієнта передачі повіряється спостереженням АЧХ зразкового аттенюатора на екрані вимірювача АЧХ, що повіряється.

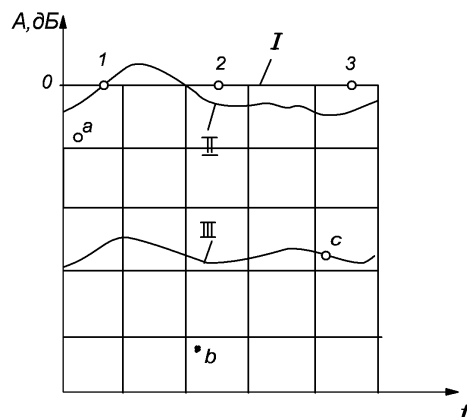


Рисунок 5.49 – Осцилограма кривої АЧХ при визначенні похибки вимірювання коефіцієнта передачі

На екрані індикатора на початку, у середині і в кінці смуги хитання вибираються повіряємі точки,  $a$ ,  $b$  і  $c$  (рис. 5.49), так, щоб по осі амплітуд одна з них відповідала коефіцієнту передачі, дорівнюючому значенню динамічного діапазону відтворення АЧХ в лінійному або логарифмічному масштабі (точка  $b$ ), а дві інших розташовувалися на початку (точка  $a$ ) і середині (точка  $c$ ) динамічного діапазону. На лінії, від якої необхідно проводити відлік модуля

коефіцієнта передачі, наприклад 0 дБ, вибирається по одній нульовій точці на початку, у середині і в кінці смуги хитання (точки 1, 2 і 3).

За методом вимірювання модуля коефіцієнта передачі, закладеному у повірюючому вимірювачі АЧХ, визначають значення цього коефіцієнта  $A_i$  в точках, що повіряються,  $a$ ,  $b$  і  $c$ , після чого до приладу підключають зразковий атенюатор. Положення АЧХ зразкового атенюатора при нульовому загасанні (крива II) змінюється так, щоб ця крива проходила через точку 1 лінії I. При введенні загасання (крива III) до проходження АЧХ зразкового атенюатора по черзі через кожну повіряему точку ( $a$ ,  $b$  і  $c$ ) за його шкалою відлічується дійсне значення модуля коефіцієнта передачі в цих точках  $A_{oi}$ . Похибка  $\Delta_i$ , дБ, визначається за формулою

$$\Delta_i = A_i - A_{oi},$$

де  $A_i$  – модуль коефіцієнта передачі в  $i$ -й точці, що повіряється, визначений повіряємим вимірювачем АЧХ, дБ;  $A_{oi}$  – дійсне значення модуля коефіцієнта передачі в тій же точці, відлічене по зразковому атенюатору, дБ.

Потім аналогічні вимірювання проводяться в інших точках смуги хитання (точки 2 і 3).

Нерівномірність власної амплітудно-частотної характеристики вимірювачів АЧХ в максимальній смузі хитання повіряється шляхом вимірювання на екрані власного індикатора АЧХ вихідної напруги власного ГХЧ. Вихідну напругу ГХЧ подають на вхід КВО. По масштабній сітці, відліковому пристрою або лінійкою вимірюється максимальна висота огинаючої  $I_{\max}$  і перепад  $\Delta I$  між максимальною і мінімальною висотами огинаючої (рис. 5.50).

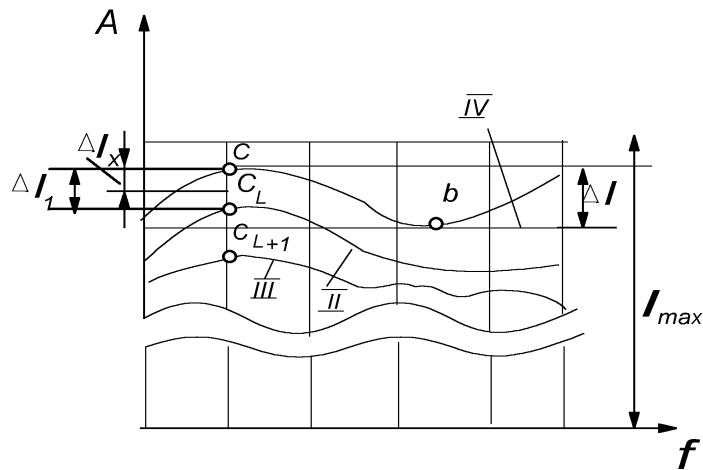


Рисунок 5.50 – Осцилограма кривої АЧХ при визначенні нерівномірності власної АЧХ

Нерівномірність власної АЧХ в цьому випадку визначається за формулою

$$\sigma = \pm 20 \lg U_{\max} / U_{\min} ,$$

де  $U_{\min} = U_{\max} - \Delta$  .

Вимірювачі АЧХ, що пройшли перевірку з позитивними результатами, вважаються придатними до експлуатації.

Метрологічне забезпечення ЗВТ характеристик нелінійних спотворень форми сигналів ґрунтується на методах відтворення сигналів із каліброваним значенням КНС. Нижче перераховуються типи сигналів, які в даний час використовуються або можуть бути використані як калібровані за КНС.

Монохроматичний сигнал – це сигнал синусоїдної форми з коефіцієнтом гармонік, близьким до нуля. Ідеальний за формою синусоїдний сигнал одержати практично неможливо. Коли говорять про такий сигнал, то мають на увазі, що значенням КНС такого сигналу в порівнянні з оцінюваним параметром можна нехтувати.

Дигармонічні сигнали одержують шляхом синтезу двох монохроматичних когерентних сигналів, які можуть бути використані як калібровані в діапазоні КНС від 0 до 100%.

Полігармонічні сигнали є найбільш обширним класом сигналів, за своїми властивостями близькими до реальних сигналів, вимірюваних ВНС. Більшість цих сигналів придатні для калібрування КНС у всьому діапазоні їх значень, а

деякі можуть служити тільки реперами (див. книгу 1, розділ 1.2), тобто маючими єдине значення КНС, і умовно можуть називатися «природними». Це сигнали, що мають форму меандра або пилкоподібної напруги. Обидва сигнали в ідеальному випадку не містять парних гармонік, закон спадання амплітуд пилкоподібного сигналу  $1/n^2$ , а меандра  $1/n$  ( $n$  – номер гармоніки), тобто амплітуда складових зменшується поволі. У зв'язку з цим сигнал типу «меандр» придатний для оцінки широкосмуговості аналогових КНС або похибки дискретизації цифрових КНС.

Інші види «природних» сигналів мало придатні через складність формування їх із заданою похибкою.

До полігармонічних сигналів відносяться також сигнали типу «зрізаний синус», «в нулі зрізаний синус» і «різновеликий синус» (це синусоїдний сигнал при різних кутах відсікання), а також сигнали синусоїдного типу («спотворений синус» і початкового білого шуму – шумовий).

Окрему групу складають сигнали, що синтезуються з монохроматичних сигналів або суміші монохроматичного і каліброваного полігармонічного.

Відомі методи калібрування по КНС розглянутих вище сигналів умовно можна розділити на три групи: абсолютний, відносний і комбінований.

Абсолютний метод заснований на використанні властивостей спектру сигналу типу «зрізаний синус». Перетворення на нуль спектральних складових цього сигналу при строго визначених значеннях кута відсікання дозволяє встановити однозначний зв'язок між кутом відсікання і КНС сигналу. Цей метод дозволяє одержати високу точність відтворення розміру одиниці КНС в діапазоні (1...100)%. До числа недоліків методу слід віднести велику трудоемність і суттєву дискретність каліброваних значень КНС. Гранично досяжна похибка методу обмежується, в основному, чутливістю спектрального індикатора, фіксуючого моменти перетворення на нуль складових спектра, і технічною реалізацією пристрою відсікання. Випадкова відносна похибка методу оцінюється значенням 0,01%.

Відносні методи калібрування застосовуються для групи дигармонічних і полігармонічних сигналів і засновані на вимірюванні відношення двох або більше початкових напруг калібруємого сигналу, або параметрів часового представлення сигналів.

Найпростішим відносним методом є метод, що полягає у вимірюванні напруги першої гармоніки  $U_1$ , і вищої  $U_n$  (другого, третього або вищого порядку), зрівнюванні і підсумовуванні цих початкових сигналів, діленні  $U_n$  до отримання заданого відношення:

$$K_{f1} = \beta_n U_n / U_1,$$

де  $\beta_n$  – коефіцієнт ділення.

Похибка калібрування залежить від похибки зрівнювання  $U_1 = U_n$  похибки ділення і КНС початкових сигналів. Похибка методу у області низьких частот лежить в межах від 0,1 до 0,03%. При використанні когерентних джерел сигналу  $U_1$  і  $U_n$  можна одержати калібрований сигнал, придатний для перевірки не тільки аналогових, але і цифрових КНС.

Варіантом цього методу є метод, заснований на підсумовуванні першої гармоніки із складовими вищих гармонік. Калібрування в цьому випадку виконується зрівнюванням середньоквадратичних значень напруг першої і суми вищих гармонік з подальшим діленням вищих. Такий метод використаний в апаратурі Державного первинного еталона при КНС, менших 5%, і зразкових засобах вимірювань першого розряду.

Калібрування з відносною похибкою приблизно 0,1% в діапазоні частот до 100 кГц проводиться методом, що використовує часове представлення сигналів типу «меандр» і пилкоподібного.

За допомогою комбінованих методів можна калібрувати такі сигнали, як «рівновеликий синус», «зрізаний синус» і ін. Суть комбінованого методу полягає в тому, що один з параметрів (в основному, кут відсікання) встановлюється абсолютним методом, а далі калібрування здійснюється відносними методами – через відношення амплітуд півхвиль, відношення

постійної складової до амплітуди однієї з півхвиль, через коефіцієнт ділення напруги і т.п.

Комбінований метод дозволяє реалізувати ряд переваг, таких як, можливість автоматизації калібрування; малий час, витрачений на калібрування, що особливо суттєво для діапазону інфранизьких частот; можливість отримання практично будь-яких значень КНС, що калібруються.

Повірочна схема визначає порядок передачі розміру одиниці КНС від еталону до робочих ЗВТ. Вона містить еталон-копію, робочий еталон з похибкою  $1 \cdot 10^{-3}$  і еталонні ЗВТ першого і другого розрядів.

Як еталонні ЗВТ першого розряду застосовуються джерела дигармонічних або полігармонічних сигналів, що калібруються по КНС, які є суматорами квазісинусоїдних сигналів.

Еталонними ЗВТ другого розряду служать КНС, виконані за принципом вимірювання відношення середньоквадратичного значення напруги вищих гармонік до напруги першої або середньоквадратичного значення напруги повного сигналу. Залежно від частоти і значень КНС похибка вимірювання складає від 0,01 до 0,05% для першого і від 0,03% до 0,05% для другого розрядів, відповідно. У всіх ланках повірочної схеми використовується, як правило, метод прямих вимірювань.

Метрологічне забезпечення ЗВТ фазового зсуву.

Основу метрологічного забезпечення ЗВТ фазового зсуву складають державні спеціальні еталони і еталонні засоби вимірювань, що взаємодіють між собою відповідно до ДСТУ. Державний еталон по ДСТУ складається з комплексу наступних засобів вимірювань: резистивно-ємнісного фазообертача, що складається з набору засобів опору і повітряного конденсатора змінної ємності; лінії затримки, що складається з набору окремих реактивних ланок; вимірювального моста змінного струму для вимірювання і контролю індуктивностей ліній затримки; компенсаторів змінного струму для градування ланок лінії затримки і перевірки еталонних ЗВТ; вимірювального

моста змінного струму для узгодження ланок лінії затримки; генератора змінної напруги.

Еталон відтворює кут зсуву фаз в діапазоні  $0 \dots 360^\circ$  при частоті 1000 Гц з середньоквадратичним відхиленням від  $0,3 \cdot 10^{-3}$  до  $10 \cdot 10^{-3}$  градусів при невилученій систематичній складовій від  $(2 \cdot 10^{-4} + 10^{-4}\phi)$  до  $(40 \cdot 10^{-4} + 0,17 \cdot 10^{-4}\phi)$  градусів, в залежності від значення вимірюваного кута зсуву фаз.

Структурна схема еталона одиниці кута зсуву фаз приведена на рис. 5.51. Синусоїдний сигнал кварцового генератора частотою 1000 Гц поступає безпосередньо на *Вих1* і на послідовно включені резистивно-ємнісний плавний *RC*-фазообертач, калібровану ступінчасту лінію затримки, допоміжне навантаження і на *Вих2*.

*RC*-фазообертач служить для відтворення кута зсуву фаз в інтервалі від 0 до  $5^\circ$ . Лінія затримки, складена із узгоджених між собою *n*-ланок і навантажена на узгоджене навантаження, призначена для розширення діапазону відтворних кутів фазових зсувів до  $360^\circ$  шляхом фіксованих часових затримок сигналу.

Застосування еталонних *RC*- і *LC*-кіл як фазозадаючих кіл в калібраторах фази припускає використання високостабільних елементів, їх термостатування і контроль.

Передача розміру одиниці кута зсуву фаз зразковим ЗВТ першого розряду здійснюється звіренням за допомогою компаратора (приладу у вигляді *RC*-кола з пристроєм порівняння або електронного фазометра із стабільністю не менше 0,01) і робочим засобам вимірювань методом прямих вимірювань. Аналогічним чином еталонні ЗВТ першого розряду, як такі використовуються двофазні генератори на дискретних частотах і еталонні пасивні фазообертачі, застосовують для перевірки еталонних ЗВТ другого розряду.



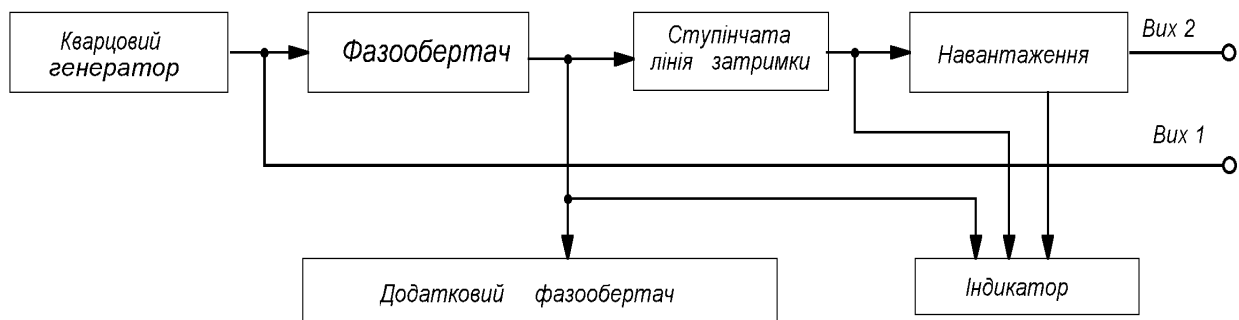


Рисунок 5.51 – Структурна схема еталонного кута зсуву фаз

Похибка еталонних ЗВТ першого розряду відповідно до повірочної схеми не повинна перевищувати  $0,1^\circ$ , а другого –  $0,3^\circ$ .

Робочі ЗВТ кута зсуву фаз між двома електричними напругами в діапазоні частот вище  $2 \cdot 10^5$  Гц повіряють за спеціальною методикою.

У діапазоні від 8,2 до 12 ГГц для передачі розміру одиниці кута зсуву фаз еталонним ЗВТ першого розряду використовується Державний спеціальний еталон, що складається з хвильовдного плавного фазообертача телескопічного типу, набору хвильовдних відрізків перерізом 23 x 10 мм; фазового моста-компаратора, включаючого в себе спеціальні генератори, фазометр, трійник, хвильовдний тракт і опорні елементи.

Метрологічне забезпечення ЗВТ модуляції проводиться способом прямих вимірювань, заснованому на застосуванні еталонної апаратури, і регламентованому нормативними документами на методи і засоби повірки ЗВТ модуляції.

Еталонна установка для визначення метрологічних характеристик вимірювачів модуляції в режимі вимірювання параметрів АМ сигналу дозволяє визначити похибки вимірювання коефіцієнта модуляції, коефіцієнта гармонік, що вноситься трактом, повіряємого приладу в огинаючу АМ сигналу. У режимі вимірювання параметрів ЧМ сигналу установка забезпечує визначення коефіцієнта переходу амплітудної модуляції в частотну в тракті повіряємого приладу.

До складу еталонної установки входять формувач АМ сигналів, генератор модулюючої напруги і перетворювач частоти. В установці здійснюється

формування АМ сигналів із каліброваними значеннями коефіцієнта модуляції на фіксованих несучих частотах.

Калібрування АМ сигналів полягає в отриманні коефіцієнта модуляції сигналу на виході модулятора  $m=100\%$ , що досягається зміною рівня модулюючої напруги. Для контролю може бути використаний зовнішній осцилограф. Калібровані значення коефіцієнта модуляції  $m<100\%$  одержують шляхом ділення модулюючого сигналу в задане число раз за допомогою точного подільника на виході генератора модулюючої напруги.

Еталонна установка для визначення метрологічних характеристик вимірювачів модуляції в режимі вимірювання параметрів ЧМ сигналів дозволяє оцінити похибку вимірювання девіації частоти, коефіцієнт гармонік, що вноситься трактом в огинаючу ЧМ сигналу, рівень частотного шуму тракту вимірювача модуляції. Крім того, установка забезпечує визначення коефіцієнта переходу частотної модуляції в амплітудну в тракці приладу в режимі вимірювання параметрів АМ сигналів.

Установка складається з генератора ЧМ сигналів, генератора модулюючих напруг і генератора дискретних частот. Генератор ЧМ сигналів спільно з генератором модулюючих напруг забезпечує видачу каліброваних по девіації частоти прецизійних ЧМ сигналів. Генератор дискретних частот є джерелом немодульованих сигналів з малим рівнем частотних шумів і забезпечує визначення рівня частотного шуму тракту вимірювача модуляції. Принциповою особливістю вимірювача модуляції в режимі обробки ЧМ сигналу є відсутність додаткової похибки вимірювання девіації частоти, залежної від значень несучої частоти сигналу, тобто допустимо визначення похибки на одній несучій частоті. Застосування в установці ряду ЧМ сигналів з різними частотами викликано складністю перекриття широкого діапазону відтворюваних значень девіації частоти одним ЧМ генератором.

Калібрування девіації частоти вихідного сигналу може здійснюватися методом вимірювання за допомогою електронно-лічильного частотоміра, для чого ЧМ сигнал переноситься на проміжну частоту, близьку до нуля. Як

показано в параграфі 5.5, показання частотоміра в цьому випадку визначаються виразом  $A = 2\Delta f / \pi = 0.637\Delta f$ . Для отримання прямого відліку вимірюваного значення девіації частоти в генераторі ЧМ сигналів є спеціальний масштабний генератор сигналу з частотою 637 Гц. При включенні частотоміра в режим вимірювання відношення частот ЧМ сигналу і масштабного генератора покази частотоміра відповідають встановленому значенню девіації частоти.

Калібрування девіації частоти ЧМ сигналів може також проводитися методом порівняння із сигналом еталонної частоти з використанням вимірювача модуляції, здійснючого демодуляцію порівнюваних сигналів. Порівнюючий пристрій складається з пікового детектора, перетворюючого демодульований сигнал в постійну напругу, пропорційну девіації частоти, і перетворювача напруга-частота. Процес порівняння полягає в отриманні рівності показів частотоміра при подачі на вхід порівнюючого пристрою (по черзі) еталонних і повіряємих сигналів.

Метрологічне забезпечення ЗВТ параметрів кіл із зосередженими постійними.

Основою метрологічного ЗВТ параметрів лінійних компонентів кіл із зосередженими постійними є їх повірка, в результаті якої визначаються похибки ЗВТ і встановлюється придатність їх до застосування. Повірка вимірювачів параметрів є частиною комплексного завдання по забезпеченню передачі розмірів одиниць фізичних величин (опору, індуктивності, ємності) від вихідних еталонів первинним і далі робочим засобам вимірювань, завдяки чому досягається єдність вимірювання.

Забезпечення єдності в області вимірювання параметрів лінійних компонентів кіл із зосередженими постійними базується на системі нормативних документів, регламентуючих порядок передачі розмірів одиниць, технічні вимоги до окремих видів засобів вимірювання, а також методи, умови і необхідні операції проведення повірки, заходи безпеки і порядок оформлення результатів.

Повірка робочих приладів здійснюється за допомогою еталонних заходів і магазинів опору, ємності, індуктивності, добротності і тангенса кута втрат.

Основну похибку вимірювачів визначають методом комплектної або поелементної повірки. При комплексному методі повірка, практично, зводиться до вимірювання ФВ, відтворюваною мірою або магазином, повіряємим приладом. Різниці між показаннями вимірювача і дійсними значеннями відповідних параметрів, застосованих при цьому еталонних заходів дають значення похибок. Такий метод повірки є переважним при визначенні основної похибки вимірювачів, оскільки забезпечує дослідження метрологічних властивостей приладів в режимах, наближених до режимів їх експлуатації. Проте комплектна повірка сучасних широкодіапазонних і багатограничних приладів вимагає наявності великої кількості еталонних засобів.

Складність створення високостабільних еталонних мір і магазинів, забезпечуючи повірку приладів у всіх необхідних діапазонах вимірювання, викликала необхідність застосування поелементного методу. Метод поелементної повірки допускається застосовувати для мостів постійного і змінного струмів, конструкція яких забезпечує можливість незалежного вимірювання параметрів мір, створюючих окремі елементи плечей, або незалежного вимірювання відношення параметрів елементів плечей при робочих режимах, вказаних в технічній документації на міст.

Похибки заходів, створюючих елементи плечей моста, або похибки відношення параметрів елементів плечей моста (відношення плечей) з подальшим обчисленням основної похибки моста визначають у всьому діапазоні зміни параметрів або їх відношень. Після проведення поелементної повірки необхідно додатково повірити прилад на найбільш точному піддіапазоні вимірювання при значеннях параметрів, близьких до початкового, середнього і кінцевого положень відлікових пристроїв, і лише після цього остаточно визначається його придатність.

В деяких випадках доцільно застосування комплектно-поелементного методу, при якому повіряється не кожен елемент (плече) моста окремо, а деяка група елементів моста, узятих комплектно.

Парку сучасних еталонних мір і магазинів, призначених для повірки вимірювачів параметрів лінійних компонентів кіл із зосередженими постійними, властивий ряд недоліків:

- недостатня точність і стабільність параметрів в необхідних діапазонах вимірювання;
- вузький діапазон зміни номінальних значень;
- низька дискретність зміни параметрів, унаслідок чого відлік доводиться проводити за шкалою повіряемого приладу, що незручно і значно знижує точність відліку;
- неможливість автоматизувати процес повірки приладів при використанні цих зразкових засобів;
- потрібна велика кількість еталонних мір і магазинів для повірки одного приладу;
- велика маса і габарити;
- низька транспортабельність.

У області вимірювання опорів приділяється увага створенню імітаторів, під якими розуміють такі електричні кола, які при дотриманні певних умов, виконуваних в процесі їх використання, поведуться як опори, хоч і не містять їх.

Імітатори опорів залежно від того, мають вони вбудоване джерело живлення чи ні, підрозділяються на дві великі групи: активні і пасивні. Таке ділення є вельми умовним, оскільки не тільки активні, але і пасивні імітатори обов'язково містять яке-небудь допоміжне джерело живлення. Різниця лише в тому, що в активних імітаторах джерело живлення вбудоване в сам імітатор, а в пасивних використовується напруга однієї з точок схеми повіряемого вимірювача опорів.

Імітатори мають ряд переваг перед еталонними мірами і магазинами:

– є можливість отримання широкого діапазону і високої дискретності зміни параметра;

– у ряді випадків можна забезпечити відлік похибки приладу, що повіряється, безпосередньо в цифровій формі або за показаннями перемикачів імітатора;

– можливо забезпечення дистанційного керування імітатором, що дозволяє використовувати його в автоматичних системах і автоматизувати процес повірки.

Деяке збільшення габаритів і вартості, які можна віднести до недоліків імітаторів, практично неминучі при автоматизації процесів вимірювання або повірки.

### **Запитання для самоконтролю до розділу 5**

1. Якими основними характеристиками визначається якість каналу зв'язку?
2. Як впливають різні характеристики каналу на якість інформації, що передається по ньому?
3. Дайте визначення АЧХ і ФЧХ.
4. Стисло охарактеризуйте методи вимірювання АЧХ.
5. Дайте порівняльну характеристику ЗВТ для вимірювання АЧХ.
6. Дайте визначення нелінійним спотворенням (НС) сигналу.
7. Перелічити методи вимірювання нелінійних спотворень і ЗВТ, що їх реалізують.
8. Дайте порівняльну характеристику різним методам вимірювання НС.
9. Поясніть суть гармонійного методу вимірювання НС.
10. Що таке „фаза”; „зсув фази”? Їх вплив на передавальний сигнал.
11. Перелічити методи вимірювання фазового зсуву і дати їм стислу характеристику.
12. Які є види фазометрів? За якими методами вони працюють?
13. Що дає застосування мікропроцесора у фазометрах?

14. Пояснити особливості вимірювання фазового зсуву на високих і надвисоких частотах.
15. Які параметри і яким методом вимірюють при амплітудній модуляції?
16. Які параметри і яким методом вимірюють при частотній модуляції?
17. Пояснити різні методи вимірювання параметрів АМ.
18. Пояснити різні методи вимірювання параметрів ЧМ.
19. Якими методами можна вимірювати опір  $R$ ? Стисло охарактеризуйте їх.
20. Якими методами можна вимірювати індуктивність  $L$  і ємність  $C$ ? Стисло охарактеризуйте їх.
21. Пояснити мостовий метод вимірювання параметрів  $R$ -,  $L$ -,  $C$ -.
22. Пояснити відмінності мостів постійного і змінного струмів.
23. Яка мінімальна кількість регульовальних елементів потрібна для урівноваження мостів постійного і змінного струмів? Поясніть.
24. Перерахувати і дати стислу характеристику вимірювання ємності.
25. Перерахувати і дати стислу характеристику вимірювання індуктивності.
26. Пояснити особливості цифрового вимірювання параметрів і метод, на якому засновано його дію.
27. Які переваги і недоліки у цифрового методу вимірювання?
28. Пояснити принцип дії мікропроцесорного вимірювача.
29. Які особливості мікропроцесорного вимірювача?
30. Які параметри повіряються при повірці вимірювачів АЧХ?
31. Які ЗВТ використовуються при повірці вимірювачів АЧХ.
32. Перелічити методи і сигнали, які застосовують при повірці ВНС.
33. Яким чином виконується повірка ЗВТ фазового зсуву.
34. Як повіряються вимірювачі параметрів модуляції?
35. Як повіряються вимірювачі параметрів кіл з зосередженими постійними?
36. Що таке „комплектна” і „поелементна” повірка вимірювачів?

### **Перелік літератури до розділу 5**

1. Боженко Л.І. Стандартизація, метрологія та кваліметрія у машинобудуванні. Навч. посібник. – Львів, 2003
2. Сергеев А.Г., Латышев М.В. Метрология, стандартизация, сертификация. Учебное пособие. – М : Логос, 2001
3. Хромой Б.П., Кандинов А.В. и др. Метрология, стандартизация и измерения в технике связи. Учебное пособие для ВУЗов под редакцией Б.П. Хромого. – М: Радио и связь, 1986
4. Измерения в электронике. Справочник. Под редакцией Кузнецова. М: Энергоиздат, 1987



## **Розділ 6 АВТОМАТИЗАЦІЯ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ**

### **6.1 Загальні відомості**

Необхідність широкого застосування автоматизації засобів вимірювальної техніки (АЗВТ) обумовлена рядом причин. Ускладнюються об'єкти досліджень, зростає число вимірюваних параметрів, розширюється їх динамічний і частотний діапазони. Посилюються вимоги до точності вимірювань, швидкодії засобів вимірювань, виникає необхідність прискорення обробки результатів вимірювань.

У загальному сенсі під автоматизацією розуміють застосування методів, технічних засобів і системи управління, що звільняє людину частково або повністю від безпосередньої участі в процесах отримання, перетворення, передачі і використання енергії, матеріалів або інформації.

Цілі автоматизації багатогранні. Це і наукові: підвищення ефективності і якості наукових результатів за рахунок повнішого дослідження моделей об'єктів вимірювань; підвищення точності і достовірності результатів вимірювань за рахунок обробки результатів вимірювань; отримання якісно нових наукових результатів, неможливих без ЕОМ. Це і технічні: підвищення якості продукції за рахунок повторюваності операцій, збільшення числа вимірювань і отримання повніших даних про властивості пристроїв, параметри технічних процесів; підвищення надійності виробів за рахунок отримання повніших даних про процеси старіння, зміну властивостей і т.і. І, звичайно, економічні: економія трудових ресурсів; скорочення витрат за рахунок зменшення трудомісткості робіт; підвищення продуктивності праці на основі оптимального розподілу робіт між людиною і машиною; звільнення людини від рутинних операцій, роботи в небажаних умовах.

Автоматизація широко використовується для проведення повірочних робіт.

Автоматизація дає можливість:

- підвищення продуктивності повірочних робіт на основі широкого використання типових автоматизованих робочих місць (АРМ) метролога і уніфікації їх апаратних засобів;
- підвищення точності вимірювань на основі багатократних спостережень;
- скорочення часу перебудови з одного виду перевірки на інший на основі використання програмно – переналагоджуваних повірочних засобів; збільшення міжповірочного інтервалу ЗВТ на основі автоматизованих методик самоперевірки і застосування вбудованих мір; скорочення часу перевірки на основі програмно – керованих заходів фізичних величин, автоматичної обробки і документування результатів перевірки; скорочення непродуктивних витрат на основі оперативного отримання проміжних даних в зручній формі і ухвалення проміжних рішень в ході повірочних операцій.

Кінцева мета автоматизації повірочних робіт – це підвищення достовірності висновку за наслідками перевірки і скорочення часу і витрат на неї.

Просте додавання ЕОМ до повірочного устаткування потрібного ефекту не дає. Слід забезпечити адаптованість всіх засобів до автоматизованого режиму перевірки. «Паперові» методики перевірки повинні бути замінені на відповідне програмне забезпечення.

До автоматизованих засобів вимірювань відносять автономні непрограмовані прилади і гнучкі вимірювальні системи (ГВС).

Автономні прилади працюють за жорсткою програмою і призначені для вимірювань певних параметрів сигналів або кіл. Як правило, це цифрові прилади, наприклад вольтметри, в яких частина операцій, таких, як визначення полярності вимірюваної постійної напруги або вибір діапазонів вимірювання, здійснюється автоматично.

Основна особливість ГВС – можливість програмним способом перебудовувати систему для вимірювань різних фізичних величин і міняти режим вимірювань. Ніяких змін в апаратній частині при цьому не вимагається.

Розрізняють ГВС з інтерфейсом, мікропроцесорні і комп'ютерно вимірювальні (рис. 6.1).

У комп'ютерно-вимірювальних системах об'єднуються вимірювальні, обчислювальні і керуючі засоби на власній мікро-ЕОМ. Засоби обчислювальної техніки підвищують гнучкість і функціональні можливості вимірювальних приладів, сприяють збільшенню їх використання.

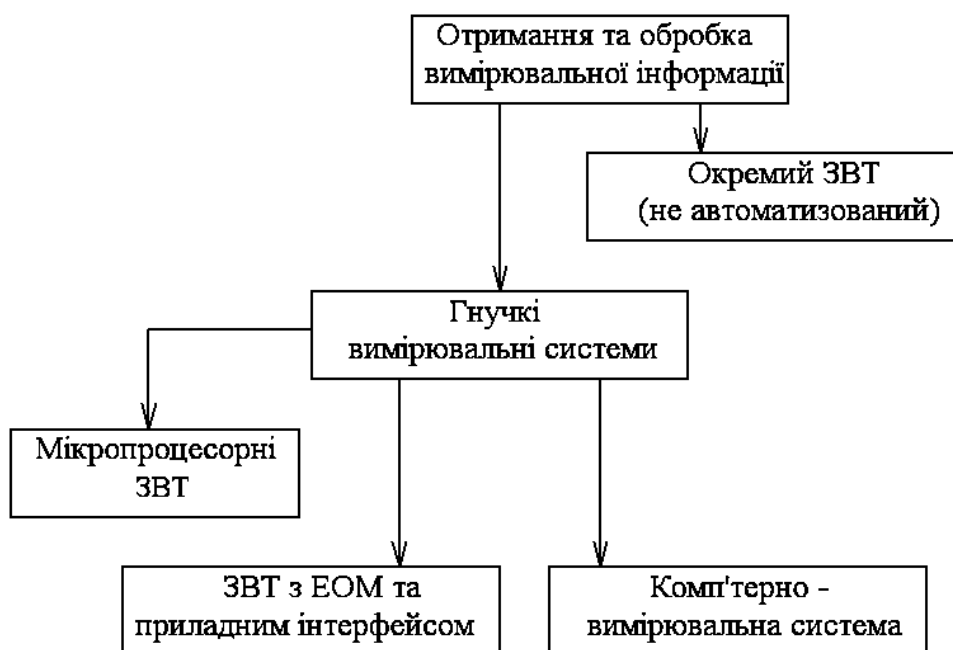


Рисунок 6.1 – Напрямки автоматизації ЗВТ

Мікропроцесорний ЗВТ містить вбудований мікропроцесор, жорстко запрограмований на виконання певних вимірювальних функцій.

Роботи з автоматизації починаються з рішення задачі розподілу функцій між машиною і людиною на основі порівняння особливостей їх поведінки в даному виді робіт. Неодноразово наголошувалося, що досягнення 100%-го рівня автоматизації не завжди економічно виправдовується. Крім того, не існує рецептів, гарантовано ведучих до оптимального рівня автоматизації; тут багато що залежить від інженерного мистецтва. Єдине, що можна стверджувати безумовно, це наступне: «люди добре роблять те, що погано роблять машини, а машини добре роблять те, що погано роблять люди; люди і машини не

конкурують, а доповнюють один одного» (Н. Джордан). Накопичений досвід дозволяє сформулювати ряд властивостей людини і машин для оптимізації людино – машинної системи. Відповідні порівняльні характеристики приведені в табл. 6.1.

Таблиця 6.1 – Порівняльні характеристики властивостей.

Властивості людини	Властивості ЕОМ	Властивості людино–машинної системи
Високі гнучкість і адаптованість, здатність працювати в «не штатних» ситуаціях, багатопрограмність. Комбінаторна обмеженість.	Обмежена гнучкість, обмежене число програм. Здібність до перебору варіантів за заданим критерієм.	Високі гнучкість і адаптованість. Здатність знаходити вихід з непередбачуваних положень.
Здатність відновлювати складний образ за неповною інформацією. Неточний аналіз наявних даних.	Нездатність до узагальнення. Висока точність аналізу за заданими критеріями.	Здібність до уточнення критеріїв з обстановки, що склалася, коректування стратегії і узагальнення.
Широкий вибір дій, використання резервів. Низька швидкодія.	Детермінована програма. Обмеженість пам'яті. Висока швидкодія.	Здібність до швидкого вибору дій і їх реалізації.
Можливість обліку неформалізованих обставин. Стомлюваність, розсіювання уваги, схильність до емоційних чинників.	Постійна працездатність при забезпеченні високої надійності. Нездатність до роботи з якісними оцінками.	Висока працездатність. Блокування грубих помилок. Здібність до роботи в умовах неформалізованих обставин.

Відразу відзначимо відносний характер цих оцінок. Наприклад, програма створення ЕОМ п'ятого покоління передбачає створення ЕОМ, здібних до самопрограмування, асоціативного ухвалення рішень і т.і. Тому вже через

декілька років акценти в цих оцінках змістяться. Проте і тоді незмінною залишиться необхідність оцінювати можливості людино-машинної системи.

При автоматизації ЗВТ така оцінка може бути виконана на основі розділення процедури вимірювань на наступні групи дій:

- постановка вимірювального завдання;
- підключення приладу до об'єкта вимірювань і підготовка до вимірювань;
- отримання перетворення вимірювальної інформації;
- документування результатів вимірювань;
- ухвалення рішення (повторення експерименту в змінених умовах, перехід до іншого вимірювального завдання).

Представлений ланцюг міркувань є звичайним при рішенні задач автоматизації в різних сферах діяльності: в управлінні, плануванні, виробництві тощо. Зрештою вона здатна привести до раціонального розподілу функцій в людино – машинній системі даного, конкретного призначення. З іншого боку, ці міркування не можуть привести нас до відповіді на питання: які шляхи автоматизації засобів вимірювань ведуть до підвищення їх коефіцієнта використання? Справа в тому, що основна частина засобів вимірювань використовується епізодично. У режимі очікування у багатофункціонального приладу більше шансів бути використаним, чим у спеціалізованого ЗВТ. Зокрема, з цієї причини відбувається масова заміна електронних вольтметрів мультиметрами.

Отже, оптимізація гнучкої вимірювальної системи (ГВС) для вирішення вузького класу вимірювальних завдань стикається з вимогою багатофункційності цієї системи з метою інтенсифікації її використання.

Основний спосіб створення потужних багатофункціональних ГВС – об'єднання за допомогою спеціальної багатопровідної магістралі в одну систему ЕОМ, вимірювальних приладів і пристроїв відображення інформації. Такі системи називають інформаційно-вимірювальними комплексами (ІВК). Пристрій сполучення ЕОМ із засобами вимірювань називають приладовим

інтерфейсом або просто інтерфейсом. Іноді в це поняття вкладають і програмне забезпечення системи.

У мікропроцесорних приладах всі елементи підключають до магістралі мікропроцесора, окремої магістралі немає. Вбудовані мікропроцесори звичайно реалізують сервісні операції (вибір діапазону вимірювань), забезпечують різні режими вимірювань і обчислюють деякі параметри сигналу.

У приладах даного типу не передбачається програмування мікропроцесора в процесі експлуатації. Необхідні програми обробки зберігаються в постійному запам'ятовуючому пристрої (ПЗП); у міру потреби їх викликає оператор за допомогою клавіатури.

У найбільш довершених мікропроцесорних засобах вимірювань намітилася тенденція створення можливості складання оператором програм на додаток до програм, що зберігаються в ПЗП. Найяскравіше ця тенденція виявилася в новому поколінні засобів вимірювань – контрольно-вимірювальний засіб (КВЗ). Ці системи об'єднують засоби вимірювань, обчислень і управління на власній шині. Всі функціональні елементи КВЗ вдається розмістити на одній або двох платах, що вбудовується в ЕОМ. З розвитком засобів обчислювальної техніки можливості КВЗ наближаються до можливостей ІВК, але перевершують останні за рівнем інтеграції і гнучкості.

## **6.2 Автоматизація повірки ЗВТ**

Засоби вимірювальної техніки можуть бути розділені на дві групи: з електричним інтерфейсним виходом і без електричного інтерфейсного виходу. Від цього залежить ефективність автоматизації повірки.

Для першої групи ЗВТ істотно зменшується ступінь участі повірителя в процесі повірки, що значно підвищує продуктивність праці (у 20 разів); можливо застосування програмно – керованих еталонних засобів (калібраторів), що є однією з умов здійснення статистичної обробки результатів повірки; підвищується достовірність повірки.

У приладах, що мають електричний інтерфейсний вихід, інформаційний сигнал може бути представлений в цифровій формі (ЧЗ-35, ЧЗ-54, ЧЗ-69, ВЗ-49, В7-34, С9-8, Г4-154, Г5-75).

Істотний вплив на ефективність автоматизації має можливість дистанційного керування (ДК). За цією ознакою всі ЗВТ можна розділити на некеровані дистанційно; керовані ДК; автоматичні.

Для другої групи ЗВТ можливе управління з ЕОМ, але потрібна інформаційна сумісність.

ДК мають такі прилади: ЧЗ-54, ЧЗ-57, ВЗ-49, В7-18, Ч6-31, ГЗ-110, Г4-151, Г4-153, Г4-156, Г5-60 тощо.

Для вирішення проблеми інформаційної сумісності ЕОМ і ЗВТ повинні мати спеціальні пристрої – інтерфейси, функціонування яких організоване як в ЕОМ так і в ЗВТ за єдиним принципом:

- інтерфейс «Загальна шина»;
- інтерфейс «КАМАК»;
- інтерфейс типу «Канал загального користування» – приладовий інтерфейс.

Як найповніша автоматизація і ефективність буде, якщо в процесі перевірки ЗВТ дотримуватимуться наступних вимог:

- формування інформаційних сигналів в цифровій формі;
- наявність схемних елементів, що дозволяють здійснювати дистанційне керування;
- наявність вбудованого стандартного приладового інтерфейсу.

Аналізуючи дії повірника в процесі перевірки можна відзначити, що автоматизація перевірки може бути здійснена без застосування засобів обчислювальної техніки і з їх застосуванням.

Розрізняють такі рівні автоматизації перевірки:

*Перший рівень* – автоматизується тільки обробка результатів вимірювань.

*Другий рівень* – забезпечується управління процесом перевірки на підставі директив, що виробляються ЕОМ, відповідно до вимоги НТД на перевірку або за

наслідками попередніх вимірювань; автоматизація обробки результатів вимірювань; роздрукування протоколу повірки і інших документів. Для цих цілей потрібні мікро- або міні-ЕОМ.

На *третьому рівні* забезпечується напівавтоматична повірка. При цьому автоматизуються дії повірителя на другому рівні, частково дії пов'язані з процесом проведення вимірювань. Третій рівень автоматизації досягається із застосуванням мікро-ЕОМ, що працює в діалоговому режимі. Еталонні і повіряємі ЗВТ в цьому випадку повинні мати можливість керування за заданою програмою і мати приладовий інтерфейс.

На *четвертому рівні* забезпечується повністю автоматизована повірка ЗВТ. При цьому автоматизуються всі дії повірника на другому рівні, а також всі дії, пов'язані з процесом проведення вимірювань. Четвертий рівень досягається застосуванням мікро-ЕОМ та програмно керованих еталонних та робочих ЗВТ.

### **6.3 Інтерфейси автоматизованих систем вимірювальної техніки**

Інтерфейс – це стикуюча частина (блок), розташована між пристроєм системи або частинами одного пристрою, через яку проходить інформація.

Види інтерфейсів підрозділяють за способом з'єднання автоматизованих засобів вимірювальної техніки (АЗВТ) – компонентів системи: магістральні, радіальні, ланцюгові, змішані (рис. 6.2) За способом передачі інтерфейси розділяються на паралельні, послідовні, паралельно-послідовні.

Розрізняють інтерфейси синхронні і асинхронні залежно від принципу обміну інформацією.

Інтерфейси за режимом передачі інформації можуть бути: з двосторонньою одночасною передачею, з двосторонньою по черговою передачею, з односторонньою передачею.



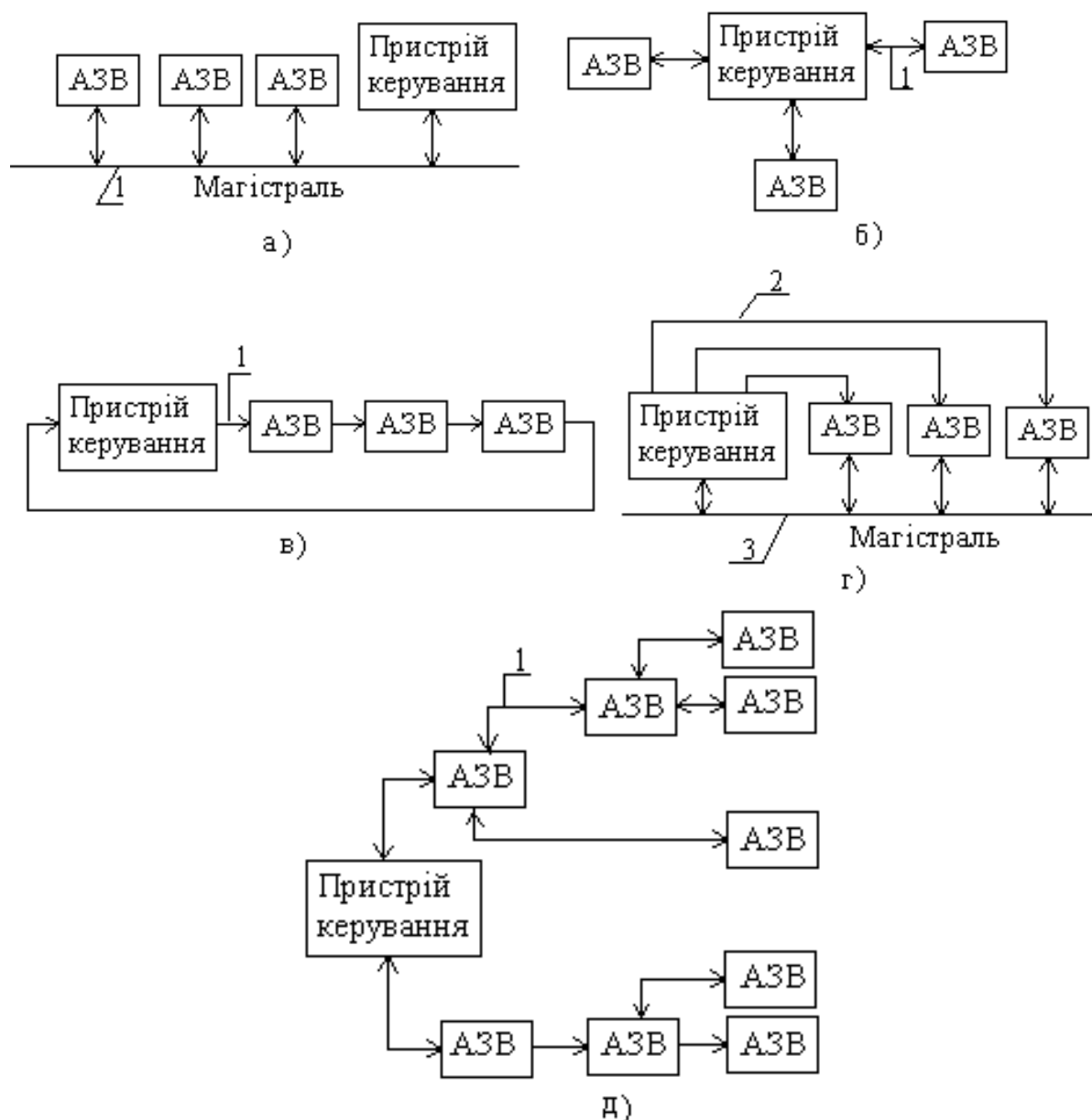


Рисунок 6.2 – Види інтерфейсів: а – магістральні; б – радіальні; в – ланцюжкові; г – радіально-магістральні; д – змішані (деревовидні) (1 – команди, дані, статусна інформація; 2 – команди і 3 – дані, статусна інформація)

Інтерфейси за своєю структурою складаються з апаратної частини, тобто з вузлів, що входять в АЗВТ, або з блоків, конструктивно відособлених від АЗВТ, а також з'єднувачів, елементів узгодження ліній зв'язку.

Окрім цього, в склад і структуру інтерфейсу включаються програмне забезпечення інтерфейсу і сукупність правил обміну інформацією.

Сукупність правил обміну інформацією зумовлює структуру з'єднання АЗВТ і встановлює: формат повідомлення і одиницю обміну; набір сигналів обміну і взаємодії; алгоритм обміну даними; спосіб кодування сигналів.

Формат повідомлення визначає склад, призначення, розміри і взаємне розташування окремих елементів повідомлення. Як одиниці обміну приймають слово (інформаційне, адресне і т. д.) або його частину (біт, байт).

Набір сигналів обміну і взаємодії складається з переліку сигналів інформаційних потоків, сигналів супроводу і допоміжних керуючих сигналів.

Алгоритм обміну даними визначає послідовність процесу обміну, набір функцій інтерфейсу, що реалізують різні операції взаємодії, логічні і часові умови обміну даними, режим обміну, спосіб синхронізації повідомлень, спосіб формування і ідентифікації запиту на обслуговування, спосіб обміну повідомленнями (індивідуальний або груповий), правила адресації АЗВТ.

**Класифікація за призначенням і структурною побудовою.** Шини використовуються для передачі даних на різних рівнях в межах АЗВТ. Вони підрозділяються за призначенням на 7 груп:

- шини для зв'язку між компонентами друкарської плати протяжністю близько 10 см;
- шини для зв'язку між друкарськими платами на відстані близько 10 см;
- шини для зв'язку усередині корпусу приладу в 1 м;
- шини для зв'язку між двома або декількома приладами на відстані близько 10 м;
- шини для зв'язку між контролером і периферійними пристроями на відстані до 100 м;
- локальні мережі, які зв'язують всю систему воедино в межах 5000 м;
- глобальні або супутникові мережі великої дальності.

Стандарти на шини розробляються так, щоб забезпечити взаємодію компонентів і устаткування, що поставляється різними виробниками.

В результаті кооперації між різними постачальниками ці стандарти одержали широкий розвиток і були прийняті метрологічними організаціями, які

прийняли деякі з конкуруючих конструкцій шин як стандарти. Декілька фірм поставляють в даний час на ринок інтегральні схеми, які дозволяють здійснювати сполучення шин двох різних типів.

**Вимоги, що пред'являються до інтерфейсів.** Для стандартного інтерфейсу повинні бути точно визначені електричні, механічні і протокольні вимоги.

*Електричні* параметри повинні включати вимоги до: джерела живлення; рівня напруги; методу підведення живлення по одній або декількох лініях; максимальної швидкості передачі даних; ширини ліній адреси і шини; вхідного і вихідного опору шини.

До *механічних* параметрів відносяться форма і розмір плати; максимальна довжина шини даних; число приладів, які можна пов'язати один з одним і розгалужений між передавальними і сприймаючими пристроями і контролером; тип і розміри роз'єму і специфікація його висновків.

*Протокольні* вимоги визначають сукупність правил, що регламентують порядок зв'язку за допомогою інтерфейсу і включають опис принципів синхронізації і вводу-виводу; режим роботи шини – синхронний, асинхронний.

Синхронний забезпечує вищу пропускну спроможність, оскільки наприклад, під час операції зчитування контролер повідомляє адресу периферійному пристрою і потім дістає доступ до даних протягом певного інтервалу часу.

У асинхронному режимі контролер повідомляє адресу і потім чекає, поки периферійний пристрій повідомить дані через інтервал часу, визначений для цього пристрою. Тому асинхронний режим може бути повільним, хоча він гнучкіший, оскільки система пристосовується до підключених до шини пристроїв.

Як вже вказувалося, за способом передачі інтерфейси розділяються на послідовні або паралельні.

У *паралельних* інтерфейсах кожен розряд інформації передається по окремій лінії, так що існує свій канал для кожного інформаційного розряду,

адресного розряду і керуючого сигналу. У багатьох інтерфейсах один і той же канал використовується для передачі, як адресу, так і даних – тоді тип шини називається мультиплексним, лінії даних передають дані в систему або з неї.

Адресні лінії указують діючу частину пам'яті або місцезнаходження вводу-виводу; керуючі лінії, які передають сигнали керування – такі як читання-запис, ввід-вивід, переривання.

*Послідовні* шини застосовуються, в основному, для з'єднання контролерів з їх терміналами; кожен зв'язок вимагає певного каналу або порту вхід – вихід, оскільки з'єднання йде від крапки до крапки. Якщо число портів не велике, то послідовна система зв'язку економічна. Шина STD – широко застосовується в ЗВТ, система зібрана із стандартної друкарської плати. Вона застосовується для малих 8-розрядних систем.

Інтерфейс може розглядатися як канал обміну метрологічною інформацією, наприклад, при автоматизованій повірки ЗВТ.

Автоматизована система повірки є упорядкованою сукупністю, покликаною швидко, зрозуміло і доступно інформувати повірника про стан об'єкту повірки і повірочного устаткування; легко адаптуватися до різних типів повіряємих приладів; допускати зміни у складі апаратури для модернізації і т.і.

Можливість виконання цих вимог, в основному реалізується організацією каналу обміну метрологічною інформацією – інтерфейсу. Він володіє складною структурою його шин.

Специфікація будь-якого інтерфейсу повинна включати структуру шин, функції і операції, їх керуючі сигнали, протоколи обміну, електричні і конструктивні параметри.

Бібліотеку модулів загальної специфікації, вживаних у вимірювальній техніці, утворюють стандартні інтерфейси: Computer Application to Measurement and Control – КАМАК (ГОСТ 26.001); загальна шина ЕОМ «Електроніка – 60М» (ГОСТ 25.795); міжмодульний інтерфейс (ГОСТ 11.305.903); приладовий інтерфейс (ГОСТ 26.003).

Сучасні системні ЗВТ орієнтовані на приладовий інтерфейс, найбільш пристосований для автоматизованої повірки.

Розглянемо достоїнства і недоліки стандартних інтерфейсів.

Достоїнства інтерфейсу «Загальна шина»:

- проста побудова багатопроцесорних систем, що розглядається як основний шлях підвищення швидкодії;
- використання одного і того ж формату для команд введення – висновку і команд звернення до пам'яті.

До недоліків можна віднести:

- низька завадостійкість;
- зростання навантаження на шину при збільшенні числа пристроїв, підключених до неї, що приводить до збою при збігу за часом запитів шини двома пристроями.

## **6.4 Інтерфейс МЕК**

Інтерфейс призначений для створення невеликих локальних інформаційно-вимірювальних комплексів ІВК на основі засобів вимірювань, що серійно випускаються промисловістю: цифрових вольтметрів, частотомірів, програмованих генераторів, до складу яких введені інтерфейсні модулі, що дозволяють використовувати засоби вимірювань як у складі ІВК, так і автономно. Саме в можливості створення ІВК на базі вже наявних засобів вимірювань полягає перспективність інтерфейсу і його широке розповсюдження.

Якщо необхідні прилади з інтерфейсними модулями вже є і можна вибрати ЕОМ, то створення апаратної частини ІВК полягає в з'єднанні всіх складених приладів з ЕОМ спеціальним кабелем із стандартним роз'ємом.

Інтерфейс покладений в основу єдиного комплексу автоматизованих засобів вимірювальної техніки, що агрегатується, прийнятому у нас в країні в радіотехнічній галузі.

Основи інтерфейсу були розроблені фірмою «Хьюлетт – Паккард», а потім стандарт був рекомендований Міжнародною електротехнічною комісією (МЕК) як міжнародний.

*Структура інтерфейсу.* Взаємодія приладів, які входять в ІВК здійснюється за допомогою каналу загального користування (КЗК), що включає інтерфейсні модулі (ІМ) і магістраль. До магістралі підключають пристрої, наприклад вольтметр, частотомір, генератор і мікро-ЕОМ, забезпечені інтерфейсними модулями (рис. 6.3). По КЗК передають всю інформацію, необхідну для узгодження роботи пристроїв: результати вимірювань, адреси пристроїв, команди. Існують однолінійні команди, передавані по одній лінії, і багатолінійні, для передачі яких використовують відразу декілька ліній. Інформацію передають в двійковому коді: низькому рівню напруги на лініях відповідає логічна одиниця, а високому – логічний нуль.

Магістраль складається з 16 однопровідних ліній зв'язку, які за функційним призначенням ділять на три шини: даних, керування і синхронізації. Шина даних об'єднує вісім ліній.

По ній передають результати вимірювань, адреси і багатолінійні команди. Одночасно по восьми лініях даних можна передати 8 біт інформації – 1 байт.

Шина управління складається з п'яти ліній: «управління» (У), «кінець передачі» (КП), «очистити інтерфейс» (ОІ), «дистанційне керування» (ДК) і «запит на обслуговування» (ЗО). По шині «управління» передають сигнали, призначені для узгодження роботи пристроїв в рамках інтерфейсу.

Лінія «управління» використовується контролером для визначення виду повідомлень, передаваних по шині даних. Низький рівень напруги на лінії свідчить про те, що передаються повідомлення, призначені для управління інтерфейсом і звані інтерфейсними. При високому рівні передаються повідомлення пристроїв – дані про результат вимірювань, стан приладу, вибраний діапазон вимірювань.

Лінія «очистити інтерфейс» керується контролером і призначена для приведення інтерфейсу в початковий стан. У режимі вимірювань контролер

підтримує на лінії високий рівень напруги, а перед проведенням циклу вимірювань коротким імпульсом негативної полярності контролер переводить інтерфейс в початковий стан.

Лінія «кінець передачі» керується джерелом інформації. Після закінчення передачі даних джерело встановлює низький рівень напруги на лінії, що свідчить про те, що всі дані передані.

Лінія «дистанційне керування» керується контролером. При низькому рівні пристрій одержує дозвіл на перехід з керування органами регулювання з лицьової панелі (місцеве управління) на дистанційне керування по КЗК.

Лінія «запит на обслуговування» керується всіма пристроями. У звичайному режимі на ній підтримується високий рівень напруги. Коли один з приладів вимагає пріоритетного обслуговування контролером, то він встановлює низький рівень напруги на лінії. При цьому уривається поточний обмін інформацією по магістралі і контролер починає працювати з приладом, що вимагає обслуговування.

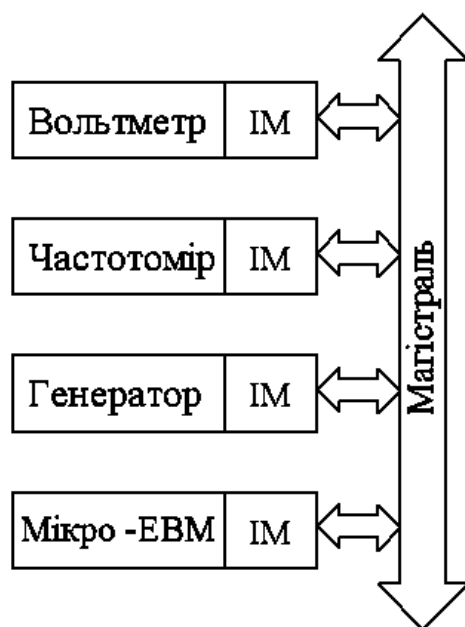


Рисунок 6.3 – Структура інтерфейсу МЕК 625.1

Шина синхронізації складається з трьох ліній: «готовий до прийому», «дані прийняті» і «супровід даних» і служить для організації асинхронного режиму передачі і прийому інформації по лініях даних від джерела до приймача.

*Загальна характеристика інтерфейсу.* Інтерфейс МЕК призначений для створення невеликих локальних ГВС, наприклад, в рамках наукових лабораторій. Він забезпечує можливість узгодженої роботи вхідних в систему пристроїв відповідно до закладеної в ЕОМ програми.

До КЗК можна підключити до 15 пристроїв. Залежно від довжини магістралі швидкість передачі інформації зменшується з 1 000 000 байт/с при довжині 1 м до 250 000 байт/с для лінії максимально допустимої довжини 20 м. Реалізувати таку швидкість в системі не вдається із-за значного часу, необхідного для організації роботи інтерфейсу. Найбільший час (до 100 мкс) може займати реакція системи на сигнал «очистити інтерфейс». Загальний же час, необхідний для здійснення повного циклу звернення до приладу, може складати до одиниць мілісекунд.

Велика частина засобів вимірювань, що випускаються промисловістю, вимагає значного часу для проведення одного вимірювання, що становить від одиниць мілісекунд до одиниць секунд. Тому швидкодія системи, як правило, визначається не інтерфейсом, а інерційністю вживаних засобів вимірювань.

Для управління інтерфейсом застосовують ЕОМ, що програмуються на мовах високого рівня. Для роботи з інтерфейсом існують спеціальні версії мов, наприклад Бейсік, доповнений необхідними для роботи з інтерфейсом інструкціями.

## **6.5 Приладовий інтерфейс**

Проектування ІВС виконується на основі модульного принципу побудови, що привело до необхідності розробки правил, що регламентують основні вимоги до сумісності цих блоків. Даний принцип вперше був застосований у області ядерно-хімічних вимірювань, де потрібний складна апаратура з високим



ступенем автоматизації і активним використанням ЕОМ для контролю, управління, збору і первинної обробки даних. Тому саме в цій області вперше проведена стандартизація на правила сполучення блоків.

У США для модулів (блоків) ядерної електроніки з транзисторними схемами у 1966 р. був прийнятий стандарт NIM (Nuclear Instrument Module). У ньому встановлені механічні і електричні вимоги до блоків. Цей стандарт згодом набув поширення в країнах Західної Європи. Вказаний стандарт дозволив здійснити обмін даними модульних блоків з ЕОМ. Слідусь відзначити, що такі поняття, як канал передачі даних і інтерфейс, процес обміну даними тощо, були перенесені з обчислювальної у вимірювальну техніку.

Реалізація принципів програмного управління роботою ВІС привела до розвитку приладових систем; розробки інтерфейсів для них з'явилися на рубежі 60 – 70-х років. Приладові інтерфейси служать для компоновки різних комплексів із стандартних вимірювальних приладів, пристроїв вводу-виводу і керуючих пристроїв.

Приклад, фірма "Philips" розробила систему сполучення Partyline – System, призначену для об'єднання в ВІС до 15 приладів. З допомогою стандартного кабелю прилади послідовно з'єднуються один з одним (у довільному порядку) і з ЕОМ. Для цього в кожному приладі є два роз'єма, сполучені між собою однойменними контактами. Кожен прилад містить спеціальний пристрій узгодження вимірювального устаткування з інтерфейсом.

Побудова інтерфейсу здійснюється за магістральним принципом для передачі цифрових сигналів. Інформація передається по шести шинах: адресної (4 лінії), вимірника (5 ліній), управління (4 лінії), а також по шинах синхронізації, діагностики операцій і передачі команд друку (все по одній лінії). Стандартний кабель містить шість сполучних ліній. Кожному приладу (вимірювальному блоку) присвоюється своя адреса, представлена чотирма розрядами двійкового коду. Передача даних проводиться в паралельно-послідовному вигляді (у двійковому коді). Під дією сигналів, що управляють, вихідна інформація послідовно передається з декадної лінії інтерфейсу на

вимірювальну шину. По цих же лініях передається кодована інформація, а також полярність вимірюваних величин, режим роботи і т. і.

Принцип роботи приладового інтерфейсу такий. При появі інформації від джерела до приймача робота обох приладів координується сигналами по лініях шини синхронізації. При цьому цикл передачі інформації складається з чотирьох фаз:

- джерело виставляє інформаційний байт;
- джерело виставляє сигнали на шині синхронізації;
- приймач приймає інформацію
- приймач готується до прийому нового байта інформації.

Приладовий інтерфейс має наступні обмеження: число приладів не більше 15, максимальна допустима довжина кабелю зв'язку – 20 м, максимальна швидкість передачі по магістралі – 1 Мбайт/с.

Логічні рівні сигналів вибрані з розрахунку застосування інтегральних схем ТТЛ (високий рівень – не менше 2,4 В, низький – не більше 0,8 В). Навантаженням кожної сигнальної лінії є внутрішній опір кожного приладу не більше 3 кОм, підключене до шини +5 В, і резистор 6,2 кОм підключений до шини "земля" схеми. Кодування інформації, як впливає з конструкції магістралі, ведеться побайтно. Схеми інтерфейсу програмно-керованих приладів виконуються в двох варіантах:

- у вигляді схем, реалізованих і конструктивно оформлених усередині приладу як його складова частина, з установкою стандартного роз'єму на задній панелі приладу;
- у вигляді окремо виконаних інтерфейсних модулів, що підключаються до серійних цифрових приладів, що знаходяться в обігу, і пристроїв; ці модулі по суті є адаптерами, тобто перехідними пристроями між виходом приладу і стандартним входом в магістраль приладового інтерфейсу.

Приладовий інтерфейс широко застосовується як у вітчизняній промисловості, так і зарубіжними фірмами при побудові ІВС для автоматизації експерименту. З наявних непрограмованих приладів, не підготовлених для

спільної роботи, приладовий інтерфейс дозволяє створювати ІС шляхом використання щодо нескладних пристроїв сполучення – інтерфейсної платні і мікро-ЕОМ як контролер системи.

КАМАК (Computer Application to Measurement and Control) автоматизований засіб вимірювання і управління складається з функціональних модулів, об'єднаних у функціональний блок вищого рівня – крейт. Декілька крейтов – до 7, розташовуються один над одним в стояку. Кожен крейт має 25 приймальних роз'ємів по 86 контактів, автономне джерело живлення і інтерфейсну шину з 86 ліній (рис. 6.4). У КАМАК розрізняють три рівні стандартизації: 1 – стандартизація магістралі крейта (горизонталь), 2 – стандартизація магістралі гілки (вертикаль), 3 – стандартизація програмування. У апаратній частині стандартизовано конструктивні сигнали і логіку роботи в крейті і між крейтами. Вимірювальна інформація поступає в систему через роз'єми, розташовані на передніх панелях модулів. Інформація між модулями передається по магістралі крейта під керуванням крейт-контролера типу А (при використанні малих систем на одному крейді контролер типу А замінюється на спеціалізований крейт-контролер для конкретної ЕОМ). Магістраль крейта містить шини живлення, шини команд і адресації, шини даних шини запиту і відповіді. Магістраль гілки не містить шин живлення і використовується тільки для передачі сигналів, яку забезпечують ті ж крейти-контролери типу А, сполучені в гілці послідовно. Система крейтів сполучається з ЕОМ через контролер в гілці, який дає команди на магістраль гілки, визначає їх послідовність, відповідає на запити обслуговування модулів крейтів. Підключення КАМАК до іншої ЕОМ вимагає заміни контролера гілки на інший тип.

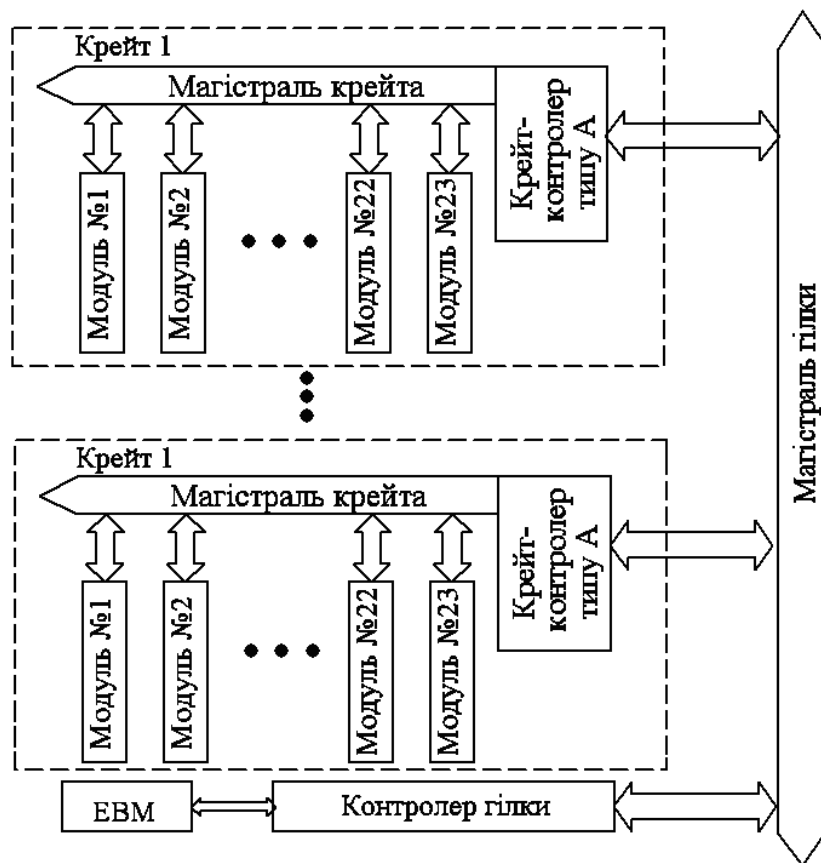


Рисунок 6.4 – Структура повної системи

Достоїнства інтерфейсу КАМАК:

- велика гнучкість, яка пояснюється модульною структурою системи. Розроблені сотні типів модулів, з яких, як з деталей дитячого конструктора, можна набирати різні системи, що є інтерфейсами між датчиками і ЕОМ;
- висока швидкодія до 25 Мбіт/с. Він був створений для ядерної промисловості з метою передачі великих об'ємів даних з малим числом помилок.

Недоліки: висока вартість, великі габарити.

Цей стандарт служить основою створення потужних нарощуваних ГВС, призначених для управління експериментальним устаткуванням і обробки даних.

Стандарт розроблений під керівництвом Європейського комітету із стандартизації в ядерній електроніці. В нашій країні він регламентований відповідним ДСТУ.

Загальна структура. У системі КАМАК всі пристрої виконуються в єдиному конструктивному оформленні у вигляді модулів – вставних блоків, поміщених в стандартний каркас – крейт, який схематично показаний на рис. 6.5. Модулі в ширину кратні 17,2 мм, вставляють в осередки крейта і стандартними роз'ємами сполучають з розташованою на задній стінці крейта магістраллю. У крейті передбачено 25 осередків.

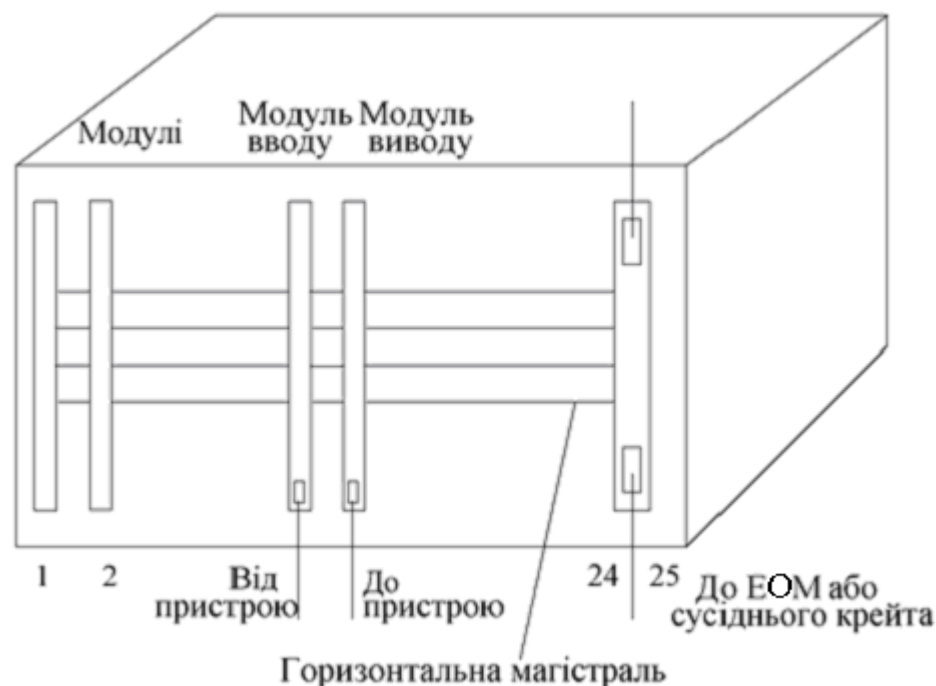


Рисунок 6.5 – Магістраль крейта

Працювати модулі можуть тільки в крейті, оскільки від джерел живлення по магістралі до них поступають всі необхідні сигнали і напруги живлення. Модулі призначені для виконання різних операцій по обробці інформації, її прийому, передачі, перетворенню і зберіганню. Випускається близько 1000 модулів різного призначення: універсальні регістри, модулі перетворення кодів, рівнів, модулі пам'яті, аналогові мультиплексори, модулі арифметичних операцій, лічильники, АЦП і ЦАП. Безпосередньо вимірювання модулі не виконують, хоча в окремих випадках, підібравши необхідні модулі і забезпечивши їх взаємодію, можна вирішувати і вимірювальні завдання. Як правило, вимірювальну інформацію одержують від різних засобів вимірювань, що підключаються до крейту.

Контролер, що керує роботою модулів, поміщають в крайні справа осередки крейта. З його допомогою здійснюється зв'язок із зовнішніми пристроями: ЕОМ, іншими крейтами. Контролер, в основному, виконує функції управління і простої обробки інформації, обчислювальні ж задачі вирішує ЕОМ, що працює в системі.

Магістраль крейта складається з 86 однопровідних ліній, частина з яких під'єднується до всіх модулів, а частина є індивідуальною і поєднує контролер тільки з одним модулем. По спеціальних лініях магістралі до модулів підводять живлячі напруги. Обмін інформацією між модулями в межах крейта істотно відрізняється від обміну в інтерфейсі МЕК. Передача і прийом даних в крейті проводяться в двійковому паралельному коді по 24 лініях читання або 24 лініях запису. У системі модулі адресуються контролером по індивідуальним адресним лініям. Обмін інформацією в інтерфейсі виконується в синхронному режимі, цикл обміну по магістралі крейта займає 1 мкс. Всі ці особливості забезпечують високу швидкодію інтерфейсу.

Програмують інтерфейс за допомогою розширених версій мов високого рівня, що містять необхідні інструкції для керування інтерфейсом. Спеціально для інтерфейсу розроблена мова CASIC.

Можливості інтерфейсу КАМАК. На основі інтерфейсу можна створювати ІВК різній складності і конфігурації. У простому випадку це автономна система на основі крейта з програмованим мікропроцесорним контролером, що виконує керування модулями за заданою програмою, перетворення інформації і її просту обробку. Автономні системи вирішують прості задачі обробки результатів експерименту.

Складніші завдання дозволяють вирішувати багатокрейтові системи, до складу яких входить керуюча ЕОМ. Існують різні конфігурації таких систем. Наприклад, крейты можуть, підключатися паралельно до магістралі ЕОМ. Такі системи можуть вирішувати задачі керування експериментом і обробки його результатів, наприклад, в масштабах лабораторії або цеху.

Багатокрейтова послідовна система може включати до 62 крейтів, сполучених кільцевою лінією зв'язку. Залежно від відстані між крейтами використовують різні лінії, у тому числі і телефонні канали.

Інтерфейс КАМАК може служити основою систем з цифровими або аналоговими приладами. У більшості сучасних цифрових приладів передбачене виведення результатів в паралельному коді, найчастіше в двійково-десятковому, за допомогою роз'єму на задній панелі. Кодом можна керувати і деякими генераторами, і джерелами живлення. Для зчитування результатів вимірювань використовують модулі вхідних регістрів. Наприклад, вхідний регістр 121.01 дозволяє передавати інформацію у вигляді 24-розрядного коду від зовнішніх пристроїв на лінії магістралі крейта. Код вводять через роз'єм на передній панелі модуля. За допомогою вихідних регістрів можна керувати режимом роботи генераторів.

Для введення в інтерфейс результатів вимірювань в аналоговій формі призначені модулі АЦП.

На базі інтерфейсу КАМАК створені дворівневі системи з використанням як нижнього рівня системи з інтерфейсом МЕК. Такій побудові ГВС у ряді випадків відповідають властивості об'єктів вимірювань, серед яких можна виділити повільні і швидкі. Природно, що для обслуговування повільних об'єктів доцільно застосовувати інтерфейс МЕК, а для швидких – КАМАК.

## **6.6 Нормування метрологічних характеристик АЗВТ**

Особливостями АЗВТ які впливають на їх метрологічні характеристики є:

- агрегатний принцип побудови;
- просторова розподіленість компонентів і наявність ліній зв'язку між ними. Це приводить до різної дії кліматичних, механічних і інших чинників, що змінюють МХ.
- багатфункційність за видами виконуваних функцій і видами вимірюваних фізичних величин;

- багатоканальність, яка приводить до необхідності обліку взаємного впливу каналів один на одного;
- наявність великого числа видів вхідних і вихідних сигналів; різні діапазони і точність вимірювання;
- одночасне використання двох форм представлення вимірювальної інформації (аналогової і дискретної), що ускладнює питання нормування і розрахунку МХ систем;
- наявність великого числа датчиків – первинних вимірювальних перетворювачів.

Визначення МХ АЗВТ залежать від особливостей АЗВТ, способів створення вимірювальних каналів.

АЗВТ можуть створюватися трьома основними способами:

- застосуванням будь-яких технічних засобів необхідних для вирішення конкретного вимірювального завдання (з рішенням питань узгодження);
- агрегуванням вимірювальних і обчислювальних засобів, що володіють необхідними рівнями сумісності для використання як модулі АЗВТ конкретного призначення;
- на базі ІВК, що є аналого-цифровою універсальною основою АЗВТ.

Такий універсальний аналого-цифровий блок формується за допомогою стандартного інтерфейсу з аналого-цифрових вимірювальних пристроїв і програмованих засобів обчислювальної техніки із стандартними пристроями відображення і зберігання інформації.

Таким чином, за своєю організацією і умовами експлуатації АЗВТ відрізняються від традиційних ЗВТ, засобів і вимірювальних приладів.

Відповідно до ДСТУ в період експлуатації АЗВТ проводять наступні заходи забезпечення точності вимірювання: метрологічну атестацію системи, якщо умови роботи відрізняються від тих, за яких нормувалися метрологічні характеристики; метрологічну атестацію після капітального ремонту; аналіз стану метрологічного забезпечення (МЗ) АЗВТ, періодична повірка, нагляд і контроль за застосуванням.



Найбільш важливою частиною МЗ є визначення комплексу МХ, який дозволяє відзначити точність системи і виконати її повірку. МХ АЗВТ в значній мірі визначається параметрами вимірювальних каналів і системами керування.

МХ встановлюють шляхом їх нормування або оцінки розрахунковим і експериментальним методом. Нормувати МХ вимірювальних каналів доцільно для тих АЗВТ, які є закінченими виробами і характеризуються постійним складом компонентів. В цьому випадку метрологічний контроль реалізується повіркою відповідності МХ вимірювальних каналів нормованим значенням. Для АЗВТ, комплектуваних на місці експлуатації з окремих блоків, що випускаються промисловістю як готові вироби, визначення МХ проводиться розрахунковим або експериментальним шляхом.

МХ вимірювальних каналів системи із змінною структурою і великим числом паралельних вимірювальних каналів доцільно оцінювати розрахунковим шляхом.

При цьому контролюють МХ вимірювальних модулів (вимірювальних перетворювачів, засобів відображення результатів вимірювання, масштабні перетворювачі і т. д.). А МХ вимірювальних каналів визначають розрахунковим шляхом.

Повну систематичну похибку АЗВТ знаходять підсумовуванням меж сумарних похибок окремих модулів.

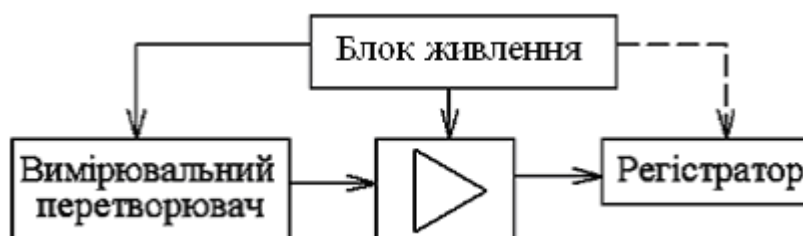


Рисунок 6.6 – Схеми вимірювального каналу

Як правило, ІВК будують за принципом агрегування, згідно якому системи створюють із стандартних пристроїв – модулів, конструктивно закінчених і випускаємих серійно. При такій структурі система здібна до

швидкої перебудови відповідно до завдання, що змінилося. Для цього досить замінити частину модулів і зрадити програмне забезпечення. Така система легко модернізується, а її розробка не вимагає великого часу.

Об'єднання пристроїв в єдину систему можливо при виконанні умови їх сумісності. Розрізняють інформаційну, енергетичну і конструктивну сумісності.

Найважливішою є інформаційна сумісність. Вона полягає в узгодженні параметрів сигналу пристроїв за видами, інформативними параметрами і рівнями. Інформаційна сумісність дозволяє окремим модулям обмінюватися інформацією відповідно до заданого алгоритму, а також різних службових сигналів, наприклад, адресами і командами. Інформаційна сумісність необхідна для реалізації будь-якого інтерфейсу.

Енергетична сумісність полягає в узгодженні напруг і струмів, що живлять модулі, і ліній їх передачі. Конструктивна сумісність полягає в конструктивному узгодженні модулів, що дозволяє використовувати їх спільно. Вимоги енергетичної і конструктивної сумісності в різних інтерфейсах істотно розрізняються.

Залежно від завдань ІВК, номенклатури використовуваних засобів вимірювань і їх характеристик можна побудувати інтерфейси різної складності з різними структурами. Створення інтерфейсів для кожного завдання або групи завдань економічно невигідно, тому розроблені стандартні інтерфейси. У нашій країні прийнято декілька інтерфейсів. Як приклад розглянемо інтерфейси МЕК 625.1 і КАМАК.

Обидва ці інтерфейси належать до магістральних, в яких всі пристрої підключені до загальної магістралі. По відношенню до магістралі модулі можуть бути джерелом інформації або її приймачем. Джерело призначене тільки для передачі інформації. У кожен момент в системі може бути тільки одне джерело. Приймач (їх може бути декілька) служить для прийому інформації.

Кожен пристрій (джерело або приймач) має свою адресу, за якою здійснюється його виклик для обміну інформацією. Адресацію пристроїв і

управління їх роботою виконує контролер. Функції контролера часто виконує ЕОМ з інтерфейсом.

Один і той же прилад в системі може по черзі виконувати різні функції. Наприклад, вольтметр на якому перед вимірюваннями встановлюють потрібний діапазон вимірювань, в цей час є приймачем. В ході передачі результатів вимірювань вольтметр функціонує як джерело інформації.

Передача повідомлень в інтерфейсі може відбуватися синхронно або асинхронно. При синхронному методі ритм обміну інформацією задається синхроімпульсами подібно до того, як це робиться в мікропроцесорах. Цей спосіб дозволяє одержати високу швидкість обміну, якщо всі пристрої характеризуються приблизно рівною і достатньо високою швидкістю. Якщо ж швидкість пристроїв дуже розрізняється, то переважним буде асинхронний метод, при якому обов'язковою умовою обміну є отримання кожним з пристроїв підтвердження, що беруть участь в обміні, про готовність інших пристроїв приймати або передавати інформацію. Швидкість обміну в цьому випадку визначається найменше швидкодіючим пристроєм.

## **6.7 Мікропроцесорні автоматизовані системи**

Мікропроцесорна система може виконувати сервісні і обчислювальні функції, а також самодіагностику приладу в цілому.

До сервісних функцій відносять вибір діапазону вимірювань, визначення полярності вхідної напруги, комутацію вхідних ланцюгів. У осцилографах автоматично вибирається тривалість розгортки, здійснюється її синхронізація, вибір масштабу по осі ординат. До сервісних функцій можна віднести і деякі операції з корекції похибок: калібрування приладу, корекцію зсуву нульового рівня в МПС. Автоматичне виконання сервісних функцій робить прилад зручнішим і позбавляє оператора від деяких рутинних операцій по налаштуванню приладу.

Обчислювальні функції полягають в статистичній обробці результатів вимірювань. Існує можливість отримання математичних функцій вимірюваної величини: її множення і ділення на константу, віднімання констант, що зручно при введенні поправок, представленні вимірюваної величини в логарифмічному масштабі. Відмітимо, що частину сервісних функцій можна реалізувати і без мікропроцесора на жорсткій логіці, обчислювальні ж функції можуть бути виконані тільки за допомогою мікропроцесорів.

У деяких мікропроцесорних приладах здійснюється самодіагностика, що підвищує їх метрологічну надійність.

Мікропроцесорні прилади дозволяють вирішувати програмним методом частину завдань, що вирішуються в звичайних приладах апаратними засобами. Наприклад, для вимірювань амплітудного, середньовипрямленого і середньоквадратичного значень напруги апаратними методами необхідні відповідні перетворювачі. Це ж завдання можна вирішити мікропроцесорним приладом, перетворивши спочатку аналоговий вхідний сигнал в цифровий за допомогою АЦП, а потім за відповідними програмами обчисливши необхідні параметри вимірюваного сигналу. Можливості приладу можна розширити, наростивши програмне забезпечення, наприклад ввівши програми для статистичної обробки і спектрального аналізу. При цьому апаратна частина, що містить АЦП, не ускладнюється, а змінюється тільки програмне забезпечення.

Тому мікропроцесорні прилади легше зробити багатофункціональними, що дозволить скоротити парк засобів вимірювань, необхідних для наукових і виробничих цілей.

Проте використання мікропроцесорів має і негативні сторони, в першу чергу, складність апаратури і досить висока вартість її. У перспективі, враховуючи швидке зниження цін на елементи мікропроцесорних систем, можна чекати значного здешевлення мікропроцесорних приладів.

В деяких випадках швидкодія АЦП і мікропроцесора виявляються недостатніми для проведення вимірювань або розрахунків в реальному масштабі часу. При цьому іноді виявляється доцільним застосувати масштабно-

часове перетворення досліджуваного сигналу, зробивши його повільнішим. Підвищення швидкодії і розрядності мікропроцесорів, що випускаються промисловістю, розширює можливості мікропроцесорних приладів.

При розробці мікропроцесорних приладів найбільш трудомістким виявляється програмне забезпечення, вартість якого може значно перевищувати вартість апаратних засобів.

Приклад структурної схеми мікропроцесорного приладу. Розглянемо структурну схему вольтметра (рис. 6.7), на якій можна умовно виділити три структурні елементи: функціональну частину, мікропроцесорну систему і інтерфейс.

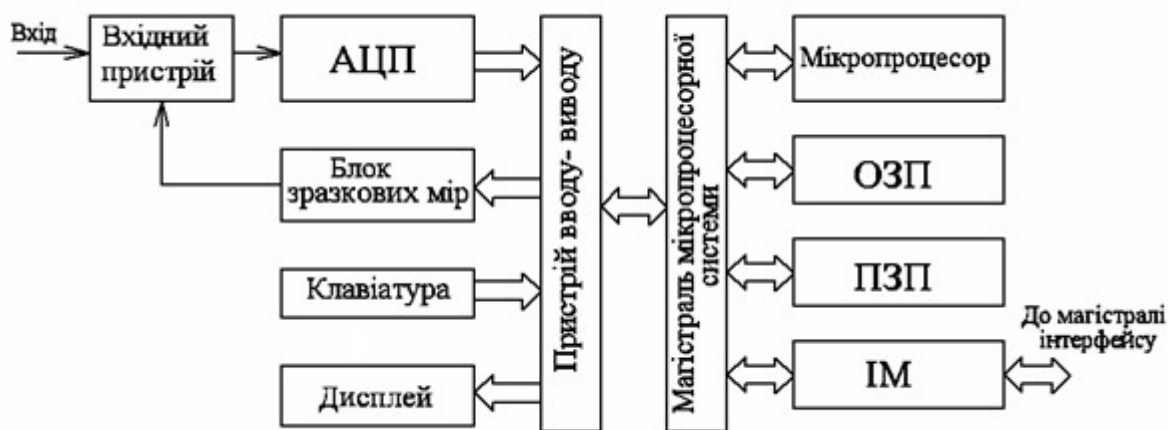


Рисунок 6.7 – Мікропроцесорні вольтметри

Функціональна частина – це цифровий вольтметр, що складається з вхідного пристрою, аналого-цифрового перетворювача (АЦП), цифрового дисплея (відлікового пристрою), блоку зразкових мір і клавіатури, за допомогою якої оператор керує роботою вольтметра. Елементи функціональної частини сполучені між собою і з мікропроцесором за допомогою пристрою вводу-виводу.

Взаємодія між пристроями вводу-виводу, мікропроцесором, оперативним запам'ятовуючим пристроєм (ОЗУ), і постійним запам'ятовуючим пристроєм (ПЗП), здійснюється по лініях магістралі мікропроцесора. Інтерфейсний модуль

(ІМ) призначений для сполучення приладу з магістраллю інтерфейсу, наприклад КЗК.

## 6.8 Комп'ютерно-вимірювальні автоматизовані системи

Новий тип засобів вимірювань – комп'ютерно-вимірювальна система (КВС) – є мікро-ЕОМ з вбудованою в нею вимірювальною платою. На відміну від мікропроцесорних приладів в КВС користувач дістає доступ до обширних фондів прикладних програм, може використовувати зовнішню пам'ять великої ємності і різні пристрої документування результатів вимірювань.

Взаємодія між окремими елементами КВС здійснюється за допомогою внутрішньої шини мікро-ЕОМ (рис. 6.8), до якої підключені як зовнішні пристрої ЕОМ (дисплей, зовнішня пам'ять, друкуючий пристрій), так і вимірювальна схема, що складається з комутатора, АЦП і блоку зразкових мір напруги і частоти. З допомогою ЦАП можна виробляти аналогові керуючі сигнали; інтерфейсний модуль підключає прилад до магістралі приладового інтерфейсу.

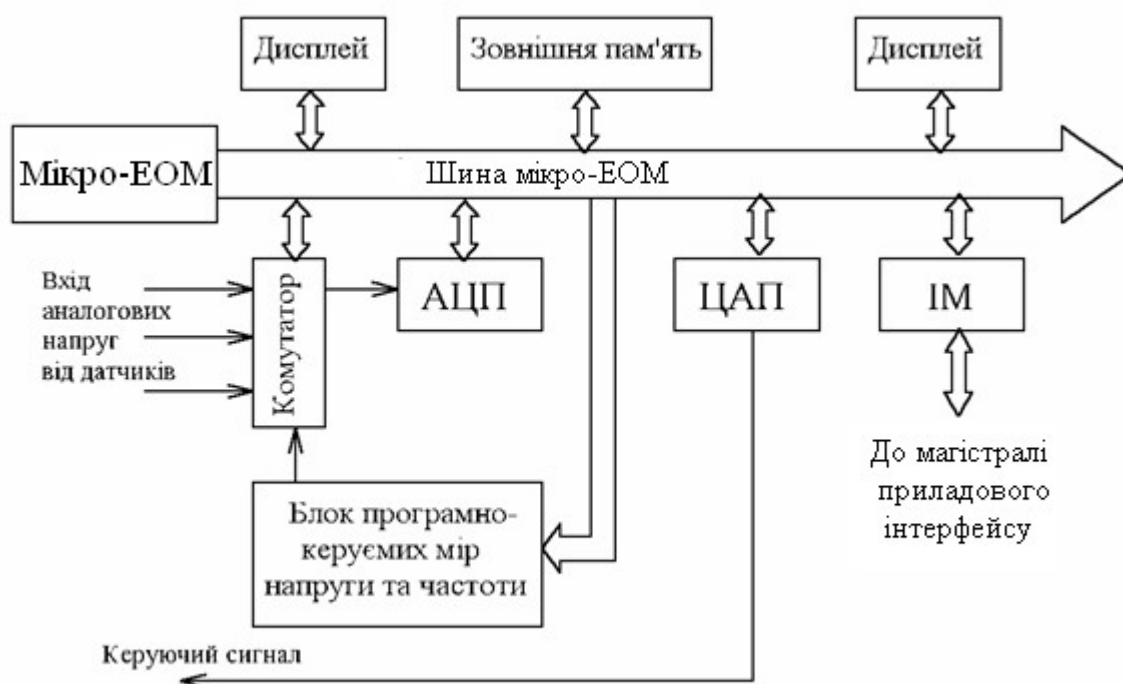


Рисунок 6.8 – Структура комп'ютерно-вимірювальної автоматизованої

Вимірювальні схеми можуть бути розміщені на одній платі, що вбудовується в мікро-ЕОМ. Існують і складніші структури КВС, в яких, відповідно до вирішуваної задачі, за програмою комутуються необхідні вимірювальні елементи, тобто змінюється архітектура.

Програми роботи КВС наперед складаються і налагоджуються, але можуть бути використані програми, складені оператором для вирішення конкретних завдань.

Широкі обчислювальні можливості КВС дозволяють реалізувати програмними методами багато способів підвищення точності вимірювань і підвищення їх ефективності.

Як вбудовані міри напруги в КВС, як і в більшості інших вимірювальних приладів, використовують стабілітрони, температурний коефіцієнт напруги яких складає близько  $5 \cdot 10^{-5}$ . Звичайний спосіб стабілізації опорної напруги полягає в термостатуванні блока стабілітронів. У термостаті підтримують температуру близько 293 К із стабільністю 0,1 К. Недоліком такої схеми є тривалий прогрів термостата (до 1 години), а також великі стрибки температури при включенні термостата. Під впливом температурних перепадів посилюється процес старіння стабілітронів, а отже, знижується їх довготривала стабільність.

У КВС з'явилася можливість врахувати температурну нестабільність програмними методами. Для цього в блок стабілітронів вводять датчик температури, наприклад, терморезистор, і експериментально визначають залежність опорної напруги від температури. Цю залежність записують в ПЗП або в зовнішню пам'ять. В процесі експлуатації приладу періодично вимірюють температуру стабілітронів і за цією залежністю вводять поправку в значення зразкової напруги. При роботі стабілітронів без додаткового підігріву значно зростає їх довготривала стабільність.

Подібним же чином вимірюють і враховують нестабільність частоти кварцового генератора – міри частоти: сигнал з датчика температури впливає на

варикап, що підстроює генератор на номінальну частоту. Похибка установки частоти може складати до  $10^{-8}$ .

У КВС є можливість визначати індивідуальні функції впливу температури на різні параметри приладу: опір перемикачів, зміщення нуля, коефіцієнти передачі різних структурних елементів. Безперервний контроль температури блоків дозволяє коректувати виникаючі похибки.

Великі обчислювальні можливості дозволяють реалізувати в КВС аналіз одержаної інформації в ході експерименту і міняти алгоритм обробки залежно від попередніх даних. Наприклад, якщо одержана при експерименті гістограма, спостережувана оператором на дисплеї, має результати, що дуже відрізняються від згладженої форми, то можна припустити існування викидів і наявність дрейфу вимірюваної величини або похибки. Для усунення викидів можна використовувати одну із статистичних програм. Методом тренда можна зробити висновок про наявність дрейфу, а методом найменших квадратів одержати формулу, що описує дрейф.

Можливості КВС можна використовувати для прогнозування відмов деяких елементів апаратури. Як відомо, відмовам деяких елементів, наприклад стабілітронів, передують збільшення шуму. Шум зростає при погіршенні якості контактів і порушенні нормального режиму роботи кварцових генераторів. Контроль спектра шуму, що виконується КВС, дозволяє виявити перераховані дефекти. За спектральними складовими на частотах 50 і 100 Гц можна судити про якість роботи блоків живлення.

**Програмне забезпечення (ПЗ) автоматизованих повірочних комплексів підрозділяється на базові і спеціальні:**

– базове: операційна система, пакет програм технічного обслуговування, керівники, оброблювання, програма драйверів, транслятори, сортування, обладочні і т. і.

– спеціальне: комплекс стандартних прикладних програм – програм-драйверів для керування контролером інтерфейсу системи; пакет програм



спеціального призначення; програми тестового контролю вимірювальної і інтерфейсної частини системи.

Прикладні програми загального призначення включають статистичну обробку результатів вимірювань, обчислення параметрів значень. Сукупність програм визначає бібліотеку «загальних спеціальних програм» користувача.

Прикладні програми спеціального призначення включають програму або програми перевірки (метрологічної атестації). Структура, особливості і об'єм програми перевірки залежать не тільки від апаратної частини складу АРМ, але і від регламентованої для повірямого ЗВТ методики перевірки. Програма може бути модульною.

До програмного забезпечення АРМ-ів пред'являються такі вимоги:

- базове ПЗ повинно забезпечувати продуктивну і високоякісну розробку прикладних програм перевірки. ОС повинна мати невелику кількість директив єдиного формату;

- ПЗ повинно забезпечувати захист від помилок користувача;

- до ПЗ повинна бути використана мова високого рівня, яка допускає швидке його засвоєння фахівцем – метрологом, який не є, як правило, кваліфікованим програмістом;

- ПЗ повинно забезпечувати захист від несанкціонованого втручання користувача в ті частини ПЗ, які керують процесом вимірювань, розраховують МХ, містять алгоритм ухвалення рішення про придатність або непридатність ЗВТ, що повіряється, формують текст вихідних документів, тестують і контролюють роботу апаратної програмної частини повірочного комплексу;

- ПЗ повинно передбачати шляхом тестових перевірок контроль незмінності областей оперативної пам'яті;

- ПЗ повинно забезпечувати тестову перевірку апаратної частини;

- прикладне ПЗ повинно забезпечувати можливість проведення метрологічної атестації або експертизи відповідними органами нагляду.

Надійність ПЗ – це вірогідність безвідмовної роботи ПЗ в заданих умовах протягом заданого часу.

В цьому випадку особливо впливають умови експлуатації: мається на увазі, що можуть бути набори вхідних даних, обробки яких йдуть невірно. Слід зазначити, що повна перевірка навіть простої програми у всьому діапазоні чисел і функцій нездійснима.

Завдання ускладнюється ще і тим, що не досить повірити роботу ПЗ на тих наборах даних, які вважаються допустимими. Необхідно ще забезпечити розумну реакцію на неприпустимі вхідні дані.

Розрізняють 3 класи помилок тих, що впливають на надійність ПЗ: не виявлені при відладці і тестуванні помилки проектування і кодування ПЗ; неприпустима реакція на неправильні вхідні дані; апаратні збої.

Обробка помилок 2 і 3 класів повинна бути передбачена при проектуванні ПЗ.

Помилки 2 класу істотно залежать від кваліфікації метролога або ПЗ повинно бути орієнтовано на повірника невисокій кваліфікації.

## **6.9 Метрологічне забезпечення автоматизованих вимірювальних систем**

Необхідна точність вимірювань за допомогою АЗВТ в експлуатації забезпечується правильною методикою їх застосування і своєчасним проведенням повірки.

При визначенні об'єму метрологічних характеристик, що повіряються, АЗВТ керуються звичайно важливістю вимірювальної інформації і її точністю. Відповідно до цього вимірювальні канали, відповідальні за найважливіші технічні і техніко-економічні показники об'єктів вимірювань, регулюючі і визначаючі оптимальні режими роботи цих об'єктів, піддають повірці. Вимірювальні сигнали, що встановлюють тільки факт зміни фізичних величин без якісної оцінки цієї зміни, відносять до індикаторних. Такі вимірювальні канали не повіряють, а їх працездатність контролюють оператори, що експлуатують ці АЗВТ. Віднесення цих вимірювальних каналів до тих, що повіряються і не повіряються проводиться за наслідками їх випробувань або метрологічної атестації і відображається в експлуатаційній документації на конкретні системи.

Державна повірка АЗВТ відповідно до стандартів включає наступні основні операції: повірку стану і комплектності технічної документації; зовнішній огляд; випробування; контроль метрологічних характеристик; аналіз результатів повірки і ухвалення рішення про придатність (непридатність) АЗВТ для подальшого застосування.

Залежно від особливостей конструкції, технічних можливостей і економічної доцільності АЗВТ можна повіряти комплексно (комплектна повірка) або поелементно (поелементна повірка). При будь-якій повірці допускається використовувати вбудовані еталонні засоби і еталонні джерела живлення, що входять до складу АЗВТ. Якщо методи і засоби повірки системи не регламентовані окремими НТД, то в експлуатаційно-технічній документації

на систему обумовлюється методика перевірки вбудованих еталонних засобів вимірювань і еталонних джерел сигналу

При комплектній перевірці АЗВТ контролюють метрологічні характеристики кожного вимірювального каналу як єдиного цілого. Суть такої перевірки полягає в тому, що на входи системи подають еталонні значення вимірюваних величин і за реакцією системи визначають вихідні значення з подальшою обробкою результатів вимірювань і оцінкою МХ (рис. 6.9).



Рисунок 6.9 – Структурна схема комплектної перевірки автоматизованої вимірювальної системи

Повірочні установки, звичайно, стаціонарні і їх складно переміщати до місця експлуатації АЗВТ. У більшості практичних випадків і самі системи неможливо транспортувати в повірочні органи, в яких розташовані відповідні повірочні установки. Тому часто до складу систем включають еталонні вимірювальні прилади і еталонні генератори вимірювальних сигналів.

Поелементна перевірка АЗВТ полягає в контролі МХ її елементів, вироблюваному відповідно до НТД на методи і засоби перевірки цих елементів. Вона припускає визначення метрологічних характеристик АЗВТ розрахунковим шляхом, за одержаними в результаті перевірки метрологічними характеристиками окремих блоків, що входять до її складу. До поелементної можна віднести і так звану перевірку АЗВТ по частинах, коли МХ систем розраховують по МХ агрегатних засобів вимірювань або навіть сукупності таких засобів, що становлять вимірювальну систему. Результати поелементної перевірки системи вважають позитивними, якщо всі її елементи за наслідками

півірки визнані придатними до подальшого застосування. Елементи, визнані непридатними, підлягають заміні. Умови контролю метрологічних характеристик вимірювальних каналів зосереджених і просторово розподілених АЗВТ, окремі елементи яких знаходяться в різних робочих умовах з різними зовнішніми впливаючими чинниками, обумовлюються в НТД на методи і засоби півірки конкретних систем.

Не завжди можна реалізувати комплектну півірку вимірювальної системи: наприклад, умови експлуатації не дозволяють подати на вхід еталонний сигнал не електричної величини, немає доступу до АЗВТ і т. і. Іноді небажано відключати АЗВТ від об'єкта для проведення періодичних півірок. В цьому випадку системи, побудовані за агрегатним або модульним принципом, можна півіряти поблочно, за певним технологічним графіком, не відключаючи систему від об'єкта. Замість узятого на півірку блока можна поставити в систему аналогічний, наперед півірений.

На практиці найчастіше виконується півірка по частинах, особливо в АЗВТ, побудованих на основі, приладово-модульного принципу. При цьому окремо півіряються ІВК, розташовані поблизу об'єктів контролю або вбудовані в нього. Тому доцільно розглянути особливості такої півірки.

При побудові схем півірки ІВК необхідно приймати до уваги наступні характерні властивості цих комплексів.

У складі ІВК завжди є вільно програмовані засоби обчислень, які можна використовувати для обробки результатів півірки і генерування тестових цифрових сигналів.

Оскільки ІВК є системами з гнучкою, перебудовуваною від одного вимірювального завдання до іншого, структурою, їх необхідно півіряти не в одній конфігурації, а в різних.

У ІВК є не тільки канал введення інформації в ЕОМ, але і канал виведення сигналів з ЕОМ в аналоговій формі. Ці канали володіють порівняно високою точністю і можуть бути використані для півірки.

Гнучкість структури ІВК дозволяє при повірці включати, як органічну, частину систем у високоточні блоки, які не входять постійно до складу комплексу, але за допомогою порівняно не складних інтерфейсних пристроїв сполучаються з основним устаткуванням комплексу.

Тому в ІВК процедуру повірки можна організувати таким чином. Хай до складу комплексу входять комутатор аналогових сигналів, підсилювач, аналого-цифровий перетворювач, ЕОМ, цифро-аналоговий перетворювач і пульт управління. Повірка здійснюється методом ядра, що розширюється, або за кільцевою схемою. Спочатку повіряють внутрішню частину комплексу, що складається з ЕОМ, пульта управління і аналого-цифрового перетворювача. Потім до блоків, що повіряються, послідовно приєднують підсилювач, комутатор аналогових сигналів. В кінці повірки контролюють характеристики вихідної частини комплексу, що складається з ЕОМ, пульта управління і ЦАП (рис. 6.10). Для повірки використовують калібратор з програмним управлінням і цифровий вольтметр, точність, якого свідомо вище за точність вхідних в комплекс перетворювачів. Одержавши сигнал з «кільця», ЕОМ віднімає його з еталонного сигналу і тим самим визначає поточне значення похибки вимірювань. Подальшу обробку отриманих результатів вимірювань виконує ця ж ЕОМ. Для такої повірки у складі програмного забезпечення ІВК необхідний спеціальний програмний блок повірки.

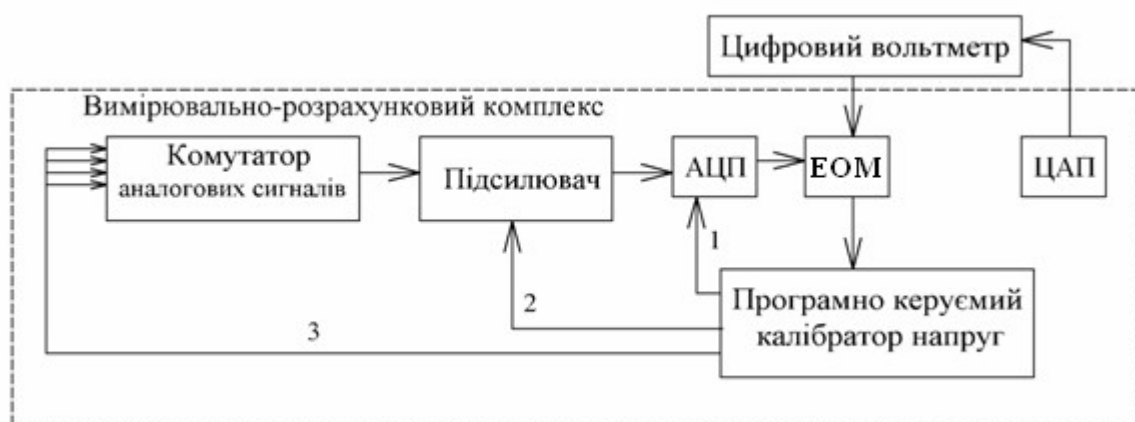


Рисунок 6.10 – Схема повірки вимірювального обчислювального комплексу методом ядра, що розширюється

Первинні вимірювальні перетворювачі відносяться до засобів вимірювань і є первинною ланкою АЗВТ. Вони грають роль сполучної ланки між об'єктом вимірювань і вимірювальною системою і за своїм функціональним призначенням є частиною вимірювальних систем, а конструктивно часто входять до складу об'єкту вимірювань. Така подвійна приналежність первинних вимірювальних перетворювачів (ПВП) є причиною труднощів в організації і проведенні їх повірки. Як правило, вони викликані складністю або просто неможливістю демонтажу ПВП з об'єкту вимірювань. В той же час необхідно мати на увазі, що ПВП в основному визначають точність вимірювальних систем, до складу яких вони входять. Тому питанням їх повірки при експлуатації АЗВТ слід приділяти особливу увагу. Перетворювачі бажано повіряти у складі вимірювальних систем, по можливості без демонтажу їх з об'єктів вимірювань або з частковим демонтажем. Як виняток, періодичну повірку ПВП проводять після демонтажу їх з об'єктів вимірювань; в цьому випадку вони передаються в повірочні органи, де в лабораторних умовах визначаються їх метрологічні характеристики.

Більшість ПВП призначена для вимірювання в порівняно вузькому діапазоні змін вимірюваних параметрів, тому на практиці їх повірку досить проводити в двох – трьох точках діапазону. Число точок діапазону, в яких слід повіряти ПВП, встановлюється в документації на методи і засоби їх повірки. Якщо в цих документах число точок повірки не обумовлене, то його можна визначити таким чином:

Число точок в діапазоні вимірювань, в яких ПВП повинен повірятися, обмежено зверху числом  $n$ , яке визначається його точністю

$$n \leq \frac{A_{\max} - A_{\min}}{2\delta A_{\max}} 100, \quad (6.1)$$

де  $A_{\max}$ ,  $A_{\min}$  – межі діапазону вимірювань;  $\delta$  – межа сумарної відносної похибки, що припускається, ПВП %.

Числові значення  $A_R$  в точках, що повіряються, визначаються з умови забезпечення їх рівномірного розподілу по діапазону вимірювань

$$A_R = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{n + 1} R, \quad (6.2)$$

де  $R$  – порядковий номер точки діапазону вимірювань, в якій повіряється ПВП.

Повірка ПВП здійснюється двома традиційними для всіх засобів вимірювань методами: еталонного сигналу і еталонного вимірювального приладу. У основі першого лежить використання пристроїв, які генерують еталонний сигнал (рис. 6.11), – міри або калібратора. Якщо різниця між значенням вхідного сигналу  $y$ , перерахованим на вхід датчика, і значенням еталонного сигналу  $x$ , поданого на його вхід  $\Delta=y-x$ , більше передачі похибки датчика, що припускається, то він визнається непридатним до подальшого використання, тобто бракується при повірці.

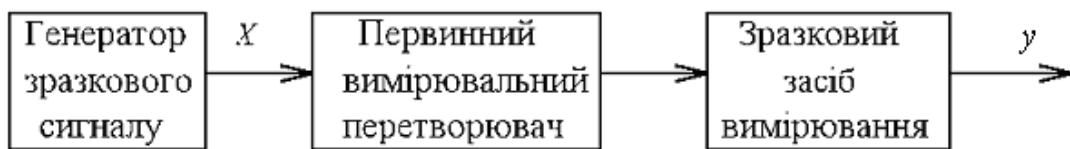


Рисунок 6.11 – Схеми повірки датчика в повірочному органі методом еталонного сигналу

Метод еталонного сигналу при повірці ПВП без демонтажу використовують тоді, коли за допомогою технологічних роз'ємів, спеціальних пристосувань або іншим способом можна подати на його вхід цей сигнал. Якщо ПВП неможливо повірити без демонтажу, його частково від'єднують від об'єкта вимірювань і подають на вхід еталонного сигналу (рис. 6.12).

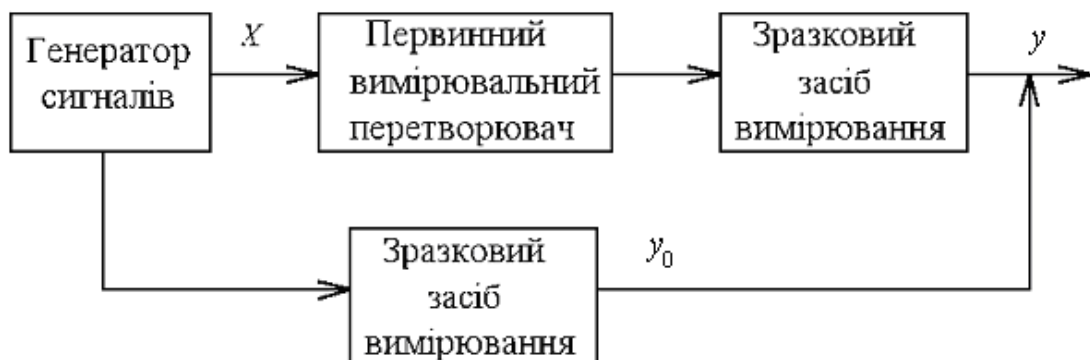




Рисунок 6.12 – Схеми повірки датчика в повірочному органі методом  
еталонного приладу

У основі методу еталонного приладу лежить порівняння показань значень сигналу  $y$  на вході ПВП з показаннями  $y_0$  еталонного приладу, що вимірює одну і ту ж величину (рис. 6.12). Різниця показань визначає похибку первинного вимірювального перетворювача. При повірці ПВП методом еталонного приладу використовують робочий сигнал об'єкта, в який вбудований ПВП. При цьому режим об'єкта вимірювань змінюють з тим, щоб добитися двох – трьох істотно різних значень робочого сигналу. Вимірювання при кожному значенні робочого сигналу проводять після закінчення перехідних процесів в об'єкті, тобто при роботі його в сталому режимі.

Повіряти ПВП слід, як правило, в нормальних умовах, що виключають можливість появи додаткових похибок вимірювань. Якщо нормальні умови забезпечити неможливо і повірка проводиться в робочих умовах, то необхідно враховувати додаткові похибки того ПВП, що повіряється і еталонного засобу вимірювань. Так, практика повірки ПВП свідчить, що, при температурі навколишнього середовища в межах  $+10...+30\text{ }^{\circ}\text{C}$  співвідношення меж основної абсолютної похибки еталонного приладу, що припускається, і похибкою ПВП повинно бути не менше 1:5 (а при повірці в нормальних умовах 1:3). Збільшене співвідношення між похибками робочого і еталонного засобів вимірювань при переході від повірки в нормальних умовах до повірки в робочих умовах пояснюється прагненням не допустити погіршення достовірності повірки. Річ у тому, що при цьому збільшується сумарна похибка еталонних засобів вимірювань (із-за зростання додаткових, зокрема температурних складових). Щоб реальне співвідношення похибок не стало нижче 1:3, вибирають точніший еталонний засіб вимірювань з меншою щодо приладу, що повіряється, основною похибкою. Якщо ж температура навколишнього середовища знаходиться в межах  $+5...+35\text{ }^{\circ}\text{C}$ , то необхідно спочатку переконатися, що цей діапазон температур є робочим для еталонного вимірювального приладу. Потім

слід або визначити точність еталонного приладу в цьому діапазоні температур шляхом обліку додаткової (температурної) похибки, або посилити правила визнання ПВП придатним. Для цього за додаток основної похибки, що припускається, ПВП приймають значення:

$$\Delta' = \pm 0,01(K_{nx}N_{nx} - K_{ox}N) \quad (6.3)$$

де  $K_{nx}$ ,  $K_{ox}$  – класи точності ПВП і еталонного вимірювального приладу відповідно;  $N_{nx}$ ,  $N_{ox}$  – нормуючі значення ПВП і еталонного вимірювального приладу відповідно.

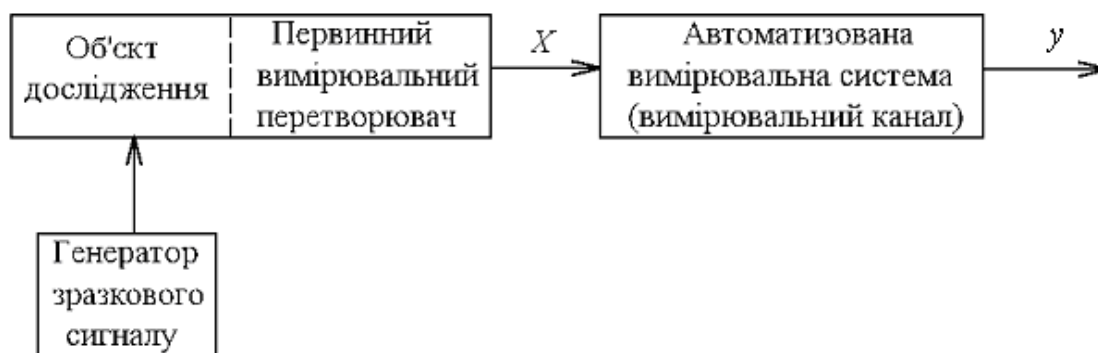


Рисунок 6.13 – Схеми повірки датчика без демонтажу методом еталонного

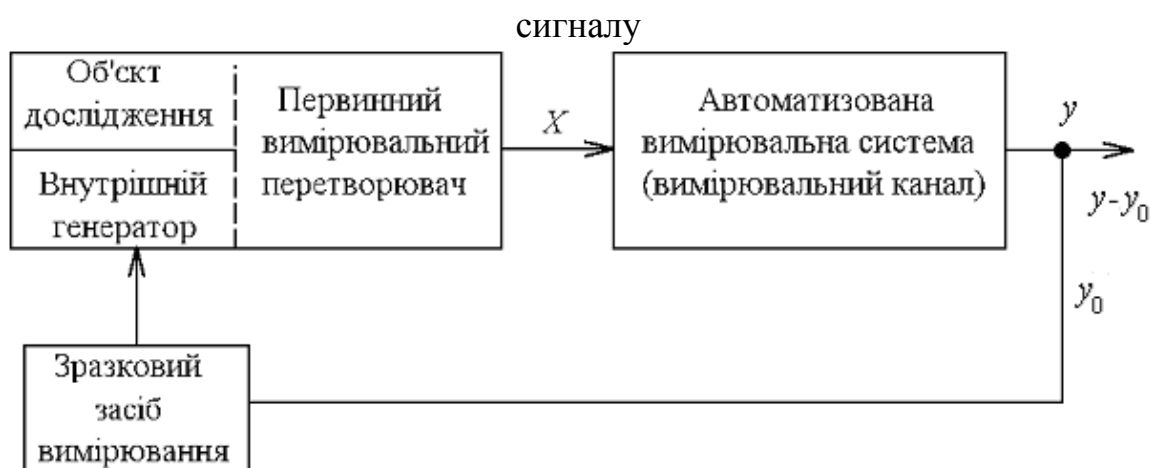


Рисунок 6.14 – Схеми повірки датчика без демонтажу методом еталонного приладу

Раніше указувалося, що експлуатація АЗВТ без періодичної повірки ПВП неможлива, оскільки при цьому відсутня гарантія правильності вимірювання часто вельми відповідальних параметрів об'єктів. В той же час розміщення ПВП в об'єкті, в ряді випадків виключає можливість подачі на їх вхід еталонних

вимірювальних сигналів, а формування вимірювань робочих сигналів, що змінюються в діапазоні, можливо тільки в процесі функціонування системи, коли про повірку не доводиться і говорити, оскільки остання пов'язана з перервами у функціонуванні системи. Тому в АЗВТ, призначених для забезпечення керування, регулювання і контролю відповідальних об'єктів (атомних енергетичних установок, систем попередження пожеж і т. і.), передбачається надмірне число ПВП для вимірювання однієї і тієї ж фізичної величини. У таких випадках можливі специфічні методи повірки придатності ПВП для подальшої експлуатації: метод трьох приладів, метод Вальда і метод групової оцінки.

Метод трьох приладів полягає у визначенні похибок приладів, що одночасно вимірюють одну і ту ж величину (рис. 6.15).

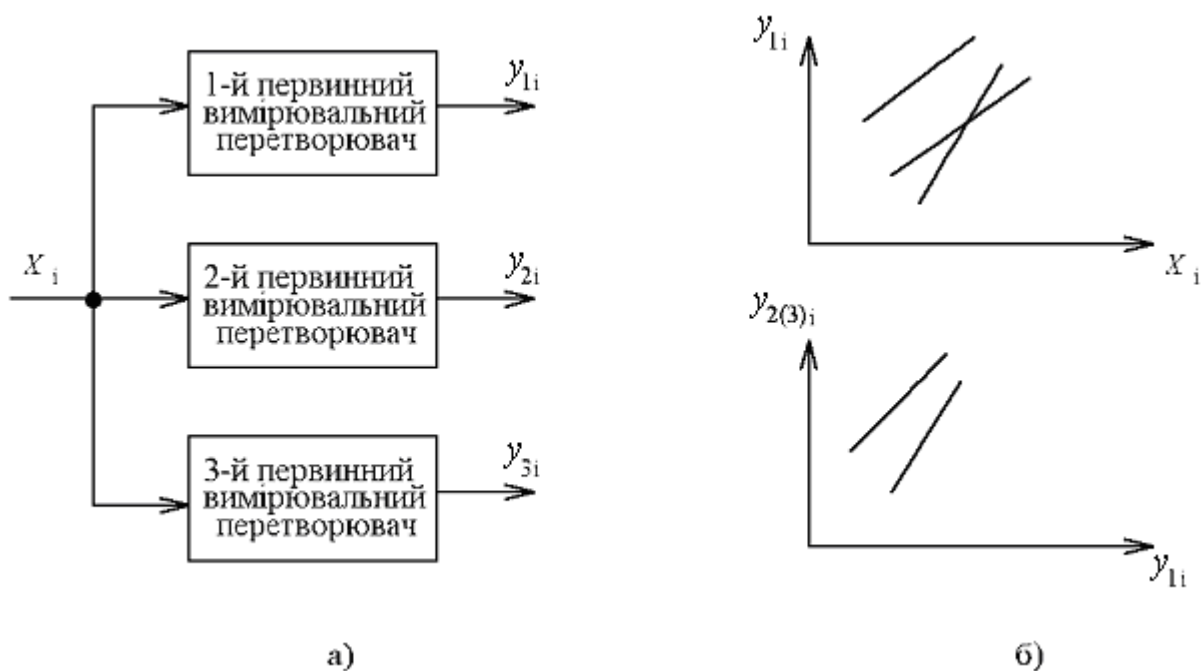


Рисунок 6.15 – Схеми включення (а) і статичні характеристики (б) датчиків при їх повірці методом трьох приладів

Передбачається, що прилади мають лінійну градувальну залежність, систематичні похибки датчиків відсутні або повністю виключені, а набуваюче значення похибки при вимірюваннях випадкове. Для конкретного  $i$ -го циклу вимірювань рівняння, що зв'язують між собою показання трьох ПВП, записують таким чином:

$$\begin{aligned} y_{2i} &= A_{12}y_{1i} + B_{12} + \Delta_{21i}, \\ y_{3i} &= A_{13}y_{1i} + B_{13} + \Delta_{31i}. \end{aligned} \quad (6.4)$$

де  $\Delta_{21}$ ,  $\Delta_{31}$  – відповідно різниця між відліками ПВП;  $A_{12}$ ,  $A_{13}$ ,  $B_{12}$ ,  $B_{13}$  – коефіцієнти рівняння регресії, визначувані методом найменших квадратів;  $y_{1i}$ ,  $y_{2i}$ ,  $y_{3i}$  – відліки першого, другого і третього ПВП відповідно.

Дисперсії результатів вимірювань і, отже, точність ПВП

$$\sigma^2(\varepsilon_1) = \frac{1}{A_{12}A_{13}} \sum_{i=1}^n (\Delta_{21i} \Delta_{31i}), \quad (6.5)$$

$$\sigma^2(\varepsilon_2) = \left( \sum_{i=1}^n \Delta_{21i}^2 \right) / n - A_{12}^2 S^2(\varepsilon_1), \quad (6.6)$$

$$\sigma^2(\varepsilon_3) = \left( \sum_{i=1}^n \Delta_{31i}^2 \right) / n - A_{13}^2 S^2(\varepsilon_1), \quad (6.7)$$

де  $n$  – число вимірювань;  $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$  – похибка ПВП.

Таким чином, при повірці ПВП методом трьох приладів відпадає необхідність в еталонних засобах вимірювань, не вимагається точної настройки об'єкту вимірювань. Дослідження показали, що цей метод дає добрі результати при відносно невеликому об'ємі вимірювань ( $n=20 \dots 50$ ).

### Запитання для самоконтролю до розділу 6

1. Перелічите основні складові частини ІВК і розкажіть про їх призначення.
2. Що таке інтерфейс і які функції він виконує?
3. Які функції виконує вбудований у вимірювальний прилад мікропроцесор і як його програмують?
4. Розкажіть про структуру і призначення інтерфейсу МЕК.
5. Яким чином передається інформація по шині даних? Скільки байт необхідно для передачі десяткового числа 25725?
6. Які основні характеристики інтерфейсу МЕК: число під'єднаних КЗК пристроїв, довжина КЗК, час передачі звернення до вимірювальних приладів?
7. Для чого призначена магістраль крейта КАМАК, які функції виконує контролер?

8. Яким чином можна забезпечити роботу інтерфейсу КАМАК із стандартними засобами вимірювань, що не мають інтерфейсного модуля МЕК?
9. Перерахуйте можливі конфігурації ІВК на основі інтерфейсу КАМАК. Приведіть приклад дворівневої системи.

## Перелік літератури до розділу 6

1. Зайко А.И. Точность аналоговых измерительных каналов ИИС.–М: Издательство стандартов, 1987.
2. Туз Ю.М., Литвах В.В. Структурные методы повышения точности измерительных приборов.– К : Вища школа, 1986.
3. Туз Ю.М., Литвах В.В. Автоматическая коррекция погрешностей и расширения функциональных возможностей цифровых вольтметров и мультиметров. «Измерение, контроль, автоматизация.»: Научно-технический сб. обзоров, 1991.
4. Коломиец Л.В., Козаченко М.Т. Обработка сигналов телеметрической информации при неопределенности характеристик канала связи. Вісник Інженерної Академії України. – Київ, 2006
5. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы. Учебник для ВУЗов,– Киев, 1986
6. Артемьев Б.Г., Голубев С.М. Справочное пособие для работников метрологических служб.– М : Издательство стандартов, 1998.
7. Хромой Б.П., Кандинов А.В. и др. Метрология, стандартизация и измерение в технике связи. Учебное пособие для ВУЗов. М : «Радио и связь», 1986
8. Гельман Т.Т. Аналого-цифровое преобразование для информационно-измерительных систем., М: Издательство стандартов, 1989
9. Мелин-Шахнозаров А.И. и др. Измерительные приборы со встроенными микропроцессорами., –М: Энергоатомиздат, 1985
10. Дворяшин В. Б. Основы метрологии и радиоизмерения., М: – «Радио и связь», 1993

# **Розділ 7 ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ І ТОЧНОСТІ РЕЗУЛЬТАТІВ ВИМІРЮВАНЬ**

## **7.1 Загальні положення**

Основним завданням розвитку і вдосконалення засобів зв'язку є не тільки створення нових видів зв'язку, але і підвищення якості і ефективності тих, що існують. В зв'язку з цим до ЗВТ пред'являються нові вимоги. Це, перш за все, відноситься до підвищення точності вимірювань і завадостійкості окремих вузлів ЗВТ. Відомо, що при реалізації цих вимог часто ймовірнісні характеристики сигналів і завад представляються дещо ідеалізованими, тобто, є повна інформація в місці вимірювання фізичної величини про характеристики завад і сигналів. Проте добре відомо, що далеко не всі завдання, з якими доводиться стикатися на практиці, можуть бути вирішені в рамках вказаних ідеалізацій. Більш того, в реальних каналах зв'язку присутні разом з флуктуаційними шумами і різного роду адитивні і мультиплікативні завади. Причому, апріорна інформація про параметри цих впливів, як правило, неповна. Звідси витікає актуальність завдання підвищення точності вимірювань і завадостійкості ЗВТ.

Одним з основних напрямів підвищення точності вимірювань є правильно вибраний метод вимірювання фізичної величини. Методи вимірювання визначають процес отримання, перетворення і обробки кількісної інформації про вимірювану величину, а також спосіб її порівняння з одиницею вимірювання для отримання результату у формі, найбільш зручній для подальшого використання.

Як вказувалося раніше, вимірювання поділяються на прямі, при яких безпосередньо вимірюється дана величина; непрямі, результат яких одержують після прямих вимірювань ряду величин, пов'язаних з шуканою величиною

відомою залежністю; спільні вимірювання двох або декількох різнорідних величин з метою знаходження залежності між ними; сукупні, при яких шукані значення декількох однойменних величин знаходять шляхом рішення систем рівнянь, одержуваних при прямих вимірюваннях різних поєднань цих величин.

Всі вимірювання виконуються різними методами, які можна згрупувати за деякими ознаками. За використанням мір і еталонів розрізняють:

- метод безпосередньої оцінки, при якому значення вимірюваної величини визначається вимірювальним приладом, попередньо проградуйованим в даних одиницях за допомогою міри або еталону;

- метод порівняння або заміщення (збігу), при якому за допомогою приладу безпосередньої оцінки поперемінно вимірюються шукана величина і міри, причому значення останньої змінюється до збігу показань приладу при обох вимірюваннях, а результат вимірювання відлічується за значенням робочої міри;

- диференційний (різницевий) метод, при якому за допомогою приладу безпосередньої оцінки вимірюється різниця значень вимірюваної величини і міри, а результат вимірювання визначається сумою значень робочої міри і показів приладу;

- компенсаційний (нульовий) метод, при якому за допомогою приладу безпосередньої оцінки або нуль-органу вимірюється різниця між вимірюваною величиною і робочою мірою, причому остання змінюється до тих пір, поки ця різниця не стане рівною нулю, а результат вимірювання – значенню робочої міри.

За засобами вимірювань і представленням результатів розрізняють:

- аналогові методи вимірювань, при яких значення вимірюваної величини фіксуються безперервно за допомогою вимірювальних приладів, покази яких можуть приймати в заданому динамічному діапазоні будь-яке значення;

- цифрові методи вимірювань, при яких досліджувана величина вимірюється в деякі задані моменти часу, а показання вимірювальних приладів можуть приймати тільки дискретні значення.



За характером вимірюваних величин в техніці зв'язку розрізняють багато видів вимірювань різних величин: струму, напруги, потужності; фазових зсувів і параметрів; частоти і інтервалів часу; параметрів двополюсників і чотиріполюсників; неоднорідності і завад на лініях зв'язку; характеристик випадкових сигналів; аналізу спектра сигналів і т.і.

Класифікацію методів вимірювання можна було б продовжити і за рядом інших ознак. Проте, вже з вищевикладеного очевидні велика різноманітність методів вимірювання і пов'язана з цим необхідність визначення загальних шляхів оцінки і підвищення їх точності. Такі шляхи допоможуть вибору або синтезу методів, які забезпечать необхідну точність вимірювання.

В зв'язку з цим виникає питання і про способи реалізації вибраного методу вимірювання, який може бути або здійснений в даному вимірювальному приладі, або в спеціальному вимірювальному пристрої, куди як окремі блоки, можуть входити різні типові засоби вимірювання.

Треба відзначити, що широке використання ЗВТ призвело до того, що різні прилади і вузли приладів працюють в безпосередній близькості один від одного і зростає їх взаємний вплив. Застосування інтегральних схем приводить до зменшення розмірів устаткування, в той же час, із зростанням складності приладів все більше схем зосереджується в малому об'ємі, що теж приводить до збільшення взаємних завад. Від розробників апаратури вимагається зробити прилади працездатними не тільки в ідеальних лабораторних умовах, але і гарантувати працездатність апаратури в реальних умовах, тобто за наявності поблизу неї іншого устаткування. Це означає, що на апаратуру не повинні впливати зовнішні джерела, тобто вона повинна бути завадостійкою, і сама не повинна бути джерелом завад. Методи, за допомогою яких можна усунути або зменшити взаємні завади у вимірювальних перетворювачах, можна розділити на два класи.

*До першого класу* відносяться інструментальні методи: екранування, заземлення, балансування, ізоляція, рознесення і орієнтація, регулювання значення повного опору схеми, вибір кабелю і ін.

До другого класу відносяться алгоритмічні методи: лінійна і нелінійна фільтрація; відбраковка аномальних вимірювань тощо.

Універсальні методи боротьби з завадами існують лише в окремих випадках; звичайно, застосовується декілька способів одночасно. Далі розглядатимуться алгоритмічні методи збільшення завадостійкості, які успішно застосовуються в поєднанні з методами першої групи.

Одним з універсальних методів рішення поставленої задачі є статистична обробка результатів вимірювання в умовах, що змінюються. Проблему створення оптимальних методів статистичної обробки експериментальних даних, одержуваних в результаті вимірювань, вивчають багато учених-математиків і фахівців різних галузей науки і техніки, метрології і статистики. Це пояснюється, з одного боку, постійно зростаючими вимогами до підвищення точності вимірювань, а з іншого боку – різноманітністю умов проведення експериментів, різноманітністю параметрів вимірюваних об'єктів, вимірювальної апаратури і вимог, що пред'являються до способів представлення і швидкості обробки даних вимірювання.

Вибір методу обробки результатів вимірювання залежить від багатьох причин, основними з яких є: характер і значення вимірюваної величини; мета, місце і час вимірювання; значення допустимих похибок; методи вимірювання і властивості засобів вимірювання; способи представлення результатів вимірювань.

Вимірювані величини розділяють на детерміновані (невипадкові), випадкові і змішані. До детермінованих величин відносяться такі, значення яких із заданою точністю є не випадковим. Це, наприклад, фізичні величини, втілені в еталони, а також зразкові і робочі міри різних розрядів, похибка номінальних значень яких в 3...5 разів менше похибки вимірювань. До них відносять також і такі випадкові складові, значення яких в 3...5 разів менше похибки вимірювального приладу. Очевидно, що можливість такого представлення залежить від конкретних значень вимірюваної величини і умов вимірювання. Наприклад, якщо вимірюється напруга 1 В при теплових шумах 1

мкВ з відносною похибкою  $10^{-4}$ , то дану величину можна вважати детермінованою, оскільки її випадкова складова, рівна  $10^{-6}$  В, тобто в 100 разів менше похибки вимірювання. В цьому випадку розкид у вимірних значеннях напруги можна повністю віднести до похибок вимірювання. Очевидно, що при вимірюванні в тих же умовах напруги 0,001 В цей висновок буде несправедливий.

До випадкових величин відноситься широке коло величин, значення яких апіорі визначити не можна. Вони класифікуються за рядом ознак, найважливішою з яких є їх стаціонарність або нестаціонарність. Стаціонарні випадкові величини характеризуються постійними в часі значеннями параметрів розподілення і моментів; нестаціонарні процеси цій умові не задовольняють.

Разом з тим, слід мати на увазі, що в практиці вимірювань, якщо параметри розподілення визначаються за наслідками вимірювання, їх значення суттєво залежать від числа вимірювань  $n$ . В результаті, замість точних значень параметрів розподілення стаціонарних процесів, обмежуються їх оцінками.

Змішані величини складаються як з детермінованих, так і з випадкових складових. Всі реальні фізичні величини (окрім деяких всесвітніх констант), зокрема ті, з якими доводиться мати справу при вимірюваннях в техніці зв'язку, є змішаними.

Випадкові складові з'являються внаслідок трьох основних причин:

1) похибки еталонів одиниць вимірювання і мір, призначених для зберігання і відтворення фізичної величини даного розміру; 2) наявності зовнішніх завад і дій, змінюючи випадковим чином значення вимірюваної величини; 3) флуктуацій самої вимірюваної величини, які можуть викликатися як внутрішніми причинами (наприклад, тепловими шумами), так і змінами значень параметрів вимірюваного об'єкта.

Очевидно, що для правильного трактування результатів вимірювання необхідно використовувати таку методику вимірювання і обробки, яка дозволила б виділити детерміновану і випадкову складові досліджуваної

величини і забезпечити задану похибку їх оцінки при найменшому обсязі вимірювальних робіт. У найзагальнішому вигляді можна виділити чотири основні етапи цієї методики: представлення даних вимірювання, їх обробку, статистичний аналіз і оцінку статистичних гіпотез. Кожний з цих етапів вимагає виконання послідовних операцій, зміст яких залежить від властивостей вимірюваного об'єкта, характеру вимірюваної величини, методу, а також використовуваних засобів вимірювання.

В даному розділі висловлюються основні міркування про шляхи рішення перерахованих задач. Особлива увага приділяється підвищенню точності ЗВТ, стабілізації реальної характеристики вимірювальних перетворювачів (ВП) ЗВТ; компенсації і корекції похибок ВП.

Методи вимірювання і властивості вимірювальних приладів мають великий вплив на вибір способів обробки даних вимірювання. Наприклад, в техніці зв'язку все більшого значення набуває вимірювання швидко змінюючихся і випадкових величин. Так, в цифрових системах зв'язку при передачі даних вимірювальної інформації часто необхідно оцінити якість передачі кожного сигналу, який може спотворитися під дією короткочасних перерв зв'язку або імпульсних завад. Вимірювання в таких системах з нестационарними процесами можна здійснити тільки із застосуванням засобів комплексної автоматизації процесів вимірювання і обробки результатів. Обробка даних вимірювання в цих випадках проводиться за допомогою спеціальних обчислювальних пристроїв – процесорів, що входять у вимірювальний комплекс. Особлива увага в розділі приділена підвищенню завадостійкості ЗВТ при багаторазових вимірюваннях.

## **7.2 Способи підвищення точності засобів вимірювальної техніки**

Можливі способи підвищення точності вимірювання можна розділити на наступних три групи:

- удосконалення алгоритмів вимірювання;
- застосування допоміжних вимірювань або еталонних сигналів і перетворень для введення поправок в результат вимірювання (корекція);
- удосконалення апаратної частини.

*Перша група* способів орієнтована на зменшення методичних похибок. Тут дається загальний підхід до рішення цієї проблеми, що спирається на застосування адекватних алгоритмів з вибором раціональних (у ідеальному випадку – оптимальних) значень керованих параметрів. Інакше кажучи, ця група способів вирішує задачу приведення виду алгоритму вимірювання у відповідність з апіорною інформацією про властивості об'єктів вимірювання, умови вимірювання, вимоги, які пред'являються, і накладені обмеження.

*Друга група* способів, використовуючи досягнення першої, а також додаткову інформацію про умови вимірювання і стан апаратури, що одержується за допомогою допоміжних вимірювань або зразкових сигналів і перетворень, дозволяє зменшити як методичні, так і інструментальні похибки.

Нарешті, *третья група* способів пов'язана з вдосконаленням конструкторсько-технологічних рішень, що забезпечують підвищення стабільності і відповідності реальних характеристик апаратури номінальним, дозволяє зменшити інструментальні похибки. Ця група методів в даному параграфі не розглядається.

Таким чином, при синтезі методу (алгоритму) вимірювання і його реалізації доводиться вирішувати задачу забезпечення заданих метрологічних характеристик, зокрема, забезпечення необхідної точності. Похибка вимірювального перетворювача (ВП) складається з багатьох складових з різними характеристиками. В зв'язку з цим необхідно розглянути методи зменшення складових похибки ВП і взаємозв'язок цих методів між собою.

При оцінці методичних похибок ЗВТ, окрім основної похибки, враховуватимемо також і інші похибки, обумовлені неоптимальною методикою проведення вимірювання досліджуваної величини, які приводять до зростання

результуючої похибки вимірювання. Ці похибки можуть досягати досить великих значень.

Для підвищення точності вимірювання необхідно застосовувати такі способи, які забезпечують мінімізацію цих похибок. Звичайно, методичну похибку вважають виключеною з результату вимірювання, якщо її значення стає зіставним із значенням випадкових похибок і приймає випадковий характер.

Способи зменшення методичних похибок вельми різноманітні, що визначається різноманітністю вимірюваних величин, відмінністю їх значень, а також безліччю джерел похибок, залежних від методу вимірювання. Хоча загальних рецептів виявлення і виключення методичних похибок не існує, можна відзначити, що в більшості випадків вони визначаються шляхом ретельного аналізу основних джерел похибок, які виникають на різних етапах виконання вимірювання, від складання вимірювальної схеми і її реалізації до способу представлення і обробки даних вимірювання.

Розглянемо ряд способів і приклади виявлення і зменшення методичних похибок, що виникають в процесі обробки даних вимірювання, оптимізації цієї обробки. Тут розглянемо на прикладах ряд способів виключення методичних похибок, викликаних, в основному, зростанням інструментальних похибок приладів безпосередньої оцінки внаслідок неоптимальної методики проведення вимірювання.

Приклад 1. Вимірювання напруги  $U_x=25$  мВ проводиться аналоговим вольтметром з класом точності 0,5, з числом поділок шкали  $\alpha_{\max}=100$  і сімома межами вимірювання:  $10^{-3}$ ,  $3 \cdot 10^{-3}$ ,  $10^{-2}$ ,  $3 \cdot 10^{-2}$ ,  $10^{-1}$ , 0,3 і 1 В, встановлюваними за допомогою подільника напруги.

Визначити відносну похибку вимірювання напруги при двох межах – 100 і 30 мВ.

Як відомо, з класу точності приладу, значення приведеної похибки  $\gamma=0,5\%$ , у свою чергу,  $\gamma$  визначається відношенням

$$\gamma = (\Delta / A_{\text{норм}}) \cdot 100 \%,$$

де  $A_{\text{норм}}$  – найбільше значення робочої шкали приладу;  $\Delta$  – максимальна абсолютна похибка вимірювання.

Відносна похибка

$$\delta = \Delta / A_{\text{д}} \cdot 100 \% \approx \Delta / A_{\text{вим}} \cdot 100 \%,$$

де  $A_{\text{д}}$  – дійсне значення вимірюваної величини;  $A_{\text{вим}}$  – виміряне її значення.

Відносну похибку можна виразити через клас точності

$$\delta = \gamma A_{\text{норм}} / A_{\text{вим}}.$$

З цього рівняння виходить, що для зменшення межового значення відносної похибки вимірювання доцільно проводити вимірювання при можливо більшому наближенні  $A_{\text{вим}}$  до  $A_{\text{норм}}$ . Дійсно, якщо встановити межу 100 мВ, то відносна похибка складе

$$\delta = 0,5 \cdot 100 / 25 = 2\%;$$

при установці межі  $3 \cdot 10^{-3} \text{ В} = 30 \text{ мВ}$

$$\delta = 0,5 \cdot 30 / 25 = 0,6\%.$$

Правильний вибір межі вимірювання дозволив зменшити значення похибки в 3,3 рази.

У практиці вимірювання для поліпшення точності ЗВТ найчастіше використовується запас за чутливістю, швидкодією і енергообміном з об'єктом вимірювання. Проте наявність цього запасу не вирішує автоматично задачу зменшення похибок. Необхідно практично реалізувати цю можливість по відношенню до конкретних складових похибки.

Похибку перетворення можна записати у вигляді

$$\Delta y(t, \xi, \eta, x) = f_{\text{р}}(x, a_1, \dots, a_n) - f_{\text{ном}}(x, a_1, \dots, a_n), \quad (7.1)$$

де  $f_{\text{р}}(\cdot)$  і  $f_{\text{ном}}(\cdot)$  – реальна і номінальна характеристики вимірювального перетворення;  $a_i$  – параметри характеристики перетворення;  $t$  – час;  $\xi$  – впливаючі чинники;  $\eta$  – неінформативні параметри корисного сигналу  $x$ .

У найбільш поширених лінійних вимірювальних перетвореннях, звичайно, виділяють три складові похибки – похибку нелінійності  $\Delta_{\text{н}}(x)$ , аддитивну похибку  $\Delta_{\text{а}}$  і мультиплікативну  $\Delta_{\text{м}}$ :

$$\Delta y(t, \xi, \eta, x) = \Delta_{H(x)} + \Delta_a(t, \xi, \eta) + \Delta_m(t, \xi, \eta, x). \quad (7.2)$$

Кожна із складових похибок, в загальному випадку, повинна розглядатися як випадковий процес з певними характеристиками, які і визначають ефективність застосування різних способів зменшення похибок ЗВТ.

Як вже вказувалося, всі методи підвищення точності вимірювальних перетворень діляться на три групи: вдосконалення алгоритмів (з метою зменшення методичних похибок), конструктивно-технологічні методи (для зменшення інструментальних похибок), структурні методи (зменшують інструментальні похибки і, іноді, методичні).

В основі структурних способів лежить принцип інваріантності (багатоканальності). Під інваріантністю розуміють компенсацію збурень, тобто досягнення повної або часткової незалежності результату вимірювальних перетворень від дестабілізуючого чинника. У таких ЗВТ крім основного каналу перетворення, утворюється другий канал (рис. 7.1). Вихідна величина ЗВТ утворюється в результаті віднімання відповідних величин основного (ОК) і допоміжного (ДК) каналів.

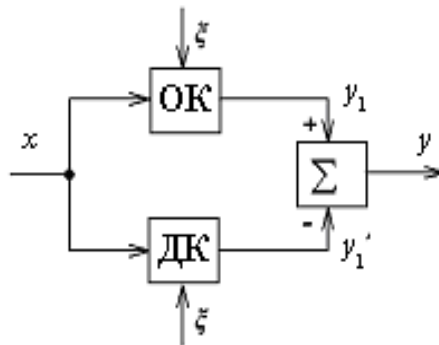


Рисунок 7.1 – Структурна схема двоканального ВП, інваріантного до збурення

Для такого ЗВТ можна записати

$$Y_1(s) = G_1(s)X(s) + G_1^*Z(s); \quad Y_1'(s) = G_1'(s)X(s) + G_1^{**}Z(s), \quad (7.3)$$

де  $Y_1(s)$ ,  $Y_1'(s)$  – операторний запис вихідних сигналів в основному і допоміжному каналах;  $G_1(s)$ ,  $G_1'(s)$  – передавальні функції каналів за



інформаційним сигналом;  $G_1^*(s)$ ,  $G_1^{**}(s)$  – передавальні функції за чинником,  $X(s)$ ,  $Z(s)$  – операторний запис вхідного дестабілізуючого сигналу.

Вихідний сигнал такого ВП визначається співвідношенням

$$Y(s) = Y_1(s) - Y_1'(s) = G_1(s)X(s) + G_1^*Z(s) - G_1'(s)X(s) - G_1^{**}Z(s). \quad (7.4)$$

Якщо добитися рівності передавальних функцій за дестабілізуючим сигналом обох каналів  $G_1^*(s) = G_1^{**}(s)$  і інвертування корисного сигналу в другому каналі, то

$$Y(s) = [G_1(s) + G_1'(s)]X(s),$$

тобто одержуємо ЗВТ з підвищеною чутливістю і повною відсутністю впливу дестабілізуючого чинника. Подібний спосіб використовується, наприклад, в диференційних перетворювачах, зокрема, у вхідних каскадах операційних підсилювачів.

Досить широко для зменшення похибок ЗВТ застосовуються способи стабілізації, компенсації і корекції похибки. Нижче розглянуті вказані способи.

### 7.3 Стабілізація реальних характеристик ЗВТ

Основним способом стабілізації реальної характеристики ВП, широко вживаним в практиці вимірювання, є спосіб негативного зворотного зв'язку (рис. 7.2). Тут ПП і ЗП – вимірювальні перетворювачі прямого і зворотного зв'язку. Цей спосіб є універсальним в тому сенсі, що за допомогою негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) зменшується сумарний ефект від дії різноманітних дестабілізуючих чинників. Проте, за допомогою тільки зворотного зв'язку неможливо вирішити завдання підвищення точності у всіх випадках.

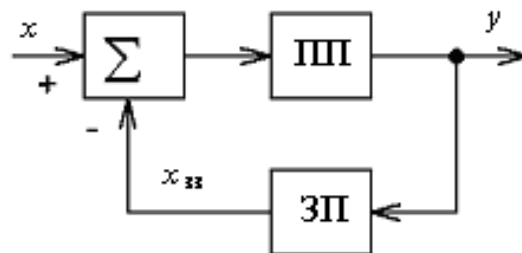


Рисунок 7.2 – Структурна схема вимірювального перетворювача з негативним зворотним зв'язком

В статичному режимі роботи перетворювача з НЗЗ межеве значення  $\Delta y_a$  адитивної похибки, приведене до вихідного сигналу, можна визначити із співвідношення

$$\Delta y_a \approx \frac{\Delta x}{\chi} + \frac{\Delta y_0}{K\chi}, \quad (7.5)$$

де  $\Delta x$  і  $\Delta y_a$  – межеві значення адитивної похибки на виході прямого і зворотного кола;  $K\chi$  – передавальні коефіцієнти перетворювачів ПП і ЗП. З виразу (7.5) видно, що якщо адитивна похибка прикладена до виходу перетворювача ПП, то при  $K\chi \rightarrow \infty$  вона повністю усувається. Якщо ж адитивна похибка діє на вході ПП, то вона не усувається введенням зворотного зв'язку. В цьому випадку відносна адитивна похибка ВП із зворотним зв'язком буде

$$\Delta y/y = \Delta x/x. \quad (7.6)$$

Межеве значення відносної мультиплікативної похибки перетворювача з НЗЗ можна знайти із співвідношення

$$\Delta y/y = k_c \Delta K / K + (1 - k_c) \Delta \chi / \chi, \quad (7.7)$$

де  $k_c = 1/(1 + K\chi)$  – коефіцієнт статизму;  $\Delta K$  і  $\Delta \chi$  – абсолютні похибки коефіцієнтів передачі перетворювачів прямого і зворотного зв'язку.

З виразу (7.7) видно, що при  $K\chi \rightarrow \infty$  коефіцієнт  $k_c \rightarrow 0$  і значення сумарної похибки ВП буде дорівнювати похибці кола НЗЗ. При цьому передбачається, що здійснюється статичне регулювання щодо впливаючих величин, прикладених до входу пристрою. Тоді значення  $k_c$  характеризує в лінійному ВП залежність відхилення вихідного сигналу в сталому режимі від впливаючого чинника.

На практиці для отримання малого впливу нестабільності параметрів прямого кола на роботу перетворювача необхідно добитися, щоб величина  $k_c \Delta K / K$  була в 3...5 разів менше величини  $(1 - k_c) \Delta K / K$ . Подальше зменшення такого впливу недоцільне і приведе лише до незначного зменшення мультиплікативної похибки; крім того, може виникнути необхідність ускладнення кола для забезпечення стійкості перетворювача із зворотним зв'язком.

Амплітудно-фазову характеристику  $G(j\omega)$  перетворювача з НЗЗ можна записати у вигляді

$$|G(j\omega)|e^{-j\varphi(\omega)} = G_k(j\omega) / [1 + G_k(j\omega)G_\chi(j\omega)], \quad (7.8)$$

де  $G_k(j\omega)$  і  $G_\chi(j\omega)$  – амплітудно-фазові характеристики прямого і зворотного кола. Якщо позначити через  $\varphi_k = \varphi_k(\omega)$  і  $\varphi_\chi = \varphi_\chi(\omega)$  фазові зсуви, що вносяться прямим і зворотним колами, а коефіцієнти  $K = |G_k(j\omega)|$  і  $\chi = |G_\chi(j\omega)|$  то можна одержати співвідношення:

$$|G(j\omega)| = K / \sqrt{1 + 2K\chi\cos(\varphi_k + \varphi_\chi) + K^2\chi^2}, \quad (7.9)$$

$$\operatorname{tg} \varphi(\omega) = \left[ \sin \varphi_\chi - \frac{\sin \varphi_k}{K\chi} \right] / \left[ \cos \varphi_\chi + \frac{\cos \varphi_k}{K\chi} \right].$$

При  $K\chi \gg 1$  одержимо наближені рівності

$$|G(j\omega)| \approx 1/|G_\chi(j\omega)|; \operatorname{tg} \varphi(\omega) \approx \operatorname{tg} \varphi_\chi(\omega). \quad (7.10)$$

Таким чином, частотний діапазон зменшуваних негативним зворотним зв'язком змін параметрів прямого кола повністю визначається смугою частот пропускання кола зворотного зв'язку. З виразу (7.9) також виходить, що по модулю нестабільність амплітудно-фазової характеристики зменшується в  $[1 + 2K\chi\cos(\varphi_k + \varphi_\chi) + K^2\chi^2] / [1 + K\chi\cos(\varphi_k + \varphi_\chi)] \approx 1 + K\chi$  раз, а вплив фазового зсуву прямого кола – в  $K\chi$  раз.

Проведений аналіз показав, що НЗЗ в даному випадку зменшує похибку через нелінійність характеристики ПП, тобто зменшує методичну похибку шляхом підвищення ступеня (близькості) адекватності алгоритму вимірювального перетворення. Це дозволяє інтерпретувати зворотний зв'язок ширше, ніж тільки один із способів стабілізації характеристики перетворення вимірювального засобу.

На закінчення відзначимо недоліки цього способу зменшення похибок:

- при реалізації способу негативного зворотного зв'язку необхідна надлишковість прямого кола за чутливістю;
- спосіб має принципову обмеженість можливості зменшення похибок, оскільки при великих значеннях посилення  $K\chi$  ЗВТ втрачає стійкість в роботі;

- при великих значеннях посилення  $K_{\chi}$  розімкненого кола може спостерігатися підйом АЧХ в робочій області частот, тобто, одночасне збільшення точності і розширення смуги частот недосяжні;
- введення кола зворотного зв'язку розширює смугу пропускання селективних перетворювачів.

В реальних перетворювачах, найчастіше, застосовується послідовний НЗЗ за напругою. Він вимагає мінімальної кількості елементів із стабільними параметрами в колі зворотного зв'язку, забезпечує високу точність перетворення, малий вихідний і великий вхідний опір; останнє, частіше, потрібне на практиці для вимірювальних перетворювачів з метою зменшення похибки взаємодії.

## 7.4 Компенсація і корекція похибки

В аналогових і аналого-цифрових ВП знаходять застосування методи компенсації похибок способом складових параметрів і використанням компенсуючого перетворювача з повною і неповною компенсацією. Найширше застосовується спосіб складових параметрів, який на відміну від способу застосування кола НЗЗ не є універсальним, оскільки для зменшення дії кожної впливаючої величини у ВП необхідно вводити окремі додаткові елементи, зменшуючи вплив тільки однієї конкретної величини.

Розглянемо цей спосіб на прикладі зменшення похибки, викликаній змінням деякої впливаючої величини  $\xi$ . Нехай змінення цієї величини викликає появу похибки перетворення  $\Delta_{\xi}$  з математичним очікуванням  $M[\Delta_{\xi}]$  і дисперсією  $D[\Delta_{\xi}]$ .

Розглянемо процес компенсації випадкової складової похибки  $\Delta_{\xi}$ , оскільки компенсацію систематичної похибки цим способом можна розглядати як окремий випадок компенсації випадкової похибки. Відповідно до цього способу в схему реального перетворювача включається деякий елемент, що

викликає появу похибки  $\Delta_k(\xi)$ , корельованої з похибкою  $\Delta_\xi$ , і має щільність розподілення, близьку до щільності розподілення похибки  $\Delta_\xi$ . Значення залишкової похибки  $\Delta_o(\xi)$  в цьому випадку можна визначити з формули

$$\Delta_o(\xi) = \Delta_\xi - \Delta_k(\xi). \quad (7.11)$$

Дисперсія залишкової похибки визначається співвідношенням

$$D[\Delta_o(\xi)] = D[\Delta_\xi] + D[\Delta_k(\xi)] - 2r_k \sqrt{D[\Delta_\xi]D[\Delta_k(\xi)]}, \quad (7.12)$$

де  $r_k$  – нормований коефіцієнт кореляції похибок  $\Delta_\xi$  і  $\Delta_k(\xi)$ .

Для знаходження мінімального значення дисперсії залишкової похибки необхідно обчислити похідну

$$\frac{\partial D[\Delta_o(\xi)]}{\partial D[\Delta_k(\xi)]}$$

і прирівняти її до нуля, тоді

$$\min D[\Delta_o(\xi)] = (1 - r_k^2) D[\Delta_\xi]. \quad (7.13)$$

Звідси видно, що при  $r_k = 1$  значення залишкової похибки дорівнюватиме нулю.

Основним обмеженням підвищення точності ВП у такий спосіб є неможливість підбору однакових параметрів впливу основного і додаткового елементу у всьому діапазоні змінення впливаючих величин.

Ця проблема стає все більш складною, якщо необхідно зменшувати цим способом динамічні складові похибки ВП. В цьому випадку необхідно домогтися ідентичності характеристик основного і додаткового елементів у всьому діапазоні частот впливаючої величини. Як приклад застосування цього способу можна вказати на схеми температурної компенсації магнітоелектричних приладів і частотної похибки у випрямних приладах.

Спосіб компенсації впливу дестабілізуючої величини знайшов також широке розповсюдження як структурний спосіб досягнення інваріантності. Прикладом його застосування є диференційний каскад операційного підсилювача, де забезпечується високий ступінь інваріантності по відношенню до змінення температури зовнішнього середовища.

Зменшення похибки способом корекції засновано на виконанні допоміжних операцій в процесі вимірювання. Відомі наступні способи корекції:

- калібрування;
- адитивна корекція;
- мультиплікативна корекція.

Крім того, можуть застосовуватися введення поправок, самонастроювання, ітерації, адаптація і ін. Вони розрізняються за місцем виявлення похибки – на вході перетворювача, на виході і т.і. Розглянемо деякі з них.

*Калібрування.* Позначивши через  $\Delta_a$  адитивну і через  $b x$  мультиплікативну складові похибки, вихідний сигнал приладу можна представити у вигляді:

$$y = ax + \Delta_a + bx, \quad (7.14)$$

де  $b x = \Delta_m$ .

Для здійснення операції калібрування необхідно мати додаткове джерело зразкового сигналу. Структурна схема перетворювача з еталонним джерелом сигналів приведена на рис. 7.3, де ДЖ – джерело зразкових сигналів, БК – блок керування, СП – схема порівняння,  $S_1$  і  $S_2$  – перемикачі.

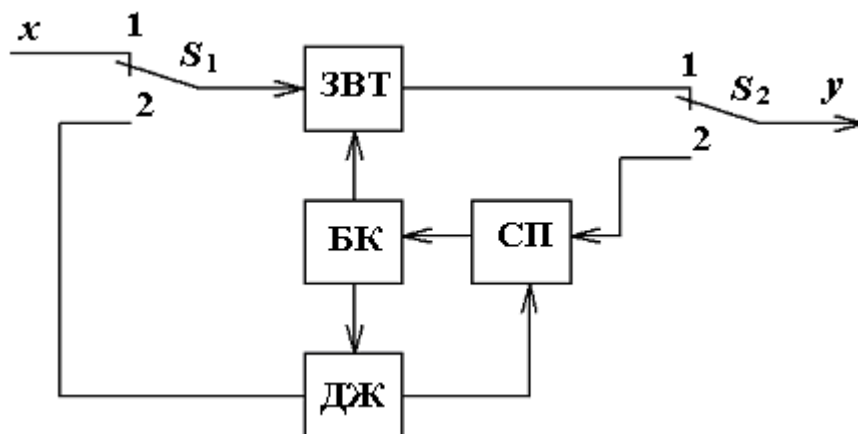


Рисунок 7.3 – Структурна схема ВП з джерелом зразкових сигналів

В положенні 2 перемикачів  $S_1$  і  $S_2$  здійснюється калібрування ЗВТ. В цей час на вхід ЗВТ і схеми порівняння СП подається нульовий сигнал; тоді, очевидно

$$y = a \cdot 0 + \Delta_a + b \cdot 0 = \Delta_a. \quad (7.15)$$

За наявності адитивної похибки  $\Delta_a$  блок БК змінює параметри ЗВТ (або вихідного сигналу), усуваючи цю похибку шляхом встановлення нульового вихідного сигналу, і формула (7.14) переходить в

$$y=ax+bx. \quad (7.16)$$

Потім на вхід ЗВТ подається сигнал  $x_0 \neq 0$ , а на вхід схеми СП – сигнал  $y_0$ , відповідаючий цьому вхідному сигналу в ідеальному ЗВТ; тоді

$$y=ax_0+bx. \quad (7.17)$$

Далі за допомогою блока БК (або вручну) регулюється передавальний коефіцієнт ЗВТ до величини  $a'=a-b$  шляхом встановлення на виході ЗВТ сигналу, рівного  $y_0$ . Потім перемикачі  $S_1$  і  $S_2$  переводяться в положення 1 і на вхід ЗВТ надходить вимірюваний сигнал. В цьому випадку вихідний сигнал в сталому режимі

$$y=(a-b)x+bx=ax. \quad (7.18)$$

буде рівний вихідному сигналу ідеального ЗВТ з точністю до похибки калібрування.

Цей спосіб калібрування ефективний за умови незмінності характеристик приладу між двома сусідніми калібруваннями і однаковості властивостей вхідного і калібрувального сигналів. Тому в практиці вимірювання він застосовується для зменшення низькочастотних складових похибки, тобто незначно змінюючихся за інтервал часу між двома калібруваннями. Очевидно, що чим більше запас за швидкодією, тим для більш ширшого класу сигналів застосовний цей спосіб. При збільшенні швидкодії, природно, можуть бути знижені і вимоги до стабільності параметрів елементів перетворення.

*Адитивна корекція.* При адитивній корекції зменшення похибки здійснюється за рахунок зміщення функції перетворення. Для виявлення похибки, як правило, використовується зразковий зворотний перетворювач ЗП або в схемі без замкненого контура (рис. 7.4), або в схемі із замкненим контуром (рис. 7.5).

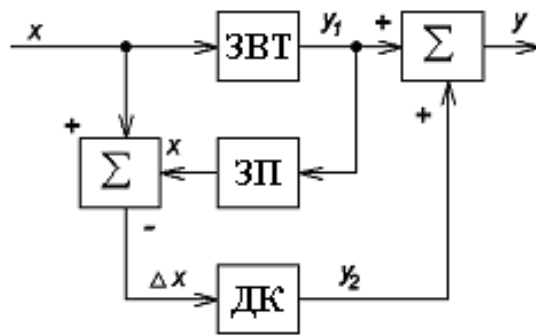


Рисунок 7.4 – Структурна схема ВП з адитивною корекцією без замкненого контура

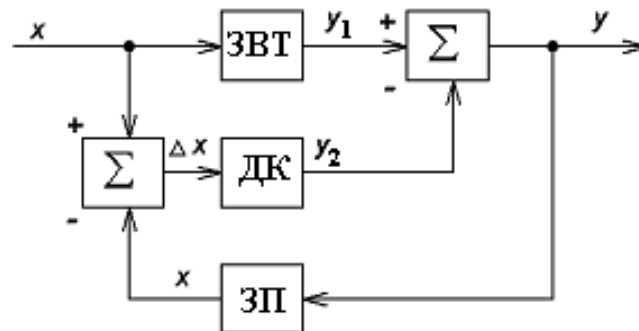


Рисунок 7.5 – Структурна схема ВП з адитивною корекцією із замкненим контуром

Операція виділення сигналу похибки відбувається в результаті одночасного або різночасного отримання і віднімання двох сигналів – вхідного  $x$  і  $x_{o.п}$  на виході ЗП. Підсилений допоміжним каналом ДК різницевий сигнал  $y_2$ , використовується для введення поправки в результат вимірювання.

*Мультиплікативна корекція.* При мультиплікативній корекції здійснюється виділення похибки перетворювача і регулювання коефіцієнта перетворення ВП з метою мінімізації цієї похибки. У такий спосіб можна коректувати адитивну і мультиплікативну похибки, проте при переважанні адитивної похибки корекція здійснюватиметься лише в одній точці шкали ВП. Структурна схема ЗВТ з мультиплікативною корекцією приведена на рис. 7.6.

Нехай характеристика перетворення ЗВТ має вигляд

$$y = (a + kz)x + \Delta_a, \quad (7.19)$$

де  $kz$  – зміна коефіцієнта перетворення ЗВТ під дією сигналу  $z$ ;  $\Delta_a$  – адитивна похибка.



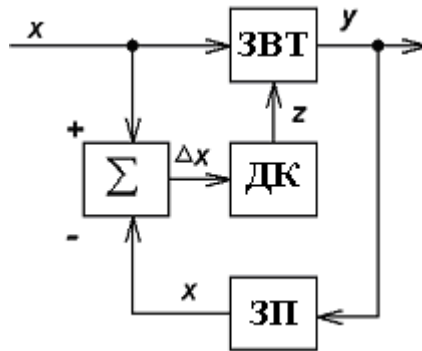


Рисунок 7.6 – Структурна схема ВП з мультиплікативною корекцією

Можна показати, що для зменшення похибки ЗВТ необхідно збільшувати коефіцієнт передачі допоміжного каналу (ДК). При

$$k_{\text{дійсн}} \rightarrow \infty \text{ похибка } \Delta y = 0.$$

Слід зазначити, що за наявності в ЗВТ тільки мультиплікативної похибки вимоги до швидкодії блока ДК можуть бути знижені за рахунок додання замкнутому контуру властивостей астатизму, для чого до складу ДК вводиться інтегруюче коло.

## 7.5 Аналіз завадостійкості вимірювальних перетворювачів

ВП в процесі функціонування неминує піддаються дії завад різного роду, які приводять до небажаних спотворень аналогових і цифрових сигналів, до зміни характеристик ДП.

Завадою вважатимемо будь-який електричний сигнал в колах ВП, відмінний від корисного. Всілякі спотворення корисного сигналу нелінійними перетвореннями і іншими впливаючими чинниками не є завадами, і для підвищення точності ВП, в даному випадку, використовуються різні методи корекції. Завади можна класифікувати за джерелами їх виникнення, за середовищем розповсюдження, енергетичним спектром, за імовірнісними характеристиками і іншими параметрами.

Джерела завад можна розбити на три основні групи. Перша включає внутрішні джерела шумів, що виникають від термoeфекту і гальванічної взаємодії в місцях з'єднання ділянок кола, від теплового шуму в різних

елементах кола, від власних шумів в джерелах корисних сигналів. Другу групу складають джерела шумів штучного походження, такі, як двигуни, перемикачі, генератори сигналів різної форми. До третьої групи відносяться джерела шумів, що є збуреннями природного походження, наприклад, блискавки і сплески сонячної активності.

Існує три основних шляхи проникнення шумів у ВП. По-перше, шуми від вузлів або приладів проникають за рахунок завад в проводах: в провідник, що проходить через «зашумлений» простір, потрапляють завади, які потім передаються іншим вузлам. По-друге, шуми проникають у ВП за рахунок зв'язку через спільні елементи. Зв'язок через спільні елементи зустрічається там, де струми від двох різних вузлів проходять через один елемент. При цьому падіння напруги на спільному елементі, створюване кожним вузлом, є для іншої схеми завадою. Прикладом проблеми такого роду є схема розведення живлення. Будь-яке змінення струму, споживаного яким-небудь навантаженням, змінюватиме живлячу напругу інших навантажень через наявність спільних елементів схеми живлення і внутрішнього опору джерела живлення. Третій шлях проникнення завад – це випромінювання електричного і магнітного полів. Всі елементи схем, включаючи провідники, при протіканні по ним електричного струму випромінюють електромагнітні завади. Окрім такого випромінювання усередині працюючої апаратури, на неї діє випромінювання від зовнішніх джерел.

Перераховані джерела завад створюють електричні і магнітні поля, які через наявність електричних і електромагнітних зв'язків обумовлюють виникнення на різних ділянках перетворення корисного сигналу, паразитну різницю потенціалів і протікання струмів по елементах вимірювальних і інформаційних кіл.

За енергетичним спектром завади діляться на флуктуаційні, імпульсні і зосереджені (синусоїдні).

Флуктуаційні завади є безперервним, без істотних змін в часі, процесом, що має вигляд послідовності нерегулярних сплесків, миттєві значення яких є

випадковими величинами. До флуктуаційних завад слід віднести шуми датчиків вимірюваної величини, шуми ліній зв'язку до датчиків, шуми вхідних пристроїв ВП. Внаслідок множинності незалежних чинників, обумовлюючих появу флуктуаційних завад, ці завади можна вважати розподіленими за нормальним законом з математичним очікуванням, рівним нулю, і щільністю розподілення

$$p(\xi) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp[-\xi^2 / (2\sigma^2)] \quad (7.20)$$

де  $\sigma^2$  – дисперсія флуктуаційної завади;  $\xi_{\phi}$  – поточне значення флуктуаційної завади. Флуктуаційні завади, як правило, мають невелику амплітуду, для них характерний широкий спектр частот. Такі завади істотно впливають тільки на кола передачі сигналів низького рівня.

Імпульсні завади є як окремими імпульсами, так і послідовностями імпульсів з випадковими амплітудами, тривалістю і моментами появи. Із-за обмеженості смуги пропускання кіл форма імпульсних завад спотворюється, і результуючий сигнал за формою співпадає з флуктуаційною завадою. Імпульсні завади з'являються із-за різких змін струму і напруги в промислових установках, в результаті дії джерел природного походження. Амплітуда імпульсних завад залежить від величини стрибків струму або напруги і не залежить від тривалості імпульсу завади. У загальному випадку можна розглядати розподілення імпульсних завад як симетричне з довільною щільністю розподілення  $p(\xi_i)$ .

Зосереджені за спектром завади  $\xi_c$  є процесом, миттєві значення якого описуються якою-небудь періодичною функцією часу. Періодичний характер носять завади, що створюються лініями електропередач, силовими установками і іншими пристроями, випромінюючими періодичні електромагнітні низькочастотні і високочастотні поля. Рівень зосереджених завад промислової частоти може у декілька разів перевищувати рівень вимірюваного сигналу.

Відомо, що в умовах розвиненого промислового виробництва діють всі види завад. Наявність завад  $\xi_{\phi}$ ,  $\xi_c$  призводить до того, що корисний сигнал  $S(t)$  спотворюється завадою і результуючий сигнал, приведений до входу ВП, має вигляд

$$z(t)=b(t)S(t)+\Delta_a(\xi_\phi,\xi_i,\xi_c), \quad (7.21)$$

де  $b(t)$  – мультиплікативна складова похибки;  $\Delta_a(\xi_\phi,\xi_i,\xi_c)$  – адитивна складова похибки.

Дія мультиплікативних завад еквівалентна дії впливаючих чинників, і для боротьби з ними можуть застосовуватися методи корекції. Крім того, дію мультиплікативних завад можна звести до дії еквівалентної адитивної завади, тому надалі розглядатимемо тільки адитивні завади. Сигнал на вході ВП в цьому випадку матиме вигляд

$$z(t)=S(t)+\Delta_a(\xi_\phi,\xi_i,\xi_c). \quad (7.22)$$

Результуюча похибка від дії флуктуаційної і імпульсної завад має закон розподілення, який відрізняється від нормального, і характеристики якого – математичне очікування і дисперсія, – як правило, невідомі.

Таким чином, наявність флуктуаційних і імпульсних завад ставить завдання підвищення завадостійкості ВП, причому, алгоритм обробки результатів вимірювання потрібно шукати в класі нелінійних, оскільки лінійні усувають тільки флуктуаційну складову завад.

Прийнята модель вимірювального процесу (7.22) дозволяє ставити завдання алгоритмічного підвищення завадостійкості апаратури. Залежно від властивостей корисних сигналів розрізнятимемо два підходи до збільшення завадостійкості при розробці апаратури.

Перший підхід базується на тому, що корисний сигнал змінюється в процесі вимірювання. В цьому випадку завдання підвищення завадостійкості зводиться до багатократних вимірювань фізичних величин при відомих ймовірнісних характеристиках, а також при частково або повністю невідомих ймовірнісних характеристиках.

Другий підхід базується на тому, що корисний сигнал є постійним (або поволі змінним), і зводиться до підбору коефіцієнта перетворення ВП з використанням лінійних процедур усереднювання або більш складних нелінійних процедур фільтрації завад.

## 7.6 Шляхи підвищення завадостійкості

Підвищення завадостійкості шляхом статистичної обробки при відомих ймовірнісних характеристиках завад. У багатьох практичних завданнях виникає необхідність знаходження оцінки невідомого параметра  $S(t)$  за рядом вимірювань  $x_1, x_2, \dots, x_n$ . Кожна з цих реалізацій містить корисний сигнал  $S(t)$  і завади  $\xi(t)$ . Інформація про параметр  $S(t)$  добувається з послідовності одержаного ряду вимірювань  $\{x_i\}$  за допомогою певного алгоритму оцінки, який будується на основі апріорних відомостей про ймовірнісні властивості корисного сигналу і завад.

Ідеально, якщо виміряний сигнал співпадає з дійсним, але на практиці завжди існують похибки оцінки, тому бажано використовувати оптимальні (для вибраного критерію якості) або близькі до них оцінкові функції  $g(x)$ , а також уміти знаходити кількісні характеристики точності алгоритмів оцінки, тобто недостатньо знати, що алгоритм має мінімальну дисперсію, потрібно знати значення цієї дисперсії.

При рішенні задачі оцінки невідомого параметра  $S(t)$  в класичному варіанті вважається, що параметри  $S(t)$  на інтервалі спостереження є постійними, але невідомими; крім того, вважається відомим характер взаємодії сигналу і завад. Виходячи з наявності апріорної інформації, розрізняють декілька методів отримання оцінкових функцій  $g(x)$ . Розглянемо ці методи.

Якщо апріорна інформація про сигнал і завади відома повністю, тобто задані щільність розподілення корисного сигналу  $p_s(x)$  і щільність розподілення завад  $p_\xi(x)$ , то оптимальна оцінка визначається з умови мінімуму середнього ризику:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \Pi(S_d, S_b) p_s(x_1, x_2, \dots, x_n) ds = \min, \quad (7.23)$$

де  $p_s(x_1, x_2, \dots, x_n)$  — щільність розподілення параметра  $S(t)$  відносно спостережень  $x_1, x_2, \dots, x_n$ ;

$\Pi(S_d, S_v)$  – функція втрат;  $S_d$  і  $S_v$  – дійсне і вимірне значення параметра сигналу  $S$ .

Якщо як критерій використовується мінімум середньої квадратичної похибки оцінки, тобто  $\Pi(S_d, S_v) = (S_v - S_d)^2$ , то функцією для оптимальної оцінки буде

$$g(x) = \left( \int_{-\infty}^{\infty} S \cdot p_s(S) \cdot p_x(x - S) dS \right) / \left( \int_{-\infty}^{\infty} p_s(S) \cdot p_x(x - S) dS \right). \quad (7.24)$$

Якщо відсутні апріорні відомості про розподілення корисного сигналу, але є відомості про розподілення завад, то в теорії зв'язку як оптимальна оцінкова функція використовується функція правдоподібності, яка співпадає за формою з умовною щільністю спільного розподілення результатів вимірювання при фіксованих значеннях корисного сигналу  $S(t)$ . Як шукана оцінка береться таке значення  $S(t)$ , яке максимізує цю функцію.

Використання цієї функції достатньо універсальне і для багатьох розподілень завад дає задовільні результати. Наприклад, воно приводить до методу найменших квадратів при нормальному розподіленні завад.

Розглянуті вище оптимальні алгоритми оцінки можна одержати за наявності апріорних відомостей, причому оптимальними алгоритми будуть лише в якомусь класі, тому недостатньо знати, що алгоритм є якнайкращим, необхідно знати кількісні характеристики алгоритму, наприклад дисперсію похибки оцінки:

$$D(g) = \int_{-\infty}^{\infty} [g(x)]^2 p_s(x) dx. \quad (7.25)$$

Не завжди вдається вирішити рівняння (7.25), тому часто, визначивши якийсь алгоритм  $g(x_1, \dots, x_n)$ , можна одержати оцінку похибки дисперсії за допомогою математичного моделювання.

*Підвищення завадостійкості шляхом статистичної обробки при частково або повністю невідомим ймовірнісних характеристиках завад.* При аналізі властивостей корисних сигналів і завад, розглянутих вище, відмічалось, що ймовірнісні характеристики сигналів і завад можуть бути частково або повністю наперед невідомі або ці властивості змінюються. Тому доцільно

висунути вимогу до методів оцінки, яка полягає в необхідності інваріантності алгоритмів до зміни ймовірнісних характеристик завад. Це означає, що розроблений для якихось припущень алгоритм успішно працюватиме і в змінній ситуації.

В теорії зв'язку показано, що класичні статистичні оцінки, засновані на апіорних відомостях, не інваріантні до відхилень реальних характеристик від передбачуваних: це призводить, в більшості випадків, до значного зниження ефективності процедур обробки даних. Апіорну невизначеність при статистичній обробці результатів вимірювання  $\{x_i\}$  можна подолати наступними способами: адаптивним, непараметричним і робастним.

При адаптивному підході апіорна невизначеність не дозволяє використовувати звичайний байєсівський алгоритм: знайти оптимальну оцінку, що мінімізує середній ризик за виразом (7.23). Адаптивний підхід заснований на тому, що, насправді, для конкретного набору даних  $\{x_i\}$  існує істинне розподілення, тільки воно нам невідоме, і завдання зводиться до попереднього визначення за допомогою навчаючих вибірок або якимось іншим способом.

В теорії математичної статистики розроблені непараметричні і незалежні від розподілення процедури оцінки – це мінімаксні оцінки і оцінки максимальної правдоподібності, які дають рішення на множині допустимих розподілень, і це рішення є якнайкращим для найменш кращого розподілення із всієї множини допустимих розподілень.

Робастний підхід займає проміжне положення між непараметричними процедурами і класичними параметричними (байєсівськими) методами. Особливість робастних методів полягає в тому, що вони передбачають деяку зміну вибраної моделі сигналів і завад. Вибрана нами модель завад в робастному трактуванні мала б наступне формулювання: істинна функція розподілення лежить навколо основного гауссівського розподілення з малими відхиленнями.

До робастних процедур пред'являються наступні вимоги: для вибраної моделі (наприклад, з гауссівським розподіленням) процедура повинна мати

оптимальну або майже оптимальну ефективність; малі відхилення від передбачень щодо моделі повинні погіршувати якість процедури лише в малій степені, а значні відхилення від моделі не повинні приводити до катастрофічних наслідків.

Якість робастних оцінок, так само як і параметричних, характеризується дисперсією похибки оцінки (7.25). Крім того, оскільки робастні алгоритми мають стійкість до малих змінень ймовірнісних характеристик завад, для них використовують спеціальні кількісні показники стійкості – функцію впливу і функцію чутливості.

*Підвищення завадостійкості при лінійній фільтрації.* Завданням фільтрації є виділення корисного сигналу  $S(t)$  з його суміші з завадою:  $z(t)=S(t)+\xi(t)$ . При відомій формі сигналу  $S(t)$  завдання фільтрації зводиться до виявлення моменту появи корисного сигналу без відновлення форми сигналу  $S(t)$ . Кращі характеристики мають узгоджені фільтри, що забезпечують максимальне відношення сигнал-завада, тобто максимальна відмінність вихідних сигналів за наявності корисного сигналу в суміші і за відсутності. Узгоджені фільтри знайшли достатньо широке застосування, але при вимірюваннях часто невідома форма сигналу  $S(t)$ , і постає завдання відновлення сигналу  $S(t)$  або визначення його характеристик (дисперсії, автокореляцій і т. і.).

Знаючи закони розподілення корисного сигналу  $S(t)$  і завади  $\xi(t)$ , можна ставити завдання визначення оптимальної процедури фільтрації  $g(z(t))=S(t)$ , що забезпечує мінімальну похибку. Але вирішити це завдання до кінця вдається не для будь-яких законів розподілення  $S(t)$  і  $\xi(t)$ . Крім того, закон розподілення завад часто невідомий. У разі апіорної невизначеності про завади оптимальні алгоритми фільтрації є нелінійними.

Розглянемо завдання відшукування оптимальної процедури фільтрації в класі лінійних перетворень. Лінійна фільтрація заснована на тому, що енергетичні спектри корисного сигналу і завади розрізняються своїм частотним змістом.

Технічна реалізація оптимальних лінійних фільтрів для безперервних вхідних сигналів (аналогових фільтрів) пов'язана з подоланням значних



труднощів, наприклад таких, як реалізація аналогової пам'яті з великою ємністю, або аналогових перемножників із змінними параметрами.

Найбільш прийнятними для аналогової лінійної фільтрації є фільтри Баттерворта або подібні їм фільтри на простих  $RC$ -колах і операційних підсилювачах, які можуть успішно застосовуватися замість оптимальних фільтрів при вдало вибраній частоті зрізу.

### **Запитання для самоконтролю до розділу 7**

1. Перелічити джерела завад і шумів, що впливають на ЗВТ.
2. Вказати класифікацію методів боротьби з завадами і прокоментувати їх.
3. Пояснити термін „детерміновані” вимірювані величини.
4. Пояснити поняття випадкових і змішаних вимірюваних величин.
5. Перелічити можливі способи підвищення точності вимірювань і дати їм стислу характеристику.
6. Вказати способи зменшення методичних похибок вимірювання.
7. Пояснити суть структурного методу підвищення точності вимірювань.
8. Перелічити і прокоментувати способи стабілізації реальної характеристики ВП.
9. Вказати недоліки застосування негативного зворотного зв'язку для зменшення похибок.
10. Пояснити суть компенсаційного способу зменшення похибки.
11. Пояснити, як зменшити похибку способом корекції.
12. Перелічити і пояснити різні способи корекції.
13. Вказати завади, які впливають на ВП, і пояснити їх природу.
14. Пояснити можливі варіанти збільшення завадостійкості ВП.
15. Прокоментувати шляхи підвищення завадостійкості при відомих ймовірнісних характеристиках завад.
16. Прокоментувати шляхи підвищення завадостійкості при неповній інформації про ймовірнісні характеристики завад.

17. Яким чином підвищується завадостійкість при лінійній фільтрації?

## Перелік літератури до розділу 7

1. ГОСТ 8.508–84. Метрологические характеристики средств измерений. Общие методы оценки и контроля.
2. Зайко А.И. Точность аналоговых измерительных каналов ИИС.–М: Издательство стандартов, 1987.
3. Туз Ю.М., Литвах В.В. Структурные методы повышения точности измерительных приборов.– К : Вища школа, 1986.
4. Туз Ю.М., Литвах В.В. Автоматическая коррекция погрешностей и расширения функциональных возможностей цифровых вольтметров и мультиметров. «Измерение, контроль, автоматизация.»: Научно-технический сб. обзоров, 1991.
5. Коломиец Л.В., Козаченко М.Т. Обработка сигналов телеметрической информации при неопределенности характеристик канала связи. Вісник Інженерної Академії України. – Київ, 2006
6. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы. Учебник для ВУЗов,– Киев, 1986.
7. Хьюбер П. Робастность и статистика. Пер. с англ.; под ред. Д.Е. Вахмана. – М.: Мир, 1984.

## **ДОДАТОК А**

### **НАВЧАЛЬНА ПРОГРАМА**

#### **Вимірювання у системах зв'язку**

Нормативна дисципліна

освітньо-професійної програми

підготовки бакалаврів за напрямом вищої освіти

6.050903 – Телекомунікації

#### **I. Передмова**

Дисципліна „Вимірювання у системах зв'язку ” включена до стандартів освіти і забезпечує базову підготовку студентів напрямку 6.0924 “Телекомунікації” за спеціальностями: “Телекомунікаційні системи”, “Інформаційні мережі зв'язку”.

Дисципліна має 2,5 кредиту ECTS, модулів – 2, змістових модулів – 4, загальна кількість годин – 90, у тому числі: лекції 34 год.; лабораторні заняття 18 год.; самостійна робота та індивідуальна робота 38 год.; семестр 2.3, 2.4; вид контролю залік.

#### **II. Мета навчання з дисципліни**

Вимірювання в системах зв'язку (ВСЗ) є нормативною, професійно – орієнтованою дисципліною, яка має метою надати фундаментальні знання з теорії вимірювань, методів і способів їх проведення, знання засобів вимірювальної техніки (ЗВТ) та їх метрологічне забезпечення і уміння

проводити вимірювання з заданою точністю, забезпечуючи тим самим високу надійність і ефективність роботи телекомукаційних систем і інформаційних мереж.

### III. Зміст дисципліни

**Модуль 1:** Вимірювання параметрів інформаційних сигналів в системах зв'язку, кредитів ECTS – 1.

Вхідні вимоги до вивчення модуля (знання та вміння з дисциплін, які забезпечують вивчення даного модуля).

№	Зміст знань
1	Вища математика: Векторна алгебра та аналітична геометрія. Матаналіз, диференціальне та інтегральне числення. Теорія узагальнених функцій та дискретна математика. Теорія ймовірностей та математична статистика. Цифрова обробка сигналів (ЦОС).
2	Фізика: Теорія електромагнетизму. Коливання та хвилі, теорія інтерференції. Фізика твердого тіла, теорія напівпровідників, напівпровідникові пристрої та їх властивості.
3	Теорія електричних кіл та сигналів: Методи аналізу та розрахунку електричних кіл. Лінійні та нелінійні перетворення. Вхідні та передаточні функції кіл. Теорія 4-х полюсників.
4	Основи схемотехніки: Схемотехніка на аналогових та дискретних компонентах, логічні елементи та підсилювачі. Цифрова схемотехніка та елементи обчислювальної техніки. Аналогова дискретна схемотехніка. Аналогова інтегральна мікро схемотехніка. АЦП та ЦАП.

№	Зміст знань
5	МСС та УЯ. Основні терміни та визначення метрології. Істинне та дійсне значення фізичної величини. Одиниці фізичних величин. Вимірювання фізичної величини. Прямі, непрямі, сукупні та спільні способи вимірювання. Принципи та методи вимірювань.
6	МСС та УЯ. Засоби вимірювальної техніки та їх класифікація. Міра, вимірювальний прилад, вимірювальний перетворювач, вимірювальна установка, вимірювальна система, вимірювально-обчислювальний комплекс. Еталони.
7	МСС та УЯ. Метрологічні характеристики засобів вимірювальної техніки. Класи точності.
8	МСС та УЯ. Обробка результатів прямих та непрямих вимірювань. Похибки вимірювань. Результати вимірювань. Ймовірна оцінка результатів вимірювань. Ймовірна оцінка похибок вимірювань. Довірчі границі похибок.
9	МСС та УЯ. Оцінка похибки при непрямих вимірюваннях та довірчого інтервалу похибки результату непрямого вимірювання
	Зміст умінь
1	З математики: Використовувати диференціювання, інтегрування при оцінці параметрів сигналів та оцінювати похибки результатів вимірювання за допомогою рядів. Використовувати теорію ймовірностей при статистичній обробці результатів вимірювання.
2	З фізики: Аналізувати процеси вимірювань та перетворень сигналів вимірювальної інформації у ЗВТ при їх обробці, вміти обґрунтувати застосування напівпровідникових пристроїв для побудови засобів вимірювальної техніки (ЗВТ).
3	З теорії електричних кіл та сигналів: вміти використовувати основні закони електротехніки для аналізу роботи та розрахунку елементів

	Зміст умінь
4	З теорії електричних кіл та сигналів: Вміти аналізувати сигнали вимірювальної інформації у ЗВТ, складених за допомогою пристроїв аналогової, цифрової та інтегральної схемотехніки.
5	З МСС та УЯ. Скласти стандартні схеми та рівняння вимірювань, користуючись чинними метрологічними правилами, нормами, термінами та визначеннями, одиницями системи SI, використовувати наукові принципи, атестовані методики та засоби вимірювальної техніки (ЗВТ)
6	З МСС та УЯ. Розраховувати границі допустимих похибок вимірювань та ЗВТ в робочих умовах експлуатації ЗВТ за технічними властивостями та метрологічними характеристиками ЗВТ.
7	З МСС та УЯ. Користуючись експлуатаційною документацією на ЗВТ, визначати застосовані принципи та методи вимірювання.

### Зміст змістових модулів

Основи теорії вимірювань. Об'єкти вимірювань у системах зв'язку. Вимірювання напруги, струму і потужності.

Загальні положення. Алгоритмізація вимірювальних перетворень. Формалізація способів вимірювань. Аналіз впливу метрологічних характеристик засобів вимірювальної техніки на вимірювання. Аналогові вимірювальні перетворення. Аналого-цифрове перетворення. реалізація аналого-цифрового перетворення.

Експлуатаційні вимірювання постійного струму. Вимірювання напруги постійного струму. Вимірювання напруги змінного струму. Вимірювання напруги аналоговими електронними вольтметрами. Вимірювання напруги цифровими вольтметрами. Програмовані цифрові вольтметри. Вимірювання потужності. Метрологічне забезпечення засобів вимірювання напруги, струму і потужності.

#### 2.2. Вимірювання частоти та часових інтервалів.

Методи вимірювання частоти і часових інтервалів. Вимірювання інтервалів часу методом дискретної лічби. Цифровий спосіб вимірювання частоти. Використання мікропроцесорів в електронно-лічильних частотомірах. Адаптивні електронно-лічильні частотоміри. Метрологічне забезпечення засобів вимірювальної техніки для вимірювання частоти. Особливості вимірювань частотно-часових параметрів сигналів цифровими частотомірами на високих частотах.

#### Перелік лабораторних робіт модуля 1

	Тема	годин
1	Експериментальне дослідження параметрів періодичних напруг складної форми з використанням вольтметрів, метрологічне забезпечення.	4
2	Дослідження характеристик цифрових частотомірів. Вибір режимів роботи. Метрологічне забезпечення.	4
	Усього:	8

#### Вихідні знання та уміння з модуля 1

№	Зміст знань
1	Прямі, непрямі, сукупні та спільні вимірювання. Принципи та методи вимірювань.
2	Засоби вимірювальної техніки та їх класифікація.
3	Метрологічні характеристики засобів вимірювальної техніки.
4	Вимірювання параметрів періодичних процесів. Параметри періодичних процесів. Електронні вольтметри, назва, класифікація. Вольтметри СКЗ, СВЗ, та ПЗ.



№	Зміст знань
5	Застосування електронних вольтметрів і правила визначення параметрів напруг періодичних та неперіодичних процесів. Визначення похибок опосередкованих вимірювань коефіцієнтів амплітуди та форми .
6	Цифрові вольтметри. Види аналого-цифрових перетворювачів.
7	Методи вимірювання частотно-часових параметрів сигналу: аналогові методи вимірювання частоти; цифрові способи вимірювання частоти та часових інтервалів електричних сигналів.
8	Цифрові частотоміри. Структурна схема та принципи роботи. Цифровий спосіб вимірювання частоти. Цифровий спосіб вимірювання часових інтервалів та відношення частот. Похибки вимірювання частоти та часових інтервалів. Вибір параметрів цифрових частотомірів для різних режимів роботи.
	Зміст умінь.
	Студент повинен уміти:
1	Складати стандартні схеми та рівняння вимірювань, користуючись чинними метрологічними правилами, нормами, термінами та визначеннями, одиницями системи SI, використовувати научні принципи, атестовані методики та засоби вимірювальної техніки (ЗВТ)
2	Розраховувати границі допустимих похибок вимірювань та ЗВТ в робочих умовах експлуатації ЗВТ за технічними властивостями та метрологічними характеристиками ЗВТ.
3	Користуючись експлуатаційною документацією на ЗВТ, аналізувати структурні та функціональні схеми ЗВТ, уявляти форми електричних процесів, визначати застосовані принципи та методи вимірювання.

	Зміст умінь.
	Студент повинен уміти:
4	Вимірювати параметри періодичних процесів за допомогою електронних вольтметрів, виконувати вибір електронних вольтметрів з відповідними МХ та типами вимірювальних перетворювачів змінної напруги в постійну, визначати похибки непрямих вимірювань на прикладі дослідження коефіцієнтів.
5	Використовувати цифрові частотоміри-періодоміри: вибирати оптимальні режими роботи, розраховувати границі допустимих похибок цифрових вимірювань та цифрових ЗВТ.

Модуль 2: Вимірювання характеристик каналів зв'язку і параметрів електричних кіл. кредитів ECTS – 1,5

Вхідні вимоги до вивчення модуля (знання та вміння з дисциплін, які забезпечують вивчення даного модуля).

№	Зміст знань
1	Прямі, непрямі, сукупні та спільні способи вимірювання. Принципи та методи вимірювань.
2	Засоби вимірювальної техніки та їх класифікація.
3	Метрологічні характеристики засобів вимірювальної техніки.
4	Вимірювання параметрів періодичних процесів. Параметри періодичних процесів.
5	Методи вимірювання частотно-часових параметрів сигналу: аналогові методи вимірювання частоти; цифрові способи вимірювання частоти та часових інтервалів електричних сигналів.
6	Цифрові частотоміри. Структурна схема та принципи роботи. Цифровий спосіб вимірювання частоти. Цифровий спосіб вимірювання часових інтервалів та відношення частот. Похибки вимірювання частоти та часових інтервалів. Вибір параметрів цифрових частотомірів для різних режимів роботи.

	Зміст умінь.
	Студент повинен уміти:
1	Оброблювати результати вимірювань. Обчислювати похибки результатів вимірювань. Проводити обробку прямих та непрямих одноразових та багаторазових вимірювань.
2	Обґрунтовано вибирати метрологічно атестовані ЗВТ та відповідні методики виконання вимірювань для вимірювань і контролю з припустимою вірогідністю, впроваджувати та виконувати метрологічні правила та норми.
3	Вимірювати параметри періодичних процесів за допомогою електронних вольтметрів, виконувати вибір електронних вольтметрів з відповідними МХ та типами вимірювальних перетворювачів змінної напруги в постійну.
4	Використовувати цифрові частотоміри - періодоміри, вибирати оптимальні режими застосування та роботи

Зміст змістових модулів (лекційних годин):

Вимірювання характеристик каналів зв'язку.

Дослідження електричних сигналів. Загальні відомості. Часовий аналіз сигналів. Види осцилографічних розгортки. Синхронізація розгортки. Вимірювання параметрів досліджуваних сигналів. Особливості осцилографування наносекундних імпульсів і сигналів надвисоких частот. Застосування мікропроцесорів в осцилографах. Цифрові запам'ятовуючі осцилографи. Перспективи розвитку засобів вимірювальної техніки для часового аналізу сигналів.

Методи спектрального аналізу сигналів каналів зв'язку. Аналогові аналізатори спектру. Аналізатори спектра на дисперсійних лініях затримки. Цифрові аналізатори спектру: аналізатор із стисненням масштабу часу, аналізатор з синтезатором частоти, керований мікропроцесором, мікропроцесорний аналізатор на основі швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Особливості спектрального аналізу випадкових процесів.

Вимірювання амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) каналів зв'язку. Загальні відомості. Аналогові автоматичні вимірювачі АЧХ. Мікропроцесорні вимірювачі АЧХ. Мікропроцесорний вимірювач АЧХ на основі синтезатора частоти.

Вимірювання спотворень форми сигналів. Загальні відомості. Аналогові методи вимірювань нелінійних спотворень: гармонійний, комбінаційних частот і статистичний. Аналогові та цифрові вимірювачі нелінійних спотворень. Програмовані вимірювачі спотворень форми сигналів.

Вимірювання фазових зсувів електричних сигналів. Методи вимірювання: осцилографічний, компенсаційний, перетворення фазового зсуву в часовий інтервал, цифровий фазометр, фазометр з мікропроцесором. Особливості

вимірювання фазового зсуву на високих і дуже високих частотах. Груповий час проходження сигналів.

Вимірювання параметрів амплітудно-модульованих та частотно-модульованих сигналів. Методи вимірювання для АМ сигналів: метод подвійного перетворення, осцилографічний метод; для ЧМ сигналів – метод частотного детектора, спектральний метод, метод вимірювання девіації частоти за допомогою частотоміра. Вимірювач девіації частоти. Вимірювання при імпульсній модуляції

#### Вимірювання параметрів електричних кіл

Вимірювання параметрів кіл із зосередженими параметрами. Методи вимірювання метод безпосередньої оцінки (прямий і непрямий способи), метод порівняння (мостовий), резонансний метод і цифровий методи. Вимірювання параметрів кіл на високих частотах. Цифрові вимірювачі параметрів кіл. Вимірювачі параметрів кіл з вбудованою мікропроцесорною системою.

## Перелік лабораторних робіт модуля 2

	Тема	годин
1	Вимірювання параметрів інформаційних сигналів за допомогою осцилографа, метрологічне забезпечення.	4
2	Аналіз спектру сигналів	2
3	Вимірювання нелінійних спотворень	2
4	Вимірювання АЧХ каналів зв'язку	2
	Усього:	10

## Вихідні знання та уміння з модуля 2

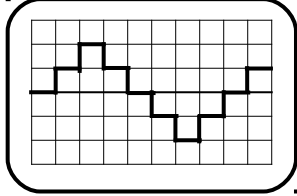
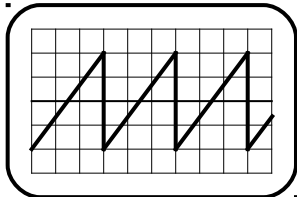
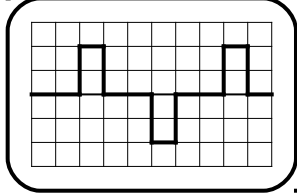
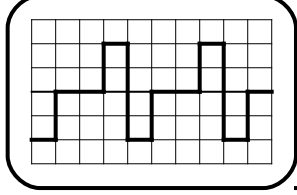
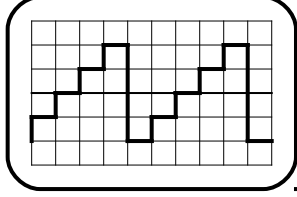
№	Зміст знань
7	Методи аналізу форми і спектру електричних сигналів. Основи візуалізації процесів. Найпростіший осцилограф, структурна схема, процеси, органи керування.
8	Оцінка похибки результатів осцилографічних вимірювань
9	Застосування осцилографа для дослідження форми сигналів. Види розгортки осцилографа та їх синхронізація. Вимірювання енергетичних та часових параметрів процесів.
1	Методи аналізу спектрів сигналів, структурні схеми послідовного та паралельного аналізатору спектру, призначення основних блоків. Цифрові аналізатори спектру. Мікропроцесорний аналізатор на основі швидкого перетворення Фур'є.
2	Методи вимірювання нелінійних спотворень, Аналогові та цифрові вимірювачі нелінійних спотворень. Структурні схеми та органи управління вимірювача нелінійних спотворень. Програмовані вимірювачі спотворень форми сигналів.

№	Зміст знань
3	Методи вимірювання АЧХ каналів зв'язку ; принцип дії, структурна схема, призначення основних блоків АЧХ, та способи синхронізації. Основні метрологічні та експлуатаційні характеристики АЧХ, джерела похибок вимірювання.
7	Методи вимірювання завад та шумів у каналах зв'язку; прилади, що використовуються для вимірювань (псофметри, генератори шумів), методи вимірювання напруженості поля
8	Методи вимірювання параметрів амплітудно-модульованих та частотно-модульованих сигналів. Вимірювання при імпульсній модуляції
9	Вимірювання параметрів кіл із зосередженими параметрами. Цифрові вимірювачі параметрів кіл. Вимірювачі параметрів кіл з вбудованою мікропроцесорною системою.
	Зміст умінь.
	Студент повинен уміти:
	Застосовувати електронний осцилограф для дослідження форми та вимірювання енергетичних і частотно-часових параметрів електричних процесів
1	Вибирати методи спектрального аналізу сигналів
2	Виконувати аналіз спектру сигналів, які використовуються в інформаційних мережах зв'язку.
3	Виконувати вимірювання коефіцієнту передачі каналів зв'язку, давати оцінку відповідності нормам.
4	Вимірювати та оцінювати нелінійні спотворення у каналах зв'язку на відповідність нормам
5	Вимірювати та оцінювати шумові характеристики каналів зв'язку

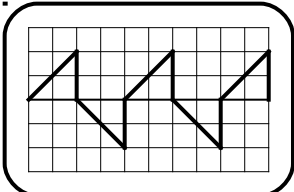
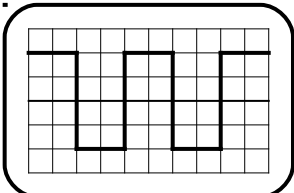
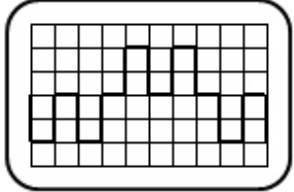
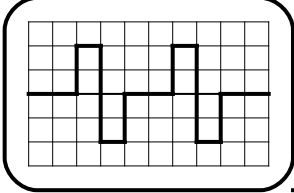
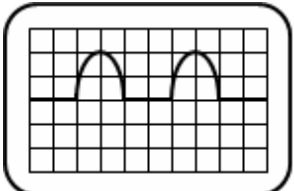
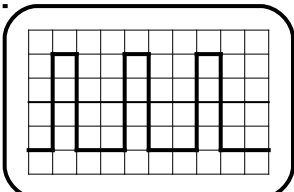
## ДОДАТОК Б

### Завдання за темою вимірювання напруги

Таблиця Б.1 Умови задач.

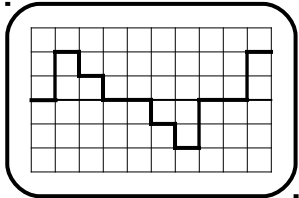
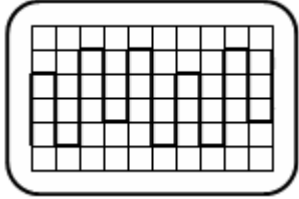
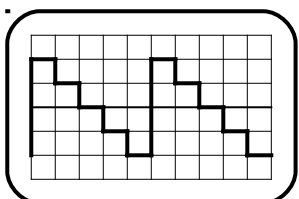
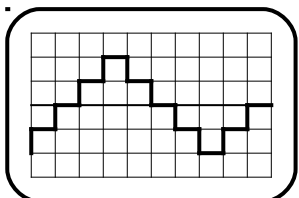
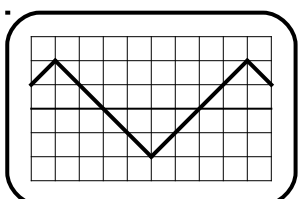
Варі- ант	Тип вольт- метра	Показа- ння	$U_m$	$U_{свз}$	$U$	$K_a$	$K_\phi$	$K_y$	Осцилограма або математична модель напруги	Коеф. відх. В/поділ	Коеф. розг.мкс/ поділ
1	B7-26	?								10	2
	B3-42	?	?	?	?	?	?	—			
	B3-38	?									
2	B3-38	10 В								—	5
	B4-17	?	?	?	?	$\sqrt{3}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	2			
	B3-33	?									
3	B4-12	?								—	1
	BK7-15	?	?	?	?	?	?	?			
	B7-26	1 В									
4	BK7-10	?								2	2
	B7-26	?	?	?	?	?	?	?			
	B4-20	?									
5	B3-53	?								1	1
	B4-18	?	?	?	?	?	?	?			
	B3-41	?									
6	BK7-15	1 В							—	—	—
	B3-56	0,5 В	?	?	?	?	?	?			
	B3-39	0,5 В									

# Продовження таблиці Б 1

Варі-ант	Тип вольт- метра	Показа- ння	$U_m$	$U_{свз}$	$U$	$K_a$	$K_\phi$	$K_y$	Осцилограма або математична модель напруги	Коеф. відх. В/поділ	Коеф. розг. мкс/ поділ
7	B3-38 B3-55 B7-26	? ? ?		?	?	?	?	?		1	2
8	B3-39 B3-20 B4-12	? ? ?		?	?	?	?	?		5	1
9	BK7-15 B3-40 B3-38	? ? ?		?	?	?	?	?		5	2
10	B4-13 B7-26 BK7-10	10 В ? ?		?	?	?	?	?		—	2
11	B3-45 B7-26 B3-41	? ? 1 В		?	?	2,82	2,22	—		—	1
12	B7-26 B3-33 B3-53	? ? ?		?	?	?	?	?		1	1



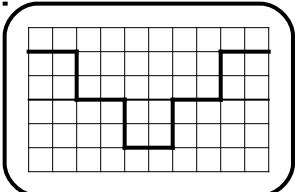
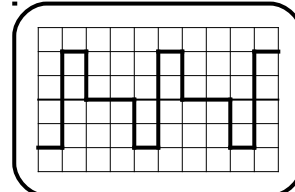
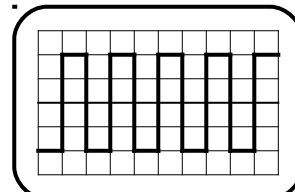
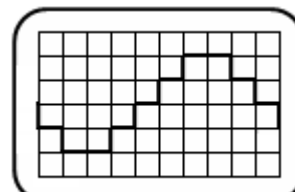
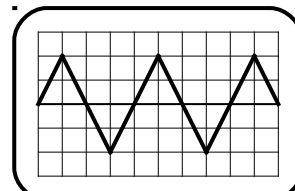
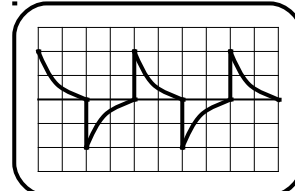
### Продовження таблиці Б 1

Варіант	Тип вольт- метра	Показа- ння	$U_m$	$U_{свз}$	$U$	$K_a$	$K_\phi$	$K_y$	Осцилограма або математична модель напруги	Коеф. відх. В/поділ	Коеф. розг. мкс/ поділ
13	B7-26	10 В							—	—	—
	B3-53	10 В	?	?	?	?	?	?			
	B3-41	10 В									
14	B7-26	?								5	1
	B3-40	?	?	?	?	?	?	?			
	B3-38	?									
15	BK7-15	?								10	1
	B3-39	?	?	?	?	?	?	?			
	B3-45	?									
16	BK7-10	?								1	1
	B4-12	?	?	?	?	?	?	?			
	B3-20	?									
17	B3-41	?								1	1
	BK7-10/A	?	?	?	?	?	?	?			
	B7-26	?									
18	B3-38	1 В								—	2
	B4-13	?	?	?	?	$\sqrt{3}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	2			
	B3-49	?									

# Продовження таблиці Б 1

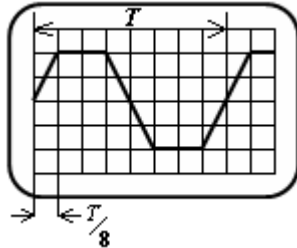
Варі- ант	Тип вольт- метра	Показа- ння	$U_m$	$U_{свз}$	$U$	$K_a$	$K_\phi$	$K_y$	Осцилограма або математична модель напруги	Коеф. відх. В/поділ	Коеф. розг. мкс/ поділ
19	ВК7- 10/А В4-14 В3-57	10 В ? ?	? ? ?	? ? ?	? ? ?	$\frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\frac{4}{3}\sqrt{\frac{2}{3}}$	$\frac{4}{3}$		0,1	0,5
20	В4-12 В3-40 В3-41	1 В ? ?	? ? ?	? ? ?	? ? ?	? ? ?	? ? ?	? ? ?		?	1
21	В3-38 В7-26 В3-42	? ? ?	? ? ?	? ? ?	? ? ?	? ? ?	? ? ?	? ? ?		1	2
22	В3-39 В4-14 В7-26	? ? ?	? ? ?	0,5 В	? ? ?	? ? ?	? ? ?	? ? ?		?	0,5
23	В3-33 В3-45 ВК7- 15	? ? ?	? ? ?	? ? ?	? ? ?	? ? ?	? ? ?	? ? ?		1	2
24	В7-26 В3-42 ВК7- 10	? ? ?	? ? ?	? ? ?	$\frac{1}{B}$	$\sqrt{3}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	2		—	2

Продовження таблиці Б 1

Варі- ант	Тип вольт- метра	Показа- ння	$U_m$	$U_{свз}$	$U$	$K_a$	$K_\phi$	$K_y$	Осцилограма або математична модель напруги	Коеф. відх. В/поділ	Коеф. розг. мкс/ поділ
25	B3-57	?								1	2
	B3-38	?	?	?	?	?	?	?			
	B4-18	?									
26	B3-39	?								?	1
	BK7-15	?	?	?	?	?	?	?			
	B4-12	0,1 В									
27	B3-38	1 В								?	2
	B7-26	?	?	?	?	?	?	?			
	B3-56	?									
28	B7-26	0,5 В								—	1
	B4-12	?	?	?	?	?	?	?			
	B3-42	?									
29	B4-13	?								—	1
	B3-42	?	?	10 В	?	?	?	?			
	B3-38	?									
30	B3-42	?								1	2
	B7-26	?	?	?	$U_m \sqrt{1-}$	?	?	?			
	B3-33	?									

## Приклад рішення

Таблиця Б.2 – Умова завдання

Варі- ант	Тип вольт- метра	Показа- ння	$U_m$	$U_{свз}$	$U$	$K_a$	$K_f$	$K_y$	Осцилограма або математична модель напруги	Коеф. відх. В/поділ	Коеф. розг. мкс/ поділ
W	B3- 56	?								2	5
	B7- 26	?	?	?	?	?	?	?			
	B3-	?									

1. З таблиці Б.4 виписуємо основні технічні характеристик електронних вольтметрів B3-56, B7-26, B3-38

B3-56	СКЗ	0,1 мВ...300 В	10 Гц...15 МГц	4 %
B7-26	ПЗ	200 мВ...300 В	20 Гц...1000МГц	4 %
B3-38	СВЗ	0,1 мВ...300 В	20 Гц...5 МГц	4 %

2. Визначимо амплітудне значення і частоту сигналу. Амплітудне значення напруги визначаємо з осцилограми  $U_m = K_{\text{відх}} \cdot h$ , де  $h$  – число поділок, що відповідають амплітудному значенню сигналу.

$$U_m = 2\text{В/поділ} \cdot 2\text{поділ} = 4\text{В}$$

Період вимірюваної напруги визначаємо з осцилограми. Для розглянутого варіанта  $T = K_{\text{розг}} \cdot l = \frac{5\text{мкс}}{\text{поділ}} \cdot 8\text{поділ} = 40\text{ мкс}$ , тоді  $f = 25\text{ кГц}$ .

Перевіряємо, чи перебуває частота і напруга вимірюваного сигналу в межах частотного та динамічного діапазонів вольтметрів. Можна зробити висновок про відповідність технічних характеристик вольтметрів вимірюваному сигналу.

3. Визначаємо  $U_{\text{свз}}$  та  $U$ .

Запишемо заданий процес в аналітичній формі:

$$u(t) = \begin{cases} kt; 0 \leq t \leq T \\ U_m; \frac{1}{8}T \leq t \leq \frac{3}{8}T \\ |kt|; \frac{3}{8}T \leq t \leq \frac{4}{8}T \end{cases},$$

$$k = \frac{U_m}{\frac{T}{8}} = \frac{8U_m}{T}$$

де

Визначимо середньовипрямлене значення напруги,

$$U_{\text{свз}} = \frac{1}{T} \left[ 4 \int_0^{\frac{T}{8}} kt \cdot dt + 2 \int_0^{\frac{T}{4}} U_m dt \right] = \frac{1}{T} \left[ 4k \frac{t^2}{2} \Big|_0^{\frac{T}{8}} + 2U_m t \Big|_0^{\frac{T}{4}} \right] = \frac{1}{T} \left[ 4 \frac{U_m \cdot 8}{T} \cdot \frac{T^2}{2 \cdot 64} + 2U_m \frac{T}{4} \right] = \frac{3}{4} U_m.$$

Числове значення  $U_{\text{свз}} = \frac{3}{4} 4 = 3$  В.

Визначимо середньоквадратичне значення напруги

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \left[ 4 \int_0^{\frac{T}{8}} (kt)^2 dt + 2 \int_0^{\frac{T}{4}} U_m^2 dt \right]} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[ 4k^2 \frac{t^3}{3} \Big|_0^{\frac{T}{8}} + 2U_m^2 t \Big|_0^{\frac{T}{4}} \right]}.$$

Після підстановки одержимо

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \left[ 4 \frac{64U_m^2}{T^2} \frac{T^3}{64 \cdot 8 \cdot 3} + 2U_m^2 \frac{T}{4} \right]} = U_m \sqrt{\frac{2}{3}}.$$

Числове значення  $U = 4 \sqrt{\frac{2}{3}} = 3,27$  В.

4. Розрахуємо коефіцієнти  $K_a$ ,  $K_\phi$ ,  $K_y$  для заданої форми напруги.

$$K_a = \frac{U_m}{U} = \frac{U_m}{U_m \sqrt{\frac{2}{3}}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{2}{3}}} = \sqrt{\frac{3}{2}}; \quad K_\phi = \frac{U}{U_{\text{свз}}} = \frac{U_m \sqrt{\frac{2}{3}}}{\frac{3}{4} U_m} = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}}}{\frac{3}{4}} = \frac{4\sqrt{2}}{3\sqrt{3}} = \frac{4}{3} \sqrt{\frac{2}{3}};$$

$$K_y = \frac{U_m}{\frac{3}{4} U_m} = \frac{4}{3}$$

Результати заносимо в таблицю Б.3

5. Визначимо показання вольтметрів:

– АВ3-56 з ВПН середньоквадратичних значень. Відповідно до правил градування вольтметрів показання таких вольтметрів дорівнюють середньоквадратичному значенню, тобто  $U=3,27$  В;

– АВ7-26 з ВПН пікових значень. Показання таких вольтметрів завжди менше вимірюваного ними пікового значення в 1,41 рази, тобто

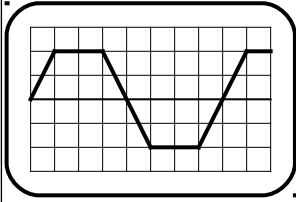
$$AB7-26 = \frac{U_m}{1,41} = \frac{4}{1,41} = 2,84 \text{ В};$$

– АВ3-38 з ВПН середньовипрямлених значень. Показання таких вольтметрів завжди більше вимірюваного ними середньовипрямленого значення в 1,11 рази, тобто

$$AB3-38 = U_{\text{свз}} \cdot 1,11 = 3 \cdot 1,11 = 3,33 \text{ В}.$$

Отримані дані заносимо в таблицю Б.3

Таблиця Б.3 – Результати рішення завдання

Варі- ант	Тип вольт- метра	Показа- ння, В	$U_m$ , В	$U_{\text{свз}}$ , В	$U$ , В	$K_a$	$K_f$	$K_u$	Осцилограма або математична модель напруги	Коеф. відх. В/поділ	Коеф. розг. мкс/ поділ
W	В3- 56	3,27									
	В7- 26	2,84	4	3	3,27	1,22	1,09	1,3		2	5
	В3- 38	3,33									

Таблиця Б.4 – Основні технічні характеристики вольтметрів

Тип вольтметра	Тип ВПН	Діапазон вимірюваної напруги	Частотний діапазон	Основна допустима похибка (клас точності)
ВЗ-6	СКЗ	150 мкВ...200 В	5 Гц...1 МГц	6 %
ВЗ-20	СКЗ	2 мВ...300 В	45 Гц...300 кГц	1,5 %
ВЗ-40	СКЗ	10 мкВ...300 В	5 Гц...5 МГц	4 %
ВЗ-42	СКЗ	30 мкВ...300 В	10 Гц...5 МГц	4 %
ВЗ-45	СКЗ	0,3 мВ...300 В	20 Гц...50 МГц	4 %
ВЗ-49	СКЗ	10 мВ... 100 В	20 Гц...1000 МГц	$\left(0,2 + \frac{0,08}{U_x}\right) \%$
ВЗ-53	СКЗ	0,1 мВ...300 В	20 Гц...1 МГц	2,5 %
ВЗ-55	СКЗ	0,1 мВ...300 В	10 Гц...50 МГц	2,5 %
ВЗ-56	СКЗ	0,1 мВ...300 В	10 Гц...15 МГц	4 %
ВЗ-57	СКЗ	100 мкВ...300 В	5 Гц...5 МГц	2,5 %
ВЗ-33	СВЗ	30 мкВ...300 В	10 Гц...1 МГц	2,5 %
ВЗ-38	СВЗ	0,1 мВ...300 В	20 Гц...5 МГц	4 %
ВЗ-39	СВЗ	0,1 мВ...300 В	20 Гц...10 МГц	4 %
ВЗ-41	СВЗ	0,3 мВ...300 В	20 Гц...10 МГц	4 %
ВК7-10	СВЗ	1 мВ...1000 В	20 Гц...20 кГц	$0,2 U_x + 2$ од. лічби.
ВК7-10/А	СВЗ	1 мВ...1000 В	20 Гц...20 кГц	$0,2 U_x + 2$ од. лічби.
В4-12	ПЗ	1 мВ...1 В	500 Гц...5 МГц	4 %
В4-13	ПЗ	0,1...150 В	10 Гц...1 МГц	$0,005 U_x + 0,02$ В
В4-14	ПЗ	10 мВ...1 В	1...100 МГц	6 %
В4-17	ПЗ	0,1...1000 В	100 Гц...5 МГц	$1,5 \% + 1$ од. лічби.
В4-18	ПЗ	1...500 В	500 Гц... 10 МГц	6 %
В4-20	ПЗ	0,1...250 В	10 Гц...50 МГц	$\left(0,3 + \frac{0,2}{U_m}\right) \%$
В7-26	ПЗ	200 мВ...300 В	20 Гц...1000 МГц	4 %
ВК7-15	ПЗ	1...1000 В	20 Гц...700 МГц	6 %

## ДОДАТОК В

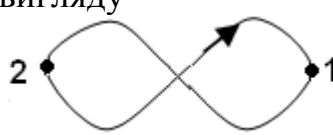
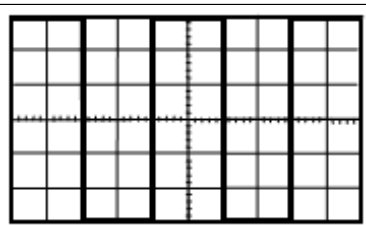
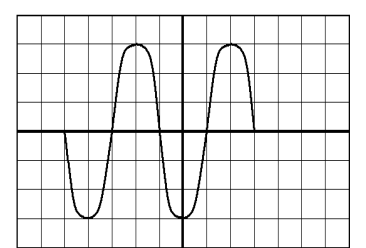

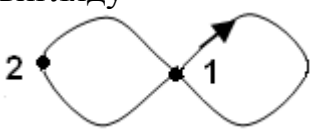
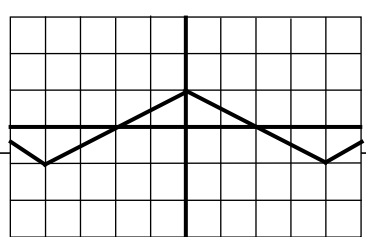
Задачі з дослідження форми інформаційних сигналів та оцінки їх параметрів

Таблиця В1 – Варіанти завдань.

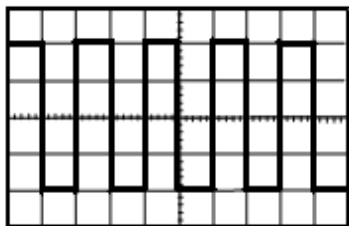
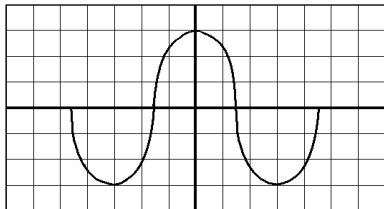
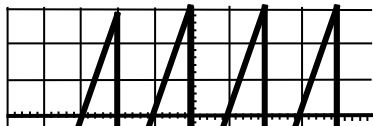
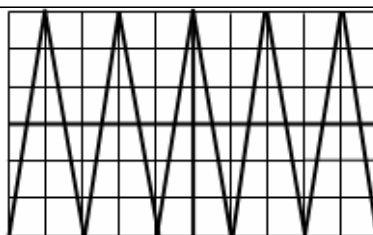
Варі-ант	Завдання №1			Завдання №2
1	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мс/поділ}}$	Визначити тривалість відтворення фронту імпульсу на екрані осцилографа і відносну похибку, пов'язану з шунтуванням, якщо відомо, що тривалість фронту імпульсу $\tau_{\text{ф}}=1$ мкс; $C_{\text{вх}}=20$ пФ; $R_{\text{іст}}=10$ кОм.
		10	10	
	Математична модель процесу			
2	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	Визначити величину фазового зсуву.  
		5	20	
	Математична модель процесу			
3	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мс/поділ}}$	Визначити тривалість імпульсу і його відносну похибку, якщо відомо, що $K_{\text{розг}}=1$ мкс/поділ, довжина осцилограми імпульсу $l_{\text{осц}}=5$ поділ, похибка калібрування $\delta_{\text{калібр}} = \pm 3\%$ , коефіцієнт нелінійності розгортки $\beta=6\%$ .
		1	5	
	Математична модель процесу			
4	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мс/поділ}}$	Визначити відносну похибку відтворення розмаху синусоїдального сигналу, пов'язану з шунтуючою дією осцилографа, якщо відомо, що $R_{\text{вх}}=1$ МОм і $R_{\text{іст}}=100$ кОм.
		2	0,5	
	Математична модель процесу			



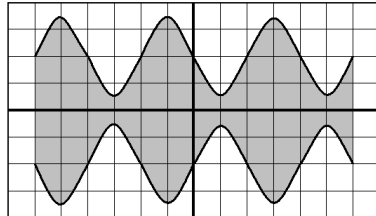
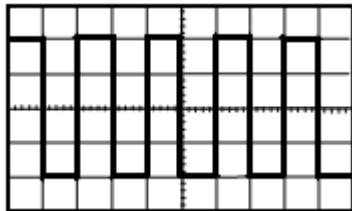
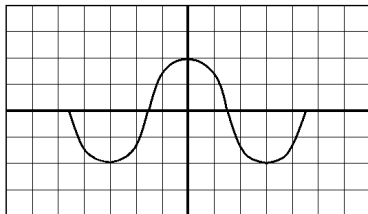
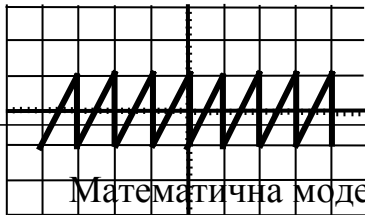

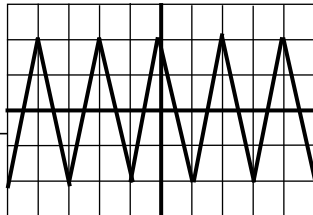
Продовження таблиці В1

Варі-ант	Завдання №1			Завдання №2
5	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мс/поділ}}$	<p>Визначити частоту напруги що подається на вхід <math>Y</math> і час руху проміння від крапки 1 до крапки 2, якщо відомо, що на екрані отримано зображення вигляду</p>  <p>при синусоїдальній розгортці з частотою <math>f_p=200</math> Гц.</p>
		0,5	0,2	
	Математична модель процесу			
6	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мс/поділ}}$	<p>Визначити тривалість фронту імпульсу <math>\tau_{\text{ф}}</math>, якщо час наростання перехідної характеристики каналу вертикального відхилення складе 35 нс, тривалість фронту імпульсу на екрані осцилографа <math>\tau_{\text{ф(о)}} = 1</math> мкс.</p>
		0,2	0,1	
	Математична модель процесу			
7	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мс/поділ}}$	<p>Визначити відносну похибку відтворення розмаху синусоїдального сигналу, пов'язану з шунтуючою дією осцилографа, якщо відомо, що <math>R_{\text{вх}}=0,5</math> МОм і <math>R_{\text{іст}}=200</math> кОм.</p>
		0,2	0,1	
	Математична модель процесу			
8	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	<p>Визначити частоту напруги, що подається на вхід <math>Y</math> і час руху проміння від крапки 1 до крапки 2, якщо відомо, що на екрані отримано зображення вигляду</p>  <p>при синусоїдальній розгортці з частотою <math>f_p=400</math> Гц .</p>
		0,1	50	
	математична модель процесу			

Продовження таблиці В1

Вари- ант	Завдання №1			Завдання №2
9	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	На вхід осцилографа подаються імпульси тривалістю 0,2 мкс/поділ, коефіцієнт розгортки 0,1 мкс/поділ, робоча довжина горизонтальної частини екрану 6 поділ. Визначити положення імпульсу на екрані, якщо лінія затримки в каналі Y має час затримки $\tau_3=0,2$ мкс.
		0,05	20	
	Математична модель процесу			
10	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	Визначити тривалість імпульсу і його відносну погрішність, якщо відомо, що $K_p=5$ мкс/поділ, довжина осцилограми імпульсу $l_{\text{осц}}=6$ поділ, похибка калібруатора $\delta_{\text{калібр}} = \pm 3\%$ , коефіцієнт нелінійності розгортки $\beta=8\%$ .
		0,02	2	
	Математична модель процесу			
11	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	Визначити тривалість фронту імпульсу $\tau_{\text{ф}}$ , якщо час наростання перехідної характеристики каналу вертикального відхилення складе 70 нс, тривалість фронту імпульсу на екрані осцилографа $\tau_{\text{ф(о)}}=0,5$ мкс.
		0,5	10	
	Математична модель процесу			
12	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	Визначити тривалість відтворення фронту імпульсу на екрані осцилографа і відносну похибку, пов'язану з шунтуванням, якщо відомо, що тривалість фронту імпульсу $\tau_{\text{ф}}=1,5$ мкс; $C_{\text{вх}}=25$ пФ; $R_{\text{іст}}=15$ кОм.
		0,05	2	
	Математична модель процесу			


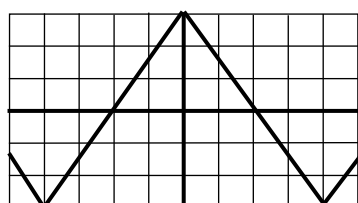
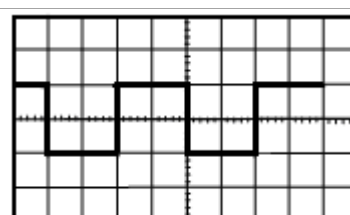
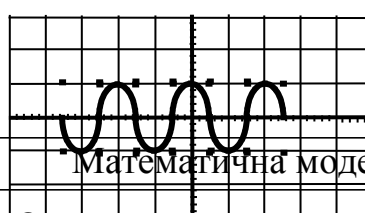
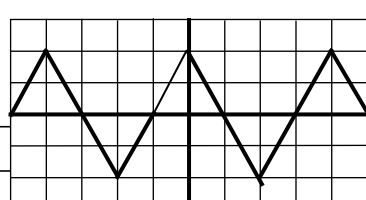
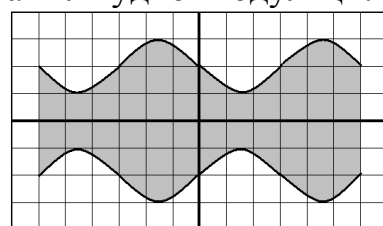
Продовження таблиці В1

Вари- ант	Завдання №1			Завдання №2
13	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	Визначити коефіцієнт амплітудної модуляції. 
		0,5	1	
	Математична модель процесу			
14	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	Визначити відносну похибку відтворення розмаху синусоїдального сигналу, пов'язану з шунтуючою дією осцилографа, якщо відомо, що $R_{\text{вх}}=5 \text{ МОм}$ і $R_{\text{іст}}=50 \text{ кОм}$ .
		0,02	50	
	Математична модель процесу			
5	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	На вхід осцилографа подаються імпульси тривалістю 0,1 мкс/поділ, коефіцієнт розгортки 0,5 мкс, робоча довжина горизонтальної частини екрану 8 поділ. Визначити положення імпульсу на екрані, якщо лінія затримки в каналі Y має час затримки $\tau_z=0,1 \text{ мкс}$ .
		0,1	5	
	Математична модель процесу			
16	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	Визначити частоту напруги що подається на вхід Y і час руху світивши від крапки 1 до крапки 2, якщо відомо, що на екрані отримано зображення вигляду  при синусоїдальній розгортці з частотою $f_p=100 \text{ Гц}$ .
		0,02	0,5	
	Математична модель процесу			

Продовження таблиці В1

Варі-ант	Завдання №1			Завдання №2
17	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	<p>На вхід осцилографа подаються імпульси тривалістю 0,4 мкс, коефіцієнт розгортки 0,1 мкс, робоча довжина горизонтальної частини екрану 6 поділ. Визначити положення імпульсу на екрані, якщо лінія затримки в каналі Y має час затримки <math>\tau_3=0,1</math> мкс.</p>
		0,05	0,2	
	Математична модель процесу			
18	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	<p>Визначити верхню граничну частоти смуги пропускання каналу Y осцилографа якщо час наростання перехідної характеристики повинен бути не більш <math>3,5 \cdot 10^{-9}</math> с.</p>
		10	10	
	Математична модель процесу			
19	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	<p>На вхід осцилографа подаються імпульси тривалістю 0,5 мкс, коефіцієнт розгортки 0,1 мкс, робоча довжина горизонтальної частини екрану 8 поділ. Визначити положення імпульсу на екрані, якщо лінія затримки в каналі Y має час затримки <math>\tau_3 = 0,2</math> мкс.</p>
		5	20	
	Математична модель процесу			
20	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мс/поділ}}$	<p>Визначити частоту напруги що подається на вхід Y і час руху світивши від крапки 1 до крапки 2, якщо відомо, що на екрані отримано зображення вигляду  при синусоїдальній розгортці з частотою <math>f_p=600</math> Гц.</p>
		1	5	
	Математична модель процесу			

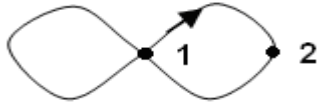
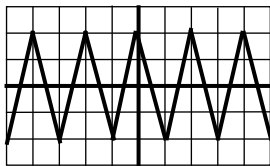
Продовження таблиці В1

Вари- ант	Завдання №1			Завдання №2
21	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мс/поділ}}$	На вхід осцилографа подається синусоїдальна напруга з $f=20$ кГц, тривалість прямого ходу променя $T_{\text{пр}}=50$ мкс, тривалість зворотного ходу променя $T_{\text{звор}}=2,5$ мкс. Намалювати вид осцилограми.
		2	0,5	
	Математична модель процесу			
22	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мс/поділ}}$	Визначити тривалість фронту імпульсу $\tau_{\text{ф}}$ , якщо час наростання перехідної характеристики каналу вертикального відхилення складе 140 нс, тривалість фронту імпульсу на екрані осцилографа $\tau_{\text{ф(о)}}=2$ мкс.
		0,5	5	
	Математична модель процесу			
23	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мс/поділ}}$	Визначити фазовий здвиг.
		0,1	0,1	
	Математична модель процесу			
24	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	Визначити тривалість відтворення фронту імпульсу $\tau_{\text{вх.ф.}}$ на екрані осцилографа і відносну погрішність, пов'язану з шунтуванням, якщо відомо, що тривалість фронту імпульсу $\tau_{\text{ф}}=4$ мкс; $C_{\text{вх}}=50$ пФ; $R_{\text{іст}}=25$ кОм.
		0,5	50	
	Математична модель процесу			
25	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	Визначити коефіцієнт амплітудної модуляції.
		5	20	
	Математична модель процесу			
				

Продовження таблиці В1

Варі- ант	Завдання №1			Завдання №2
	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх, В/поділ}}$	$K_{\text{розг, мкс/поділ}}$	
26		0,02	2	На вхід осцилографа подається синусоїдальна напруга з $f=50$ кГц, тривалість прямого ходу променя $T_{\text{пр}}=17,5$ мкс, тривалість зворотного ходу променя $T_{\text{звор}}=2,5$ мкс. Намалювати вид осцилограми.
	Математична модель процесу			
27		0,05	10	Визначити тривалість імпульсу і його відносну погрішність, якщо відомо, що $K_p=5$ мкс/поділ, довжина осцилограми імпульсу $l_{\text{осц}}=5$ поділ, похибка калібратора $\delta_{\text{калібр}} = \pm 3\%$ , коефіцієнт нелінійності розгортки $\beta=4,5\%$ .
	Математична модель процесу			
28		2	1	На вхід осцилографа подається синусоїдальна напруга з $f=10$ кГц, тривалість прямого ходу променя $T_{\text{пр}} = 8,5$ мкс, тривалість зворотного ходу променя $T_{\text{звор}} = 1,5$ мкс. Намалювати вид осцилограми.
	Математична модель процесу			
29		10	50	Визначити необхідну нижню граничну частоту смуги пропускання осцилографа, для спостереження імпульсу тривалістю $\tau_i=0,1$ мкс, якщо величина спаду вершини імпульсу $h_{\text{сп}}$ не повинна перевищувати $0,05 h_i$ .
	Математична модель процесу			

Продовження таблиці В1

Варі- ант	Завдання №1			Завдання №2
	Осцилограма процесу	$K_{\text{відх}},$ В/поділ	$K_{\text{розг}},$ мкс/поділ	Визначити частоту напруги що подається на вхід $Y$ і час руху світивши від крапки 1 до крапки 2, якщо відомо, що на екрані отримано зображення вигляду  при синусоїдальній розгортці з частотою $f_p = 1000$ Гц.
30		0,01	5	
	Математична модель процесу			

ПРИКЛАД РІШЕННЯ ЗАВДАННЯ № 1

На підставі результатів спостереження графічного зображення процесу й отриманих чисельних значень параметрів процесу можна скласти математичну модель досліджуваного коливання.

Нехай, наприклад, у результаті дослідження встановлено, що процес зміни напруги протягом часу відображається на екрані осцилографа графіком малюнка 2.1. Із цього графіка видно, що процес є коливальним і має форму напруги, що змінюється лінійно. За рахунок введення сигналу зовнішньої



синхронізації вважаємо початком відліку центр координатних осей.

Користуючись каліброваними коефіцієнтами осей ( $K_{\text{відх}}$  – В/см, мВ/см, В/поділ, мВ/поділ і  $K_p$  – мс/поділ, мкс/поділ), легко виміряти параметри процесу  $U(t)$  (період  $T$ , тривалість імпульсу  $\tau$ , пікове значення напруги  $U_m$ ). Рис. 2.1 Умова завдання 2

Визначимо амплітуду й період сигналу. Відповідно до умов завдання  $k_{\text{відх}}=2\text{В/ поділ}$ ,  $k_p=5\text{ мкс/ поділ}$ .

$$U_m = k_{\text{відх}} \cdot h = 2 \text{ В/поділ} \cdot 1 \text{ поділ} = 2 \text{ В}$$

$$T = k_p \cdot l = 5 \text{ мкс/поділ} \cdot 1 \text{ поділ} = 5 \text{ мкс.}$$

На підставі виконаного аналізу форми сигналу  $U(t)$  і визначення кількісних параметрів можна створити математичну модель досліджуваного процесу.

Запишемо математичну модель досліджуваного процесу в загальному вигляді

$$u(t) = k\left(t - \frac{T}{2}\right); t(0, T), \text{ де } k = \frac{2U_m}{T}.$$

Підставивши значення  $k$ , одержимо:  $u(t) = \frac{2U_m}{T}\left(t - \frac{T}{2}\right)$

Виконаємо перевірку:

а)  $t=0$ ;  $U(t) = -\frac{2U_m}{T} \cdot \frac{T}{2} = -U_m$ ;

б)  $t=T$ ;  $U(t) = \frac{2U_m}{T} \cdot T - \frac{2U_m}{T} \cdot \frac{T}{2} = U_m$ , що відповідає осцилограмі.

Для визначених за умовою значень  $U_m$  і  $T$

$$u(t) = \frac{2 \cdot 2}{5}\left(t - \frac{5}{2}\right) = \frac{4}{5}(t - 2,5).$$

Останній вираз служить досить достовірною математичною моделлю досліджуваного процесу.

Короткі теоретичні відомості для рішення завдання 2

Значення спаду АЧХ у децибелах знаходять за формулою:

$$N = 20 \lg(h_{f_{оп}} / h_{f_{вим}}).$$

Викид на перехідній характеристиці (ПХ) виражають у відсотках від сталого значення й знаходять за формулою  $\delta_{вик} = h_v / h_n$ .

Зв'язок між верхньою граничною частотою смуги пропускання та часом наростання ПХ установлюється співвідношенням

$$f_v \approx 350 / \tau_n, \text{ тут частота } f_v \text{ виражена в мегагерцах, а час } \tau_n \text{ — у наносекундах.}$$

Нижня гранична частота смуги пропускання й спад вершини пов'язані в такий спосіб :

$$f_n \approx \delta_{сп} / 2\pi\tau_i,$$

де  $\delta_{сп} = h_{сп} / h_i$  — відносний спад вершини.



Сумарна похибка вимірювання часових інтервалів  $\delta\Sigma = \sqrt{\delta_{\text{калібр}}^2 + \delta_{\text{перетв}}^2}$ , де  $\delta_{\text{перетв}}=0,125\beta$ ,  $\beta$  – коефіцієнт нелінійності напруги розгортки,  $\delta_{\text{калібр}}$  – визначається із НМХ осцилографа.

При осцилографічних вимірюваннях тривалості фронту і зрізу прямокутних або трапецеїдальних імпульсів приблизно визначають за формулою

$$\tau_{\phi} \approx \sqrt{\tau_{\phi(o)}^2 - \tau_n^2},$$

де  $\tau_{\phi(o)}$  – тривалість фронту (зрізу), обмірювана за осцилограмою,

$\tau_n$  – час наростання ПХ осцилографа. Точність результатів розрахунків за цією формулою підвищується зі збільшенням відносини  $\tau_{\phi(o)}/\tau_n$ .

На точність вимірювань можуть вплинути вхідний опір і вхідна ємність приладу. Активна складова вхідного опору осцилографа  $R_{\text{вх}}$  і вихідний опір джерела сигналу  $R_{\text{дж}}$  утворюють дільник напруги, що вносить додаткову похибку вимірювання

$$\delta = [R_{\text{дж}} / (R_{\text{дж}} + R_{\text{вх}})] \cdot 100\%.$$

Вхідна ємність  $C_{\text{вх}}$  обумовлює похибки вимірювання напруги на високих частотах і тривалості фронту (зрізу) імпульсів. При подачі імпульсу сигналу із тривалістю фронту  $\tau_{\phi}$  на вході осцилографа одержують імпульс, час наростання якого

$$\tau_{\phi \text{ вх}} \approx \sqrt{\tau_{\phi}^2 + (2,2 R_{\text{дж}} C_{\text{вх}})^2}.$$

Відносна похибка відтворення фронту імпульса

$$\delta = \left( \tau_{\phi \text{ вх}} - \tau_{\phi} \right) / \tau_{\phi} \cdot 100\%.$$

Фазовий зсув при використанні двопробеневого або двоканального осцилографа обчислюють за формулою  $\varphi = 360 \Delta T / T$ , підставляючи обмірювані довжини відрізків  $l$  і  $\Delta l$ , що відповідають  $T$  і  $\Delta T$ , де  $T$  період сигналу,  $\Delta T$  – часова затримка між сигналами.

При використанні однопроменевого осцилографа коефіцієнт модуляції обчислюється за формулою:

$$M = [(U_{\text{макс}} - U_{\text{мін}}) / (U_{\text{макс}} + U_{\text{мін}})] \cdot 100\%,$$

вимірюючи за допомогою масштабної сітки максимальне відхилення променя  $A = 2U_{\text{макс}}$  і мінімальне  $B = 2U_{\text{мін}}$ , відповідно до попередньої формули одержимо:

$$M = [(A - B) / (A + B)] \cdot 100\%.$$

## ДОДАТОК Г

### Завдання за темою вимірювання частоти та періоду цифровим частотоміром

Таблиця Г.1 – Варіанти завдань.

Варі- ант	Тип час- тото- міра	Частота	Період	Відношення частот	Час ліч- би	Множник періоду	Міт- ки часу	Результат на цифровому табло	$\pm \Delta_N$	$\pm \delta_N$
1	ЧЗ-35	120 кГц ? — ?	? 0,7 мкс — ?	— — 33 МГц/3 кГц —	? ? ? ?	? ? — ?	? ? — —	? ? ? 00297.444 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?
2	ЧЗ-57	2,2 МГц ? — ?	? 400 мкс — ?	— — 15 МГц/1 кГц —	? ? ? ?	? ? ? —	? ? — —	? ? ? 4841.227 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?
3	ЧЗ-57	750 кГц ? ? ?	? 0,3 мкс — ?	— — 42 МГц/20 кГц —	? ? ? ?	? ? ? —	? ? — —	? ? ? 000.0009 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?
4	ЧЗ-36	10 кГц ? ? ?	? 0,1 мкс ? ?	— — 47 МГц/10 кГц —	? ? ? ?	— ? ? ?	— ? — 100 мкс	? ? ? 07842.09 мкс	$10^{-5}$ ? ? ?	? ? ? ?
5	ЧЗ-57	300 кГц ? — —	? 0,08 мкс — —	— — 4,5 МГц/12 кГц —	? ? ? ?	? ? ? ?	? ? — —	? ? ? 00077.75кГц	? ? ? ?	? ? ? ?
6	ЧЗ-57	630 кГц ? — ?	? 0,25 мкс — ?	— — 21 МГц/7 кГц —	? ? ? ?	? ? ? —	? ? — —	? ? ? 555.5555 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?
7	ЧЗ-24	? ? — ?	0,01 мс 0,04 мкс — ?	— — 17 МГц/2 кГц —	? ? ? ?	— ? ? 1000	— ? — ?	? ? ? 0300.0000 мс	? ? ? ?	0,001 кГц ? ? ?
8	ЧЗ-22	575 кГц ? — ?	? 0,35 мкс — ?	— — 906 кГц/3 кГц —	? ? ? ?	? ? ? ?	? ? — —	? ? ? 0000.0220 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?

Продовження таблиці Г.1

Варі- ант	Тип час- тото- міра	Частота	Період	Відношення частот	Час ліч- би	Множник періоду	Міт- ки часу	Результат на цифровому табло	$\pm \Delta_N$	$\pm \delta_N$
9	ЧЗ-57	966 кГц ? — ?	2 мкс ? — ?	— — 19 МГц/25 кГц —	? ? ? ?	? ? ? —	? ? — —	? ? ? 0006757. кГц	? ? ? ?	? ? ? ?
10	ЧЗ-24	2,5 МГц ? — ?	? 0,33 мкс — ?	— — 2,9МГ ц/1,5 кГц —	? ? ? ? ?	? ? ? ? ?	? ? — 0,1 мкс	? ? ? 0049.0000 мс	? ? ? ?	? ? ? ?
11	ЧЗ-24	? ? — ?	0,03 мкс 7 мкс — ?	— — 10,5 МГц/2,5 кГц —	? ? ? ? ?	? ? ? ? —	? ? ? — —	? ? ? 37886.420 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?
12	ЧЗ-22	31 МГц ? — ?	? 34 мкс — ?	— — 20,2МГц/6 кГц —	? ? ? ? ?	? ? ? ? —	? ? ? — —	? ? ? 089124.38 мкс	? ? ? ?	? ? ? ?
13	ЧЗ-24	9,4 МГц ? — ?	? 8 мкс — ?	— — 3,8 МГц/3 кГц —	? ? ? ? ?	? ? ? ? —	? ? ? — —	? ? ? 0003333.3 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?
14	ЧЗ-57	12 МГц ? — ?	? 0,02 мкс — ?	— — 1,2 МГц/0,3кГц —	? ? ? ? ?	? ? ? ? —	? ? ? — —	? ? ? 06245.74 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?
15	ЧЗ-57	15,3 МГц ? — ?	? 27 мкс — ?	— — 27 МГц/5 кГц —	? ? ? ? ?	? ? ? ? 10	? ? ? — ?	? ? ? 010.0000 мс	? ? ? ?	? ? ? ?
16	ЧЗ-57	1001кГ ц 85 кГц — ?	? ? — ?	— — 5,9 МГц/5 кГц —	? ? ? ? ?	— ? ? ? —	— ? ? — —	? ? ? 1378.000 кГц	$10^{-6}$ ? ? ?	? ? ? ?
17	ЧЗ-24	3,85МГ ц 360 кГц — ?	? ? — ?	— — 18,4МГц/2 кГц —	? ? ? ? ?	? ? ? ? —	? ? ? — —	? ? ? 000.04250 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?
18	ЧЗ-57	14,6МГ ц ? — ?	? 35 мкс — ?	— — 35МГ ц/1,2МГц —	? ? ? ? ?	? ? ? ? —	? ? ? — —	? ? ? 00000.22 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?

Продовження таблиці Г.1

Варі- ант	Тип час- тото- міра	Частота	Період	Відношення частот	Час ліч- би	Множник періоду	Міт- ки часу	Результат на цифровому табло	$\pm \Delta_N$	$\pm \delta_N$
19	ЧЗ-57	17,3 МГц ? — ?	? 22 мкс — ?	— — 4,4 МГц/2,2 МГц —	? ? ? ?	? ? ? —	? ? ? —	? ? ? 999.9999 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?
20	ЧЗ-57	940 кГц 2,9 МГц — ?	? ? — ?	— — 7,75 МГц/2 МГц —	? ? ? ?	— ? ? —	— ? ? —	? ? ? 1000.000 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?
21	ЧЗ-35	2,22 МГц — — ?	? 21 мкс — ?	— — 7,7 МГц/7 кГц —	? ? ? ?	? ? ? —	? ? ? —	? ? ? 02664.3740 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?
22	ЧЗ-24	49 МГц — — ?	? 17 мкс — ?	— — 8,2 МГц/250 кГц —	? ? ? ?	? ? ? ?	? ? ? —	? ? ? 008750.00 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?
23	ЧЗ-57	6,25 МГц 750 кГц — ?	? ? — ?	— — 6,25 МГц/750 кГц —	? ? ? ?	? ? ? ?	? ? ? —	? ? ? 0750.0000 мс	? ? ? ?	? ? ? ?
24	ЧЗ-57	5 МГц ? — ?	? 12 мкс — ?	— — 5,5 МГц/0,1 МГц —	? ? ? ?	— ? ? —	— ? ? —	? ? ? 000.2840 кГц	10 <sup>-4</sup> ? ? ?	? ? ? ?
25	ЧЗ-57	12,6 МГц ? ? — ?	? 10 мкс — ?	— — 10,8 МГц/0,7 МГц —	? ? ? ?	? ? ? —	? ? ? —	? ? ? 0001.000 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?
26	ЧЗ-57	10,25 МГц 27 кГц — ?	? ? — ?	— — 2,8 МГц ц/40 кГц —	? ? ? ?	? ? ? ?	? ? ? 11 мс	? ? ? 000088.0 мс	? ? ? ?	? ? ? ?
27	ЧЗ-24	? ? — ?	0,9 мкс 9 мкс — ?	— — 14,7 МГц/0,1 МГц —	? ? ? ?	? ? ? —	? ? ? —	? ? ? 0442,2110 кГц	? ? ? ?	? ? ? ?

Продовження таблиці Г.1

Варі- ант	Тип час- тото- міра	Частота	Період	Відношення частот	Час ліч- би	Множник періоду	Міт- ки часу	Результат на цифровому табло	$\pm \Delta_N$	$\pm \delta_N$
28	ЧЗ-57	16,2МГц 66 кГц — —	? ? — —	— — 36 МГц/4 МГц —	? ? ? ?	? ? ? ?	? ? ? — —	? ? ? 00024.400 мкс	? ? ? ? ?	? ? ? ? ?
29	ЧЗ-35	19,8МГц ? — ?	? 6 мкс — ?	— — 20 МГц/20 кГц —	? ? ? ?	? ? ? —	? ? ? — —	? ? ? 004455.663 кГц	? ? ? ? ?	? ? ? ? ?
30	ЧЗ-57	? ? — ?	7,5 мкс 0,6 мкс — ?	— — 25МГц ц/0,4МГц —	? ? ? ? ?	? ? ? ? —	? ? ? — —	? ? ? ? 00000.10 кГц	? ? ? ? ?	? ? ? ? ?

Приклад рішення завдання W

Таблиця Г2 – Умови варіанту W.

Варі- ант	Тип час- тото- міра	Часто- та	Період	Відношення частот	Час ліч- би	Множник періоду	Міт- ки часу	Результат на цифровому табло	$\pm \Delta_N$	$\pm \delta_N$
W	ЧЗ-57	5 МГц 10 кГц — ?	? ? — ?	— — 2,1 МГц/3 кГц —	? ? ? ?	? ? ? —	? ? ? — —	? ? ? 0100.000 кГц	? ? ? ? ?	? ? ? ? ?

1. Визначимо технічні характеристики ЧЗ-57 з табл. Г5.

Таблиця Г3 – Технічні характеристики ЧЗ-57.

Тип частотоміра	Діапазон вимірювання частоти	Діапазон вимірювання періоду	Час лічби, мс	Множник періоду	Мітки часу
ЧЗ-57	0,1 Гц...100 МГц	1 мкс...10 с	1...10 <sup>4</sup>	1...10 <sup>4</sup>	0,1 мкс...1 мс

## Задача №1

– визначаємо період сигналу

$$T_c = \frac{1}{f} = \frac{1}{5 \cdot 10^6 \text{ Гц}} = 0,2 \text{ мкс}$$

– вибираємо режим роботи частотоміру. Оскільки  $T_c$  не входить до діапазону вимірювання періоду, то вибираємо режим вимірювання частоти.

– за формулою визначаємо час лічби:

$$T_{\text{ліч.розр}} = \frac{10^q - 1}{f} = \frac{10^7 - 1}{5 \cdot 10^6} \approx 2 \text{ с}, \text{ тобто } 103 \text{ мс} < T_{\text{ліч.розр}} < 104 \text{ мс};$$

– з урахуванням того, що час лічби може приймати тільки такі значення (100; 101; 102; 103; 104) мс, вибираємо  $T_{\text{ліч}} = 103 \text{ мс} = 1 \text{ с}$ .

– абсолютну похибку дискретності визначаємо за формулою:

$$\Delta N f = \pm \frac{1}{T_{\text{ліч}}} = \pm \frac{1}{1} = \pm 1 \text{ Гц}.$$

– відносна похибка дискретності:

$$\delta N_f = \pm \frac{1}{N} = \pm \frac{1}{f_c T_{\text{ліч}}} = \pm \frac{1}{5 \cdot 10^6 \cdot 1} = 2 \cdot 10^{-5}.$$

– записуємо результат на табло 5000.000 кГц. (Децимальна точка на цифровому табло зміщується на стільки розрядів вліво, якою є степінь  $T_{\text{ліч}}$ ).

## Задача №2

– визначаємо період сигналу

$$T_c = \frac{1}{f_c} = \frac{1}{10 \cdot 10^3 \text{ Гц}} = 0,1 \text{ мс},$$

– з урахуванням того, що частота і період сигналу входять до діапазону вимірювань, рекомендується вибрати такий режим роботи частотоміру, у якому похибка вимірювання буде мінімальною.

– обчислюємо відносну похибку дискретності в режимі вимірювання частоти:

$$\delta N_f = \pm \frac{1}{N} = \frac{1}{f_c T_{\text{ліч}}} = \pm \frac{1}{10 \cdot 10^3 \cdot 10} = 10^{-5},$$

де Тліч розраховано, як і у першій задачі, та вибрано 104 мс=10 с

– обчислюємо відносну похибку дискретності в режимі вимірювання періоду:

– вибираємо період мітки часу, (як правило, мінімальне значення), тобто  $T_M = 0,1 \text{ мкс} = 10^{-7} \text{ с}$ .

– даємо оцінку величини множника n періоду сигналу, з урахуванням обмеження на лічильний блок ( $N \leq 10^q - 1$ ), N – кількість міток, підрахованих лічильником, q – кількість розрядів лічильника.

Множник періоду може приймати значення  $n=100; 101; 102; 103; 104$ .

$$\text{прозр} = \frac{N \cdot T_M}{T_c} = \frac{(10^7 - 1) \cdot 10^{-7}}{10^{-4}} = 10^4 - 10^{-3} < 104.$$

Оскільки  $103 < n < 104$ , то значення множника періоду приймаємо рівним 103.

– визначимо кількість міток

$$N = \frac{T_c \cdot n}{T_M} = \frac{10^{-4} \cdot 10^3}{10^{-7}} = 10^6.$$

– обчислюємо відносну похибку дискретності в режимі вимірювання періоду:

$\delta N_T = \pm \frac{1}{N} = \pm 10^{-6} = \pm 10^{-6}$ , тобто, менше ніж у режимі вимірювання частоти, а тому вибираємо режим вимірювання періоду.

– для вибраного режиму визначимо абсолютну похибку  $\Delta N_T$ , час лічби Тліч, і результат вимірювання на табло.

$$\Delta N_T = \pm \frac{T_M}{n} = \frac{10^{-7} \text{ с}}{10^3} = \pm 10^{-10} \text{ с},$$

$$T_{\text{ліч}} = T_c \cdot n = 10^{-4} \cdot 10^3 = 0,1 \text{ с}$$

Результат на табло 100.0000 мкс.



### Задача №3

Вимірюється відношення частот 2,1 МГц/3 кГц.

– розрахуємо величину множника періоду за умовою  $N \leq (10^q - 1)$  з рівності  $n \cdot T_B = N \cdot T_A$

$$n = \frac{(10^q - 1) T_A}{T_B},$$

$$\text{де } T_B = \frac{1}{3} \cdot 10^{-3} \text{ с}; T_A = \frac{1}{2,1} \cdot 10^{-6} \text{ с}; q=7; \text{ тоді}$$

$$n = \frac{(10^7 - 1) \cdot 10^{-6} \cdot 3}{2,1 \cdot 10^{-3}} \approx 1,4 \cdot 10^4, \text{ приймаємо } n=104;$$

– визначимо  $T_{\text{ліч}}$ :

$$T_{\text{ліч}} = n \cdot T_B = 104 \cdot \frac{1}{3} \cdot 10^{-3} = 3,33 \text{ с};$$

– визначимо абсолютну похибку дискретності:  $\Delta N = \pm \frac{1}{n} = \pm 10^{-4}$ .

– обчислюємо відносну похибку:  $\delta_N = \pm \frac{1}{N}$ , де  $N = \frac{n \cdot T_B}{T_A} = \frac{10^4 \cdot \frac{1}{3} \cdot 10^{-3}}{\frac{1}{2,1} \cdot 10^{-6}} = 7 \cdot 10^6$ ,

$$\delta_N = \pm \frac{1}{7 \cdot 10^6} = \pm \frac{1}{7} \cdot 10^{-6} = 0,143 \cdot 10^{-6}.$$

Записуємо результат на табло 700.0000.

### Задача №4

Ця задача є зворотною по відношенню до попередніх. Заданий результат вимірювання на табло 0100.000 кГц. Очевидно, що частотомір працює у режимі вимірювання частоти. Із прикладу попередніх задач, видно, що  $T_{\text{ліч}} = 10^3 \text{ мс} = 1 \text{ с}$ ;

– абсолютна похибка  $\Delta N f = \pm \frac{1}{T_{\text{ліч}}} = \pm \frac{1}{1} = \pm 1 \text{ Гц}$ ;

– відносна похибка  $\delta N f = \pm \frac{1}{N} = \pm \frac{1}{f_c T_{\text{ліч}}} = \pm \frac{1}{100 \cdot 10^3 \cdot 1} = 1 \cdot 10^{-5}$ ;

– частота сигналу  $f_c=100\text{кГц}$ ; період сигналу  $T_c=10^{-5}\text{с}$ . Результати рішення всього завдання зведені в таблицю Г4.

Таблиця Г4 – Результати рішення завдання W.

Варі- ант	Тип час- тото- міра	Частота	Пері- од	Відношення частот	Час лічби	Множ- ник періо- ду	Мітки часу	Результат на цифровому табло	$\pm \Delta_N$	$\pm \delta_N$
W	ЧЗ-57	5 МГц 10 кГц – 100 кГц	$2 \cdot 10^{-5}\text{с}$ 0,1мс – $10^{-5}\text{с}$	– – 2,1 МГц/3 кГц –	1с 0,1с 3,33 с 1с	– $10^3$ $10^4$ –	– $10^{-7}\text{с}$ – –	5000.000 кГц 100.0000 мкс 700.0000 0100.000 кГц	1Гц $10^{-10}\text{с}$ $10^{-4}$ 1Гц	$2 \cdot 10^{-5}$ $10^{-6}$ $0,143 \cdot 10^{-6}$ $10^{-5}$

Таблиця Г5 – Основні технічні характеристики частотомірів.

Тип частотоміра	Діапазон вимірювання частоти	Діапазон вимірювання періоду	Час рахунку, мс	Множник періоду	Мітки часу
ЧЗ-22	10 Гц...12 МГц	10 мкс...100 с	$1 \dots 10^4$	$1 \dots 10^4$	0,1 мкс...1 мс
ЧЗ-24	10 Гц...50 МГц	1 мкс...100 с	$1 \dots 10^4$	$1 \dots 10^4$	0,1 мкс...1 мс
ЧЗ-33	10 Гц...10 МГц	10 мкс...1 с	$10 \dots 10^4$	$1 \dots 10^4$	0,1 мкс...1 мс
ЧЗ-36	10 Гц...50 МГц	10 мкс...100 с	$1 \dots 10^4$	$1 \dots 10^4$	0,1 мкс...1 мс
ЧЗ-57	0,1 Гц...100 МГц	1 мкс... $10^4$ с	$1 \dots 10^4$	$1 \dots 10^4$	0,1 мкс...1 мс
ЧЗ-35	10 Гц...50 МГц	20 мкс...100 с	$1,1 \dots 10^4$	$1 \dots 10^4$	0,1 мкс...1 мс

ДЛЯ НОТАТОК

[illegible]

ДЛЯ НОТАТОК

This image shows a single sheet of white paper with horizontal ruling lines. The lines are evenly spaced and run across the width of the page. There are no margins, text, or other markings on the paper.

ДЛЯ НОТАТОК

This image shows a single sheet of white paper with horizontal ruling lines. The lines are evenly spaced and run across the width of the page. There are no margins, text, or other markings on the paper.

Навчальне видання

КОЛОМІЄЦЬ Леонід Володимирович  
ВОРОБІЄНКО Петро Петрович  
КОЗАЧЕНКО Михайло Терентійович  
НАЛІСНИЙ Микола Борисович  
КОЗАЧЕНКО Людмила Олександрівна  
ГРАБОВСЬКИЙ Олег Вікторович

# **ВИМІРЮВАННЯ В СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ**

У двох книгах

## **КНИГА 1. ЗАГАЛЬНІ ЕЛЕКТРОРАДІОВИМІРЮВАННЯ**

Підручник

Книга видана в авторській редакції  
Комп'ютерна верстка – А.І. Розмариця

---

Підписано до друку 23.02.2009. Формат 60 x 84 1/16. Папір офсетний. Гарнітура Times New Roman. Ум. Друк. арк.. 28,00. Тираж 500 прим. Зам.№

Видавництво: ТОВ "ВМВ", 65053, м. Одеса, проспект Добровольського, 82а.  
Ліцензія на видавничу діяльність ДК №381 від 26.03.2001 р.

---