

Харківський національний автомобільно-дорожній університет

Д. Є. Петрукович

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

з навчальної дисципліни
“Методи та засоби вимірювань”
для студентів галузь знань 15 “Автоматизація та приладобудування”
напряму підготовки 152 “Метрологія та інформаційно – вимірювальна
техніка”

Частина III

Харків 2019

ТЕМА №3

ЦИФРОВІ ЗАСОБИ ВИМІРЮВАНЬ

ЛЕКЦІЯ № 1

ОСНОВИ ЦИФРОВОЇ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

1. Перспективи розвитку вимірювальної техніки. Стан вимірювальної техніки за кордоном

Загальновідомі переваги цифрової вимірювальної техніки (ЦВТ) перед аналоговою і тому зупинятися на них не будемо. Приведемо тільки основні тенденції її розвитку і самі необхідні пояснення.

1.Стрімко зростаючі темпи виробництва і збуту цифрових вимірювальних приладів у США й інших промислово розвинутих країнах. Цю тенденцію найбільш переконливо можна проілюструвати на засобах динамічних вимірювань (ЗДВ): якщо на початку ХХ століття на їхню частку доводилося 10...20% від усього обсягу вимірювань, на кінець 80-х років - до 55...60%, то до кінця ХХ сторіччя вона прогнозувалася на рівні 80...85% .

Самими поширеними представниками ЗДВ є цифрові осцилографи (ЦО) і цифрові аналізатори спектра (ЦАС). Цифрові ЗДВ мають набагато більш високі темпи річного приросту обсягу продаж, чим аналогові ЗДВ. Так, наприклад, у США вони зросли з 15% у 1986 р. до 25% у 1990 р., у той час як темпи річного приросту обсягу продаж аналогових ЗДВ зменшилися з 5% до 2%. Ще більш наочним є порівняння обсягу продаж цифрових ЗДВ. Зокрема, у розвинутих промислових країнах обсяг продаж цифрових осциллографів у 1986 р. складав приблизно 50% від обсягу продаж аналогових осциллографів, у 1990 р. обсяги продаж зрівнялись і прогнозувалося, що в 1999 р. обсяг продаж цифрових осциллографів перевершить на 60% обсяг продаж аналогових осциллографів.

Таким чином, цифрові ЗДВ безупинно і упевнено витискають аналогові завдяки систематичному поліпшенню їхніх характеристик і зниженню цін. Вони, на відміну від аналогових ЗДВ, мають стійку перспективу розвитку. Ця тенденція характерна і для інших цифрових вимірювальних приладів, особливо призначених для виконання складних вимірювань.

2. Підвищення багатofункціональності, або універсальності, ЦВП на основі все більш широкого застосування методів цифрової обробки сигналів. Дана тенденція обумовлена насамперед економічними факторами, тому що використання цифрової обробки сигналів дозволяє значно розширити клас розв'язуваних задач, в основному, за рахунок програмного забезпечення без істотного апаратного ускладнення ЦВП. Зокрема, аналіз різноманітних моделей ЦО і ЦАС провідних закордонних фірм показує, що практично в кожному приладі використовуються ті або інші алгоритми цифрової обробки (аналізу) сигналів. До типового набору функцій таких приладів, крім звичайних обчислювальних процедур, належать: визначення амплітудних, енергетичних і частотно-часових параметрів. Майже у всіх моделях ЦВП є режими зміни масштабів (розтяжки) по обох осях і різноманітні режими запуску розгортки. Збільшується число моделей, що містять процедуру швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Широку номенклатуру електро- і радіотехнічних фізичних величин дозволяють вимірювати цифрові мультиметри, які ґрунтуються на обробці кодів миттєвих значень сигналів.

Більш високою фазою розвитку цифрових методів і засобів вимірювань є вимірювальний процесор сигналів, у якому сполучаються функції введення й аналізу сигналів, а також цифроаналогового синтезу вимірювальних сигналів. У останні роки підвищення універсальності ЦВП нерозривно пов'язане з комп'ютеризацією цифрової обробки сигналів.

3. Комп'ютеризація цифрової вимірювальної техніки. Ця тенденція є однією з домінуючих у закордонному приладобудуванні, тому що на комп'ютеризації базуються не тільки підвищення універсальності ЦВП, але й поліпшення їх технічних і експлуатаційних характеристик. При цьому паралельно розвиваються два напрями комп'ютеризації ЦВП. Одне з них засновано на все більш широкому використанні в ЦВП мікропроцесорів і мікроЕВМ і перерозподілі вимірювальних операцій з класичних, аналогових на користь цифрових. При такому підході, характерному у значній мірі і для приладобудівної промисловості України, процесор розглядається як один із структурних і конструктивних компонентів (модулів), що входять до складу того або іншого ЦВП.

Інший напрям комп'ютеризації ЦВП одержало назву комп'ютерних вимірювальних пристроїв (КВП). Перші зразки КВП

з'явилися на початку 80-х років, а сьогодні це один з найбільш перспективних напрямів у розвитку ЦВП, що може значно зменшити вартість витрат на обробку вимірювальної інформації при проведенні складних експериментів. Зупинимося на цьому важливому напрямі більш докладно, тому що він поки не знаходить застосування в нашому приладобудуванні.

Комп'ютерні вимірювальні пристрої представляють сполучення персонального комп'ютера (ПК) із вимірювальними платами вводу-виводу, названими ПК-платами, які розташовуються в корпусі ПК. На цих платах виконуються різні функціональні вузли ЦВП. Закордонними фірмами випускається широкий набір ПК-лат: аналогові плати входу і виходу, цифрові плати для прийому послідовних і паралельних сигналів, плати інтерфейсу та ін. Часто на одній ПК-платі виконують різні функції. Для універсализації усе ширше використовують плати-носії, в які можна легко вставити потрібні функціональні модулі залежно від запланованих для даного КВП вимірювальних задач. Лідерами в галузі вимірювальних ПК-лат є фірми США, на які доводиться більш 90% обсягу продажу в світі.

Досить перспективним напрямом розширення функціональних можливостей ПК-лат признається введення до їхнього складу цифрових процесорів сигналів, що дозволяє перевести частину функцій ПК по обробці вимірювальної інформації у режим реального часу і тим самим істотно підвищити ефективність і складність розв'язуваних вимірювальних задач. Не безпідставно передбачається, що ПК-плати з цифровими процесорами сигналів складуть серйозну конкуренцію автономним аналізаторам сигналів у часовій і частотній областях і, безперечно, представляють ключовий напрямок комп'ютерної вимірювальної техніки.

Таким чином, загальна тенденція розвитку закордонного приладобудування полягає в тому, що множина різноманітних за функціями вимірювальних засобів замінюється одним універсальним ЦВП, який об'єднує можливості середнього комп'ютера, переваги цифрових методів перетворення й обробки інформації, наочність графічних форм відображення результатів.

4. Істотне поліпшення технічних і експлуатаційних характеристик ЦВП. Пріоритетний розвиток і безупинно зростаючий обсяг продаж ЦВП були б неможливі без різкого поліпшення їх технічних, особливо метрологічних, і експлуатаційних характеристик.

Найважливішим якісним показником закордонних ЦВП, особливо цифрових ЗДВ, є комплексна характеристика “розрядність-швидкодія” відбиття цифрової інформації. Аналіз діаграм розподілу цифрових ЗДВ за цими характеристиками показує, що з 1987 р. по 1995 р. зменшився пік розподілу зі сполученнями 8 біт - 2 МГц (дешеві і малогабаритні ЗДВ), зріс пік розподілу зі сполученнями 8 біт – 20 МГц і помітніше став пік із сполученнями 8 біт – 150 МГц. Розрядність окремих моделей ЗДВ складає 10, 11, 12, 14 біт.

Істотно поліпшилися динамічні властивості цифрових ЗДВ: смуга частот вхідного сигналу зросла для більшості моделей до 25... 100 МГц для однократних сигналів і до 400... 500 МГц (в окремих моделях до одиниць ГГц) для повторюваних сигналів. Постійне удосконалення характеристик “розрядність-швидкодія” викликана безупинним структурно-алгоритмічним, схемотехнічним і технологічним прогресом у приладобудуванні.

Найважливіша особливість розглянутої тенденції перебуває в тому, що проблема підвищення метрологічних характеристик засобів ЦВТ вирішується разом із зменшенням їхніх масо-габаритних показників. Так, набір функцій, що у 1980-85 р. виконувався ЦВП масою 5...10 кг, у 90-і роки реалізувався мініатюрними приладами масою 1,5...2,0 кг. Найбільш яскравою ілюстрацією серйозних успіхів у справі удосконалення масо-габаритних характеристик ЦВП є сімейство аналізаторів SCOVT (Signal Computer) фірми Createc (США), першого й одного з основних розробників мініатюрних високопродуктивних приладів, що представляють нову концепцію в приладобудуванні. Навіть серед мініатюрних приладів, які називають “Handheld”, тобто “утримуваних у долоні”, фірм США, Японії, Німеччини, прилади SCOVT виділяються унікальним сполученням габаритів і можливостей. Так, вони мають один або два вхідних канали, розрядність АЦП 6...10 біт, частоту дискретизації 3,2; 10 або 20 МГц, масу 1...2 кг, габарити в межах 23...26x11...16x4... 9 см.

Окремі моделі приладів мають енергонезалежну пам’ять для збереження кривих сигналів, що вимірюються, установки даних, запису до 50 реалізацій досліджуваних сигналів і енергонезалежний таймер дати і поточного часу, що фіксує рік, місяць, день і час запису кожної реалізації.

Поліпшення масо-габаритних характеристик і зменшення потужності споживання ЦВП якісно змінює їхню область застосування: вони стають портативними і можуть працювати в

польових умовах. Підвищилася надійність ЦВП: гарантійний термін безвідмовної роботи складає 2...3 роки, а для ряду моделей - до 5 років. Усе ширше використовуються діалогові режими взаємодії приладу й оператора. Практично втратила сенс раніше така чітка конструктивна ознака для багатьох ЦВП, зокрема цифрових ЗДВ, як автономність. Велика різноманітність їхніх модульних конструкцій із різними метрологічними й експлуатаційними характеристиками вимірювальних модулів дозволяє легко вибирати оптимальне рішення з необхідним набором функцій.

5. Створення й удосконалення спеціалізованого програмного забезпечення комп'ютеризованих ЦВП. Програмне забезпечення (ПЗ) має визначальне значення для розширення функціональних можливостей комп'ютеризованих ЦВП, у тому числі для підвищення інтелектуалізації розв'язуваних задач при одночасному спрощенні їхньої експлуатації, і для зменшення середньої вартості виконання однієї вимірювальної задачі. Тому розвиток комп'ютеризованих ЦВП супроводжується розробкою відповідного ПЗ (базового і спеціалізованого), що забезпечує їхню роботу як із ПК-платами, так і з іншими модульними варіантами КВП, і відзначається можливостями по введенню, опрацюванню, ідображенню даних на екрані, взаємодії з оператором.

Звичайно в комплект ПЗ комп'ютеризованих ЦВП входять тестові підпрограми, пакет спеціалізованих підпрограм аналізу і синтезу сигналів, а також пакет підпрограм, що управляють всіма операціями вводу-виводу. Керуючі підпрограми забезпечують оператору легкість і гнучкість роботи в діалоговому режимі з приладом. Для неспеціаліста в галузі програмування найчастіше передбачається програма-меню, що дозволяє програмувати роботу приладу з підказкою, крок за кроком. У результаті значно скорочується ризик пропуску тієї або іншої операції при упорядкуванні програми, тому що ПК сам запитує необхідну інформацію. З приладом може поставлятися програма, яка дозволяє створювати прикладні програми для визначеної операційної системи, і модулі-компілятори на інші мови програмування.

6. Удосконалення і стандартизація інтерфейсу ЦВП. Можливості засобів ЦВТ істотно розширює наявність стандартного інтерфейсу, що дозволяє об'єднувати їх у вимірювальні та інші системи, наприклад у досить поширені системи збору й обробки даних. При цьому спостерігається наступна тенденція: специфікації інтерфейсних шин провідних фірм, таких, як INTEL, MOTOROLA,

DEC (США) стають фактичним стандартом, а більш дрібні фірми випускають апаратуру, сумісну з апаратурою вищевказаних фірм. Інтерфейсні плати випускаються сумісними з певною мовою системного програмного забезпечення.

7. В останні роки все виразніше переважає тенденція використання убудованих калібраторів сигналів, що здійснюють калібрування приладів за спеціальними калібрувальними програмами через визначені часові інтервали, що дозволяє значно збільшити час стабільної роботи приладу. При побудові калібраторів основною тенденцією є перехід від класичних, аналогових методів формування сигналів до методів цифроаналогового синтезу, чим забезпечується велика різноманітність функцій, що генеруються, за рахунок програмного забезпечення без помітного апаратного ускладнення.

Таким чином, нове покоління ЦВП відрізняється широкими функціональними можливостями, високими швидкістю і точністю.

2. Загальні відомості про цифрові вимірювальні прилади

Цифрові вимірювальні прилади – це вимірювальні прилади, що автоматично виробляють дискретні сигнали вимірювальної інформації і покази яких подані у цифровій формі. Ці покази є дискретною функцією часу і змінювання вимірюваної величини за рівнем.

Визначення цифрового вимірювального приладу базується на формі подання результату вимірювання, тобто особливості цифрових вимірювальних приладів (ЦВП) полягає в тому, що результат вимірювання відбивається на показувальному пристрої у вигляді числа, як правило, десяткового, або символів.

Ця особливість належить до зовнішніх ознак ЦВП, вона не обумовлює їхніх принципів побудови і технічних характеристик, але забезпечує зручність відліку і, головне, усуває суб'єктивні помилки оператора. Проте таке визначення ЦВП не враховує іншу особливість наявності автоматичного переходу від аналогової до дискретної форми подання одного або двох сигналів на якомусь етапі їх перетворення в приладі, що виконується *аналого-цифровим перетворювачем* (АЦП). Аналого-цифрове перетворення є принципово якісною відзнакою ЦВП і помітно впливає на їх технічні, особливо метрологічні характеристики.

3. Основні операції в ЦВП.

Основне призначення цифрових приладів – це перетворення аналогової величини у дискретну форму.

Аналого-цифрове перетворення передбачає виконання трьох операцій:

1. дискретизацію
2. квантування
3. цифрове кодування вимірюваної величини або функціонально з нею зв'язаного сигналу вимірювальної інформації (далі просто сигналу). Пояснимо суть цих операцій.

Операція дискретизації зводиться до подання безперервного протягом часу T сигналу $X(t)$ (рис. 3.1,а) низкою його миттєвих значень $X_g = X(t_g)$, $g=1,n$, взятих у задані, строго фіксовані моменти часу T_g , які називають **моментами дискретизації**.

Дискретизований сигнал $x_d(t)$ у вигляді n миттєвих значень x_q сигналу $x(t)$ подано на рис. 3.1б. Тільки за цією **скінченною** множиною миттєвих значень x_q сигналу $x(t)$ визначають результат вимірювання, а останні значення сигналу не враховуються. **При дискретизації змінного сигналу $x(t)$ протягом часу T частина інформації про нього втрачається, що призводить до методичної похибки вимірювання; її називають *похибкою дискретизації*.** Очевидно, вона буде тим меншою, чим більше число миттєвих значень сигналу x_q бере участь в одержанні результату вимірювання. Інтервал часу Δt_q між двома суміжними моментами дискретизації t_q і t_{q+1} називають ***інтервалом або кроком дискретизації***.

Він може бути постійним $\Delta t = \text{const}$ або змінним. У ЦВП звичайно використовують рівномірну дискретизацію як більш просту для апаратурної реалізації, в цьому разі Δt називають також ***періодом дискретизації***.

Квантування полягає в поданні безперервної за значенням (не за часом) величини x_q у вигляді скінченного числа фіксованих рівнів квантування X_{kl} , де $l = \overline{1,m}$, що створюють шкалу квантування (рис. 3.1в).

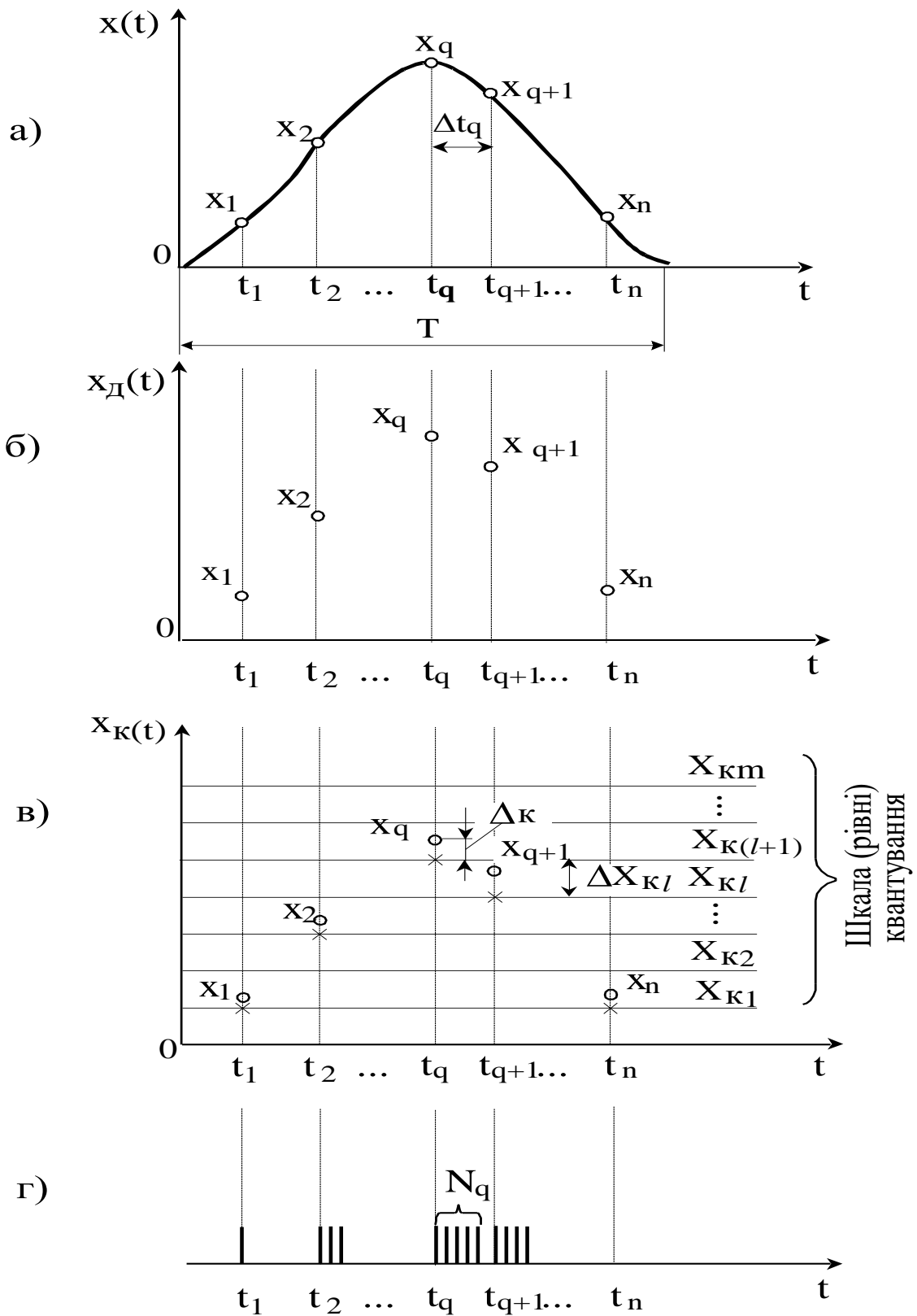


Рисунок 3.1 - Часові діаграми операцій АЦП: а – вихідний сигнал $x(t)$; б – дискретизований сигнал $x_d(t)$; в – квантований сигнал $x_k(t)$; г – кодовий сигнал

У ЦВП квантування виконується шляхом порівняння вимірюваної величини x_q з сіткою (шкалою) рівнів квантування X_{kl} , $l = \overline{1, m}$, які в даному процесі задаються рівномірно або нерівномірно з інтервалом квантування

$$\Delta X_{kl} = X_{k(l+1)} - X_{kl}.$$

Кінцевий результат квантування вимірюваної величини x_q подається як число N_q мінімальних (найменших) інтервалів квантування $\Delta X_{k\min} = \Delta X_k$, тобто

$$x_q = N_q \cdot \Delta X_k,$$

де ΔX_k називають номінальною ціною одиниці найменшого розряду вихідного коду, або дискретністю чи ціною поділки ЦВП, або інтервалом квантування.

Найчастіше в ЦВП аналого-цифрового перетворення зазнає постійна фізична величина X . Перетворення виконується в одній точці або в кількох точках для статистичної обробки результатів вимірювання з метою зменшення випадкової складової похибки вимірювань. У цьому випадку результат одного перетворення

$$X = N_x \cdot \Delta X_k,$$

де N_x - ціле число інтервалів квантування ΔX_k , що відповідає значенню фізичної величини X .

Аналого-цифрове перетворення сигналів здійснюється в діапазоні від 0 до $+X_{\max}$ (уніполярні АЦП) або в діапазоні від $-X_{\max}$ до $+X_{\max}$ (біполярні АЦП). У разі уніполярного АЦП кожне значення вимірюваної величини X у діапазоні від 0 до X_{\max} можна розглядати як елемент нескінченної множини значень вхідного сигналу, яка за допомогою АЦП відбивається скінченною множиною значень його вихідного сигналу.

При квантуванні довільне миттєве значення вимірюваної величини x_q , що знаходиться між двома рівнями квантування, наприклад між X_{kl} і $X_{k(l+1)}$, автоматично округлюється, тобто замінюється одним з цих рівнів: або верхнім $X_{k(l+1)}$, або нижнім X_{kl} (рис.1,в), або найближчим – верхнім чи нижнім. Округлення результату вимірювання при квантуванні призводить до методичної похибки, так

званої *похибки квантування або дискретності*.

Похибка квантування є випадковою величиною, яка підпорядковується рівномірному закону розподілу. Розташування кривих щільності розподілу похибки квантування та її числові характеристики (максимальне значення, математичне сподівання і середнє квадратичне відхилення) визначаються вибраним варіантом квантування (округлення). На рис. 3.2,а,б,в приведені криві $p(\Delta_k)$ щільності розподілу похибок квантування Δ_k для варіантів округлення миттєвого значення x_q (рис. 3.1в) відповідно до верхнього, нижнього і найближчого рівнів квантування, для яких Δ_k визначається рівностями

$$\Delta_k = X_{k(l+1)} - x_q \quad \text{або/і} \quad \Delta_k = X_{kl} - x_q$$

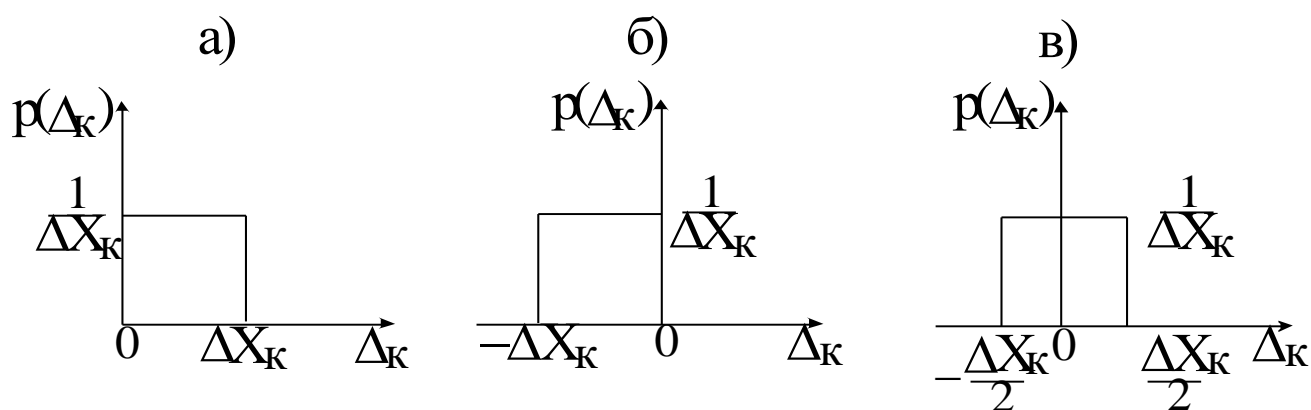


Рисунок 3.2 - Графіки щільності розподілу похибки квантування $p(\Delta_k)$

Числові характеристики похибки квантування Δ_k для цих варіантів зведені в табл. 3.1.

З приведених у табл. 1 оцінок похибки квантування виходить, що відносно точності має перевагу округлення результату вимірювання до найближчого рівня, оскільки в цьому випадку максимальне значення похибки квантування зменшується в два рази і її математичне сподівання дорівнює нулю, тобто немає систематичної складової похибки квантування.

Водночас два інших варіанти округлення обумовлюють більш просту апаратну реалізацію ЦВП і тому знаходять переважне застосування.

Таблиця 3.1

Варіант квантування (округлення)	Характеристики похибки квантування Δ_k		
	Максимальне значення	Математичне сподівання	Середнє квадратичне відхилення
До верхнього рівня квантування	ΔX_k	$\frac{\Delta X_k}{2}$	$\sigma_k = \frac{\Delta X_k}{2\sqrt{3}}$
До нижнього рівня квантування	$-\Delta X_k$	$-\frac{\Delta X_k}{2}$	
До найближчого рівня квантування	$\pm \frac{\Delta X_k}{2}$	0	

Операції дискретизації та квантування сигналів в АЦП виконуються практично одночасно, або паралельно.

Під цифровим кодуванням розуміють умовне подання числового значення величини X_k певним цифровим кодом - послідовністю цифр (сигналів) відповідно до прийнятої системи числення.

У цифровій вимірювальній техніці найбільш розповсюджені десятковий, двійковий і двійково-десятковий.

3 Переваги ЦВП

1. Висока точність вимірювань;

2. Висока швидкодія:

Чім більше час вимірювання, тим менша швидкодія;

3. Зручність запису результату вимірювання у вигляді коду шляхом запису в пам'ять на дискетах, перфострічках і цифро печаттю;

4. Зручність введення РІ у вигляді коду в ЕОМ, ПК, інформаційно вимірювальні системи.

До складу ЦВП завжди входять також вхідні лінійні або масштабні перетворювачі (подільники напруги, підсилювачі), які забезпечують до того ж високий опір приладу. Вхідні пристрої залежно від призначення та принципу побудови ЦВП можуть мати формувачі

імпульсів і функціональні перетворювачі, (наприклад, перетворювачі різних характеристик змінних напруг, фазового зсуву, потужності в постійну напругу, постійної недруги в частоту і т. ін.). Синхронізацію роботи всіх ланок ЦВП забезпечує блок, або пристрій, керування (або мікропроцесорний контролер). Сучасні ЦВП споряджені інтерфейсним блоком (або пристроєм) для зв'язку з зовнішніми засобами вимірювальної техніки, засобами обчислювальної техніки. Для цифрових вимірювальних приладів використовують усі основні технічні характеристики вимірювальних приладів, проте окремі з них потребують пояснення з урахуванням специфіки ЦВП.

Ціна поділки шкали (дискретність) ЦВП, яку називають також номінальною ціною одиниці найменшого розряду коду, визначається межами вимірювань X_{\max} і кількістю десяткових розрядів L . у його відліковому пристрої

$$Ц = X_{\max}/10^L$$

Ціна поділки вибирається з умови

$$Ц = \Delta X_k = r10^m,$$

де $r = 1; 2; 5; m = 0; \pm 1; \pm 2, \dots$. Найчастіше $r = 1$ і в молодшому десятковому розряді цифрового відліку результату вимірювання можуть відтворюватися усі цифри десяткової системи від 0 до 9, в той час як при $r = 2$ - парні цифри та нуль, при $r = 5$ - тільки дві цифри: 0 і 5. Так, для цифрового вольтметра з межею вимірювання 1 В і чотирма десятковими розрядами відліку ціна поділки

$$Ц = 1/10^4 = 10^{-4} \text{ В} = 0,1 \text{ мВ}.$$

Ціна поділки ЦВП визначає *кого роздільну здатність* або *чутливість* на кожній межі вимірювань, але інколи роздільну здатність ЦВП з кількома межами вимірювань задають у вигляді ціни поділки найменшої межі.

Розряди цифрового відліку ЦВП можуть бути повними або неповними. У повних розрядах використовуються усі десяткові цифри від 0 до 9; в цьому разі максимальне число цифрового відліку (без урахування ціни поділки) складається з дев'яток, наприклад, при чотирьох десяткових розрядах $N_{\max} = 9999$.

ЛЕКЦІЯ № 2

ОСНОВИ ЦИФРОВОЇ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

1 Класифікація цифрових вимірювальних приладів

У науково-технічній та навчальній літературі зустрічаються різні підходи до класифікації ЦВП. Наведемо деякі ознаки класифікації, які найбільш повно відображають принципи побудови ЦВП.

До них належать:

1. метод вимірювання або вид структурної схеми ЦВП,
2. метод аналого-цифрового перетворення,
3. алгоритм перетворення,
4. режим роботи,
5. елементна база.

Метод вимірювання (або вид структурної схеми) є загальною класифікаційною ознакою ЗВТ, за якою ЦВП поділяють на три групи:

- прямого перетворення,
- зрівноважування (або порівняння),
- комбіновані.

ЦВП прямого перетворення побудовані за розімкнутою структурною схемою, яка не має негативного зворотного зв'язку з виходу на вхід приладу. Одночасно окремі ланки схеми ЦВП можуть бути охоплені зворотним зв'язком. До цієї групи належить більшість ЦВП.

У **ЦВП зрівноважування** в процесі вимірювання здійснюється порівняння вимірюваної і однорідної з нею зразкової (компенсаційної) величин. При цьому зразкова величина автоматично змінюється за певним законом від нуля до значення, приблизно рівного значенню вимірюваної величини.

У свою чергу, **ЦВП зрівноважування** поділяють за кількістю параметрів, щодо яких здійснюється процес зрівноважування, на два види:

1. ЦВП із зрівноважуванням за одним
2. двома параметрами.

Переважає більшість ЦВП належать до першого виду. Особливість ЦВП із зрівноважуванням за двома параметрами полягає в тому, що в цих приладах виконуються два процеси зрівноважування, які здійснюються або незалежно один від одного, або взаємозв'язана, а

це приводить до особливостей побудови вимірювальних схем.

У комбінованих ЦВП використовуються обидва методи:

- методи прямого перетворювання в першому циклі (грубе вимірювання)

- методи зрівноважування в другому циклі (точне вимірювання).

За методом аналого-цифрового перетворення всі ЦВП, як і АЦП, поділяють на чотири групи:

1. ЦВП час-імпульсного перетворення (час-імпульсні ЦВП),

2. ЦВП частотно-імпульсного перетворення (частотно-імпульсні ЦВП),

3. ЦВП кодоімпульсного перетворення (кодоімпульсні ЦВП)

4. ЦВП просторового перетворення, або кодування.

Метод час-імпульсного перетворення передбачає виконання двох операцій: лінійного перетворення вимірюваної величини в інтервал часу і перетворення інтервалу часу в число імпульсів, пропорційне значенню вимірюваної величини. Це число імпульсів і служить результатом вимірювання. Час-імпульсні ЦВП є найбільш розповсюдженими приладами і використовуються для вимірювань різних фізичних величин: напруги, частоти, фазових зсувів, параметрів R, L, C тощо. Перевага цих приладів полягає в порівняльній простоті апаратурної реалізації при досить припустимих для практики основних технічних, характеристиках.

Метод частотно-імпульсного перетворення передбачає перетворення вимірюваної величини в пропорційну частоту імпульсів, яку вимірюють цифровим методом. Частотно-імпульсні прилади найбільш прості, але їх розвиток стримується відсутністю високоточних і простих частотних перетворювачів різних фізичних величин.

Метод кодоімпульсного перетворення полягає в тому, що вимірювана величина X урівноважується зразковою величиною $X_0(t)$, яка приймає задану кількість дискретних рівнів. Процес зрівноважування протягом часу може відбуватися послідовно, паралельно і послідовно-паралельно. Похибка вимірювання такого методу не перебільшує найменшого приросту зразкової величини або його половини. При рівномірно-східчастому розгортанні зразкова величина $X_0(t)$ кожного такту одержує однаковий приріст, що дорівнює кроку квантування ΔX_k (рис. 1.3а). При нерівномірно-східчастому розгортанні зразкова величина $X_0(t)$ в кожному такті або на різних ділянках змінюється неоднаковими

східцями. "Вагу" цих східців вибирають згідно з тією чи іншою системою числення, звичайно двійковою або двійково-десятьковою. На рис.1.3 показано розгортку зразкової величини $X_0(t)$ за двійковим законом. Нерівномірно-східчате зрівноважування називають порозрядним, а ЦВП з таким зрівноважуванням - приладом порозрядного кодування.

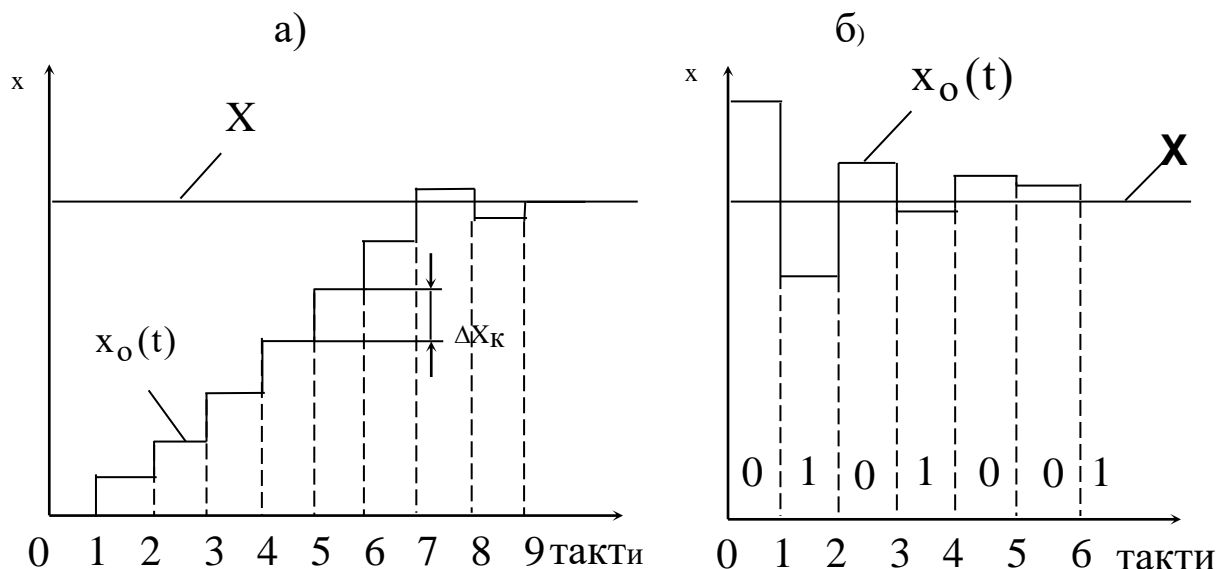


Рисунок 1.3 - Часові діаграми методу кодоімпульсного перетворення: з рівномірним (а) та нерівномірним (б) зрівноважуванням

При паралельному зрівноважуванні відбувається одночасне (паралельне) формування усіх рівнів зразкової величини X_0 , які водночас порівнюються з вимірюваною величиною X (рис. 1.4а). Сформовані рівні величини X_0 утворюють рівномірну шкалу, яка має певну кількість одиничних мір (сходинок квантування ΔX_K). Кількість мір вибирають з умови перекриття максимального значення вимірюваної величини X_{max} . Паралельне зрівноважування потребує максимальної кількості мір і компараторів для одночасного порівняння вимірюваної величини X з усіма рівнями зразкової величини x_0 . Тому такий метод зрівноважування використовується тільки в тих випадках, коли вимірювана величина є короткочасною, наприклад, при вимірюваннях максимальних значень одиничних імпульсів або при безпосередньому вимірюванні миттєвих значень X_g змінної величини $X(t)$. Він забезпечує максимальну швидкодію АЦП

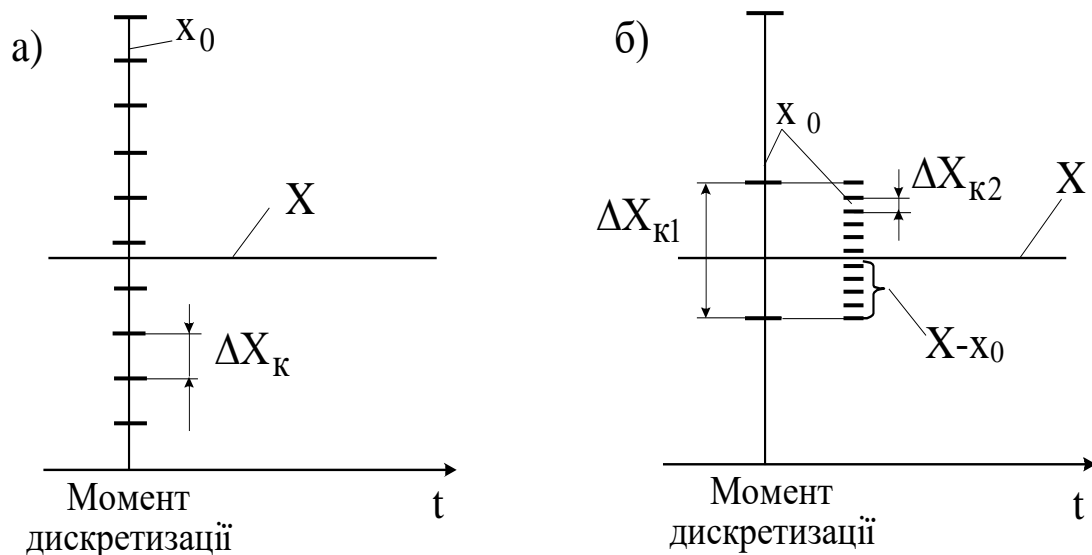


Рисунок 1.4 - Часові діаграми при паралельному зрівноважуванні

При паралельно-послідовному зрівноважуванні формується кілька шкал зразкової величини $x_0(t)$. Шкали відрізняються одна від одної "вагами" одиничних мір; співвідношення між якими вибирається кратним 10. Вимірювана величина (або різниця $X-x_0$) послідовно порівнюється з кожною шкалою зразкової величини, починаючи з найбільшої, а в межах кожної шкали - одночасно (паралельно) з усіма її складовими рівнями. На рис.1.4б зображено дві шкали зразкової величини x_0 - з одиничними мірами квантування $\Delta X_{к1}$ та $\Delta X_{к2}$ відповідно.

Метод просторового перетворення передбачає проміжне перетворення вимірюваної величини в лінійне або кутове переміщення, яке потім кодується.

За алгоритмом перетворення вимірюваної величини в код ЦВП (і АЦП) поділяють на три групи:

- послідовної лічби,
- порозрядного кодування
- зчитування.

Характерною ознакою методів і ЦВП послідовної лічби є те, що зрівноважування вимірюваної величини X відбувається послідовним накопиченням (підсумовуванням) одиничних мір зразкової величини $x_0(t)$, які є сходинками квантування ($\Delta X_k = \text{const}$) (рис. 1.3а). Результат перетворення відповідає моменту рівності вимірюваної X та зразкової $x_0(t)$ величин, він визначається кількістю одиничних мір ΔX_k , які відповідають цьому моменту, і відображається послідовним

(протягом часу) одиничним (унітарним) кодом. До методів послідовної лічби належать час імпульсний і частотно-імпульсний методи, а також кодоімпульсний метод з рівномірно-східчастим зрівноважуванням і деякі варіанти методу просторового перетворення.

Метод порозрядного кодування являє собою кодоімпульсний метод з нерівномірно-східчастим змінюванням зразкової величини. На рис. 3,6 наведено приклад реалізації алгоритму двійкового зрівноважування вимірюваної величини X . Воно починається зі старшого розряду зразкової величини $x_0(t)$, розмір якого задається заздалегідь з урахуванням верхньої межі змінювання вимірюваної величини. Кожний наступний розряд зразкової величини $x_0(t)$ за "вагою" в два рази менший від попереднього розряду, а напрям змінювання зразкової величини вибраний таким, щоб з кожним тактом або рівнем вона наближалась до вимірюваної. До результату вимірювання входять тільки ті розряди, при вмиканні (підсумовуванні) яких зразкова величина не перебільшує вимірювану. На рис.3, б вони позначені "1", а цифра "0" відповідає розрядам, які до результату вимірювання не входять.

Методи зчитування ґрунтуються на одночасному порівнянні вимірюваної величини з усіма рівнями зразкової величини.

За режимом роботи, залежно від устанавленого значення міри на початку і в кінці циклу перетворення, відрізняють ЦВП циклічної, ациклічної і слідкувальної дії.

У циклічному режимі ЦВП {або АЦП) змінювання зразкової величини $x_0(t)$ завжди відбувається в одних і тих самих строго заданих межах (між нульовим і максимальним значеннями або навпаки), при цьому до початку кожного нового циклу вимірювання (або перетворення - для АЦП) зразкова величина $x_0(t)$ повертається до початкового положення.

В ациклічному режимі ЦВП (або АЦП) вимірювання (аналого-цифрове перетворення) здійснюється в змінному часовому інтервалі, розміщеному між нульовим і вимірюваним значенням величини X (або навпаки). Цей інтервал завжди менший від часового інтервалу вимірювання (аналого-цифрового перетворення) при циклічному режимі ЦВП (або АЦП), за винятком лише одного випадку, коли вимірювана величина X має максимальне значення.

У слідкувальному режимі роботи ЦВП вимірювана величина, здебільшого змінна - $x(t)$, безперервно зрівноважується зразковою

величиною $x_0(t)$, а результат вимірювання може видаватися в будь-який момент часу, що багаторазово підвищує швидкодію приладу.

За типом використовуваної елементної бази ЦВП поділяють на групи:

- 1) електромеханічні,
- 2) електронні
- 3) мікропроцесорні.

До електромеханічних належать ЦВП, які у вимірювальному каналі мають електромеханічні елементи, їм властива мала швидкодія (до кількох десятків вимірювань за секунду) і невисокі характеристики надійності.

Елементною базою електронних ЦВП є електронні і напівпровідникові прилади, аналогові і цифрові інтегральні мікросхеми малої, середньої і великої інтеграції, що дозволяє досягати підвищення швидкодії і надійності, розширення функціональних можливостей.

Застосування мікропроцесорів привело до створення нових вимірювальних приладів.

На мікропроцесори ЦВП може покладатися виконання таких функцій:

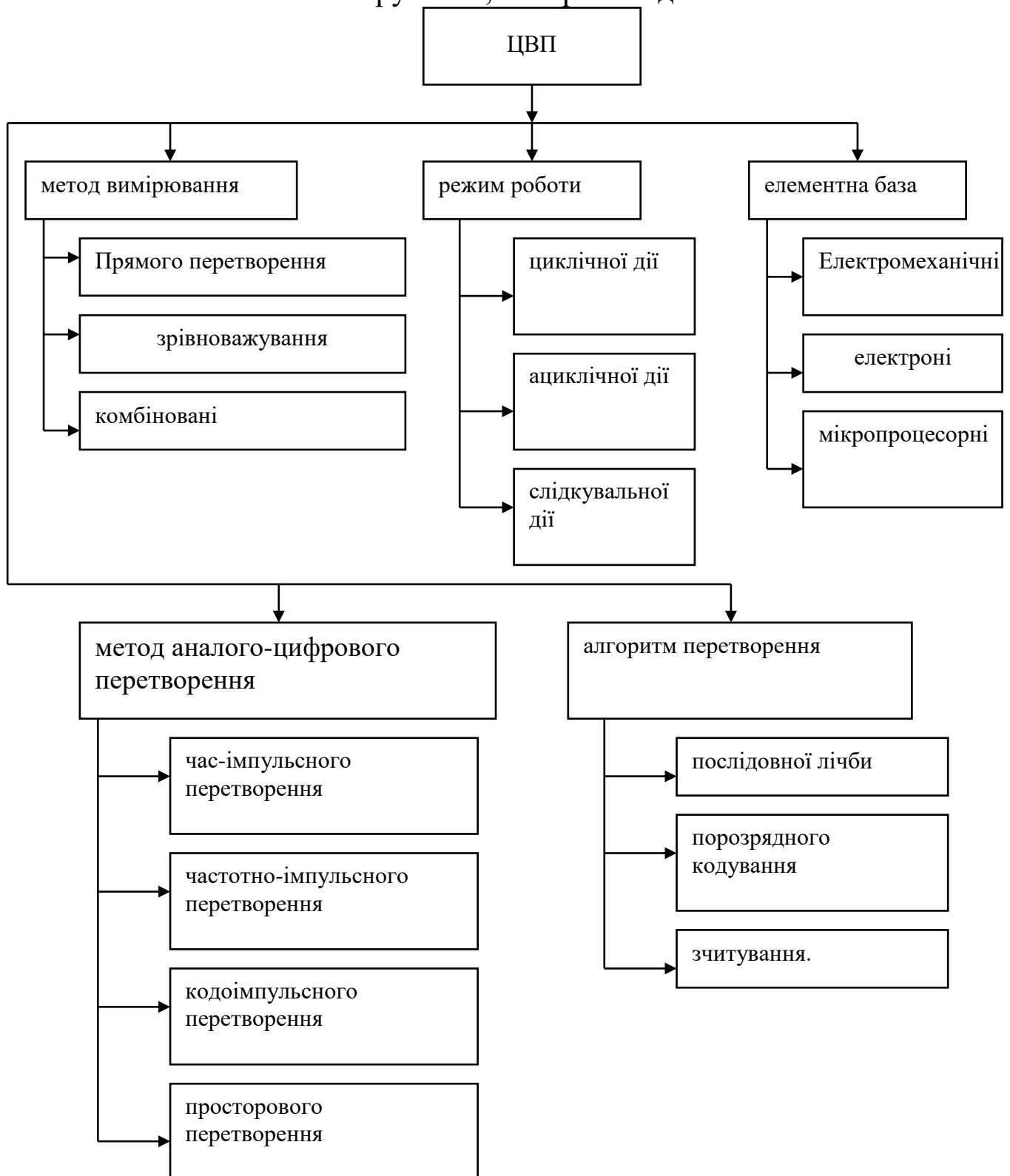
1. автоматизація вибору меж вимірювань і нормалізація рівня вхідних сигналів;
2. обчислення різних математичних функцій, розв'язання систем рівнянь;
3. автоматизація керування процесом вимірювання;
4. лінеаризація функцій перетворення окремих вузлів приладу або вимірювального каналу в цілому, корекція похибок, статистична обробка результатів вимірювань;
5. самокалібрування, самодіагностика, автоматизація та самоперевірка.

Одне з найважливіших достоїнств мікропроцесорних ЦВП, яке слід підкреслити особливо, полягає в корінному поліпшенні можливостей їх універсалізації, або в розширенні функціональних можливостей.

Побудова ЦВП на мікропроцесорах приводить здебільшого до покращення їх технічних характеристик і економічних показників.

Характерною особливістю сучасних ЦВП, у тому числі всіх мікропроцесорних, є те, що вони виготовляються програмно-керованими і належать до системних приладів, тобто вони

призначаються не тільки для автономного застосування, але й для застосування в складі автоматизованих вимірювальних систем, у системах автоматичного керування, контролю і діагностики.



ЛЕКЦІЯ № 3

ЦИФРОВІ МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСОВИХ ІНТЕРВАЛІВ

1. Цифрові вимірювачі інтервалів часу

Вимірювання інтервалів часу цифровими методами має не тільки самостійне значення, воно також широко використовується як одна з проміжних операцій при цифровому вимірюванні інших фізичних величин: частоти, фазових зсувів, напруги, параметрів R, L, C тощо.

Цифрові вимірювачі інтервалів часу (ЦВІЧ), призначаються для вимірювання періодів синусоїдних та несинусоїдних сигналів і часових параметрів імпульсних сигналів, до яких належать тривалість імпульсів і паузи між ними.

Часові параметри імпульсних сигналів можуть визначатися або на одному рівні, або на різних рівнях відносно амплітуди імпульсів.

За періодичністю повторення вимірювані інтервали часу розділяють

- на періодичні
- одноразові.

За тривалістю – на великі й малі.

Особливі труднощі пов'язані з вимірюваннями одноразових і дуже коротких інтервалів часу.

До найбільш розповсюджених цифрових методів вимірювання інтервалів часу належать

1. метод дискретної лічби,
2. ноніусний метод,
3. метод масштабного перетворення
4. осцилографічний метод з регульованим запуском розгортки електронно-променевої трубки.

Метод дискретної (послідовної) лічби використовується для вимірювання періодичних і одноразових інтервалів часу великої тривалості. Він є одним з класичних варіантів узагальненого методу, який ґрунтується на зрівноважуванні вимірюваної величини сумою однакових за числовим значенням мір тієї самої фізичної природи. При вимірюванні інтервалів часу такою мірою служить еталонний інтервал часу T_0 , що являє собою період імпульсів опорної (або

зразкової) високостабільної частоти f_0 ($f_0 = 1/T_0$). Ці імпульси називають квантувальними або лічильними.

Для пояснення методу скористаємося часовою діаграмою, наведеною на рис. 1.1. На діаграмі вимірюваний інтервал часу t_x обмежений двома стробувальними імпульсами (старт- і стоп-імпульсами). Процес вимірювання зводиться до заповнення інтервалу t_x імпульсами опорної частоти f_0 і підрахування числа цих імпульсів N_t , яке визначається за формулою

$$N_t = \text{ent}[t_x/T_0] = \text{ent}[t_x f_0], \quad (1.1)$$

де ent – знак цілої частини числа в прямих дужках.

Вимірне значення інтервалу часу

$$\tilde{t}_x = N_t T_0 = N_t / f_0 = d_t N_t,$$

де $d_t = \tilde{t}_x / N_t = T_0 = 1/f_0$ – дискретність вимірювання інтервалу часу. Для одержання відліку результату вимірювання в десятковій системі вибирають $f_0 = 10^s$ МГц ($d_t = 10^{-s}$ мкс), де $s = 0; \pm 1; \pm 2; \dots$. Тоді $t_x = 10^{-s} N_t$, мкс.

Таким чином, число імпульсів N_t опорної частоти f_0 , яке вміщується у вимірюваному інтервалі часу t_x , є його числовим еквівалентом або цифровим кодом.

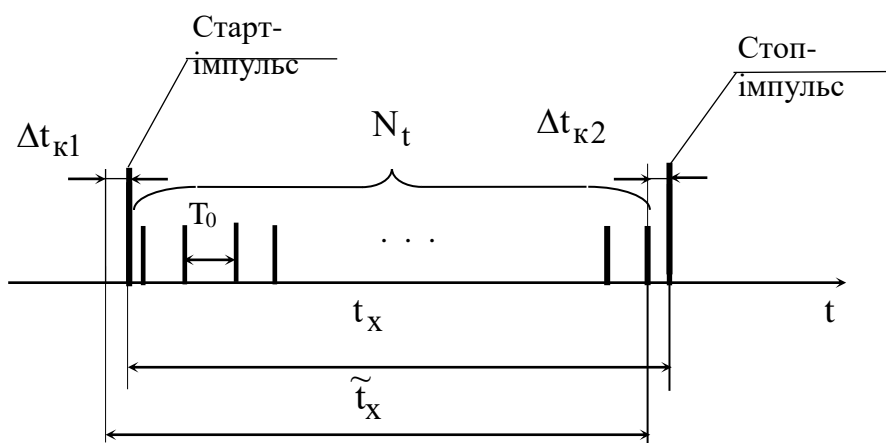


Рисунок 1.1 - Часова діаграма методу дискретної лічби

Типова структурна схема ЦВІЧ за методом дискретної лічби

наведена на рис. 1.2. Вона відображає той випадок, коли вимірюються часові параметри t_x сигналу $x(t)$, який надходить від одного джерела, і тому має один вхідний блок (звичайно його складають вхідний пристрій і формувач імпульсів). У ЦВІЧ для вимірювання інтервалів часу між двома сигналами, які надходять від різних джерел, передбачається ще один такий же вхідний блок. У початковому положенні часовий селектор закритий керуючим сигналом блока керування (інколи його називають блоком автоматики або схемою керування), тому імпульси генератора опорної частоти не надходять до блока індикації.

Вхідний пристрій призначений для забезпечення високого вхідного опору приладу і масштабного змінювання рівня вхідного сигналу. На виході формувача імпульсів створюються прямокутні сигнали, тривалість яких дорівнює вимірюваному інтервалу часу t_x , або короткі строб-імпульси (рис. 1.2), що обмежують інтервал t_x . Ці сигнали подаються до блока керування. Він відкриває часовий селектор на час t_x , протягом якого імпульси опорної частоти f_0 надходять від генератора до блока індикації. Це число імпульсів N_t , згідно з (1.1), пропорційне вимірюваному інтервалу часу t_x .

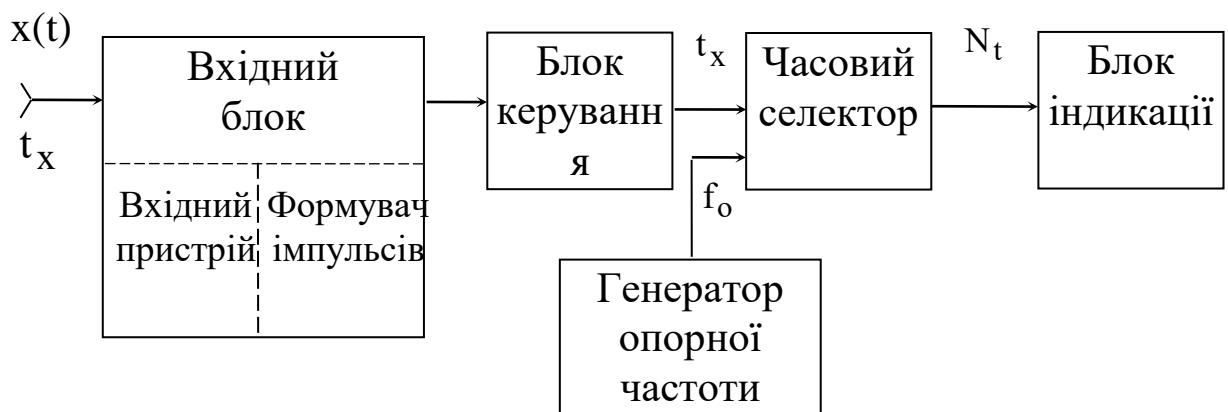


Рисунок 1.2. Структурна схема цифрового вимірювача інтервалів часу за методом дискретної лічби

Основними складовими похибки результату вимірювання N_t є похибка запуску (або формування) керуючого сигналу тривалістю t_x , похибка, обумовлена нестабільністю опорної частоти f_0 , і похибка квантування.

Похибка запуску (або формування) викликана тим, що час відкритого стану часового селектора не дорівнює точно

вимірюваному інтервалу t_x через наявність ненульового порога спрацювання часового селектора і нестабільності цього порога. Для зменшення похибки запуску необхідно домагатися більшої крутості фронту та спаду керуючого сигналу, а в часі фронт і спад мусять збігатися з початком і кінцем інтервалу t_x . Ці умови забезпечуються формувачем імпульсів, який може складатися з кількох каскадів підсилювача і деякої релаксаційної схеми, наприклад тригера Шмідта.

Нормування похибки запуску відбувається двома способами.

Перший з них вимагає вказувати допустиму мінімальну крутість фронтів (або фронту і спаду) імпульсів запуску формувача, при якій допустима похибка запуску не перевищує заданого значення. За іншим способом нормування похибки запуску указується її аналітична залежність від крутості або тривалості фронту і спаду імпульсів запуску формувача.

Відносне значення випадкової похибки інтервалу часу t_x , обумовленої нестабільністю опорної частоти, дорівнює

$$\delta t_{f_0} = \pm \delta T_0 = \pm \delta f_0,$$

де δT_0 , δf_0 – відповідно відносна нестабільність періоду T_0 і частоти f_0 лічильних імпульсів, їх звичайно указують як функції часу. В сучасних ЦВП нестабільність δf_0 може бути доведена до $10^{-9} \dots 10^{-10}$.

Абсолютне значення похибки квантування, дорівнює

$$\Delta t_k = \tilde{t}_x - t_x = \Delta t_{k1} - \Delta t_{k2}, \quad (1.2)$$

де Δt_{k1} , Δt_{k2} – дві складові абсолютної похибки квантування, які при заданих значеннях інтервалу часу t_x і періоду T_0 лічильних імпульсів визначаються моментом появи першого лічильного імпульсу відносно старт-імпульсу.

Якщо цей момент примусово не синхронізувати, то величини Δt_{k1} і Δt_{k2} є випадковими і можуть набирати будь-яких значень у межах від 0 до T_0 . Максимальне значення абсолютної похибки квантування

$$\Delta t_{k \max} = \pm T_0,$$

а її відносне значення

$$\delta t_k = \frac{\Delta t_{k \max}}{t_x} = \pm \frac{T_0}{t_x} = \pm \frac{1}{t_x f_0} = \pm \frac{1}{N_t}.$$

Одна з цих форм запису, найчастіше $\pm T_0/t_x$ або $\pm 1/(f_0 t_x)$, використовується при нормуванні похибки квантування в технічних описах приладів.

Формула нормування границь допустимої основної відносної похибки вимірювання часових інтервалів звичайно являє собою суму трьох складових

$$\delta t_x = \pm(\delta f_0 + \delta t_z + T_0/t_x)$$

де δt_z – відносне значення похибки запуску, яка може нормуватися безпосередньо (через вимоги до параметрів сигналу) і указуватися окремо.

В інших випадках може нормуватися окремо або в складі формули загальної похибки ще одна складова похибки, обумовлена завадами.

При незалежності величин Δt_{k1} і Δt_{k2} середнє квадратичне значення абсолютної похибки квантування дорівнює

$$\sigma t_x = T_0/\sqrt{6}.$$

При введенні жорсткої синхронізації між моментами появи першого лічильного імпульсу і старт-імпульсу похибка квантування може бути зменшена. Найефективнішим є варіант синхронізації, при якому забезпечується умова $\Delta t_{k1} = T_0/2$. Тоді

$$\Delta t_{k \max} = \pm T_0/2;$$

$$\delta t_k = \pm 1/(2N_t),$$

тобто граничні максимальні значення абсолютної і відносної

похибок квантування зменшуються вдвоє.

Зменшення похибки квантування може бути також досягнуто підвищенням опорної частоти f_0 , але воно обмежене допустимою швидкістю перелічувальних схем, яка для сучасних мікросхем складає 10...150 МГц. Існують й інші способи зменшення похибки квантування, які ґрунтуються на вимірюванні складових Δt_{k1} і Δt_{k2} . Найбільш розповсюдженими з них є ноніусний метод і метод масштабного перетворення.

Ноніусний метод, суть методу, принцип побудови ЦВІЧ

Існують й інші способи зменшення похибки квантування, які ґрунтуються на вимірюванні складових Δt_{k1} і Δt_{k2} . Найбільш розповсюдженими з них є ноніусний метод і метод масштабного перетворення.

Ноніусний метод (або метод однократного порівняння з мірою) використовується в комбінації з методом послідовної лічби, з уточненням його результату вимірювання введенням поправки на складову похибки квантування Δt_{k2} .

При цьому складова Δt_{k1} усувається за рахунок синхронізації першого лічильного імпульсу і старт-імпульсу. Ноніусний метод може бути реалізований за схемами однократного або багатократного ноніуса.

Структурна схема ноніусного ЦВІЧ і часові діаграми, що пояснюють його принцип дії, наведені на рис. 1.3. Прилад складається з вимірювача, виконаного за схемою (рис. 1.2), і введених додатково генератора ноніусних імпульсів та схеми збігу (рис. 1.3,а). Генератор ноніусних імпульсів являє собою загальмований генератор, період імпульсів T_n якого вибирається дещо меншим, ніж період лічильних імпульсів T_0 :

$$T_n = T_0 \frac{n-1}{n}, \quad (1.3)$$

де n дорівнює або кратне 10.

У початковому положенні часовий селектор закритий сигналом блока керування, а генератор ноніусних імпульсів знаходиться в режимі очікування. Лічильні імпульси з генератора опорної частоти f_0 подаються на перші входи часового селектора і схеми збігу ("Вх.1"), але на їх виходи вони не потрапляють, оскільки відсутні сигнали на

других входах цих елементів – з виходів блока керування і генератора ноніусних імпульсів відповідно. В режимі вимірювання з появою старт-імпульсу (момент t_1) часовий селектор відкривається сигналом блока керування на час t_x , і за цей час в блок індикації (при $n = 10$ на другу декаду, при $n = 100$ на третю декаду і т.д.) надходить $N_t = t_x f_0$ лічильних імпульсів (рис. 1.3,б). У момент t_2 закінчення інтервалу часу t_x , заданого стоп-імпульсом, блок керування запускає генератор ноніусних імпульсів, вихідні імпульси якого потрапляють на вхід "Вх.2" схеми збігу і на першу (молодшу) декаду блока індикації. На вхід "Вх.1" схеми збігу продовжують надходити лічильні імпульси з генератора опорної частоти (на рис. 1.3,б вони показані пунктиром). У якийсь момент часу t_3 лічильний і ноніусний імпульси опиняться на входах ("Вх.1" і "Вх.2") схеми збігу одночасно і на її виході виникне сигнал, який зупинить роботу генератора ноніусних імпульсів. Пакет ноніусних імпульсів N_H (рис. 1.3,в), який надійде до блока індикації, буде пропорційним складовій $\Delta t_{к2}$ похибки квантування. Покажемо це.

Запишемо тотожність для інтервалу часу t_H роботи генератора ноніусних імпульсів, визначивши його через період ноніусних імпульсів T_H (рис. 1.3,в) і через період лічильних імпульсів T_0 (рис. 1.3,б):

$$N_H T_H = (N_H - 1) T_0 - (T_0 - \Delta t_{к2}),$$

звідки

$$\Delta t_{к2} = N_H (T_0 - T_H).$$

Підставляючи рівність (1.3), маємо

$$\Delta t_{к2} = N_H \frac{T_0}{n}.$$

Результат вимірювання часового інтервалу t_x визначається за формулою

$$t_x = N_t T_0 + \Delta t_{\epsilon 2} = N_t T_0 + N_t \frac{T_0}{n}.$$

Таким чином, число ноніусних імпульсів N_H дійсно пропорційне складовій похибки квантування Δt_{k2} , яка зменшується в n разів. У сучасних ЦВІЧ, де реалізується ноніусний метод, вона складає 10^{-10} с.

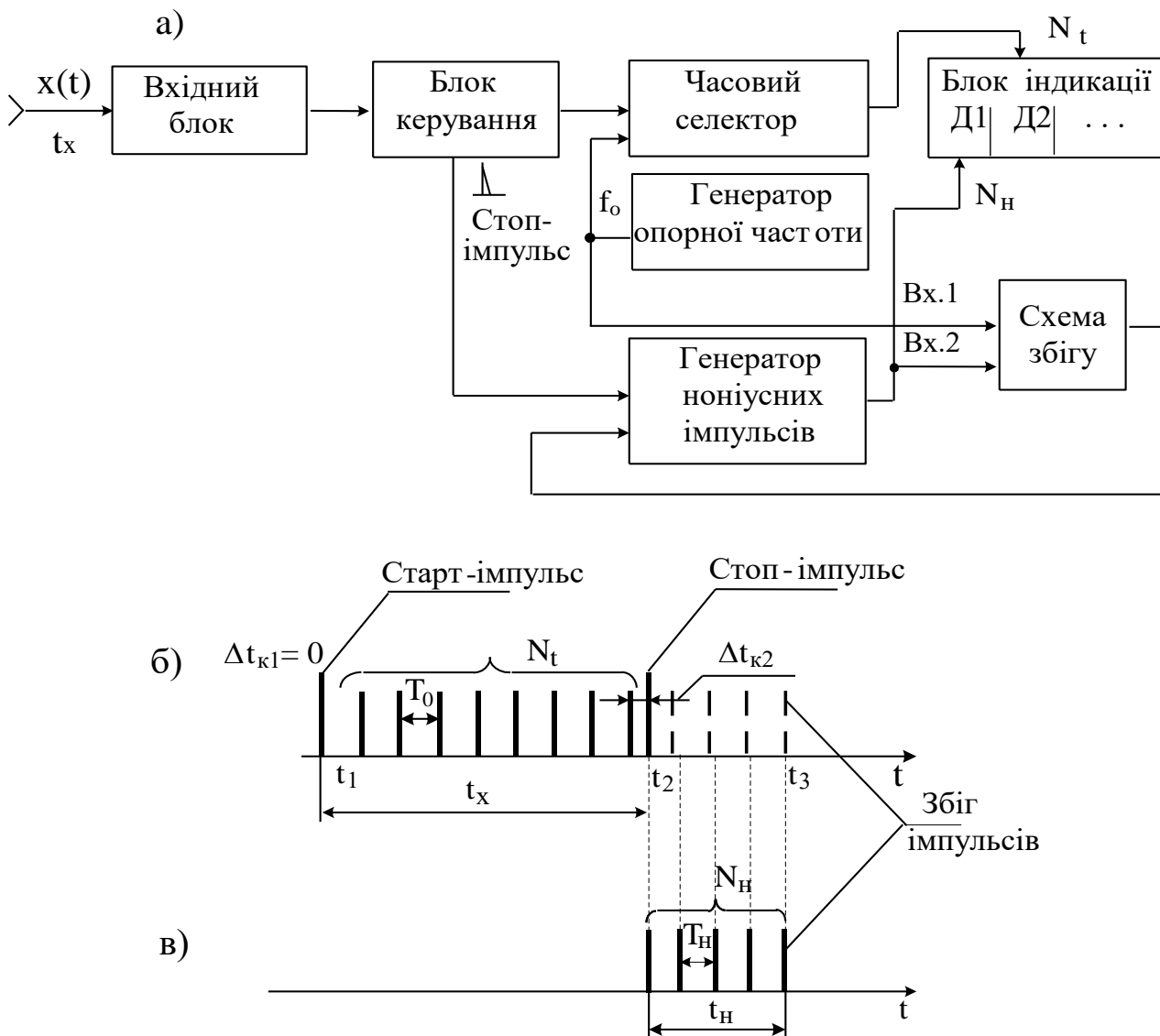


Рисунок 1.3 - Цифровий вимірювач інтервалів часу за ноніусним методом: а – структурна схема; б, в – часові діаграми

Метод масштабного перетворення

Метод масштабного перетворення належить до методів з проміжним масштабним перетворенням вимірюваного часового інтервалу і призначається для вимірювання малих часових інтервалів, у тому числі складових Δt_{k1} і Δt_{k2} похибки квантування. Метод ґрунтується на масштабному (пропорційному) перетворенні малого інтервалу часу в пропорційну амплітуду імпульсів, яку або безпосередньо вимірюють, або перетворюють знову в часовий

інтервал, але вже більшої тривалості, тобто вимірюваний інтервал розширюється в k_t разів.

Для прикладу розглянемо вимірювання похибки квантування Δt_k . Спочатку виділяється інтервал часу $\Delta t_\varepsilon = \Delta t_{\varepsilon 1} - \Delta t_{\varepsilon 2}$ (рис. 1.4), далі цей інтервал розширюється в k_t разів: $\Delta t'_k = k_t \Delta t_k$. Виділення і розширення часового інтервалу Δt_k здійснюється за методом заряджання і розряджання конденсатора. Протягом часу $(T_0 - \Delta t_{k1})$ конденсатор заряджається постійним струмом I_1 (рис. 1.4,б), потім упродовж часу $(T_0 - \Delta t_{k2})$ він розряджається тим же струмом I_1 , після чого розряджання конденсатора продовжується до нуля, але значно меншим струмом I_2 ($I_2 \ll I_1$). Оскільки кількість електрики, одержаної конденсатором під час заряджання, дорівнює кількості електрики, яка віддається конденсатором при розряджанні, маємо рівність

$$(T_0 - \Delta t_{k1})I_1 = (T_0 - \Delta t_{k2})I_1 + \Delta t'_k I_2,$$

де $\Delta t'_k$ – час розряджання конденсатора струмом I_2 .

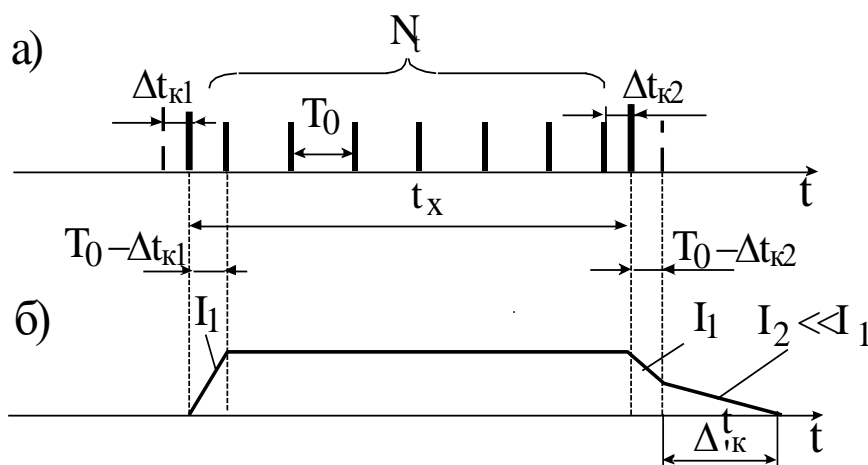


Рисунок 1.4. Часові діаграми методу масштабного перетворення

Звідси знаходимо

$$\Delta t'_k = \frac{I_1}{I_2} (\Delta t_{k1} - \Delta t_{k2}) = k_t \Delta t_k, \quad (1.4)$$

де $k_t = I_1/I_2$ – коефіцієнт масштабного розширення часового

інтервалу t_x .

Переходячи в (1.4) до диференціалів, одержимо

$$\Delta(\Delta t_k) = \Delta(\Delta t'_k) / k_t,$$

де $\Delta(\Delta t'_k)$ і $\Delta(\Delta t_k)$ – відповідно абсолютна похибка квантування інтервалу $\Delta t'_k$ і абсолютна похибка квантування інтервалу Δt_k .

Беручи до уваги, що $\Delta(\Delta t'_k) = \pm T_0$,

Маємо

$$\Delta(\Delta t_k) = \pm T_0 / k_t,$$

тобто максимальне значення абсолютної похибки квантування розширеного інтервалу часу $\Delta t'_k$ залишається тим самим – T_0 , але максимальне значення абсолютної похибки квантування дійсного інтервалу часу Δt_k зменшується в k_t разів.

Осцилографічний метод

Осцилографічний метод цифрового вимірювання інтервалу часу належить до методів порівняння і дозволяє здійснювати порівняння вимірюваного інтервалу часу t_x із зразковим інтервалом часу за допомогою ЕПТ з регульованим моментом запуску її розгортки.

До складу цифрового вимірювача інтервалів часу, наприклад вимірювача типу И2-26, входить генератор затримки і осцилографічний індикатор (рис. 7.9,а). Генератор затримки виробляє дві послідовності імпульсів, одна з них є опорною, а часове положення другої послідовності імпульсів (затримані імпульси) регулюється відносно опорної.

Опорна послідовність імпульсів використовується для запуску досліджуваного об'єкта, а послідовність затриманих імпульсів – для запуску розгортки осцилографічного індикатора. Тим самим запуск розгортки індикатора (ЕПТ) здійснюється імпульсами, часова затримка яких відносно опорних імпульсів може змінюватися на задану величину. З виходу досліджуваного об'єкта імпульси, часові параметри яких вимірюються, подаються безпосередньо або через підсилювач на вертикально відхиляючі пластини осцилографічного

індикатора (Вхід Y).

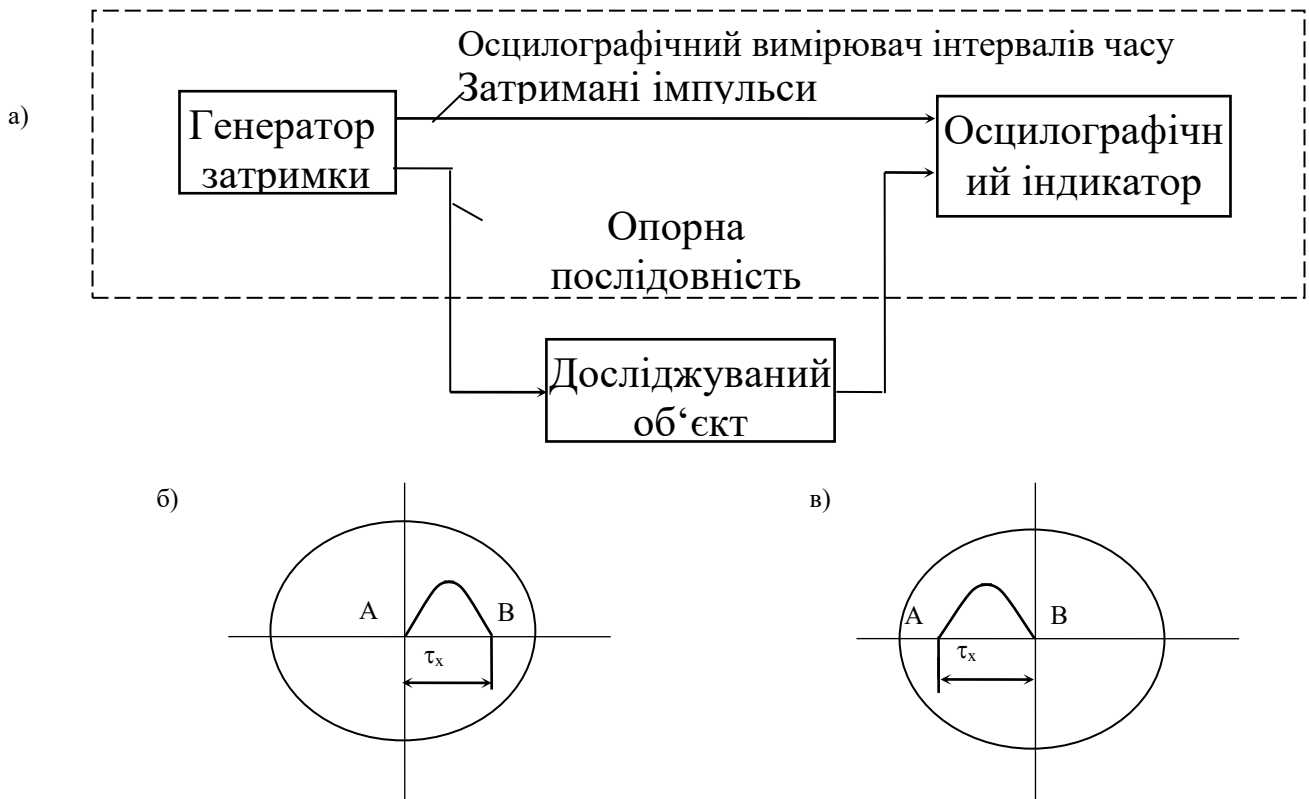


Рисунок 1.5. Цифровий осцилографічний вимірювач інтервалів часу: а – структурна схема; б, в – часові діаграми

Вимірювання здійснюється двома етапами. На першому етапі, при часовій затримці розгортки ЕПТ, що дорівнює нулю, початок вимірюваного інтервалу τ_x (наприклад точка А на рис. 1.5,б) сполучають на екрані ЕПТ з будь-якою позначкою, краще з центром масштабної сітки. На другому етапі змінюють затримку запуску розгортки ЕПТ до моменту збігу кінця інтервалу τ_x (точка В на рис. 1.5,в) з центром масштабної сітки. Отриманий при цьому час затримки τ_3 дорівнює вимірюваному інтервалу часу τ_x ($\tau_3 \approx \tau_x$) з точністю до дискретності і похибки задання τ_3 . Відлік результату вимірювання здійснюється або безпосередньо зі шкал перемикачів змінювання затримки, або з цифрового відлікового пристрою, зв'язаного з цими перемикачами. Абсолютна похибка квантування у таких вимірювачах визначається дискретністю змінювання затримки запуску.

ЛЕКЦІЯ № 5

ЦИФРОВІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ І ПЕРІОДУ

1. Цифрові частотоміри

Цифрові, або електронно-лічильні, частотоміри (ЕЛЧ) складають найбільш чисельну і досконалу групу ЦВП. Вони є найбільш точними серед вимірювальних приладів. Сучасні ЕЛЧ виконуються універсальними і дозволяють вимірювати частоту і період електричних сигналів, суму і різницю двох частот, відношення двох частот, інтервали часу, а також використовуються як лічильники імпульсів. Такий підхід до побудови частотомірів виправданий тим, що вимірювання усіх цих величин ґрунтується на використанні єдиного методу дискретної лічби.

Для пояснення методу вимірювання частоти скористаємося часовими діаграмами (рис.1.1). Синусоїдна (або іншої форми) напруга $u(t)$ частоти $f_x = 1/T_x$ (T_x – період змінювання напруги) (рис. 1.1а) перетворюється в послідовність прямокутних або коротких імпульсів тієї ж частоти (рис.1.1б), які потім підраховуються протягом інтервалу часу $T_{л}$, який називають *часом вимірювання або часом лічби* (рис. 1.1в), заданим з високою точністю. Кількість імпульсів частоти f_x , зафіксованих за цей час (без урахування похибки квантування),

$$N_f = T_{л}/T_x = T_{л}f_x, \quad (1.1)$$

звідки вимірювана частота

$$f_x = N_f/T_{л} = d_f N_f, \quad (1.2)$$

де N_f – код значення частоти f_x ;

$d_f = 1/T_{л}$ – дискретність вимірювання частоти f_x .

Час лічби $T_{л}$ вибирають з умови $T_{л}=10^s$ с ($s = 0; \pm 1; \pm 2; \dots$), тоді $d_f=10^{-s}$ Гц/імп; $f_x = 10^{-s} N_f$, Гц.

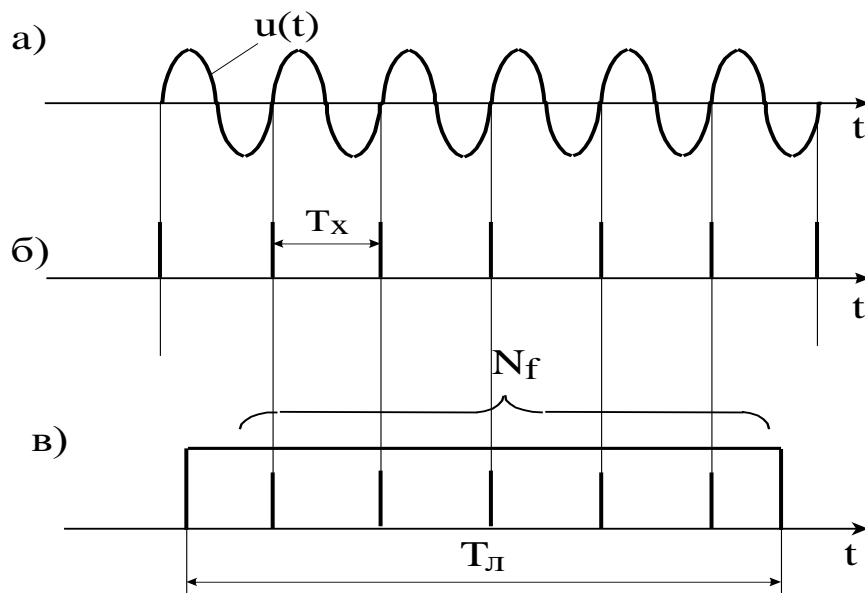


Рисунок 1.1 - Часові діаграми методу вимірювання частоти

Час лічби T_L формується у частотомірі. Його встановлюють таким, щоб у цифровий відлік результату вимірювання N_f входило максимальне число розрядів індикатора частотоміра. У сучасних ЕЛЧ час лічби T_L задається кратним 10 в діапазоні від 10^{-5} с до 100 с.

Тому ЕЛЧ цього типу називають **частотомірами середніх значень**. Структурна схема такого частотоміра наведена на рис. 1.2.

Вимірюваний сигнал $u(t)$ частотою f_x (рис. 1.1,а) через вхідний пристрій подається на формувач імпульсів, який у моменти переходу напруги $u(t)$ через одне з нульових значень генерує імпульси з періодом $T_x = 1/f_x$ (рис.1.1б). Ці імпульси надходять на один із входів часового селектора, але в початковому положенні вони через нього не проходять.

У режимі вимірювання блок керування подає на іншій вхід часового селектора керуючий сигнал тривалістю T_L (рис.1.1в), яким селектор відкривається. Протягом часу T_L імпульси вимірюваної частоти f_x потрапляють до блока індикації, де вони підраховуються, а їх число N_f , як результат вимірювання, відображається на цифровому відліковому пристрої.

Для задання часу лічби T_L призначені генератор опорної частоти f_0 , подільник частоти міток часу і формувач часу лічби T_L . Коефіцієнт ділення k_d подільника визначається з умови

$$T_{\text{л}} = k_{\text{д}} T_0 = \frac{k_{\text{д}}}{f_0}. \quad (1.3)$$

Підставляючи значення $T_{\text{л}}$ у рівняння (1.2), одержимо

$$f_{\text{x}} = \frac{f_0}{k_{\text{д}}} N_{\text{f}};$$

$$d_{\text{f}} = \frac{f_0}{k_{\text{д}}}.$$

Звичайно в ЕЛЧ передбачається кілька значень часу лічби $T_{\text{л}}$. Потрібні значення $T_{\text{л}}$ залежно від вибраного піддіапазону вимірювань установлюються перемикачем ЧАС ЛІЧБИ тим самим задаються відповідні значення коефіцієнта ділення $k_{\text{д}}$ подільника частоти міток часу.

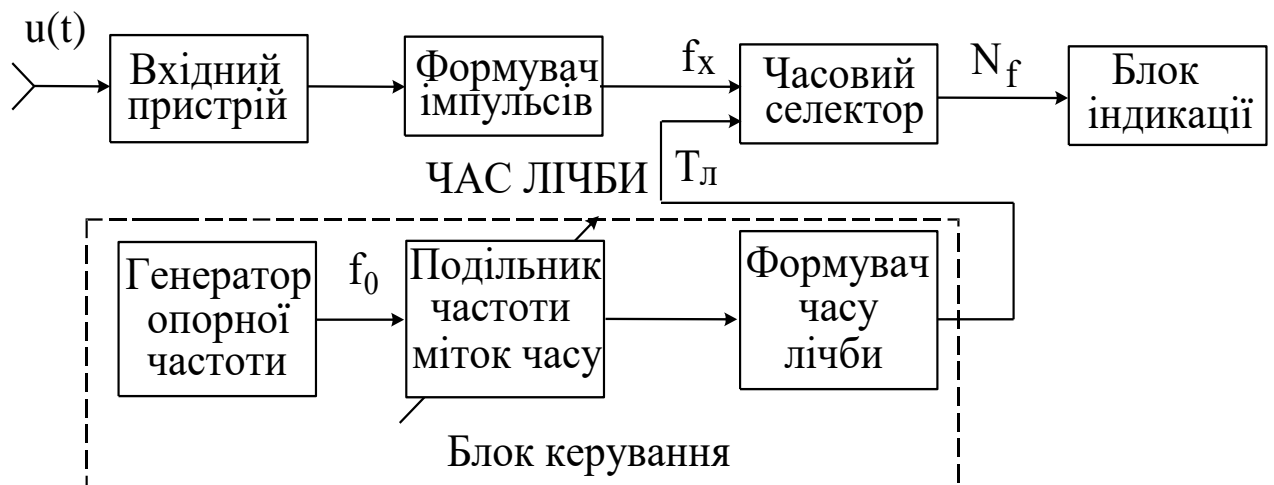


Рисунок 1.2 - Структурна схема цифрового частотоміра

Нормована основна відносна похибка розглянутих ЕЛЧ має дві складові: похибку квантування і похибку формування часу лічби $T_{\text{л}}$. Максимальне (граничне) значення відносної похибки квантування

$$\delta f_{\text{к}} = \pm \frac{1}{N_{\text{f}}} = \pm \frac{1}{T_{\text{л}} f_{\text{x}}}, \quad (1.4)$$

а абсолютної похибки квантування

$$\Delta f_k = \pm \frac{1}{T}.$$

Величина Δf_k визначає роздільну здатність цифрових частотомірів.

Відносна похибка формування часу лічби T_L , згідно з (1.3), враховуючи, що $k_d = \text{const}$:

$$\delta f_L = \pm \delta f_0.$$

Границя допустимої основної відносної похибки вимірювання частоти вказується у вигляді суми складових δf_0 і δf_k :

$$\delta f_x = \pm \left(\delta f_0 + \frac{1}{T_L f_x} \right),$$

звідки границя допустимої основної абсолютної похибки

$$\Delta f_x = \pm \left(f_x \delta f_0 + \frac{1}{T_L} \right).$$

Часто похибку квантування задають не у відносних, а в абсолютних одиницях, наприклад,

$$\delta f_x = \pm (\delta f_0 + 1 \text{ OMP}),$$

де OMP – одиниця молодшого розряду, або одиниця лічби.

Як свідчить формула (1.4), відносна похибка квантування δf_k , а отже, і сумарна відносна похибка δf_x частотоміра зменшуються з підвищенням часу лічби T_L і вимірюваної частоти f_x . При заданому значенні T_L для зменшення похибки квантування або помножують вимірювану частоту f_x , або проводять багаторазові вимірювання з усередненням їх результатів, що знов-таки пов'язано із збільшенням часу вимірювань. Для розширення частотного діапазону до більш високих частот використовуються перетворювачі частоти виконані у

вигляді змінних модульних блоків. Ці блоки призначені для перенесення високих і надвисоких частот синусоїдних сигналів у діапазон низьких робочих частот. Принцип дії блоків ґрунтується на комбінаційному перетворенні частот двох сигналів. У процесі вимірювання відбувається послідовне виділення зі спектра опорного сигналу гармонік у порядку зростання їх номерів, починаючи з першої $f_{оп}$. Одержаний гармонічний сигнал частоти $Lf_{оп}$, де L – номер гармоніки, змішується з досліджуванним сигналом частоти f_x і виділяється сигнал різницевої частоти $f_{\delta} = (f_x - Lf_{оп})$. Збільшення номера гармоніки продовжується доти, доки різницева частота не потрапить у робочий діапазон частотоміра. Результат вимірювання подається у вигляді

$$f_x = f_p + f_{пер}, \quad (1.5)$$

$f_{пер} = Lf_{оп}$ – покази за лімбом перетворювача.

Структурна схема каналу вимірювання періоду вхідного сигналу ЕЛЧ наведена на рис. 1.3. Вона близька до схеми ЦВЧ, проте відрізняється від неї додатковими блоками: подільником частоти вхідного сигналу $u(t)$ і подільником частоти міток часу. За допомогою першого подільника встановлюють тривалість керуючого сигналу t_x на виході блока керування рівним або кратним вимірюваному періоду. Подільник частоти міток часу призначається для змінювання частоти лічильних імпульсів $f_{ліч}$ в k_d разів: $f_{ліч} = f_0/k_d$.

Часовий селектор відкривається блоком керування на час $t_x = nT_x$ і через нього до блока індикації потрапляють лічильні імпульси, число яких дорівнює

$$N_T = n \frac{T_x}{T_{ліч}} = nT_x f_{ліч},$$

звідки

$$T_x = \frac{N_T}{nf_{ліч}} = d_T N_T,$$

де $d_T = T_x/N_T = 1/(nf_{ліч}) = k_d/(nf_0)$ – дискретність вимірювання періоду T_x .

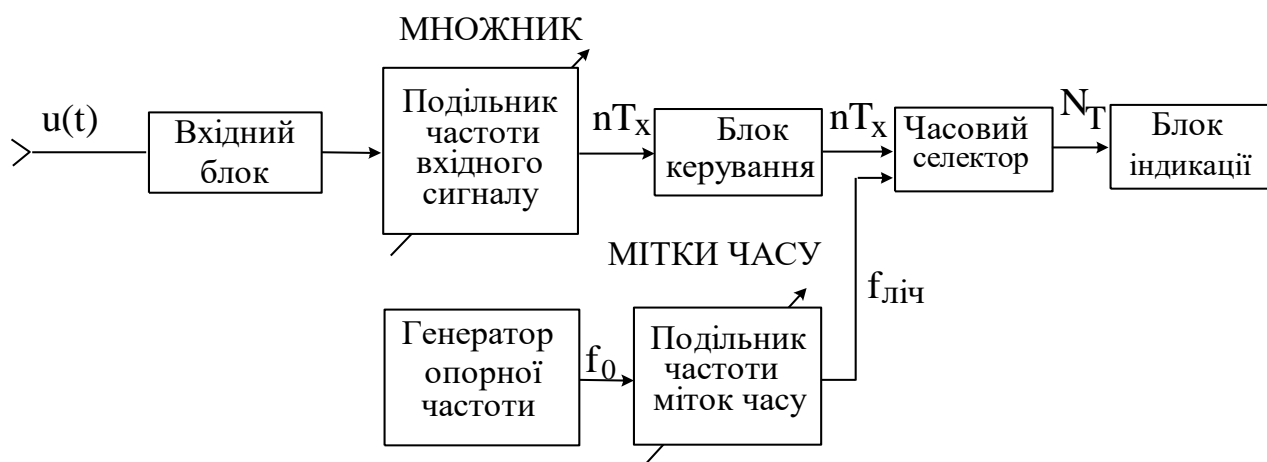


Рисунок 1.3 - Структурна схема цифрового періодоміра

Для забезпечення відліку в одиницях періоду величини n і $f_{\text{ліч}}$ вибирають такими, щоб дискретність d_T задовольняла умову $d_T = 10^s \text{ с/імпульс}$, де $s = 0; \pm 1; \pm 2; \dots$

При $n = 1$ вимірюванню підлягає один період і в цьому випадку говорять про вимірювання миттєвого значення частоти. При $n \geq 2$ вимірюється інтервал, що дорівнює n періодам сигналу, тобто реалізується метод подвійного збігу (або метод коінциденції).

Відносна похибка вимірювання періоду T_x має ті самі складові, що й похибка вимірювання інтервалів часу методом дискретної лічби: похибку квантування δT_k , похибку запуску δT_3 і похибку, обумовлену нестабільністю опорної частоти δf_0 .

Максимальне значення відносної похибки квантування визначається за формулою

$$\delta T_k = \pm \frac{1}{N_T} = \pm \frac{1}{n T_x f_{\text{ліч}}} = \pm \frac{f_x}{n f_{\text{ліч}}}.$$

Воно зменшується при зменшенні вимірюваної частоти f_x і при збільшенні числа n усереднених періодів T_x сигналу $u(t)$. Похибка квантування може задаватися також в ОМР, наприклад ± 1 ОМР.

У n разів зменшується і відносне значення похибки запуску δT_3 , оскільки її абсолютне значення залишається тим самим, що й при виділенні одного періоду сигналу $u(t)$, а вимірюваний інтервал часу t_x збільшується в n разів. Граничне відносне значення похибки

запуску при синусоїдному вхідному сигналі визначається виразом

$$\delta T_3 = \pm \frac{\Delta T_3}{n T_x} = \pm \frac{U_{\Pi}}{2\pi n U_{\max}},$$

де ΔT_3 – максимальна (гранична) абсолютна похибка запуску або виділення вимірюваного інтервалу часу t_x ;

U_{\max} – амплітуда вхідного синусоїдного сигналу;

U_{Π} – еквівалентний поріг спрацювання формувача імпульсів, який враховує обидві його складові (на початку і в кінці інтервалу t_x).

У найбільш несприятливих умовах, коли дрейф порога спрацювання формувача імпульсів вважають однонаправленим і таким, що має постійну швидкість $V_{др} = \text{const}$, можна взяти

$$U_{\Pi} = V_{др} n T_x.$$

Тоді

$$\delta T_x = \pm \frac{V_{др} n T_x}{2\pi n U_{\max}} = \pm \frac{V_{др}}{2\pi f_x U_{\max}},$$

звідки витікає, що відносна похибка запуску зростає зі зменшенням вимірюваної частоти f_x .

У формулу для границі допустимої основної відносної похибки вимірювання періоду, як правило, включають усі три її складові:

$$\delta T_x = \pm \left[\delta f_0 + \frac{1}{n} \left(\delta T_3 + \frac{1}{T_x f_{\text{ліч}}} \right) \right]. \quad (1.6)$$

Похибка запуску δT_3 задається кількісно, наприклад $\delta T_3 = 3 \cdot 10^{-3}$.

Якщо в сигналі $u(t)$ присутня завада, то вона також призводить до зсуву моментів спрацювання формувача імпульсів відносно початку і кінця інтервалу t_x , а отже, до появи ще однієї складової похибки запуску.

Звичайно у серійних частотомірах об'єднуються обидва розглянутих вище частотоміра – низьких і високих частот.

Метод вимірювання періоду в порівнянні з методом вимірювання частоти забезпечує значно менший час вимірювання низьких частот при тому самому значенні похибки квантування.

Одним із суттєвих недоліків вимірювання періоду є необхідність додаткових розрахунків при переході до частоти, що певною мірою утруднює експлуатацію приладів. Цей недолік ліквідовано в ЕЛЧ на мікропроцесорах, наприклад типу ЧЗ-64, в яких указані розрахунки виконуються автоматично.

ЛЕКЦІЯ № 6

ЦИФРОВІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ І ПЕРІОДУ

1 Цифрові частотоміри низьких частот.

Цифрові частотоміри по частотному діапазоні розділяють на високочастотні (ВЧ) і низькочастотні (НЧ). НЧ частотоміри охоплюють частотний діапазон до сотень кГц, а ВЧ частотоміри – до десятків ГГц.

У залежності від вимірюваної величини розрізняють

- 1) широкодіапазонні частотоміри,
- 2) частотоміри номінальних значень
- 3) процентні частотоміри.

Широкодіапазонні частотоміри призначені для вимірювання поточного значення частоти в широкому діапазоні частот.

Частотоміри номінальних значень вимірюють дійсне значення частоти, але у вузькому діапазоні заздалегідь заданого номінального значення частоти.

Процентні частотоміри вимірюють відносне чи процентне відхилення частоти від номінального значення.

Незважаючи на розходження варіантів побудови, усі зазначені частотоміри будуються за принципом формування пропорційного часового інтервалу з наступним вимірюванням його за допомогою методу прямого лічіння.

Принцип дії НЧ частотомірів складається в підрахунку кількості імпульсів зразкової частоти f_0 за один чи кілька періодів T_0 вхідної напруги $u(t)$. Тобто він зводиться до вимірювання часового інтервалу t_x , який є кратним періоду T_x вимірюваної напруги $u(t)$, за допомогою методу прямого лічіння. Структурна схема, що пояснює принцип дії цифрового НЧ частотоміра, наведена на рис.1.1.

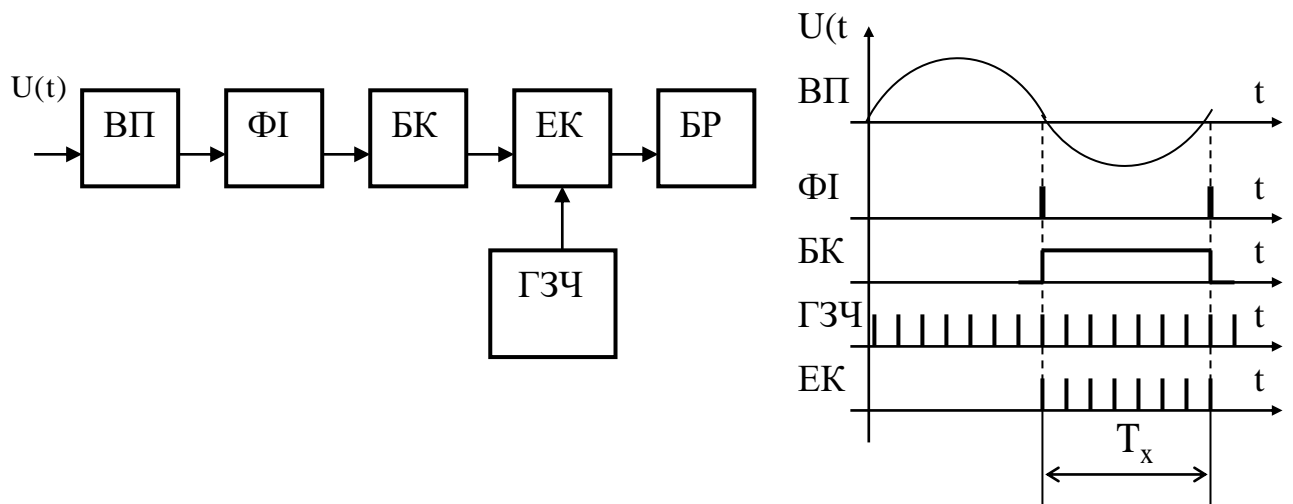


Рисунок 1.1 - Структурна схема цифрового НЧ частотоміра

Досліджувану напругу $u(t)$, частоту якої необхідно вимірити, подають через вхідний пристрій (ВП) на формувач імпульсів (ФІ). ФІ формує короткі імпульси з крутими фронтами і періодом проходження T_x . Ці імпульси надходять у блок керування (БК), що формує керуючий сигнал тривалістю nT_x . На час nT_x (у нашому випадку прийнято $n = \frac{1}{2}$) відкривається ЕК і імпульси зразкової частоти f_0 від ГЗЧ надходять до БР. Кількість імпульсів N_T , що надійде в БР за час його відкритого стану, визначається виразом:

$$N_T = nf_0T_x = k_T T_x, \quad (1.1)$$

де $k_T = f_0$ - коефіцієнт передачі НЧ частотоміра.

Вираз (1.1) є градуовальною характеристикою НЧ частотоміра.

Якщо вимірювання проводяться по одному періоді вимірюваної напруги $u(t)$, такі частотоміри називають ще частотомірами миттєвих значень, тому що частота, обмірювана по одному періоді, має сенс поточного чи миттєвого значення. Виразимо період T_x через кількість імпульсів:

$$T_x = \frac{1}{nf_0} N_T = d_T N_T, \quad (1.2)$$

де d_T - дискретність вимірювання періоду цифровим НЧ частотоміром.

Сумарна похибка НЧ частотоміра включає такі складові: похибку дискретизації, похибку нестабільності зразкової частоти f_0 , похибку формування і похибку, що обумовлена перешкодами.

Необхідно відзначити, що визначення частоти по обмірюваній величині N_T вимагає додаткових обчислень згідно формули:

$$f_x = \frac{1}{T_x}, \quad (1.3)$$

що є істотним недоліком таких частотомірів.

2. Цифрові частотоміри високих частот.

Принцип дії ВЧ частотомірів полягає в підрахунку кількості періодів T_x вимірюваної напруги $u(t)$ за зразковий, строго завданий вимірювальний часовий інтервал T_b , що формується в самому частотомірі від зразкового генератора частоти.

Ця кількість імпульсів є пропорційною значенню вимірюваної частоти, усередненому за інтервал часу T_b :

$$N_f = \int_0^{T_b} f_x dt = f_x T_b = \frac{T_b}{T_x} = k_f f_x = \frac{f_x}{d_f}. \quad (2.1)$$

Вираз (1.4) є градуальною характеристикою цифрового ВЧ частотоміра з коефіцієнтом передачі і дискретністю вимірювання відповідно:

$$k_f = T_b, \quad d_f = \frac{1}{k_f} = \frac{1}{T_b}. \quad (2.2)$$

Тоді
$$f_x = \frac{1}{T_b} N_f = d_f N_f. \quad (2.3)$$

Оскільки в розглянутому частотомірі вимірюється усереднене значення частоти за N_f періодів, то такі частотоміри називають ще частотомірами середніх значень. Узагальнена структурна схема ВЧ частотоміра наведена на рис.2.1.

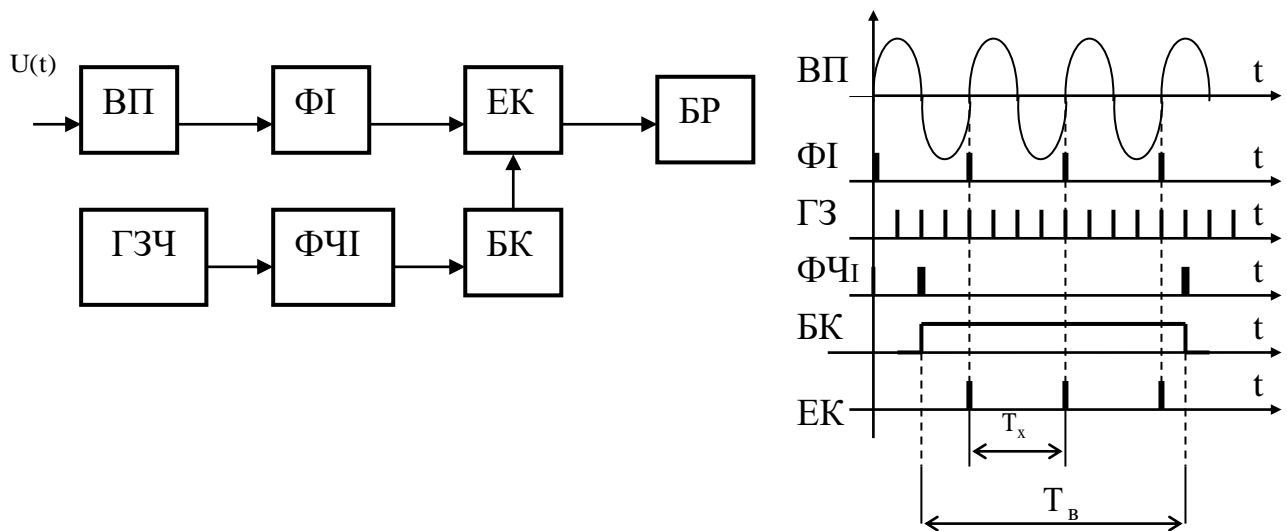


Рисунок 2.1 - Структурна схема цифрового ВЧ частотоміра

Вхідна напруга $u(t)$, наприклад синусоїдальної форми, частоту якої необхідно вимірити, надходить через ВП на ФІ, що формує короткі імпульси з періодом проходження T_x . Вимірювальний часовий інтервал T_B створюється за допомогою ФЧІ, що являє собою дільник частоти з коефіцієнтом розподілу:

$$K_D = T_B f_0.$$

Блоком керування БК на час T_B відкривається ЕК і в блок реєстрації БР надійде кількість імпульсів N_f , яка обумовлена співвідношенням (2.1).

Сумарна похибка ВЧ частотомірів визначається в основному похибкою дискретизації і похибкою завдання вимірювального інтервалу T_B :

Розглянемо похибки вимірювання частоти більш докладніше. Значення часу лічіння T_n обирається рівним 10^n с, наприклад для частотоміра ЧЗ-54 при вимірюваннях частоти по входу А T_n : 10^{-3} , 10^{-2} , 10^{-1} , 1, 10 с. При цьому:

$$f_x = 10^{-n} N, \quad (2.4)$$

а кількість імпульсів, яку підраховане лічильником, відповідає

значенню вимірюваної частоти.

Відносна похибка вимірювання частоти визначається згідно виразу:

$$\delta_{f_x} = \pm \left(\delta_{f_{\text{кв}}} + \frac{1}{N} \right), \quad (2.5)$$

де $\delta_{f_{\text{кв}}}$ - відносна нестабільність частоти кварцового генератору ЕЛЧ;

N - число імпульсів, яке підраховане лічильником.

Друга складова в виразі (2.5) є відносною похибкою підрахунку числа періодів досліджуваного сигналу за час лічіння $T_{\text{л}}$. Виникнення цієї похибки обумовлене неспівпаданням підрахованих імпульсів з переднім та заднім фронтами строб-імпульсів, тобто похибкою дискретизації.

Як свідчить вираз (2.5), абсолютна похибка дискретизації не перевищує одного періоду коливань, тобто одиниці молодшого розряду значення частоти, яка зареєстрована відліковим пристроєм ЕЛЧ.

З урахуванням (2.4), вираз (2.5) має вигляд:

$$\delta_{f_x} = \pm \left(\delta_{f_{\text{кв}}} + \frac{1}{f_x T_{\text{л}}} \right), \quad (2.6)$$

Це свідчить, що при завданих $\delta_{f_{\text{кв}}}$ і f_x точність вимірювання частоти залежить від вибору $T_{\text{л}}$, що і необхідно використовувати для забезпечення потрібної точності вимірювання частоти. З урахуванням (2.6), час лічіння, який встановлюється на ЕЛЧ за допомогою перемикача “время счета - множитель”, повинний задовольняти співвідношенню:

$$T_{\text{л}} \geq \frac{1}{f_x (\delta_{f_x} - \delta_{f_{\text{кк}}})}. \quad (2.7)$$

В тих випадках, коли допущене значення похибки $|\delta_{f_x}| < |\delta_{f_{\text{кк}}}|$ в ЕЛЧ передбачене використання замість внутрішнього кварцового

генератора більш стабільного зовнішнього джерела опорної частоти 5 МГц. Такими джерелами є стандарти частоти Ч1-50, Ч1-47, Ч1-44, відносна нестабільність частоти яких за добу не перевищує відповідно $2 \cdot 10^{-11}$, $2 \cdot 10^{-12}$, $5 \cdot 10^{-13}$.

При вимірюваннях низьких частот за допомогою ЕЛЧ, як свідчить вираз (2.6), точність вимірювань знижується в наслідок підвищення похибки дискретизації. В таких випадках для забезпечення необхідної точності вимірювань доцільно вимірювати не частоту, а період досліджуваного гармонійного сигналу.

Вимірювання періоду зводиться до підрахунку числа періодів N еталонної частоти за час одного періоду вимірюваного сигналу T_x , або кількох періодів $n T_x$. Тому:

$$T_x = \frac{T_0}{n} N. \quad (2.8)$$

Як сигнал еталонної частоти використовують послідовність імпульсів високо стабільної частоти, що виробляється формувачем міток часу ЕЛЧ. Таким чином, T_0 дорівнює періоду міток часу T_m .

Для ЧЗ-54 T_m дорівнює: 0,01; 0,1; 1; $10 \mu s$; 0,1; 1 ms, а n дорівнює: 1; 10; 10^2 ; 10^3 ; 10^4 .

Таким чином: $T_x = 10^k N$, де k визначається вибором T_0 і n .

Відносна похибка вимірювання періоду визначається виразом:

$$\delta T_x = \pm \left(\delta_{f_{\text{кв}}} + \frac{0,003}{n} + \frac{T_0}{n T_x} \right), \quad (2.9)$$

де $\delta_{f_{\text{кв}}}$ - відносна похибка нестабільності частоти кварцового генератора ;

$\frac{0,003}{n}$ - відносна похибка перетворення гармонійного сигналу в послідовність імпульсів;

$\frac{T_0}{n T_x}$ - відносна похибка дискретизації.

З виразу (2.9) слідує, що для забезпечення потрібної точності вимірювання періоду необхідно правильно обрати і встановити на

ЕЛЧ за допомогою органів управління число періодів n і частоту міток часу T_0 . При цьому n визначається згідно виразу:

$$\frac{0,003}{n} < \delta_{T_x} - \delta_{f_{\text{кв}}} . \quad (2.10)$$

Вимірювання інтервалу часу між імпульсами двох імпульсних послідовностей полягає в заповненні строб-імпульса, рівного за тривалістю вимірюваному інтервалу часу, мітками часу, як і при вимірюванні періоду.

Відносна похибка при тривалості фронтів імпульсних послідовностей, які не перевищують половини періоду міток T_0 , визначається як:

$$\delta_{\tau} = \pm \left(\delta_{f_{\text{кв}}} + \frac{T_0}{\tau_{\text{в}}} \right), \quad (2.11)$$

де $\tau_{\text{в}}$ - вимірюваний інтервал часу.

При заданих значеннях δ_{τ} і $\delta_{f_{\text{кв}}}$ і приблизно відомому значенні $\tau_{\text{в}}$ вираз (2.11) дозволяє правильно обрати значення періоду міток T_0 .

3. Мікропроцесорні частотоміри.

Одним із суттєвих недоліків вимірювання періоду є необхідність додаткових розрахунків при переході до частоти, що певною мірою утруднює експлуатацію приладів. Цей недолік ліквідовано в ЕЛЧ на мікропроцесорах, наприклад типу ЧЗ-64, в яких указані розрахунки виконуються автоматично.

Мікропроцесорні частотоміри можуть працювати зі змінними блоками, які забезпечують розширення їх функціональних можливостей і частотного діапазону, і мають вихід на КЗК для сполучення з іншими системними приладами.

Вимірювання усіх величин у мікропроцесорних частотомірах ґрунтується на методі дискретної лічби (рис. 3.1). Але цим частотомірам властиві дві особливості, які суттєво відрізняють їх від класичних ЕЛЧ.

Перша особливість полягає в тому, що частота в усьому

робочому діапазоні вимірюється опосередковано: спочатку методом дискретної лічби визначається період, за яким потім автоматично обчислюється частота, що дає приблизний результат вимірювання. Вибір опосередкованого методу вимірювання частоти пов'язаний з іншою особливістю мікропроцесорних частотомірів, що полягає у вимірюванні похибки квантування Δt_k , яка враховується потім у вигляді поправки до приблизного результату вимірювання періоду.

Уточнений результат вимірювання визначається рівністю

$$t_x = \tilde{t}_x - \Delta t_k = \tilde{t}_x + (\Delta t_{k2} - \Delta t_{k1}), \quad (3.1)$$

де $\tilde{t}_x = \tilde{N}_t T_0$ – приблизний результат вимірювання інтервалу часу (рис.3.1а).

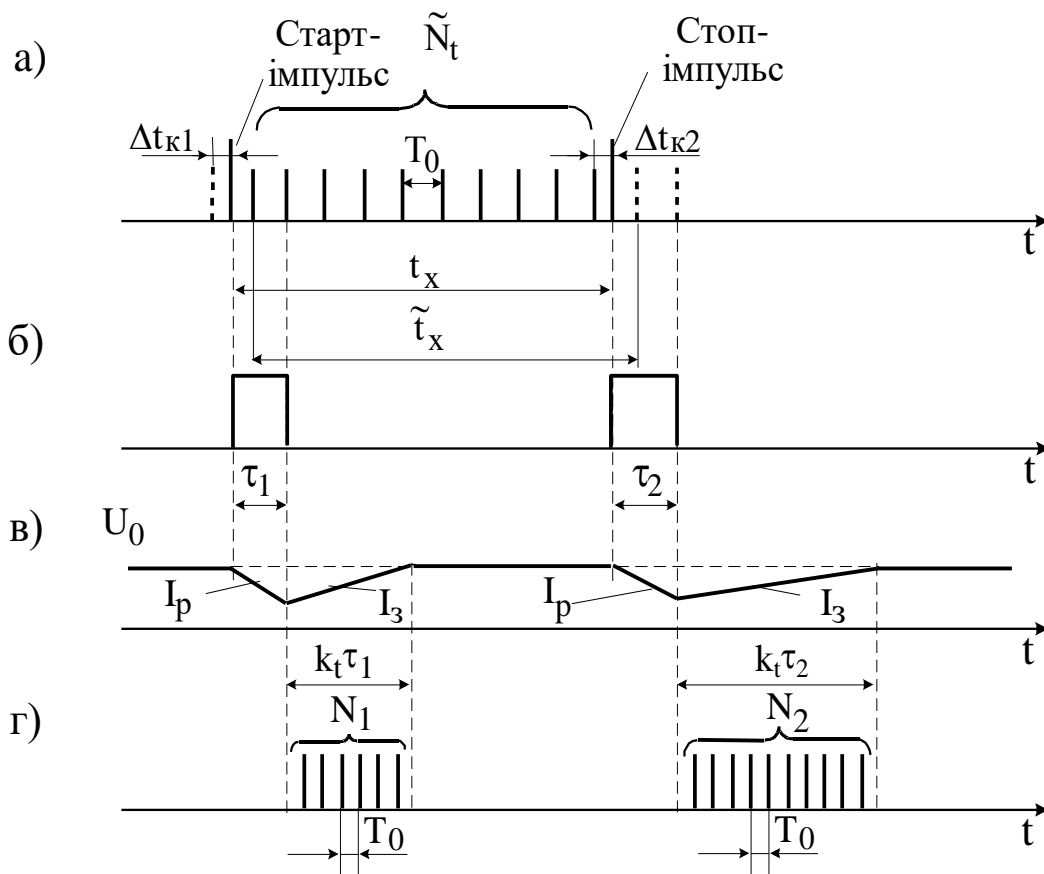


Рисунок 3.1 - Часові діаграми вимірювання частоти і періоду в мікропроцесорному частотомірі

При вимірюванні інтервалу часу t_x величина $(-\Delta t_k) = \Delta t_{k2} - \Delta t_{k1}$ є поправкою на похибку квантування до приблизного результату

вимірювання \tilde{t}_x . Складові Δt_{k1} і Δt_{k2} похибки квантування Δt_k вимірюють інтерполяційним методом – різновидом методу масштабного розширення. Проте, оскільки вони досить малі, що ускладнює їх виділення, особливо при значеннях, близьких до нульових, то виділяють інтервали часу

$$\tau_1 = 2T_0 - \Delta t_{k1}; \quad \tau_2 = 2T_0 - \Delta t_{k2}.$$

Як видно з рис. 3.1б, τ_1 – інтервал часу між старт-імпульсом та другим, відраховуючи від нього, лічильним імпульсом, τ_2 – інтервал часу між стоп-імпульсом та другим, відраховуючи від нього, лічильним імпульсом.

З урахуванням цих рівнянь у виразі (3.1), він набирає вигляду

$$t_x = \tilde{t}_x + \tau_1 - \tau_2.$$

Спрощена структурна схема мікропроцесорного частотоміра наведена на рис. 3.2. Вхідний блок має кілька входів (два-три) і призначається для підсилення, формування і ділення частоти вхідних сигналів, комутації кіл керування тощо. Часовий селектор служить для формування вимірюваного інтервалу часу t_x (рис. 3.1а), що дорівнює цілому числу періодів досліджуваного сигналу при вимірюванні частоти та періоду, і вимірювання його методом дискретної лічби, а також для виділення інтервалів часу τ_1 , τ_2 і формування прямокутних імпульсів тієї самої тривалості (рис. 3.1б), які надходять до двоканального інтерполятора.

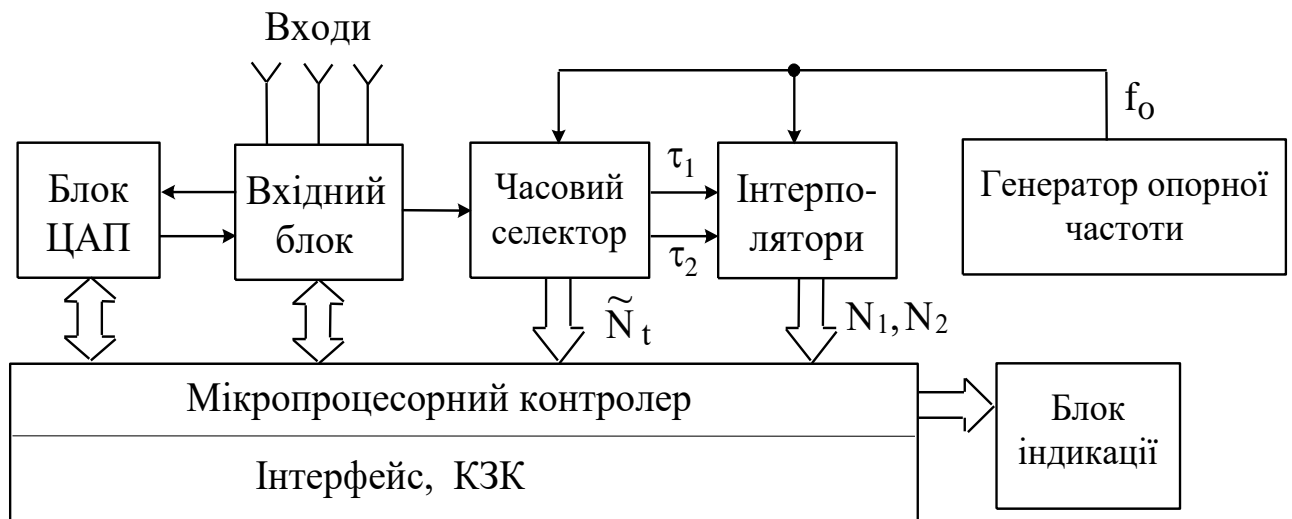


Рисунок 3.2 - Структурна схема мікропроцесорного частотоміра

Числовий еквівалент \tilde{N}_t інтервалу часу t_x , що дорівнює $\tilde{N}_t = \text{ent}[t_x/T_0]$, подається у мікропроцесорний контролер і запам'ятовується в ньому. В інтерполяторі відбувається розширення інтервалів τ_1, τ_2 в k_t разів (у частотомірі ЧЗ-64 $k_t = 128$) і вимірювання розширених інтервалів $k_t\tau_1, k_t\tau_2$ за методом дискретної лічби.

Принцип дії інтерполяторів базується на лінійному розряджанні і заряджанні конденсаторів стабільним струмом заданих значень, керованих перемикачами струму. В початковому положенні конденсатори в кожному з двох інтерполяторів заряджені до строго заданого рівня напруги U_0 (рис. 7.13,в). Протягом інтервалів часу τ_1, τ_2 відбувається швидке розрядження конденсаторів струмом I_p , а після закінчення імпульсів τ_1, τ_2 конденсатори перемикаються в режим зарядження зменшеним в k_t разів струмом I_3 ($I_3 = I_p/k_t$) до початкового положення. Тому час зарядження конденсаторів в $k_t = I_p/I_3$ разів більше, ніж час їх розрядження. За часом зарядження формуються розширені інтервали часу $k_t\tau_1$ і $k_t\tau_2$, які вимірюються методом дискретної лічби шляхом їх заповнення імпульсами тієї самої опорної частоти f_0 (рис.7.13,г). В результаті одержуємо пакети імпульсів

$$N_1 = \text{ent}\left[\frac{k_t\tau_1}{T_0}\right]; \quad N_2 = \text{ent}\left[\frac{k_t\tau_2}{T_0}\right].$$

З інтерполятора вони надходять до мікропроцесорного контролера, де алгебраїчно підсумовуються з записаним раніше значенням \tilde{N}_t :

$$N_t = \tilde{N}_t + N_1 - N_2.$$

Блок ЦАП призначений для вимірювання, формування і видачі напруги запуску на формувач імпульсів вхідного блока приладу. У дистанційному режимі роботи рівень запуску програмується через КЗК.

Крім поправки на похибку квантування, в частотомірі передбачена ще одна поправка, яка враховує взаємне неузгодження двох інтерполяторів. Вона визначається в процесі калібрування приладу за

підпрограмою, яка задається оператором і враховується в результаті вимірювання.

Тривалість одиничного вимірюваного часового інтервалу t_x обчислюється мікропроцесорним контролером за формулою

$$t_x = T_0 \left(N_t + \frac{N_1}{k_t} - \frac{N_2}{k_t} - \Delta N_k \right),$$

де ΔN_k – калібрувальне число, що має фізичний зміст поправки і визначається в процесі калібрування частотоміра.

Калібрування виконується за підпрограмою, яка задається або примусово (вручну, натисканням відповідних кнопок на передній панелі приладу), або автоматично після вмикання приладу.

У режимі статистичних вимірювань здійснюється усереднення певної кількості (позначимо її n) результатів вимірювань часових інтервалів, причому при кожному вимірюванні проводиться інтерполяційне уточнення часових інтервалів $k_t \tau_1$, $k_t \tau_2$ і калібрування інтерполяторів, усього n разів. У цьому випадку усереднений результат вимірювання часового інтервалу t_x такий:

$$\bar{t}_x = T_0 \left(N_{t\Sigma} + \frac{N_{1\Sigma}}{k_t} - \frac{N_{2\Sigma}}{k_t} - \Delta N_{k\Sigma} \right) \frac{1}{n},$$

де $N_{t\Sigma}$, $N_{1\Sigma}$, $N_{2\Sigma}$ – сумарна кількість імпульсів опорної частоти, що підраховується за n часових інтервалів t_x , $k_t \tau_1$ і $k_t \tau_2$ відповідно;

$\Delta N_{k\Sigma}$ - сумарне калібрувальне число (поправка).

При вимірюванні періоду T_x або частоти f_x вхідного сигналу формується часовий інтервал, який дорівнює цілому числу періодів T_x (метод коінциденції), а інтерполяційне вимірювання часових інтервалів $k_t \tau_1$ і $k_t \tau_2$ проводиться тільки на кінцях інтервалу, тобто по одному разу. Тому остаточний результат вимірювання періоду

$$T_x = T_0 \left(N_{t\Sigma} + \frac{N_1}{k_t} - \frac{N_2}{k_t} - \Delta N_k \right) \frac{1}{n},$$

де $N_{t\Sigma} = n T_x f_0$.

Значення вимірюваної частоти обчислюється мікропроцесором за формулою $f_x = 1/T_x$.

Мікропроцесорний контролер призначається для керування процесом вимірювання і обчислення результату вимірювання з урахуванням поправок. Він містить керуючий обчислювальний пристрій, оперативний і програмований запам'ятовуючий пристрій, блок керування і інтерфейс.

Використання мікропроцесорів у цифрових частотомірах має ще один досить важливий напрямок, зв'язаний з автоматизацією перебудови перетворювачів частоти і обчисленням результату вимірювання.

Прилад має інтерфейс сполучення з КЗК, розміщений в мікропроцесорному контролері. Працює інтерфейс у двох режимах – приймання та передавання інформації. В універсальних ЕЛЧ однією з вимірюваних величин є відношення двох частот f_1 і f_2 . Операція *вимірювання відношення двох частот* повністю реалізується у вимірювальному каналі частоти, наведеному на рис. 3.2. Для цього на вхідний пристрій подається сигнал більшої частоти, наприклад f_1 , а на подільник частоти міток – сигнал меншої частоти, наприклад, f_2 (генератор опорної частоти в цьому режимі відмикається). В решті процес вимірювання залишається тим самим.

Результат вимірювання N_{f_1/f_2} одержимо за формулою

$$N_{f_1/f_2} = T_{л} f_1 = k_{д} T_2 f_1 = k_{д} f_1 / f_2 ,$$

де $T_{л} = k_{д} T_2$ – час лічби, який задається пропорційним до періоду T_2 ($T_2 = 1/f_2$).

Коефіцієнт ділення $k_{д}$ подільника частоти міток вибирається кратним 10.

Похибка вимірювання відношення двох частот характеризується тими самими складовими, що й вимірювання частоти: похибками квантування і запуску (формування). Максимальне значення абсолютної похибки квантування дорівнює одному імпульсу частоти f_1 а максимальне значення відносної похибки – величині

$$\delta\left(\frac{f_1}{f_2}\right)_k = \frac{1}{N_{f_1/f_2}} = \frac{f_2}{k_d f_1}.$$

Ця похибка буде тим менша, чим менша частота f_2 у порівнянні з частотою $k_d f_1$.

ЛЕКЦІЯ № 7

ЦИФРОВІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ НАПРУГИ.

1. Цифрові вольтметри

Промисловість випускає значну кількість цифрових вольтметрів (ЦВ) різних типів, які відрізняються один від одного призначенням, принципами будови і технічними характеристиками. За призначенням, що визначається кількістю і фізичною природою вимірюваних величин, ЦВ розділяють на чотири групи: ЦВ постійної напруги; ЦВ змінної напруги; універсальні ЦВ, які дозволяють вимірювати постійні і змінні напруги та ряд інших фізичних величин (здебільшого постійний і змінний струм, активний опір, відношення напруг і струмів, а інколи і температуру, ємність конденсаторів та ін.); імпульсні ЦВ, призначені для вимірювання амплітуди імпульсних напруг.

1.1. Цифрові вольтметри постійної напруги

Основа таких ЦВ складають АЦП, які й визначають суть процесу вимірювання постійної напруги. Різниця між ЦВ постійної напруги і АЦП зводиться до того, що, по-перше, вольтметри мають декілька меж вимірювань, а АЦП виконуються частіше за все з однією або двома межами перетворення, по-друге, АЦП не мають індикації. Ці відмінності не є принциповими, а тому метод вимірювання постійних напруг у ЦВ збігається з методом аналого-цифрового перетворення. В сучасних ЦВ постійної напруги найбільш широко використовуються методи час-імпульсного і кодоімпульсного, меншою мірою – частотно-імпульсного аналого-цифрового перетворення.

1.1.1. Цифрові вольтметри постійної напруги з час-імпульсним перетворенням

У таких вольтметрах використовуються дві групи методів проміжного перетворення вимірюваної напруги у часовий інтервал: методи пропорційного, або розгортального, часового перетворення миттєвих значень напруги та інтегрувальні методи.

Метод пропорційного, або розгортального, часового перетворення ґрунтується на порівнянні вимірюваної постійної напруги зі зразковою напругою, яка змінюється за лінійним законом і є або лінійно-зростаючою в часі, або лінійно-падаючою в часі. Метод передбачає дві операції: перетворення вимірюваної напруги в пропорційний часовий інтервал і вимірювання цього інтервалу методом дискретної лічби. У ЦВ застосовуються різні варіанти такого методу, які обумовлюють різні за складністю і метрологічними характеристиками схеми приладів.

Структурна схема та часові діаграми найпростішого ЦВ з пропорційним перетворенням наведені на рис. 1.1. Вимірювана напруга U_x через вхідний пристрій, коефіцієнт передачі якого для спрощення записів візьмемо рівним одиниці, подається на один із входів компаратора (рис. 1.1а). Другий вхід компаратора вмикається до генератора лінійно-змінної напруги (ГЛЗН). Припустимо, що робоча напруга ГЛЗН $u_0(t)$ є лінійно зростаючою (рис. 1.1б). У початковому положенні ГЛЗН знаходиться в режимі очікування; часовий селектор закритий для проходження імпульсів опорної частоти f_0 . Процес вимірювання починається в момент часу t_1 , коли блок керування видає сигнал Пуск (Старт) (рис. 1.1а). Цим сигналом запускається ГЛЗН і одночасно відкривається часовий селектор, через нього в блок індикації починають надходити імпульси частотою f_0 з генератора опорної частоти. Водночас ГЛЗН формує зразкову напругу $u_0(t)$ (рис. 1.1б). У момент часу t_2 , коли зразкова напруга $u_0(t)$ досягає значення вимірюваної напруги U_x , компаратор формує сигнал Стоп, який повертає часовий селектор в початкове положення, тобто закриває його для проходження імпульсів частоти f_0 . На цьому процес вимірювання завершується, в блоці індикації фіксується число імпульсів

$$N_U = t_x / T_0 = t_x f_0. \quad (1.1)$$

Із подібності трикутників на діаграмі (рис. 1.1б) виходить, що часовий інтервал t_x можна виразити через вимірювану напругу U_x :

$$t_x = \frac{t_p}{U_{0\max}} U_x = \frac{U_x}{c}, \quad (1.2)$$

де $c = U_{0\max} / t_p$ – крутість лінійно-змінної напруги $u_0(t)$;
 $U_{0\max}$ – її максимальне значення;
 t_p – час робочого ходу ЛЗН $u_0(t)$.

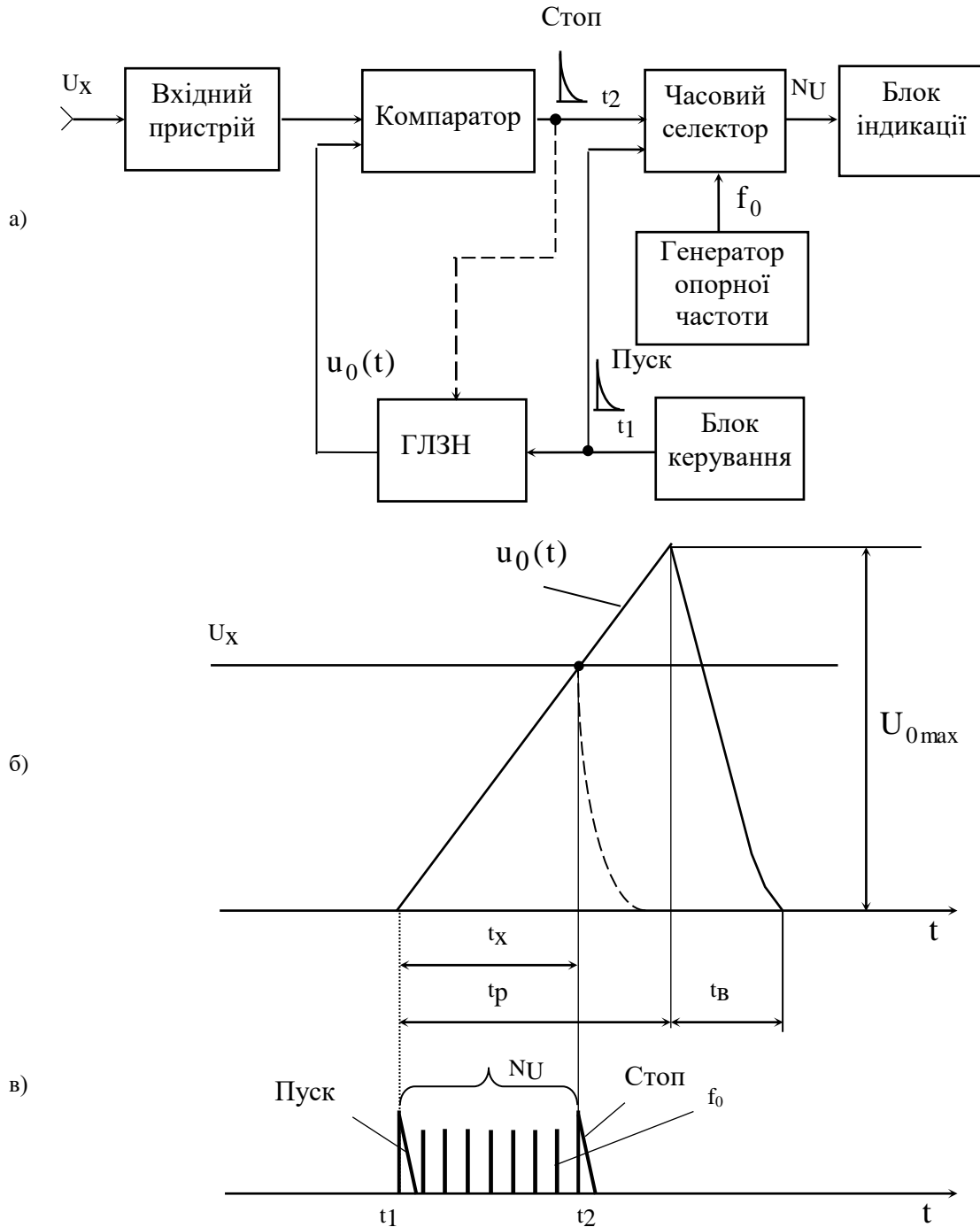


Рисунок 1.1 - Цифровий вольтметр постійної напруги з одним компаратором: а – структурна схема; б, в – часові діаграми

Підставляючи (1.2) в (1.1), одержимо

$$N_U = \frac{f_0}{c} U_x = \frac{U_x}{d_U}, \quad (1.3)$$

де $d_U = c/f_0$ – дискретність вимірювання напруги U_x .

Відрізняють циклічний і ациклічний режими перетворення напруги U_x . У циклічному режимі максимальне значення $U_{0\max}$ напруги U_0 не залежить від значення вимірюваної напруги U_x , воно підтримується незмінним в усьому діапазоні вимірювань. У цьому разі часові інтервали часу відновлення t_b , або зворотного ходу, та робочого ходу t_p ГЛЗН є величинами постійними. Сумарний інтервал $(t_p + t_b)$ визначає час перетворення та швидкодію АЦП. Ациклічному режиму відповідає зв'язок з виходу компаратора на вхід ГЛЗН (пунктир на рис. 1.1а). У такому режимі розгортка зразкової ЛЗН $u_0(t)$ закінчується в момент часу t_2 . Ділянка відновлення початкового положення ГЛЗН показана пунктиром на рис. 1.1б.

Основними джерелами похибок розглянутого ЦВ є: запізнення початку розгортки, нестабільність крутості і нелінійність ЛЗН $u_0(t)$, поріг спрацювання компаратора і похибка квантування. Нестабільність опорної частоти f_0 призводить до похибки, значно меншої за вказані похибки, і її можна не враховувати.

Запізнення початку розгортки ЛЗН $u_0(t)$ відносно сигналу Пуск на величину Δt_3 викликається інерційністю ГЛЗН, внаслідок чого час відкритого положення часового селектора перевищує інтервал t_x на величину Δt_3 і в блок індикації ЦВ потрапляє додаткова кількість імпульсів $\Delta N_3 = \Delta t_3 f_0$, що й обумовлює похибку вимірювання. Для її вилучення в схему ЦВ вводиться інший компаратор (рис. 1.2а).

У цій схемі сигнал Пуск з блока керування подається тільки на запуск ГЛЗН у момент часу t_0 (рис. 1.2б), його вихідна напруга $u_0(t)$ подається на входи обох компараторів. Першим спрацює компаратор 1 у момент часу t_1 досягнення напругою $u_0(t)$ нульового значення і на його виході формується сигнал Старт, яким відкривається часовий селектор. Компаратор 2, як і в схемі (рис. 1.1а), формує в момент часу t_2 сигнал Стоп, який закриває часовий селектор.

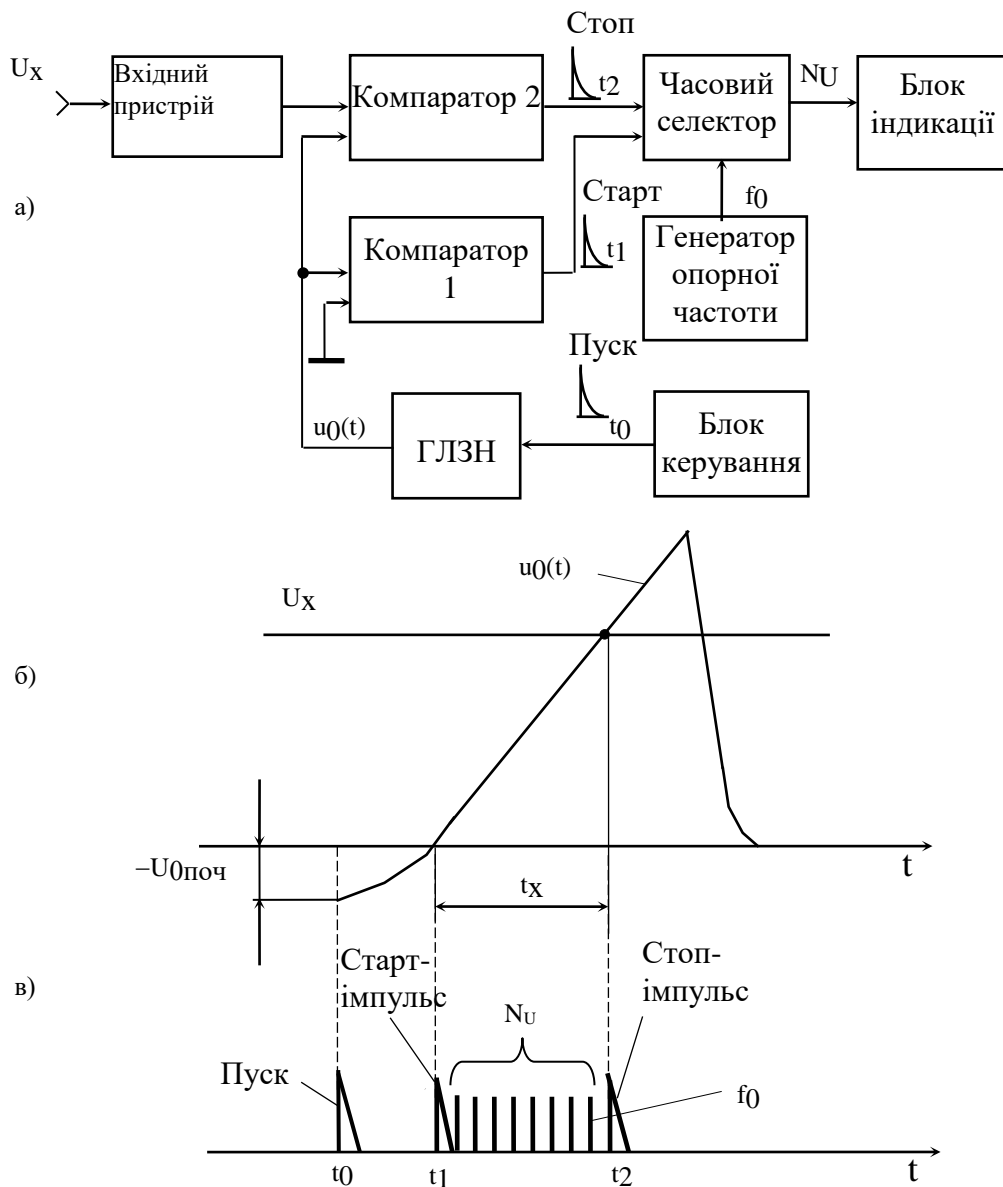


Рисунок 1.2 - Цифровий вольтметр постійної напруги з двома компараторами: а – структурна схема; б, в – часові діаграми

Через часовий селектор до блока індикації за час $t_x = t_2 - t_1$ надійде з генератора опорної частоти f_0 число імпульсів N_U (рис. 1.2 в), що визначається рівністю (1.3).

Введення в схему ЦВ компаратора 2 дозволяє також усунути вплив нелінійності початкової ділянки напруги $u_0(t)$ на результат вимірювання. Режим роботи ГЛЗН вибирають таким, щоб розгортка напруги $u_0(t)$ здійснювалася від деякого від'ємного початкового

потенціалу ($-U_{0\text{ поч}}$), а нелінійна ділянка $u_0(t)$ знаходилася б нижче від нуля (рис. 1.2б).

Подальшим розвитком ЦВ з двома компараторами є схема з "розщепленням" вимірюваної напруги U_x (рис. 1.3а).

Вимірювана постійна напруга U_x за допомогою підсилювача постійного струму (ППС) розщиплюється на дві напруги, симетричні відносно деякого фіксованого значення постійної напруги зміщення $U_{зм}$: $(U_{зм} - U_x)$ і $(U_{зм} + U_x)$ (рис. 1.3б).

Залежно від знака полярності U_x ці напруги будуть з'являтися на тому чи іншому виході ППС, звідки вони подаються на входи компараторів 1 і 2. Наприклад, при $U_x > 0$ напруга $(U_{зм} - U_x)$ подається на компаратор 1, а напруга $(U_{зм} + U_x)$ – на компаратор 2 і, навпаки, при $U_x < 0$ на входи компараторів 1 і 2 будуть надходити напруги $(U_{зм} + U_x)$ і $(U_{зм} - U_x)$ відповідно. На інші входи компараторів 1, 2 подається напруга $u_0(t)$ з ГЛЗН, який переводиться в робочий режим сигналом Пуск у момент часу t_0 (рис. 7.21, в). На моменти часу t_1 і t_2 , коли зразкова напруга $u_0(t)$ буде дорівнювати напругам $(U_{зм} - U_x)$ і $(U_{зм} + U_x)$, на виходах відповідних компараторів 1, 2 формуються сигнали Старт і Стоп, які потрапляють на часовий селектор і схему знака. Часовий селектор виконаний так, що для нього однаково, з яких компараторів на його входи подаються керуючі сигнали Старт і Стоп. У кожному з двох можливих варіантів часовий селектор відкривається першим сигналом (момент часу t_1) і закривається другим сигналом (момент часу t_2) (рис. 1.3в). За час відкритого положення селектора $2t_x$ до блока індикації ЦВ надходить кількість імпульсів N_U , пропорційна $2U_x$, внаслідок чого дискретність, як і діапазон вимірювання напруги, зменшиться вдвічі у порівнянні з попередніми варіантами ЦВ. Проте однією із значних переваг такого принципу побудови ЦВ є зменшення похибки нелінійності, оскільки при виконанні операції порівняння $(U_{зм} - U_x)$ і $(U_{зм} + U_x)$ із зразковою напругою $u_0(t)$ обидва моменти порівняння зміщуються в один бік по осі часу і тим самим похибки нелінійності взаємно компенсуються. Крім того, в такому ЦВ визначення полярності вимірюваної напруги U_x здійснюється автоматично. За ознаку полярності береться послідовність появи сигналів на виходах компараторів, для її визначення призначена логічна схема знака.

Інформація про знак напруги U_x відображається в блоці індикації ЦВ.

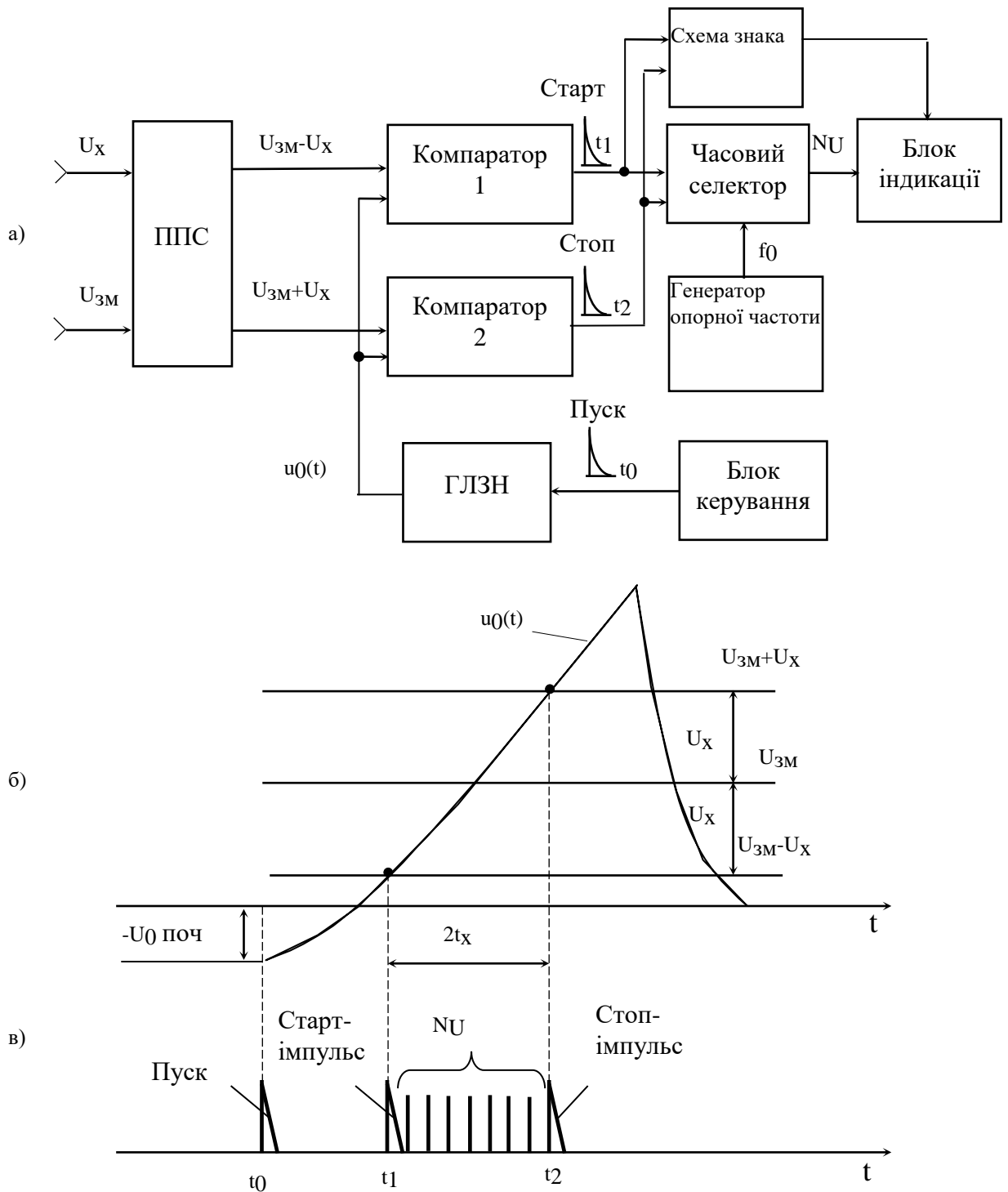


Рисунок 1.3 - Цифровий вольтметр з “розщепленням” напруги: а – структурна схема; б, в – часові діаграми

Вольтметри, які ґрунтуються на час-імпульсному методі з “розщепленням”, забезпечують відносну похибку порядку 0,1 %, чутливість порядку 1 мВ (з усередненням результатів вимірювань – порядку 0,1 мВ), швидкодію до сотень вимірювань за секунду.

Важливим показником технічної досконалості ЦВ є ступінь їхньої завадозахищеності. Так, ЦВ з пропорційним перетворенням без спеціальних заходів мають практично нульову завадозахищеність, тобто не заглушують завад. Для заглушення завад застосовують вхідні фільтри і статистичне усереднення результатів багаторазових вимірювань. Застосування фільтрів досконало опрацьовано, воно забезпечує заглушення завад нормального виду порядку 40...60 дБ, але призводить до ускладнення приладу і до зниження його швидкодії внаслідок перехідних процесів у фільтрах.

ЛЕКЦІЯ № 8

ЦИФРОВІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ НАПРУГИ.

1. Інтегровальні методи аналого-цифрового перетворення

Важливим показником технічної досконалості ЦВ є ступінь їхньої заводозахищеності. Для заглушення завод застосовують вхідні фільтри і статистичне усереднення результатів багаторазових вимірювань. Застосування фільтрів досконало опрацьовано, воно забезпечує заглушення завод нормального виду порядку 40...60 дБ, але призводить до ускладнення приладу і до зниження його швидкодії внаслідок перехідних процесів у фільтрах. Статистичне усереднення n результатів багаторазових вимірювань (звичайно $n = 10, 100$ або 1000) забезпечує заглушення завод до 20 дБ і не викликає апаратних труднощів, проте призводить до збільшення часу вимірювань приблизно в n разів. Крім того, такі прилади помітно поступаються заводо захищеністю аналоговим приладам, які мають властивість безперервного усереднення вхідних завод. Наблизити заводозахищеність цифрових час-імпульсних вольтметрів постійного струму до аналогових дозволяють інтегровальні методи.

Інтегровальні методи аналого-цифрового перетворення ґрунтуються на перетворенні в код середнього (інтегрального) значення вимірюваної напруги, яке може здійснюватися в один, два або три такти. Переважне застосування в ЦВ знаходить метод двотактного інтегрування.

Суть методу. В першому такті, починаючи з деякого моменту часу t_0 , аналоговим інтегратором здійснюється інтегрування вимірюваної напруги U_x , наприклад від'ємної за знаком (рис. 1.1,а), протягом часового інтервалу $T_{\text{ІНТ}}$, значення якого вибирають залежно від характеру завод. Для періодичних завод інтервал $T_{\text{ІНТ}}$ вибирають кратним періоду завод, для випадкових завод типу білого шуму він повинен перевищувати час кореляції завод. Нехай, наприклад, вхідний сигнал $u_x(t)$ має адитивну заводу $u_z(t)$:

$$u_x(t) = -U_x + u_z(t).$$

У такому разі вихідна напруга інтегратора $u_{\text{ІНТ}}(t)$ у кінці інтервалу $T_{\text{ІНТ}}$ при нульовому початковому положенні інтегратора дорівнює

$$u_{\text{інт}}(t_1) = U_{\text{інт.1}} = k_{\text{інт}} \int_{t_0}^{t_1} u_x(t) dt = k_{\text{інт}} T_{\text{інт}} \bar{U}_x, \quad (1.1)$$

де $T_{\text{інт}} = t_1 - t_0$;

$\bar{U}_x = \frac{1}{T_{\text{інт}}} \int_0^{T_{\text{інт}}} u_x(t) dt$ – середнє значення вхідної напруги $u_x(t)$ за час

інтегрування $T_{\text{інт}}$. Якщо завада гармонічна й інтервал $T_{\text{інт}}$ кратний періоду цієї завади, то

$$\bar{U}_x = \frac{1}{T_{\text{інт}}} \int_0^{T_{\text{інт}}} U_x dt + \frac{1}{T_{\text{інт}}} \int_0^{T_{\text{інт}}} u_z(t) dt = U_x,$$

Оскільки другий інтеграл дорівнює нулю, що фізично означає повне заглушення завад. Аналогічний висновок можна зробити для періодичної несинусоїдної завади, використавши для її зображення ряд Фур'є, якщо $T_{\text{інт}}$ кратне періоду основної гармоніки завади.

На часовій діаграмі (рис. 1.1а) вихідній напрузі інтегратора $u_{\text{інт}}(t)$ в першому такті інтегрування від t_0 до t_1 відповідає ділянка I. У другому такті II, починаючи з моменту часу t_1 , на вхід інтегратора замість вимірюваної напруги U_x подається опорна (строго задана) постійна напруга U_0 , полярність якої протилежна полярності U_x (для вказаного випадку $U_0 > 0$). Тому, починаючи з моменту часу t_1 , вихідна напруга інтегратора $u_{\text{інт}}$ зменшується за лінійним законом (ділянка II) до нуля (до моменту часу t_2), тобто до виконання умови

$$u_{\text{інт}}(t_2) = U_{\text{інт.2}} = U_{\text{інт.1}} - k_{\text{інт}} \int_{t_1}^{t_2} u_0(t) dt = U_{\text{інт.1}} - k_{\text{інт}} U_0 t = 0,$$

де $t_x = t_2 - t_1$.

Підставляючи рівність (1.1), дістаємо

$$k_{\text{інт}} T_{\text{інт}} \bar{U}_x - k_{\text{інт}} U_0 t_x = 0,$$

звідки

$$t_x = T_{\text{інт}} \bar{U}_x / U_0.$$

Часовий інтервал t_x вимірюється методом дискретної лічби

(рис.1.1б), одержана при цьому кількість імпульсів

$$N_U = t_x f_0 = \frac{T_{\text{інт}} f_0}{U_0} \bar{U}_x = \frac{\bar{U}_x}{d_U}, \quad (1.2)$$

де $d_U = U_0 / (T_{\text{інт}} f_0)$ – дискретність вимірювання напруги U_x .

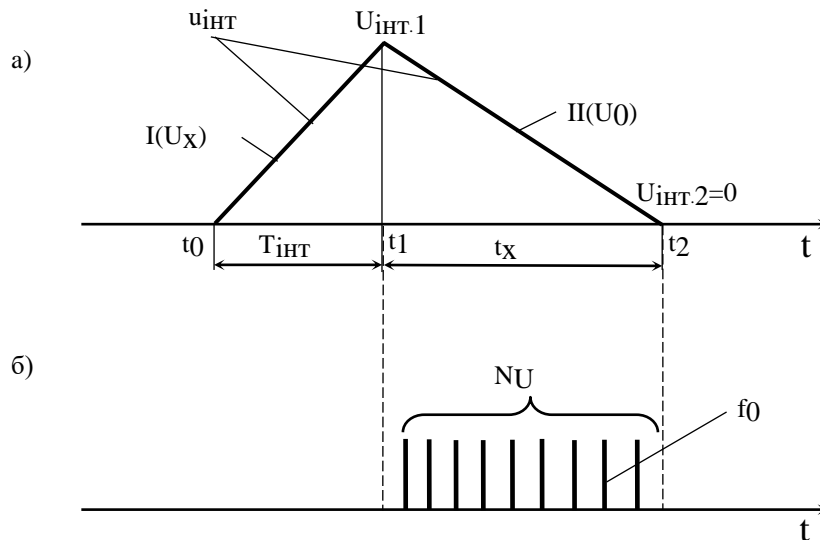


Рисунок 1.1 - Часові діаграми методу двотактного інтегрування

Таким чином, часовий інтервал t_x і число імпульсів N_U пропорційні усередненому за час $T_{\text{інт}}$ значенню вхідної напруги $u_x(t)$, що забезпечує усереднення завади, присутньої у вимірюваній напрузі, а отже, підвищення завадозахищеності вимірювань.

Укажемо ще на одну особливість методу двотактного інтегрування. Як свідчить (1.2), код N_U пропорційний відношенню двох напруг, які піддаються інтегруванню в кожному з тактів. Ця властивість широко застосовується для вимірювання відношення двох напруг, якщо замість опорної напруги в другому такті інтегрується інша вимірювана напруга.

На рис. 1.2 показана структурна схема двотактного ЦВ постійної напруги. Вимірювана U_x і опорна U_0 напруги подаються на інтегратор через аналоговий комутатор S . У першому такті блок керування на час $T_{\text{інт}}$, який задається формувачем часового інтервалу, через аналоговий комутатор (перемикач) S (положення I) вмикає напругу U_x через вхідний пристрій до входу інтегратора.

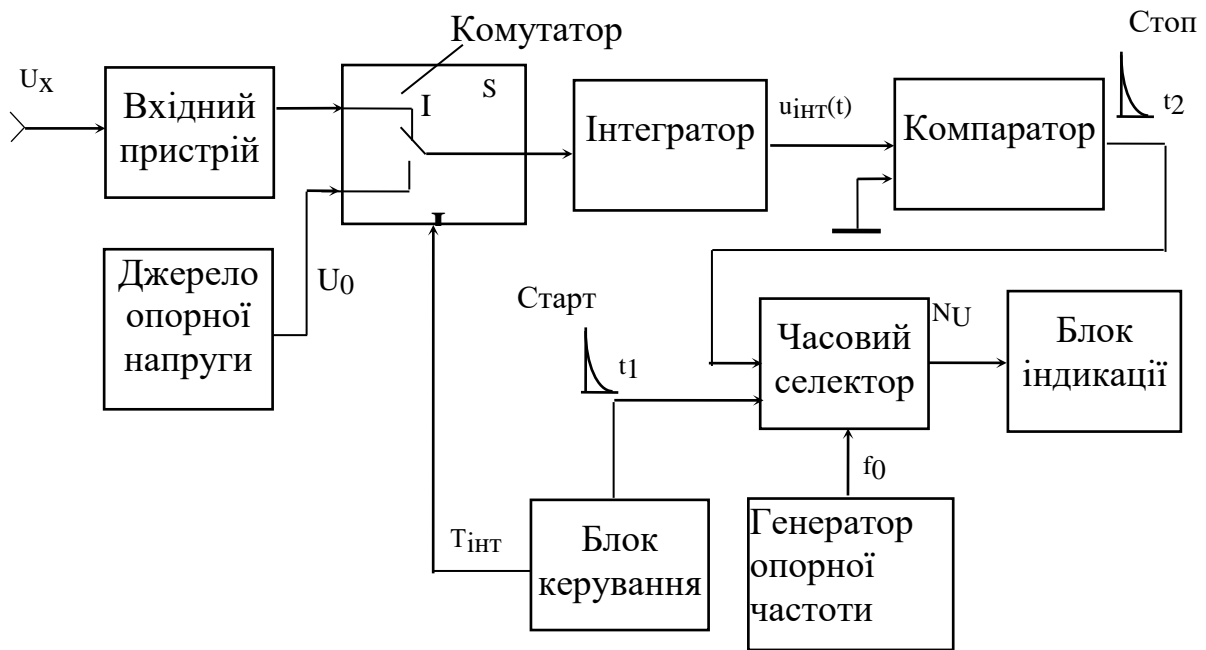


Рисунок 1.2 - Структурна схема цифрового вольтметра двотактного інтегрування

Вихідна напруга інтегратора $u_{\text{інт}}(t)$ зростає за лінійним законом від нуля до рівня $U_{\text{інт.1}}$ (ділянка I на рис. 1.1а). Після закінчення часового інтервалу $T_{\text{інт}}$ у момент часу t_1 керуючими сигналами блока керування, по-перше, комутатор S переводиться в друге положення (положення II), при якому на вхід інтегратора подається напруга U_0 від джерела опорної напруги, і, по-друге, відкривається часовий селектор (сигналом “Старт”).

На цьому завершується перший такт і починається другий такт вимірювання. Вихідна напруга інтегратора $u_{\text{інт}}(t)$ зменшується за лінійним законом від рівня $U_{\text{інт.1}}$ до нуля (ділянка II на рис. 1.1а), а через відкритий часовий селектор протягом інтервалу часу, що дорівнює t_x , в блок індикації надходять імпульси опорної частоти f_0 (рис. 1.1б). У момент часу t_2 , коли вихідна напруга інтегратора $u_{\text{інт}}(t)$ досягає нульового рівня ($U_{\text{інт.2}} = 0$), спрацьовує компаратор (детектор нульового рівня), і його вихідний сигнал закриває часовий селектор. За час t_x через часовий селектор з генератора опорної частоти f_0 у блок індикації надходить кількість імпульсів N_U , яка являє собою, згідно з (1.2), результат вимірювання \bar{U}_x , тобто середнього значення напруги U_x . Якщо часовий інтервал $T_{\text{інт}}$ формувати шляхом ділення частоти f_0 , тобто

$$T_{\text{інт}} = k_{\text{д}} T_0 = k_{\text{д}} / f_0 ,$$

то формула (1.2) приводиться до вигляду

$$N_U = k_d \bar{U}_x / U_0,$$

де k_d – коефіцієнт ділення частоти f_0 (періоду T_0).

В цю формулу не входять величини f_0 і $T_{\text{інт}}$, а отже, результат і похибка вимірювання \bar{U}_x не залежать від нестабільності частоти f_0 і неточності формування часового інтервалу $T_{\text{інт}}$. Вони одна одну компенсують.

До основних джерел похибки двотактного ЦВ належать нестабільність опорної напруги U_0 , неідентичність опорів комутатора по першому і другому входах (положення I і II), нелінійність вихідної напруги інтегратора, дрейф нуля інтегратора, поріг спрацювання компаратора і похибка квантування. Для забезпечення найбільш ефективного заглушення завад нормального виду з частотою мережі 50 Гц і 400 Гц інтервал $T_{\text{інт}}$ вибирають кратним періоду напруги мережі живлення, а оскільки вона є нестабільною, то для автоматичної підтримки цієї кратності в окремих приладах застосовують автопідстроювання частоти.

Високі завадозахищеність і точність ЦВ двотактного інтегрування забезпечують зростання їхньої питомої ваги серед ЦВ постійного струму, у вимірювачах відношення двох напруг, у цифрових осцилографах, мультиметрах та інших приладах, в яких однією з проміжних операцій є вимірювання постійної напруги.

2. Цифрові вольтметри змінної напруги. Універсальні цифрові вольтметри

Цифрові вольтметри змінної напруги застосовуються для вимірювання всіх характеристик змінних напруг: миттєвого значення, зокрема максимального, середнього значення (постійної складової), середнього за модулем (середнього випрямного) і середнього квадратичного значення.

Принцип побудови класичних ЦВ змінної напруги такий самий, як і аналогових електронних вольтметрів, і ґрунтується на проміжному перетворенні змінної напруги $u_x(t)$ в постійну напругу U_x за допомогою вимірювального перетворювача. Основна відмінність ЦВ змінної

напруги від аналогових вольтметрів полягає в тому, що постійна напруга U_x перетворюється (завдяки АЦП) у пропорційний код, який відображається відліковим пристроєм блока індикації. Узагальнена структурна схема таких ЦВ наведена на рис. 2.1. У них здебільшого застосовуються АЦП час-імпульсного типу, в деяких – АЦП двотактного інтегрування.

Друга відмінність ЦВ змінної напруги полягає у використанні більш точних вимірювальних перетворювачів змінної напруги в постійну, що пов'язано з вилученням електромеханічних стрілкових приладів, які обмежують точність аналогових вольтметрів. Вимірювальні перетворювачі змінної напруги в постійну в більшості ЦВ являють собою сполучення підсилювача змінної напруги і детектора середнього випрямного значення, охоплених глибоким зворотним зв'язком.

Застосування таких перетворювачів призводить, як і в аналогових вольтметрах, до залежності похибки ЦВ змінної напруги від форми кривої і частоти вхідного сигналу. Тому градуують їх для певної форми напруги, як правило, для синусоїдної, а нормування їхніх основних похибок здійснюється залежно від частоти і коефіцієнта гармонік вимірюваної напруги. Оскільки класичні ЦВ змінної напруги мають канал вимірювання постійної напруги, то він може використовуватися автономно, якщо його вивести на вхід приладу через вхідний масштабний пристрій (подільник напруги, підсилювач). Такий вольтметр належить до універсальних.

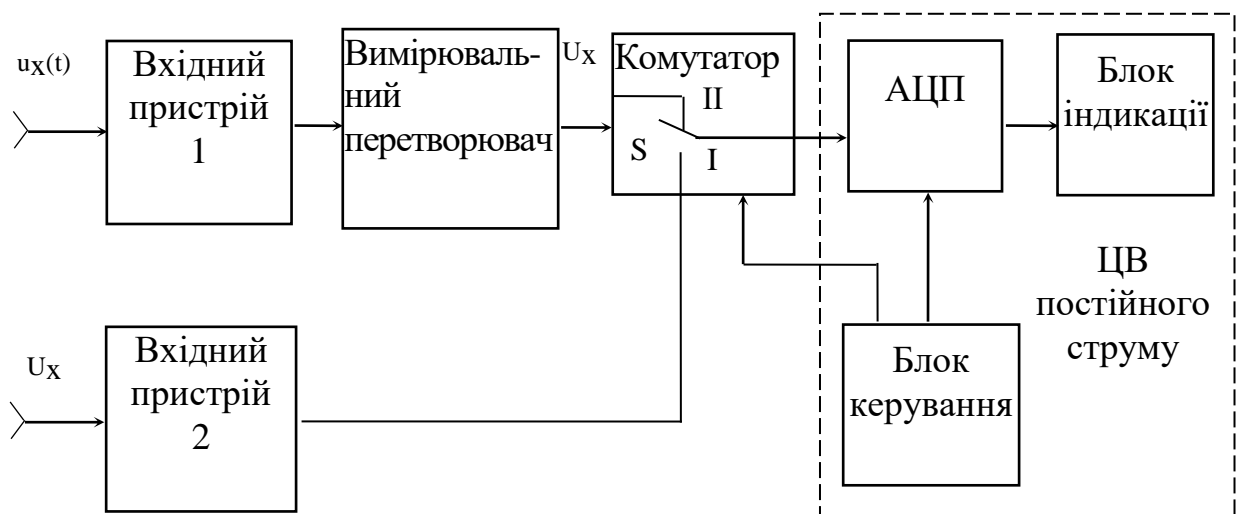


Рисунок 2.1 - Узагальнена структурна схема універсального цифрового вольтметра

Отже, аналоговий комутатор (перемикач) S залежно від вимірюваної напруги (постійна чи змінна) установлюється в положення I або II відповідно.

Сучасні універсальні ЦВ виготовляються мікропроцесорними. Вони призначаються для вимірювання постійної і синусоїдної напруг, активного опору, відношення двох постійних напруг, відношення СКЗ синусоїдної напруги до постійної, миттєвого значення вхідної напруги. Вольтметри мають тестовий контроль та інтерфейсний блок для сполучення з КЗК.

Тестовий контроль виконується в процесі підготовки приладу до вимірювань. Всього є декілька послідовних тестів, які забезпечують такі перевірки: працездатність цифрової частини, нуль на межі 10 В АЦП, значення позитивної опорної напруги, нуль підсилювача, нуль на межі 0,1 В подільника. Тести підібрані так, що перевіркою охоплюються усі основні вузли приладу. Вони задаються натискуванням відповідних клавiш на передній панелі приладу. При цьому на вхід приладу або на вхід його певного вузла подається заданий сигнал (тест) від внутрішнього або зовнішнього джерела. Результат тестового контролю вольтметра відображається на його цифровому табло, покази для кожного тесту нормуються й указуються в технічному описі.

Конструктивно універсальні ЦВ виконуються у вигляді одного блока. У деяких типів ЦВ розширення функціональних можливостей здійснюється за рахунок змінних блоків. Провідні іноземні фірми з цією метою використовують змінні плати, модулі і блоки-приставки. Завдяки впровадженню досягнень мікроелектроніки все більшого розповсюдження набувають універсальні ЦВ типу тестерів з автономним живленням і (або) живленням від мережі 50 Гц. Удосконалюються техніко-економічні показники і збільшується випуск щиткових ЦВ, їх похибки доведені до 0,05... 0,1 %, швидкодія – до сотень перетворень за секунду.

ЛЕКЦІЯ № 9

ЦИФРОВІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ НАПРУГИ.

1. Цифрові вольтметри постійної напруги з частотним перетворенням

Цифрові вольтметри цієї групи ґрунтуються на попередньому перетворенні вимірюваної постійної напруги в пропорційну частоту імпульсів і її вимірюванні методом дискретної лічби за схемою цифрового частотоміра. Функція перетворення, тобто залежність вихідної частоти перетворювача напруга-частота (ПНЧ) від вхідної напруги є лінійною в діапазоні $0 \dots U_{\max}$ (рис. 1.1)

$$f = f_{\Pi} + f_x = f_{\Pi} + k_{\text{ПНЧ}} U_x,$$

де f_{Π} – початкова частота ПНЧ при $U_x = 0$;

$$f_x = k_{\text{ПНЧ}} U_x; \quad (1.1)$$

f_x – інформативна складова вихідної частоти ПНЧ, пропорційна вимірюваній напрузі U_x ;

$k_{\text{ПНЧ}}$ – коефіцієнт перетворення (передачі) ПНЧ.

Якщо частоту f виміряти методом дискретної лічби, підраховуючи імпульси цієї частоти протягом заданого часу лічби $T_{\text{л}}$, то одержимо кількість імпульсів

$$N = \int_0^{T_{\text{л}}} f dt = N_{\Pi} + N_U,$$

$$N_{\Pi} = \int_0^{T_{\text{л}}} f_{\Pi} dt = T_{\text{л}} f_{\Pi}$$

де N_{Π} – неінформативна складова результату вимірювання, яку з нього треба вилучити;

$$N_U = \int_0^{T_{\text{л}}} f_x dt = T_{\text{л}} f_x$$

N_U – корисна, інформативна, складова результату

вимірювання, яку з урахуванням (1.1) можна подати у вигляді

$$N_U = k_{\text{ПНЧ}} T_{\text{л}} \bar{U}_x.$$

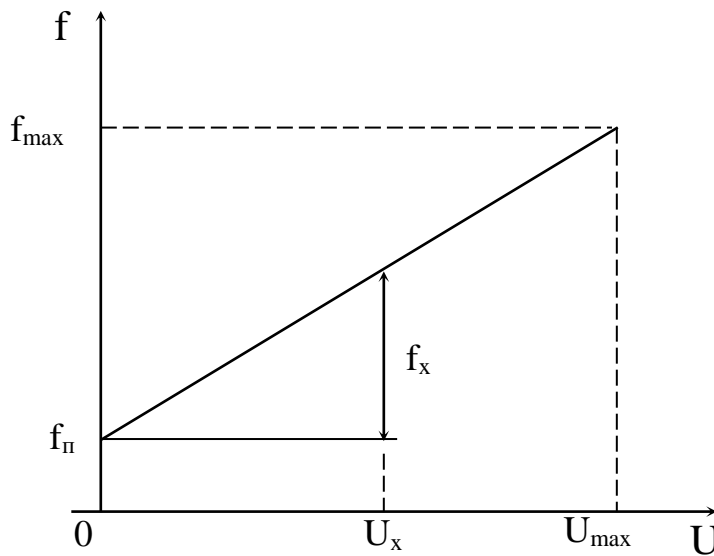


Рисунок 1.1 - Графік функції перетворення ПНЧ

Таким чином, кількість імпульсів N_U пропорційна середньому (інтегральному) значенню напруги \bar{U}_x за час $T_{\text{л}}$, і, отже, цифрові вольтметри з частотно-імпульсним перетворенням належать до класу інтегрувальних, що забезпечує їм високу заводо захищеність.

Якщо ПНЧ виконаний так, що $f_{\text{п}} = 0$, то $U_{\text{п}} = 0$ і структурна схема вольтметра досить проста (рис. 1.2).

Формувач часового інтервалу задає на часовий селектор керуючий сигнал тривалістю $T_{\text{л}}$, протягом якого імпульси частоти f_x з перетворювача напруга-частота (ПНЧ) потрапляють до блока індикації, де проводиться їх підрахування та індикація результату вимірювання. Якщо ж початкова частота $f_{\text{п}} \neq 0$, що характерно для більшості ПНЧ, то вживають заходів для усунення впливу $f_{\text{п}}$ на результат вимірювання. Один із розповсюджених заходів компенсації $f_{\text{п}}$ зводиться до наступного. Значення початкової частоти $f_{\text{п}}$ вибирають досить великим, наприклад $f_{\text{п}} = 1$ МГц.

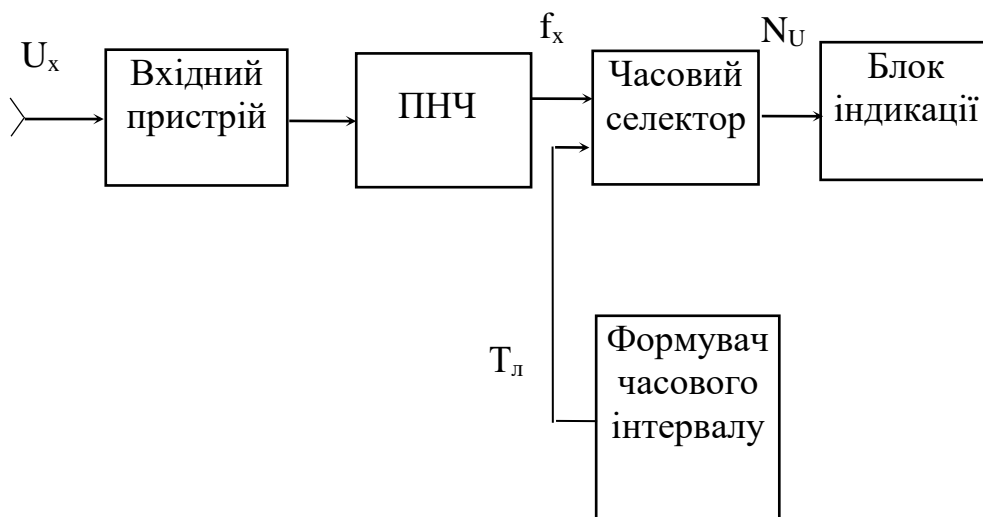


Рисунок 1.2 - Структурна схема цифрового вольтметра постійної напруги з ПНЧ, якщо $f_{\Pi} = 0$

Перетворення напруги в частоту і її вимірювання здійснюється за два такти (рис. 1.3). У першому такті на вхід ПНЧ подається напруга заданої полярності, наприклад додатної. На виході ПНЧ виникає послідовність імпульсів частоти $f = f_{\Pi} + f_x$ (пряма I), які впродовж часу T_{Π} підраховуються одним лічильником. Кількість цих імпульсів дорівнює

$$N_1 = \int_0^{T_{\Pi}} (f_{\Pi} + f_x) dt$$

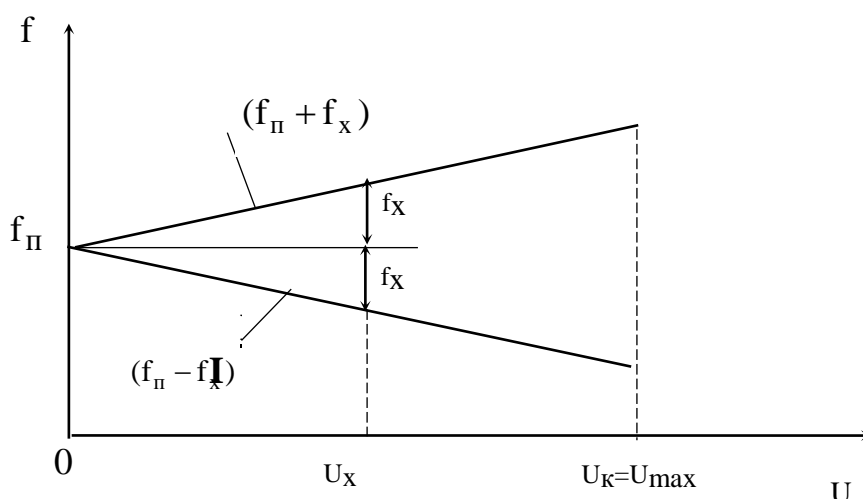


Рисунок 1.3 - Графіки функцій перетворення ПНЧ вольтметра, якщо $f_{\Pi} \neq 0$

У другому такті на вхід ПНЧ подається інвертована напруга U_x , в даному разі від'ємної полярності. Тоді частота на виході ПНЧ $f_2 = f_{\Pi} - f_x$ (пряма II), а кількість імпульсів, які підраховуються другим лічильником за час $T_{\text{л}}$, дорівнює

$$N_2 = \int_0^{T_{\text{л}}} (f_{\Pi} - f_x) dt$$

Потім визначається різницева кількість імпульсів

$$\Delta N_{U1} = N_1 - N_2 = 2 \int_0^{T_{\text{л}}} f_x dt = 2k_{\text{ПНЧ}} T_{\text{л}} \bar{U}_x$$

яка може бути результатом вимірювання. Але при малих значеннях U_x кількість імпульсів ΔN_{U1} також мала, що призводить до низької чутливості приладу. Для її підвищення вводиться ще одна проміжна операція: число імпульсів ΔN_{U1} зчитується з лічильника до його обнуління досить низькою частотою f_{01} і тим самим перетворюється в часовий інтервал

$$t_x = \frac{\Delta N_{U1}}{f_{01}} = \frac{2k_{\text{ПНЧ}} T_{\text{л}} \bar{U}_x}{f_{01}},$$

пропорційний напрузі \bar{U}_x . Вимірюючи цей інтервал методом дискретної лічби при високій частоті його заповнення ($f_{02} \gg f_{01}$), одержують кількість імпульсів (код результату вимірювання \bar{U}_x)

$$\Delta N_{U2} = t_x f_{02} = 2k_{\text{ПНЧ}} \frac{f_{02}}{f_{01}} \bar{U}_x \gg \Delta N_{U1}.$$

Переважними складовими похибки ЦВ з частотним перетворенням є похибка ПНЧ і похибка квантування.

Вольтметри з частотним перетворенням мають досить високі метрологічні характеристики: похибку вимірювань до 0,01% і менше, високу чутливість (порядку 1 мкВ), заглушення завад того самого

порядку, що й у ЦВ подвійного інтегрування, швидкодію – десятки і сотні вимірювань за секунду.

Промисловість випускає перетворювачі напруга-частота у вигляді інтегральних мікросхем.

Найбільш високу точність мають вольтметри з ПНЧ на основі інтегратора з імпульсним зворотним зв'язком, а також на основі комбінованого використання частотного методу перетворення з методом час-імпульсного перетворення. Застосування таких інтеграторів дозволяє уточнювати похибки квантування.

2 Цифрові вольтметри постійної напруги з кодоімпульсним перетворенням

У вольтметрах даного типу використовується найчастіше послідовне й інколи послідовно-паралельне та паралельне зрівноважування вимірюваної напруги зразковою напругою, а з алгоритмів відпрацювання останньої застосовується двійковий і двійково-десятковий. Незважаючи на різноманітність способів і алгоритмів відпрацювання зразкової напруги, а також зв'язаних з ними конкретних принципів побудови кодоімпульсних ЦВ, всі вони можуть бути описані однією узагальненою структурною схемою, зображеною на рис. 2.1. Основні варіанти таких вольтметрів відрізняються алгоритмами зрівноважування, колами керування, схемними рішеннями окремих вузлів, елементною базою і режимами роботи.

Вимірювана постійна напруга U_x (нехай $U_x > 0$) через вхідний пристрій подається на один із входів компаратора, другий вхід якого вмикається до виходу цифроаналогового перетворювача ЦАП, призначеного для формування зразкової (компенсаційної) напруги $u_0(t)$. У початковому положенні вона дорівнює нулю або якомусь іншому заданому значенню, наприклад максимальному.

У режимі вимірювання сигналом Пуск блок керування встановлюється в робоче положення. На один із його входів надходить сигнал з компаратора, який у більш простому випадку містить інформацію про знак різниці $\Delta u = U_x - u_0$, тобто про те, яка з напруг – U_x або u_0 за модулем більша. Цей сигнал визначає напрям відпрацювання (змінювання) зразкової напруги u_0 , яка змінюється східчасто в заданий бік (збільшення або зменшення) з появою

кожного імпульсу з генератора тактових імпульсів.

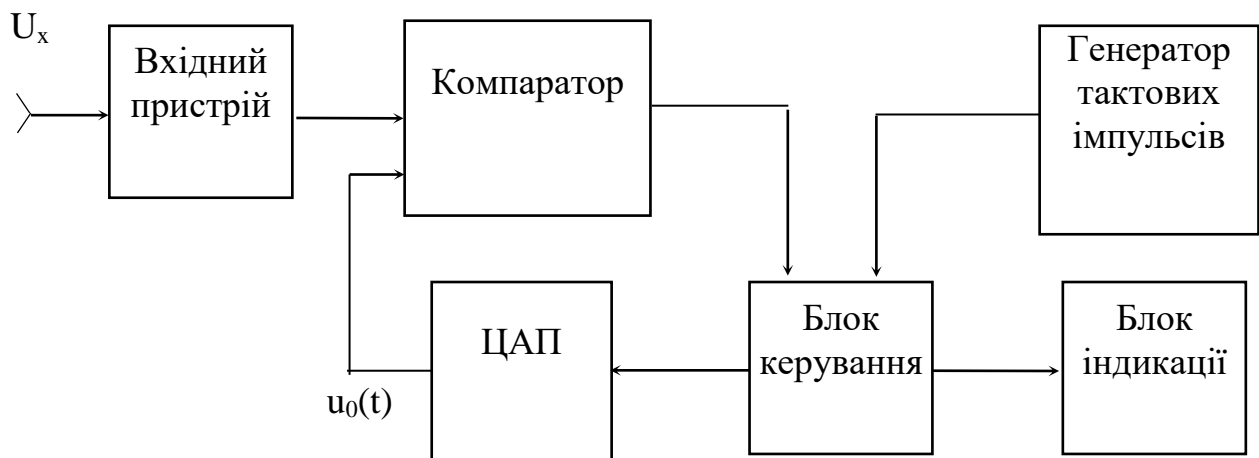


Рисунок 2.1 - Узагальнена структурна схема цифрового кодоімпульсного вольтметра

Змінювання напруги u_0 здійснюється за певною програмою, яка враховує прийнятий алгоритм і напрям відпрацювання u_0 , так щоб вона наближалась до напруги U_x . Тут можливі дві альтернативні ситуації. Перша ситуація: якщо вмикання наступної сходинки зразкової напруги приводить до умови $U_x < u_0$ ($\Delta u < 0$), то в черговому такті дана сходинка відмикається, а замість неї вмикається наступна сходинка меншого рівня. Друга ситуація відповідає умові $U_x > u_0$ ($\Delta u > 0$), при цьому поточна сходинка залишається увімкненою і в черговому такті до напруги u_0 додається наступна сходинка меншого рівня. Кусково-східчасте змінювання зразкової напруги u_0 до наймолодшого розряду здійснює блок керування, подаючи відповідні коди на кодові входи ЦАП до виконання умови $U_x \approx u_0$. Код напруги u_0 , який відповідає цій умові, фіксується в блоці керування, а потім видається в блок індикації - або безпосередньо при двійково-десятковому алгоритмі відпрацювання, або через перетворювач коду при двійковому алгоритмі відпрацювання.

Основними причинами виникнення похибок кодоімпульсних ЦВ є

- 1) похибка формування зразкової напруги u_0 (або похибка ЦАП),
- 2) чутливість компаратора і похибка квантування.

Сучасні кодоімпульсні ЦВ характеризуються найвищою точністю вимірювання (відносна похибка може досягати 0,001 % і менше) і високою швидкістю (десятки і сотні тисяч вимірювань за секунду). Їхніми недоліками є порівняна складність і низька, практично нульова, завадозахищеність. Підвищення завадозахищеності досягається за допомогою фільтрів на вході, які гарантують коефіцієнт заглушення завад 40...60 дБ. Проте фільтри знижують швидкість ЦВ (час одного вимірювання збільшується до кількох секунд).

Кодоімпульсний метод знаходить широке застосування в АЦП з різними алгоритмами зрівноважування. Швидкість кодоімпульсних АЦП послідовного зрівноважування суттєво залежить від розрядності, вони випускаються в інтегральному виконанні. Швидкість АЦП паралельної дії досягає 10^8 і більше перетворень за секунду, їх відносні похибки визначаються розрядністю, тобто кількістю рівнів порівняння, а отже, і кількістю компараторів. Підвищення точності перетворення таких АЦП і ЦВП пов'язано з пропорційним збільшенням числа компараторів. Так, для одержання відносної похибки квантування 1 % необхідно 100 рівнів зразкової напруги і відповідно 100 компараторів. Одночасно в АЦП послідовно-паралельного зрівноважування та сама похибка забезпечується 20 компараторами (по 10 у двох декадах). Такі АЦП дозволяють одержати похибку перетворення порядку 0,01...0,1% і максимальну швидкість порядку 10^7 перетворень за секунду.

Одним із перспективних напрямів підвищення точності, чутливості і швидкості ЦВ постійної напруги є застосування комбінованих методів перетворення, серед яких насамперед слід назвати інтегропотенціометричний метод. Він ґрунтується на сполученні частотно-імпульсного і кодоімпульсного методів перетворення, у таких вольтметрів похибка вимірювання складає 0,002...0,005 %, чутливість – 0,1...1 мкВ, швидкість – одне вимірювання за 3...10 с, заглушення завад нормального виду (без фільтрів) – до 70 дБ.

ЛЕКЦІЯ № 10

ЦИФРОВІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ФАЗИ.

1. Цифрові фазометри

У цифровій фазометрії найбільший розвиток і застосування знайшли

- цифрові час-імпульсні фазометри,
- цифрові фазометри з проміжним перетворенням фазового зсуву в постійну напругу
- компенсаційні фазометри.

1.1. Цифрові час-імпульсні фазометри

Цифрові час-імпульсні фазометри поділяють на

- фазометри миттєвих значень
- фазометри середніх значень фазового зсуву.

Структурна схема і діаграми роботи фазометра миттєвих значень фазового зсуву показані на рис. 1.1

Вхідними сигналами фазометра є синусоїдні напруги $u_1(t)$ і $u_2(t)$ з періодом T і частотою $f = 1/T$, між якими вимірюється фазовий зсув φ_x (рис.1,б).

Принцип дії фазометра зводиться до виділення інтервалу часу $t_\varphi = \varphi_x / (2\pi f)$ між переходами напруг $u_1(t)$ і $u_2(t)$ через однакові миттєві значення (як правило, через однойменні нулі) та до перетворення інтервалу t_φ у числовий еквівалент n_φ методом дискретної лічби (рис. 1.1,в).

Для виконання цих операцій сигнали $u_1(t)$ і $u_2(t)$ через вхідні пристрої 1,2 і перемикач S подаються на формувач інтервалів часу, який має два режими роботи: формування керуючого сигналу тривалістю t_φ і формування керуючого сигналу тривалістю T . Ці режими можуть установлюватися вручну перемикачем S РЕЖИМ ВИМІРЮВАННЯ або автоматично, якщо процес вимірювання автоматизований.

У першому режимі – режимі ФАЗА (перемикач S у положенні I) –керуючим сигналом формувача відкривається часовий селектор на час t_φ і з генератора опорної частоти f_0 у блок індикації надходить число імпульсів

$$n_{\varphi} = t_{\varphi} f_0 = \frac{f_0}{2\pi f} \varphi_x, \quad (1.1)$$

звідки

$$\varphi_x = \frac{2\pi f}{f_0} n_{\varphi} = \frac{2\pi}{f_0 T} n_{\varphi},$$

тобто кількість імпульсів n_{φ} пропорційна фазовому зсуву φ_x . Проте результат вимірювання в одиницях фазового зсуву можна одержати тільки для одного значення частоти f . Залежність результату вимірювання фазового зсуву n_{φ} від частоти f вхідних сигналів є одним з основних недоліків розглянутого варіанта фазометра, оскільки не дає можливості проградувати його відліковий пристрій в одиницях фазового зсуву в частотному діапазоні вхідних сигналів.

Фазометр за схемою (рис. 11,а) може бути використаний для вимірювання фазових зсувів у певному діапазоні частот, якщо, крім інтервалу часу t_{φ} , вимірювати ще й період T .

У режимі ПЕРІОД (перемикач S у положенні II) формувач інтервалів часу виробляє керуючий сигнал тривалістю T , під час дії якого в блок індикації надходить $N_T = Tf_0$ імпульсів опорного генератора. Тоді вираз для фазового зсуву набуває вигляду

$$\varphi_x = \frac{2\pi}{f_0 T} n_{\varphi} = 2\pi \frac{n_{\varphi}}{N_T},$$

або

$$\varphi_x = 360^{\circ} \frac{n_{\varphi}}{N_T}.$$

Процедура обчислення за цією формулою може бути автоматизована, якщо у фазометр між селектором і блоком індикації ввести мікропроцесор, який виконував би не тільки операції ділення і множення, але й операцію керування роботою приладу.

Похибка вимірювання фазових зсувів фазометрами миттєвих значень складається з двох основних складових: похибки вимірювання часового інтервалу t_{φ} і похибки вимірювання періоду T вхідних сигналів. Кожній з цих похибок властиві ті самі складові, які мають місце при час-імпульсному вимірюванні часових інтервалів: похибка квантування, похибка запуску, обумовлена порогом спрацювання

формувача імпульсів, і похибка, яка зумовлюється завадами.

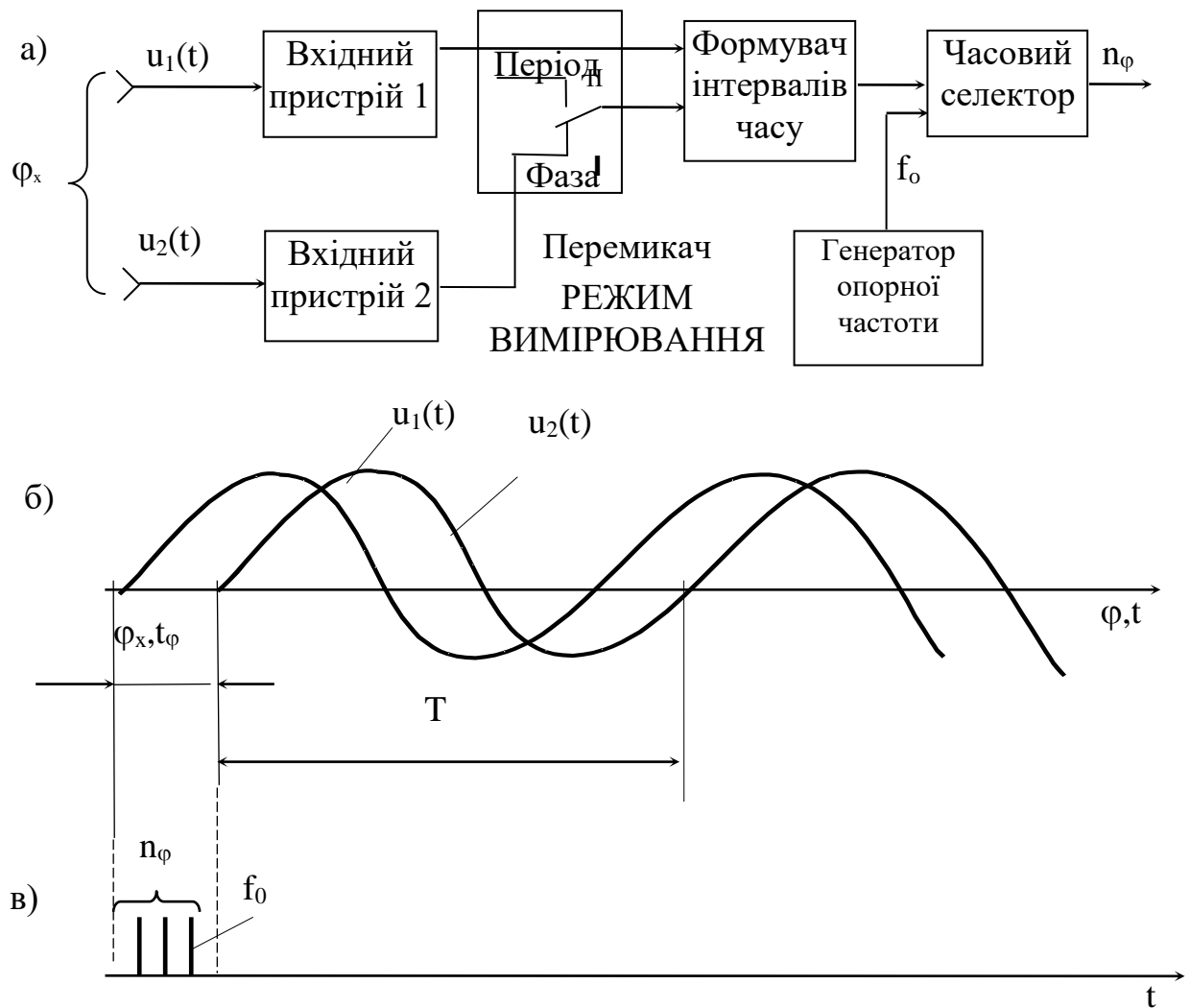


Рисунок 1.1 Цифровий фазометр миттєвих значень фазових зсувів: а – структурна схема; б, в – часові діаграми

Гранична відносна похибка квантування часового інтервалу t_φ

з урахуванням $n_\varphi = t_\varphi f_0 = \frac{f_0}{2\pi f} \varphi_x$

$$\delta\varphi_{\text{кт}\varphi} = \pm \frac{1}{n_\varphi} = \pm \frac{2\pi f}{f_0 \varphi_x}.$$

З цього виразу видно, що похибка квантування збільшується зі зростанням частоти f входних сигналів при однаковому значенні вимірюваного фазового зсуву φ_x і фіксованому значенні опорної

частоти f_0 .

Максимальне значення частоти вхідних сигналів визначається граничною (допустимою) похибкою квантування

$$f_{\max} = \frac{|\delta\varphi_{\text{кт}_\varphi}| f_0 \varphi_x}{2\pi} = \frac{|\Delta\varphi_{\text{кт}_\varphi}| f_0}{2\pi},$$

де $|\Delta\varphi_{\text{кт}_\varphi}| = |\delta\varphi_{\text{кт}_\varphi}| \varphi_x$ – граничне (допустиме) значення абсолютної похибки квантування часового інтервалу t_φ .

При зменшенні частоти вхідних сигналів похибка квантування $\delta\varphi_{\text{кт}_\varphi}$ зменшується при інших однакових умовах, тому нижня частотна межа для таких фазометрів практично необмежена, тобто ці *фазометри є низькочастотними*.

Специфічною для цифрових час-імпульсних фазометрів є методична похибка, яка спричиняється вищими гармоніками вхідних сигналів. **Фізична суть** цієї похибки така. При дослідженні несинусоїдних сигналів звичайно цікавляться фазовим зсувом між першими гармоніками. Вищі гармоніки спричиняють зміщення переходів несинусоїдних кривих через нуль відносно переходів через нуль перших гармонік цих кривих, причому таке зміщення залежить від амплітуд і фаз вищих гармонік. Оскільки несинусоїдні сигнали є неідентичними, тобто відрізняються як складом, так і параметрами окремих гармонік (їх амплітудами і фазами), то часові зміщення переходів через нуль кожного з вхідних сигналів теж неоднакові.

Парні і непарні гармоніки несинусоїдного сигналу по-різному зсувають моменти переходів через нуль цього сигналу стосовно його основної гармоніки. Парними гармоніками зсуваються різнойменні переходи несинусоїдного сигналу через нуль у протилежні боки. Тому для зменшення похибки, що вноситься парними гармоніками, в тому числі постійною складовою, використовують метод двох вимірювань, який зводиться до вимірювання середнього значення фазового зсуву як півсуми двох значень – між переходами через нуль зростаючих та убуючих гілок вхідних напруг. Ці фазометри називають *фазометрами двопівперіодної дії*. Непарні вищі гармоніки, на відміну від парних, зсувають переходи через нуль несинусоїдної кривої в один бік відносно відповідних переходів через нуль її основної гармоніки. Отже, вплив непарних вищих гармонік не може бути скомпенсований

при використанні метода двох вимірювань.

Відомі різні оцінки і **формули нормування похибки**, що вноситься вищими гармоніками вхідних сигналів. Одна з них має вигляд

$$|\Delta\varphi_{\Gamma}|_{\max} \leq \arcsin\sqrt{n-1} \cdot \frac{k_{\Gamma}}{100},$$

де n – число гармонік, що враховується при оцінці похибки;

k_{Γ} – коефіцієнт гармонік сигналу, %.

Ця формула дійсна при малих значеннях коефіцієнта гармонік

$$k_{\Gamma} < \frac{1}{\sqrt{n-2}} \sin \frac{\pi}{n+2}.$$

Подальшим розвитком цифрового час-імпульсного фазометра є фазометр середніх значень фазових зсувів, структурна схема і часові діаграми роботи якого наведені на рис. 1.2. Він також передбачає операції виділення і час-імпульсного перетворення інтервалу t_{φ} у пропорційне число імпульсів n_{φ} за допомогою формувача інтервалів часу і часового селектора 1 (рис. 1.2а). Але на відміну від фазометра миттєвих значень у фазометрі середніх значень ці операції виконуються безперервно (рис. 1.2б,в). Пакети імпульсів n_{φ} з виходу часового селектора 1 надходять до часового селектора 2, який відкривається формувачем інтервалу часу T_B на певний вимірювальний час T_B (звідки ще одна назва таких фазометрів – *цифрові фазометри з постійним вимірювальним часом*). За час T_B через відкритий селектор 2 в блок індикації надходить m пакетів по n_{φ} імпульсів кожен (рис. 1.2в), причому

$$m = T_B / T = T_B f.$$

Сумарна кількість лічильних імпульсів опорної частоти, що надійде до блоку індикації, визначається за формулою

$$N_{\varphi} = mn_{\varphi} = T_B fn_{\varphi},$$

або
$$N_{\varphi} = \frac{T_B f_0}{2\pi} \varphi_x = \frac{\varphi_x}{d_{\varphi}},$$

де $d_{\varphi} = \varphi_x / N_{\varphi} = 2\pi / (T_B f_0)$ – дискретність вимірювання фазового зсуву φ_x , її вибирають із рівності $d_{\varphi} = 10^{-s}$, де $s = 0, 1, 2, \dots$

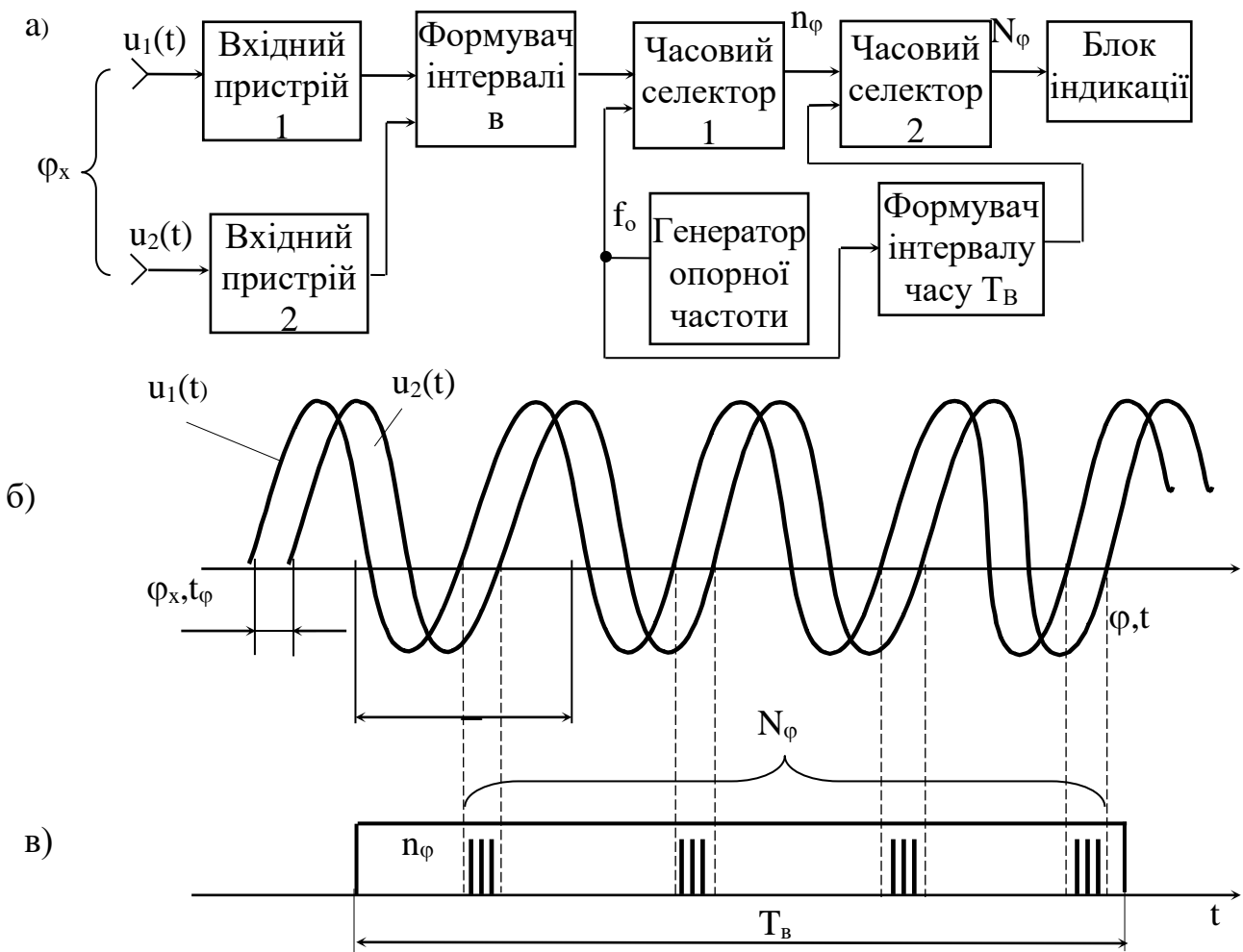


Рисунок 1.2 - Цифровий фазометр середніх значень фазових зсувів: а – структурна схема; б, в – часові діаграми

Дискретність d_{φ} характеризує роздільну здатність фазометра. При $d_{\varphi} = 10^{-1}$ град/імп вона дорівнює $0,1^{\circ}$.

Результат вимірювання N_{φ} не залежить від частоти вхідних сигналів і є пропорційним усередненому значенню m фазових зсувів.

Цим забезпечується зменшення в \sqrt{m} разів СКЗ випадкової складової похибки вимірювання. Водночас у таких фазометрах з'являється похибка, обумовлена можливістю втрати цілого пакета імпульсів n_ϕ або його частини, якщо $m = T_B/T$ не є цілим числом. Ця похибка за своєю природою являє собою похибку квантування інтервалу часу T_B . Для забезпечення малого значення цієї похибки необхідно виконати умову $m \gg 1$ або $T_B \gg T$, що істотно обмежує нижню межу частотного діапазону фазометра середніх значень. Тому *такі фазометри належать до високочастотних*. В області низьких частот, виходячи із забезпечення мінімального часу вимірювання, доцільно застосовувати фазометри миттєвих значень.

2. Цифрові фазометри з проміжним перетворенням фазового зсуву в постійну напругу

Такі фазометри складаються з двох основних вузлів: фазового детектора (перетворювача фазового зсуву в постійну напругу) і цифрового вольтметра ЦВ, призначеного для вимірювання цієї напруги (рис. 2.1а). Якщо на входи фазометра подати синусоїдні напруги $u_1(t)$ і $u_2(t)$ (рис. 2.1б), то у фазовому детекторі буде відбуватися проміжне формування послідовності прямокутних імпульсів напруги тривалістю t_ϕ (рис. 2.1в), амплітуда U_{\max} яких стабілізується фіксатором рівня.

Ці імпульси потрапляють на фільтр нижніх частот ФНЧ, який виділяє їхнє середнє значення

$$\bar{U} = U_{\max} \frac{t_\phi}{T} = \frac{U_{\max}}{360^\circ} \varphi_x,$$

звідки

$$\varphi_x = 360^\circ \frac{\bar{U}}{U_{\max}},$$

тобто при $U_{\max} = \text{const}$ середнє значення напруги \bar{U} пропорційне фазовому зсуву φ_x . Напруга \bar{U} вимірюється за допомогою ЦВ постійного струму, проградуєваного в одиницях фазового зсуву.

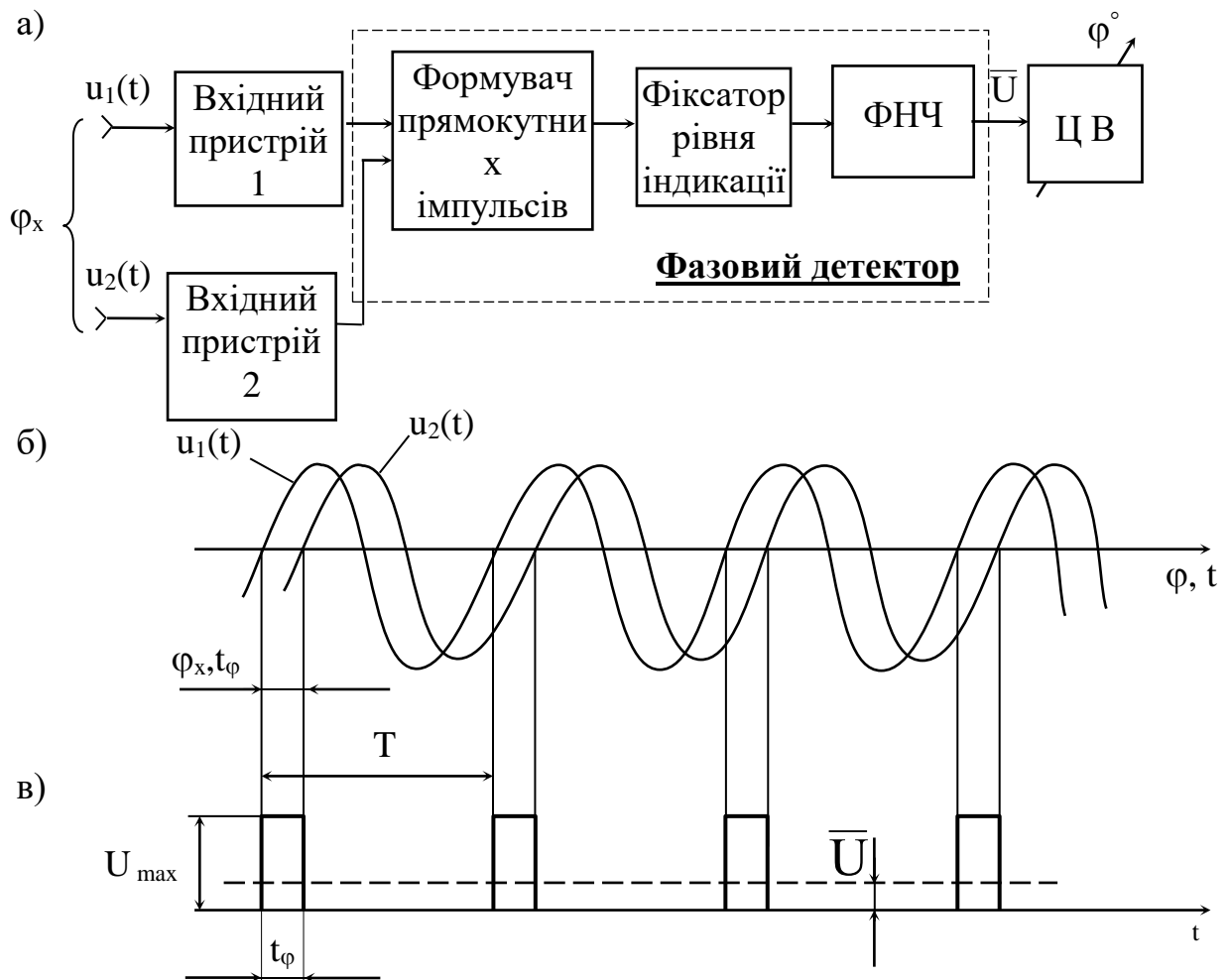


Рисунок 2.1 - Цифровий фазометр з проміжним перетворенням:
 а – структурна схема; б, в – часові діаграми

З усіх складових сумарної похибки даного фазометра найбільш ваговою є похибка, яка обумовлена неточністю формування тривалості прямокутних імпульсів (незважаючи на заходи, що вживаються для її зменшення), зокрема вона істотно залежить від амплітуд і коефіцієнта гармонік вхідних сигналів. Тому **похибка таких фазометрів нормується з урахуванням цих характеристик, а саме:**

- основна абсолютна похибка вимірювань указується при однакових і різних амплітудах вхідної напруги для різних діапазонів частот;

- задається додаткова похибка вимірювань, що вноситься нелінійними викривленнями, наприклад у вигляді

$$\Delta\varphi_{\Gamma} \leq 1,6 \operatorname{arctg} \frac{k_{\Gamma}}{100}.$$

3. Цифрові компенсаційні фазометри

Такі фазометри ґрунтуються на відомому методі зрівноважування (компенсації) вимірюваного фазового зсуву зразковим, який створюється мірою фазового зсуву. Особливість міри полягає в тому, що вона виконується дискретною. Підрахунок кількості кроків при її перебудові в процесі зрівноважування з урахуванням "ваги" кроків складає результат вимірювання фазового зсуву. Використовують міри фазового зсуву з прямокутною або східчастою синусоїдною напругою.

На рис. 3.1 зображена спрощена структурна схема цифрового компенсаційного фазометра, в якому міра фазового зсуву відтворює кусково-східчастий компенсаційний сигнал $u_k(t)$, що апроксимує синусоїду, з дискретно регульованою фазою φ_k .

Формується сигнал $u_k(t)$ за допомогою цифроаналогового перетворювача, який входить до складу міри.

Синусоїдні напруги $u_1(t)$ і $u_2(t)$, між якими вимірюється фазовий зсув φ_x , і компенсаційна напруга $u_k(t)$ подаються на нуль-індикатор фази.

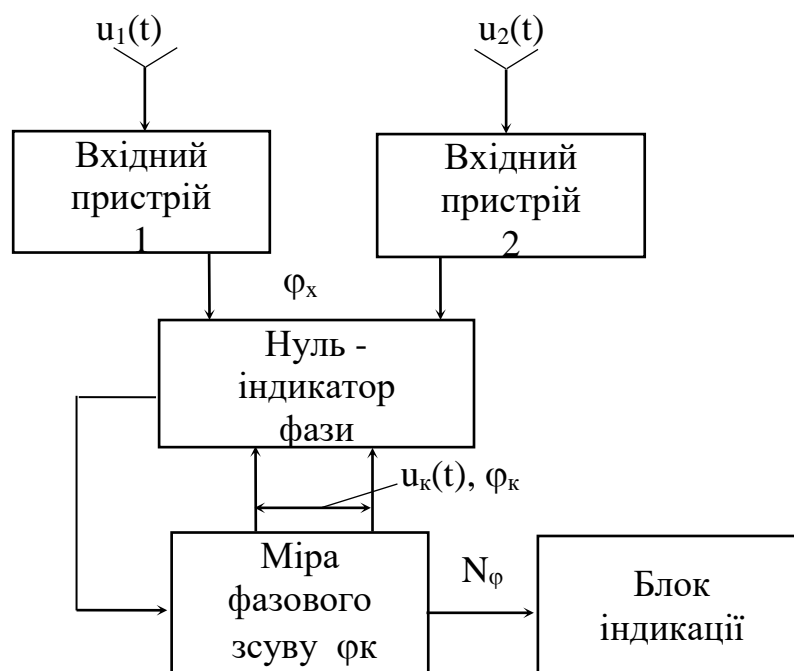


Рисунок 3.1. Структурна схема цифрового компенсаційного фазометра

Автоматично змінюючи фазовий зсув φ_k компенсаційної напруги $u_k(t)$ за сигналами нуль-індикатора фази, дістають умови $\varphi_k \approx \varphi_x$, яка фіксується нуль-індикатором фази. Підраховуючи число кроків перебудови φ_k з урахуванням їхньої "ваги" і знака до моменту досягнення рівності $\varphi_k - \varphi_x \approx 0$, одержують цифровий код N_φ результату вимірювання, який відображається блоком індикації.

Для розширення частотного діапазону цифрових фазометрів в область високих частот використовують, як і в цифрових частотомірах, їх перенесення на більш низькі частоти, здійснюване або гетеродинним, або стробоскопічним перетворювачами частоти. Але для зменшення відносної похибки вимірювання малих фазових зсувів, при однаковому значенні абсолютної похибки вимірювання, переносять частоти досліджуваних сигналів у більш високу область, що приводить до пропорційного розширення фазового зсуву φ_x . Нехай поточні фази досліджуваних сигналів $(\omega t + \psi_1)$ і $(\omega t + \psi_2)$, де ψ_1 і ψ_2 – початкові фази сигналів. Різниця поточних фаз визначає вимірюваний фазовий зсув $\varphi_x = \psi_1 - \psi_2$. Після збільшення частоти сигналів в k разів їхні поточні фази також збільшуються в k разів, а значення вимірюваного фазового зсуву

$$\varphi'_x = k(\omega t + \psi_1) - k(\omega t + \psi_2) = k(\psi_1 - \psi_2) = k\varphi_x$$

збільшується в k разів, що відповідає зменшенню в k разів похибки квантування. Дійсне значення фазового зсуву дорівнює $\varphi_x = \varphi'_x / k$.