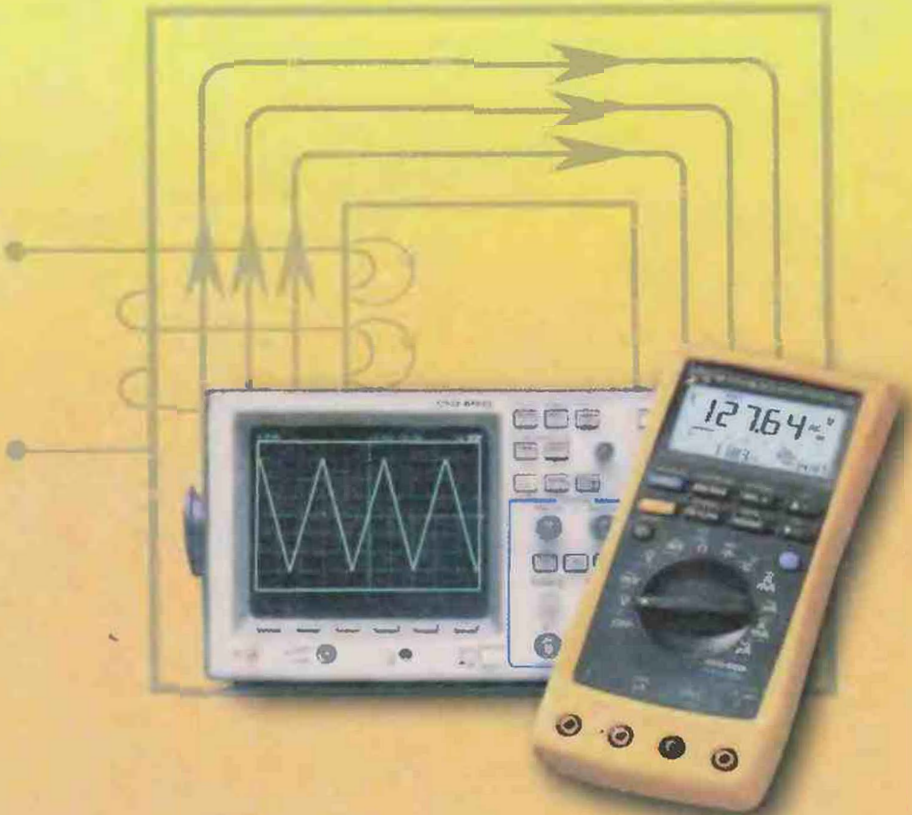


А. М. Гуржій
Н. І. Поворознюк

ЕЛЕКТРИЧНІ І РАДІОТЕХНІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ



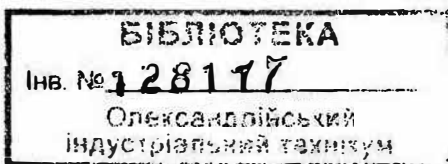
А. М. Гуржій, Н. І. Поворознюк



Електричні і радіотехнічні вимірювання

Посібник для педагогічних працівників
та учнів професійно-технічних
навчальних закладів

*Допущено
Міністерством освіти і науки України*



Київ
«Навчальна книга»
2002

ББК 31.221я722

Г95

**Допущено Міністерством освіти і науки України
(Лист Міністерства освіти і науки України
№ 1/11-2983 від 06.17.2001)**

Гуржій А. М., Поворознюк Н. І.

Г95 Електричні і радіотехнічні вимірювання: Посіб. для пед. працівників та учнів проф.-техн. навч. закл. – К.: Навч. книга, 2002. – 287 с.: іл.

ISBN 966-7943-16-X.

ББК 31.221я722+32.842я722

ISBN 966-7943-16-X

**© А. М. Гуржій,
Н. І. Поворознюк, 2002**

ВСТУП

Сучасний технічний прогрес у галузях матеріального виробництва великою мірою зумовлений розвитком вимірювальної техніки. Різке підвищення точності, чутливості, функціональних можливостей вимірювальних пристроїв і водночас зменшення габаритів та обсягів споживаної енергії дало змогу впроваджувати у виробництво новітні технології, створювати машини й устаткування з якісно новими параметрами і можливостями.

У свою чергу бурхливий розвиток виробництва, запровадження новітніх технологій, особливо у таких галузях, як мікроелектроніка і комп'ютерна техніка, відкрило широкі можливості для створення складних і багатофункціональних вимірювальних пристроїв на базі сучасних інтегральних мікросхем та мікропроцесорів. Слід зазначити, що вимірювальні пристрої використовуються і випускаються не тільки у вигляді окремих приладів і систем, а й є складовими елементами технічних пристроїв різного призначення. Нині важко знайти сучасний технічний пристрій чи технологічне устаткування, до складу якого не входив би один чи кілька каналів вимірювання. Ці тенденції у розвитку сучасного промислового виробництва певною мірою висвітлено у даному посібнику.

Різке зростання складності і багатофункціональності вимірювальних пристроїв зумовлює високі вимоги до підготовки працівників як у сфері матеріального виробництва, так і щодо технічного обслуговування вимірювальної техніки. Сучасний робітник повинен знати основи теорії вимірювань, будову і принцип дії вимірювальних пристроїв, оволодіти основами комп'ютерної грамотності.

Матеріал викладено відповідно до програми професійно-технічного навчання, затвердженої Міністерством освіти і науки України, і з урахуванням вимог до методики викладання: від простого до складного, ілюструючи основні вузлові моменти.

У десяти розділах подано основи теорії вимірювань, структури, параметри і характеристики вимірювальних пристроїв, розглянуто особливості вимірювань електричних і неелектричних величин. Особливу увагу приділено більш тісному зв'язку з практикою.

Рівень поданого матеріалу передбачає знання основ математики і фізики в обсязі шкільної програми.

У викладі матеріалу автори використовували сучасну нормативну документацію в галузі метрології та вимірювальної техніки.

Посібник призначений для учнів професійно-технічних навчальних закладів під час опрацювання ними лекційного матеріалу, для самостійної роботи і підготовки до лабораторних і практичних робіт. Може бути використаний викладачами та майстрами виробничого навчання для підготовки до лекцій, проведення практичних і лабораторних робіт, а також спеціалістами у галузі вимірювальної техніки.

МЕТРОЛОГІЯ — НАУКА ПРО ВИМІРЮВАННЯ

1.1. Фізична величина

Вимірювання є предметом вивчення *метрології* — науки про вимірювання. Кожна наука, і метрологія зокрема, ґрунтується на системі понять. Поняття — це одиниця думки. Поняття науки — це основа її мови. Вихідним поняттям метрології є поняття про *фізичну величину*. Об'єктам матеріального світу притаманні різноманітні фізичні властивості.

Фізична величина — це властивість, спільна у відношенні, якісному для багатьох фізичних об'єктів, і індивідуальна в кількісному для кожного з них. Отже, фізичні величини розрізняють щодо кількісного й якісного відношень. Якісний бік визначає *рід* фізичної величини, тобто те, що дану фізичну величину відрізняє від іншої фізичної величини (наприклад, електричний струм від напруги), а кількісний — визначає «розмір» (наприклад, фізичні об'єкти характеризуються електричним опором, який у кожного об'єкта свій).

Кількісний вміст властивості, що характеризується поняттям «фізична величина», у даному об'єкті називається *розміром фізичної величини*. Розмір фізичної величини визначається у процесі вимірювання.

Фізичні величини характеризують різні властивості фізичних об'єктів і тому не ізольовані одна від одної, а взаємно пов'язані. Взаємозв'язок між різними фізичними величинами є предметом вивчення фізики. Наприклад, закон Ома встановлює взаємозв'язок між такими фізичними величинами, як електричний струм, напруга й опір. На підставі законів фізики можна виражати одні фізичні величини через інші.

Отже, можна побудувати систему фізичних величин, у якій усі фізичні величини поділяються на основні та похідні величини.

Основними називаються фізичні величини, прийняті незалежними в даній системі від інших фізичних величин.

Похідні — це фізичні величини, що входять до системи і визначаються через основні фізичні величини.

Уперше систему фізичних величин запропонував К.Ф.Гаусс у 1832 р. У нашій країні, як і в багатьох інших, діє міжнародна система фізичних величин (СІ).

Основними фізичними величинами у системі СІ є такі: **довжина, час, маса, електричний струм, термодинамічна температура, кількість речовини, сила світла**. Крім основних величин, до системи СІ входять дві **додаткові** величини: плоский і тілесний кут.

Взаємозв'язок основних і похідних величин характеризується таким поняттям, як **розмірність** фізичних величин.

Розмірність основної фізичної величини — це умовний символ фізичної величини у даній системі величин. Так, розмірність

- довжини — L ;
- часу — T ;
- маси — M ;
- електричного струму — I ;
- термодинамічної температури — Θ .

Розмірність похідної фізичної величини визначається через розмірності основних фізичних величин за формулою розмірності. Ця формула виводиться відповідно до фізичного закону, який установлює співвідношення даної похідної фізичної величини з основними фізичними величинами. Наприклад, розмірність

- швидкості — L/T ;
- прискорення — L/T^2 ;
- електричного заряду — $I \cdot T$.

Одиниця фізичної величини — це значення величини, розмір якої приймається за одиницю.

У системі СІ для основних фізичних величин прийнято такі одиниці: маси — кілограм (кг); довжини — метр (м); часу — секунда (с); електричного струму — ампер (А); термодинамічної температури — кельвін (К); сили світла — кандела (кд); кількості речовини — моль (моль). Одиниці додаткових фізичних величин: плоского кута — радіан; тілесного кута — стерадіан.

Одиниці найбільш уживаних похідних фізичних величин електромагнетизму такі: напруги — вольт (В), потужності — ват (Вт), електричного опору — ом (Ом), магнітного потоку — вебер (Вб) та інші.

Одиниці фізичних величин, які вводяться незалежно від системи одиниць, називаються *позасистемними одиницями*. Вони тривалий час ще традиційно застосовуються, звичні у користуванні. Це такі одиниці, як кіловат-година, градус Цельсія, міліметр ртутного стовпчика тощо.

У системі СІ одиниці фізичних величин, названі на честь великих учених, прийнято позначати з великої літери.

1.2. Вимірювання фізичних величин

Інформацію про властивості фізичних об'єктів, тобто про фізичні величини, можна отримати тільки в результаті вимірювання.

Згідно з Державним стандартом України (ДСТУ 2681-94), *вимірювання* — це знаходження значень фізичних величин дослідним шляхом за допомогою спеціальних технічних засобів. Спеціальні технічні засоби, за допомогою яких здійснюється вимірювання, називаються *засобами вимірювання*.

Результатом вимірювання називають значення фізичної величини, знайдене внаслідок її вимірювання. Результат вимірювання завжди виражається іменованим числом, тобто добутком числового значення величини й одиниці фізичної величини, наприклад результат вимірювання струму — 5А.

Результат вимірювання завжди відрізняється від *істинного значення* фізичної величини, тобто значення, яке ідеально відображає властивість фізичного об'єкта. Виходячи з цього, ідеальне значення фізичної величини неможливо визначити експериментально, але можна наближатися до нього, підвищуючи якість вимірювання. Для характеристики вимірювання користуються поняттям «дійсне значення фізичної величини».

Дійсне значення фізичної величини — значення, знайдене дослідним шляхом за допомогою зразкових засобів вимірювання і настільки близьке до істинного, що в даному конкретному вимірюванні його можна використати замість істинного.

Вимірювання — це експериментальний процес, і тому результат вимірювання завжди відрізняється від істинного значення фізичної величини.

Відхилення результату вимірювання від істинного значення фізичної величини називається *похибкою* вимірювання.

Складну багатоетапну процедуру, якою є вимірювання, можна поділити на окремі *вимірювальні операції*, що здійснюються над однією або кількома фізичними величинами. Вимірювальними операціями є:

- відтворення фізичних величин;
- порівняння фізичних величин;
- вимірювальне перетворення фізичних величин.

Відтворення фізичної величини — вимірювальна операція, яка полягає у створенні фізичної величини заданого розміру із заданою точністю. Вимірювальний пристрій, який реалізує цю вимірювальну операцію, називається *мірою*.

Порівняння фізичних величин — вимірювальна операція над двома однорідними фізичними величинами для виявлення співвідношення між розмірами цих фізичних величин, результатом якої є логічний висновок «більше», «менше» або «дорівнює». Вимірювальну операцію порівняння фізичних величин реалізує вимірювальний пристрій — *компаратор*.

Відтворення та порівняння фізичних величин є обов'язковими операціями для будь-якого вимірювання.

Вимірювальне перетворення. Оскільки фізичні величини взаємно пов'язані між собою, то є можливість здійснити вимірювальну операцію для перетворення однієї фізичної величини (вхідної) в іншу фізичну величину (вихідну).

Залежно від наявності в процедурі вимірювання операції вимірювального перетворення роду фізичної величини вимірювання поділяються на прямі і непрямі. У *прямих вимірюваннях* вимірювана фізична величина і відтворена мірою — *однорідні*, а в непрямих — *різномірні*.

У свою чергу *непрямі вимірювання* поділяються на опосередковані, сукупні та сумісні.

В *опосередкованому вимірюванні* фізична величина визначається за допомогою вимірювального перетворення (аналогового чи цифрового) результатів вимірювання однієї або кількох фізичних величин-*аргументів* відповідно до відомої залежності між ними. Наприклад, електричний опір елемента електричного кола визначають за ре-

зультатами прямих вимірювань струму й напруги на цьому елементі згідно із законом Ома:

$$R=U/I.$$

Сукупні вимірювання здійснюють, якщо однорідні величини пов'язані системою рівнянь. Вимірювану величину визначають, розв'язуючи систему рівнянь, у які входять результати вимірювання інших однорідних величин.

Прикладом сукупних вимірювань служить вимірювання опору резисторів R_1 , R_2 , R_3 , з'єднаних трикутником, за результатами вимірювання опорів R_{12} , R_{23} , R_{31} .

Опори R_1 , R_2 , R_3 пов'язані з опорами R_{12} , R_{23} , R_{31} системою рівнянь:

$$\begin{aligned} R_{12} &= \frac{R_1(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}; \\ R_{23} &= \frac{R_2(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}; \\ R_{31} &= \frac{R_3(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}. \end{aligned} \quad (1.1)$$

Для визначення опорів R_1 , R_2 , R_3 вимірюють опори R_{12} , R_{23} , R_{31} , результати вимірювань підставляють у систему рівнянь і розв'язують цю систему відносно опорів R_1 , R_2 , R_3 .

У *сумісних вимірюваннях* системою рівнянь пов'язані не однорідні, а різнорідні фізичні величини.

Фізичні закономірності, покладені в основу вимірювання, становлять *принцип вимірювання*.

Методом вимірювання називають сукупність прийомів використання принципу і засобів вимірювання. Методи вимірювання поділяються на методи безпосереднього оцінювання й методи порівняння з мірою)

У *методі безпосереднього оцінювання* значення вимірюваної величини визначається безпосередньо за показами вимірювального приладу.

Методи порівняння з мірою у свою чергу поділяються на такі методи: нульовий, диференціальний, заміщення й збігу. У *нульовому методі* різницю між вимірювальною величиною і відомою величиною зводять до нуля, що фіксується високочутливим приладом — *нуль-індикато-*

ром. У диференціальному методі вимірюється різниця між вимірюваною і відомою величиною. У методі заміщення на вхід вимірювального приладу по чергово подається величина вимірювана і відома. У методі збігу вимірюють різницю між вимірюваною величиною і величиною, відтвореною мірою за збігом відміток шкали або періодичних сигналів.

За особливістю алгоритму вимірювання розрізняють методи зіставлення й методи зрівноважування. Методами зіставлення вимірювання здійснюють за один прийом, паралельно з використанням усіх засобів вимірювання одночасно. Методами зрівноважування вимірювання здійснюють за кілька прийомів, послідовно, і з неминучими втратами часу.

1.3. Сигнали вимірювальної інформації

Під час вимірювань використовується поняття «інформація». *Інформація* — це сукупність відомостей, які зменшують початкову невизначеність про об'єкт дослідження. Відомості про кількісні характеристики об'єктів отримують в результаті вимірювань, тому вимірювання є інформаційною процедурою. Інформацію про значення вимірюваних фізичних величин називають *вимірювальною інформацією*.

Матеріальним носієм інформації є фізичний процес, який називають *сигналом*. Сигнал, функціонально пов'язаний з вимірювальною фізичною величиною, називають *сигналом вимірювальної інформації*. Сигнал вимірювальної інформації має *інформативний параметр*, що функціонально пов'язаний з вимірюваною величиною. Параметри сигналу, не пов'язані з вимірюваною фізичною величиною, є *неінформативними параметрами*.

У засобах вимірювання електричних і магнітних величин часто застосовують електричні сигнали, інформативними параметрами яких є миттєві значення величин: постійних струмів і напруг, амплітудні, середні або середні квадратичні значення змінних струмів і напруг, а також їх частота, фаза тощо.

Щоб забезпечити високу якість вимірювань, сигнали вимірювальної інформації необхідно перетворювати з одного виду в інший. Застосування того чи іншого виду

сигналу залежить від багатьох чинників: необхідної точності, швидкодії, діапазону і т. ін.

Однією з найважливіших ознак сигналів є характер зміни сигналу за часом та інформативним параметром. За цією ознакою сигнали поділяються на *неперервні*, або *аналогові*, і *дискретні*. Часто зміну сигналу за інформативним параметром називають *зміною за рівнем сигналу*. Дискретні за рівнем сигнали є квантованими.

У засобах вимірювання використовуються такі основні види сигналів.

1. *Неперервні (аналогові) за інформативним параметром і за часом*. Такі сигнали визначаються у будь-який момент часу і можуть мати довільне значення у певному діапазоні значень. Прикладом таких сигналів є змінні, зокрема синусоїдні (гармонічні) струми і напруги. Для гармонічних сигналів як інформативні параметри використовуються амплітуда, частота, фаза. Сигнали реальних об'єктів, інформативні параметри яких підлягають вимірюванню, здебільшого є неперервними за часом і інформативним параметром.

2. *Неперервні за інформативним параметром і дискретні за часом*. Визначаються тільки в окремі моменти часу. Дискретні за часом сигнали зручно обробляти сучасними вимірювальними пристроями та іншими пристроями для обробки інформації, тому аналогові сигнали досліджуваних об'єктів здебільшого перетворюють у дискретні сигнали. Перетворення неперервного (аналогового) сигналу у дискретний називається *дискретизацією* сигналу. Інтервал часу між сусідніми значеннями дискретного сигналу є *інтервалом* або *періодом* дискретизації. Величина, обернена до періоду дискретизації, називається *частотою дискретизації*. Якщо інтервали часу між миттєвими значеннями сигналу однакові, така дискретизація є рівномірною, а якщо неоднакові, — *нерівномірною*.

3. *Сигнали, неперервні за часом і квантовані (дискретні) за інформативним параметром*. Інформативний параметр може мати не всі значення, а тільки певну кількість дозволених значень (*рівнів*). Фізичні величини (наприклад, сила, тиск, температура, струм, напруга тощо), які характеризують стан реальних об'єктів, здебільшого мають неперервний характер. Для обробки інформації, зокрема вимірювальної інформації, зручно за-

стосовувати квантовані сигнали, оскільки для опрацювання таких сигналів розроблено високопродуктивні пристрої. Перетворення неперервних сигналів у квантовані називається *квантуванням* сигналу, а інтервал між двома сусідніми дозволеними рівнями — *квантом*. Якщо інтервали між сусідніми дозволеними рівнями однакові, таке квантування є *рівномірним*, а якщо неоднакові — *нерівномірним*.

4. Сигнали, дискретизовані за часом і квантовані за рівнем, які визначені в певні моменти часу і можуть мати тільки певні дозволени рівні. Саме такі сигнали використовуються в сучасних інформаційних технологіях і обробляються сучасними комп'ютерними та мікропроцесорними засобами.

1.4. Завади, шуми, наводки у каналах вимірювальних пристроїв

Крім сигналів вимірювальної інформації, в каналах вимірювальних пристроїв діють сигнали, які не несуть вимірювальної інформації і, отже, обмежують точність вимірювання. Такі паразитні сигнали називаються *завадами*. Цей термін вперше почав застосовуватися в радіотехніці і позначав сторонні сигнали, які заважали прийому корисних сигналів. Згодом цей термін поширився і на інші галузі техніки, у тому числі і на вимірювальну техніку.

Електричні коливання, миттєві значення яких змінюються хаотично, нерегулярно, непередбачуваним чином і мають широкий спектр, називаються *шумами*. Цей термін також вперше з'явився в радіотехніці і означав спочатку хаотичні електричні коливання у звуковому діапазоні частот, які, діючи на навушники телефонів чи гучномовці, створювали звук, схожий на шум моря чи вітру. У подальшому цей термін узагальнили, і шумом почали називати хаотичні коливання з широким спектром не тільки у звуковому, а й у будь-якому діапазоні частот. Широко застосовується цей термін й у вимірювальній техніці. Шум, спектр якого рівномірний в нескінченно широкій смузі частот від нуля до нескінченності, називається *білим шумом*. Білий шум — це лише зручна математична модель для аналізу. Реальні сигнали можуть лише наближатися до цієї моделі.

За місцем виникнення завади поділяються на *внутрішні*, які виникають в каналах вимірювальних пристроїв, і *зовнішні*, що виникають за межами вимірювальних пристроїв.

Одним з найпоширеніших внутрішніх шумів є шум, спричинений тепловим хаотичним рухом вільних електронів в матеріалі резистора, внаслідок чого напруга на резисторі має хаотичні випадкові коливання (так звані *флуктуації*) навколо середнього значення. Середнє квадратичне значення шумової напруги визначається формулою Найквіста, яка отримана на основі законів термодинаміки:

$$U_N = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (1.2)$$

де $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/(Гц·К) — стала Больцмана; T — термодинамічна температура, К; R — опір резистора, Ом; Δf — смуга частот коливань, Гц. Тепловий шум резистора має рівномірний спектр в дуже широкій смузі частот.

Транзистор має тепловий, дробовий та флікерний шуми.

Тепловий шум зумовлений хаотичним рухом носіїв заряду (електронів та дірок). Цей струм має таке саме походження, як і шум резистора, тому середнє квадратичне значення напруги теплового шуму транзистора оцінюється також за формулою (1.2) Найквіста.

Дробовий шум виникає в p - n -переходах біполярного транзистора і зумовлений дискретною структурою струму через p - n -переходи і нерівномірністю розподілу швидкостей руху носіїв заряду у спільному потоці. Дробовий шум характеризується середнім квадратичним значенням, яке визначається за формулою

$$i_{др} = \sqrt{2qI\Delta f}, \quad (1.3)$$

де q — заряд носія; I — струм через перехід; Δf — смуга частот. На електричних еквівалентних схемах дробовий шум моделюється генератором струму.

У діапазоні нижніх частот переважають так звані *шуми мерехтіння*, або *флікер-шуми*, що виникають унаслідок рекомбінації носіїв заряду у поверхневому шарі напівпровідника. Інтенсивність поверхневих флікер-шумів змінюється обернено пропорційно частоті.

На рисунку 1.1 наведено спектр шуму транзистора у логарифмічному масштабі.

У діапазоні нижніх частот до частоти f_H переважає флікер-шум. Для середніх частот шум визначається тепловою і дробовою складовими. У діапазоні верхніх частот рівень шуму зростає, що зумовлено зменшенням коефіцієнта підсилення транзистора на верхніх частотах.

До внутрішніх належать також шуми, спричинені не-якісними контактами, а також термоерс, що виникають у місцях контакту двох провідників з різного матеріалу.

Канали обробки і передачі вимірювальної інформації через *взаємні індуктивні і ємнісні зв'язки* впливають один на одного, чим створюють *взаємні завади* один одному. Частина сигналу одного каналу, яка через взаємні індуктивні і ємнісні зв'язки проникає у розміщений поблизу сусідній канал, часто називають *наводкою*. Особливо велику за інтенсивністю наводку створюють електричні кола живлення на високочутливі входні пристрої вимірювальних приладів.

Зовнішні завади поділяються на промислові, атмосферні і космічного походження.

Промислові — створюються в результаті дії електромагнітних полів різних електротехнічних пристроїв: ліній електропередач, трансформаторних підстанцій, електроустаткування промислових підприємств, контактних мереж електротранспорту.

До *атмосферних* належать завади, спричинені різними атмосферними явищами: грозовими розрядами, магнітними бурями, північним сяйвом.

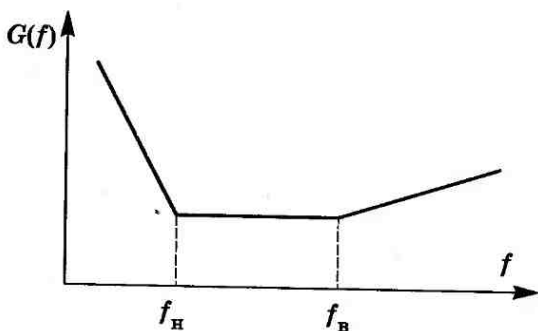


Рис. 1.1

Космічні — спричинені електромагнітним випромінюванням Сонця, видимих і невидимих зірок та інших космічних об'єктів.

За характером дії на вхід вимірювального пристрою завади поділяються на *синфазні*, або *поздовжні*, і *диференціальні*, або *поперечні*.

Синфазні завади називаються також *завадами загального виду*, а диференціальні — *завадами нормального виду*.

Поперечні завади діють як і вимірювальний сигнал між *вхідними полюсами* вимірювального пристрою, а поздовжні — між *точкою заземлення і вхідними полюсами* вимірювального пристрою.

Для оцінювання дії завад, шумів і наводок на вимірювальні пристрої застосовуються такі характеристики.

Відношення сигнал/шум (в англійській літературі signal noise ratio — SNR) визначається як відношення потужності сигналу P_S до потужності шуму P_N :

$$k = P_S / P_N. \quad (1.4)$$

Часто відношення сигнал/шум виражають у логарифмічних одиницях — децибелах (дБ) або неперах (Нп):

$$k_{\text{дБ}} = 10 \lg(P_S / P_N); \quad k_{\text{Нп}} = \ln(P_S / P_N). \quad (1.5)$$

Вхідний сигнал вимірювального перетворювача або вимірювального пристрою в цілому, для якого відношення сигнал/шум дорівнює одиниці, називається *порогом чутливості*.

Для характеристики впливу шуму на вимірювальний перетворювач застосовується коефіцієнт шуму (F), який визначається як відношення сигнал/шум на вході $(P_S / P_N)_{\text{вх}}$ до відношення сигнал/шум $(P_S / P_N)_{\text{вих}}$ на виході вимірювального перетворювача:

$$F = \frac{(P_S / P_N)_{\text{вх}}}{(P_S / P_N)_{\text{вих}}}. \quad (1.6)$$

Часто коефіцієнт шуму, як і відношення сигнал/шум, виражають у логарифмічних одиницях:

$$F_{\text{дБ}} = 10 \lg \frac{(P_S / P_N)_{\text{вх}}}{(P_S / P_N)_{\text{вих}}}; \quad F_{\text{Нп}} = \ln \frac{(P_S / P_N)_{\text{вх}}}{(P_S / P_N)_{\text{вих}}}. \quad (1.7)$$

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ І ЗАВДАННЯ

1. Що називається фізичною величиною?
2. Наведіть визначення роду і розміру фізичної величини.
3. Що таке система фізичних величин?
4. За якими принципами побудовано систему СІ?
5. Назвіть основні та похідні одиниці системи СІ.
6. Що таке вимірювання фізичних величин?
7. Які технічні пристрої називаються засобами вимірювання?
8. Наведіть визначення істинного і дійсного значення фізичної величини.
9. Що таке похибка вимірювання?
10. Які види та методи вимірювання Ви знаєте?
11. Що таке сигнал? Які види сигналів Ви знаєте?

ПОХИБКИ ВИМІРЮВАННЯ

2.1. Основні поняття та особливості

Процедура вимірювання складається з таких основних етапів: прийняття моделі об'єкта вимірювання, вибір методу вимірювання, вибір засобу вимірювання, проведення експерименту для отримання результату вимірювання. Однак на кожному етапі виникає невідповідність між ідеальними і реальними умовами і тому результат вимірювання відрізняється від істинного значення фізичної величини, тобто виникає *похибка* вимірювання.

Похибка вимірювання є основним показником якості та досконалості вимірювання. Прогрес в галузі вимірювання пов'язаний зі зменшенням похибок вимірювання.

Як уже зазначалося вище, похибка вимірювання — це відхилення результату вимірювання від істинного значення вимірюваної величини. Класифікацію похибок подано на рисунку 2.1.

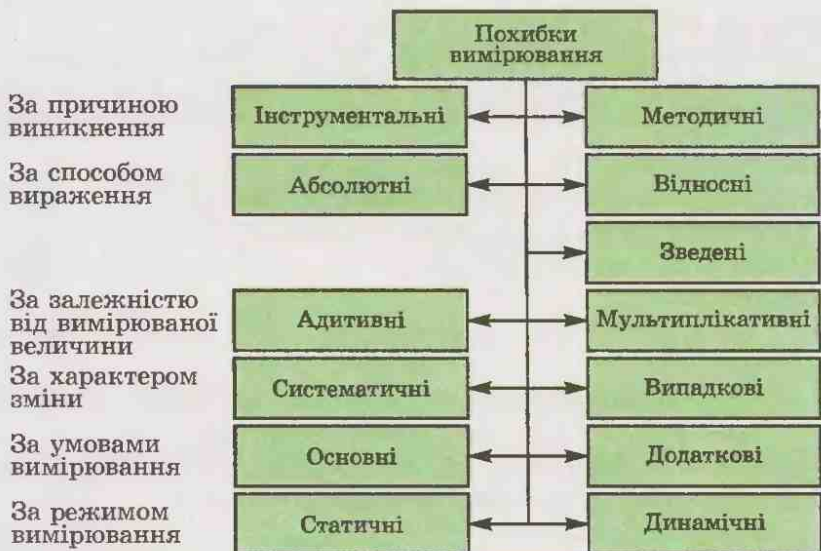


Рис. 2.

БІБЛІОТЕКА

Інв. №

128117

Олександрійський
індустріальний технікум

Залежно від місця (причини) виникнення похибки поділяються на інструментальні та методичні.

Причиною виникнення *інструментальних* похибок є недосконалість засобів вимірювання, а *методичні* похибки зумовлені методом вимірювання та вимірювального перетворення.

Похибка прийняття моделі об'єкта вимірювання зумовлена неповнотою інформації про об'єкт дослідження. Наприклад, за результатом вимірювання напруги вольтметром середніх квадратичних значень знаходять амплітуду змінної напруги, вважаючи сигнал синусоїдним, тобто приймають модель синусоїдного сигналу, в той час як реальний сигнал має, крім основної гармоніки, також і вищі гармоніки. Похибка, зумовлена такою невідповідністю, належить до *методичної похибки*. Методичною похибкою також є похибка, спричинена впливом засобу вимірювання на об'єкт вимірювання. Наприклад, увімкнення амперметра з ненульовим опором в електричне коло, струм якого необхідно виміряти, змінює режим роботи електричного кола, зокрема струм цього кола.

Експериментатор, який бере участь у вимірюванні, може внести *суб'єктивну* похибку.

Похибки вимірювання за способом вираження поділяються на абсолютні, відносні і зведені.

Абсолютною похибкою (Δ) вимірювання називається різниця між результатом вимірювання (значенням вимірюваної величини) X та *істинним* значенням вимірюваної величини X_i :

$$\Delta = X - X_i. \quad (2.1)$$

Оскільки істинне значення величини неможливо визначити, то замість істинного X_i застосовують дійсне значення X_d :

$$\Delta = X - X_d. \quad (2.2)$$

Абсолютна похибка — це розмірна величина, яка має ту ж саму розмірність, що і вимірювана величина.

Відносною похибкою (δ) називають відношення абсолютної похибки Δ до вимірюваної величини X :

$$\delta = \frac{\Delta}{X} = \frac{X - X_d}{X} = 1 - \frac{X_d}{X}. \quad (2.3)$$

Здебільшого відносну похибку подають у відсотках

$$\delta(\%) = \frac{\Delta}{X} \cdot 100 \%. \quad (2.4)$$

Точність вимірювання (ε) визначається числом, оберненим до модуля відносної похибки:

$$\varepsilon = \frac{1}{\delta}. \quad (2.5)$$

Зведеною похибкою (γ) називається відношення абсолютної похибки до номінального $X_{\text{НОМ}}$ значення вимірюваної величини:

$$\gamma = \frac{\Delta}{X_{\text{НОМ}}}. \quad (2.6)$$

Зведену похибку, як і відносну, часто виражають у відсотках, тобто

$$\gamma(\%) = \frac{\Delta}{X_{\text{НОМ}}} \cdot 100 \%. \quad (2.7)$$

За **номінальне** значення часто приймають найбільше значення, яке можна виміряти за допомогою даного засобу вимірювання.

Абсолютні похибки поділяються на **адитивні**, які не залежать від вимірюваної величини, і **мультиплікативні**, які лінійно збільшуються при збільшенні вимірюваної величини.

На рисунку 2.2 наведено залежність адитивних абсолютної та відносної похибок від вимірюваної величини,

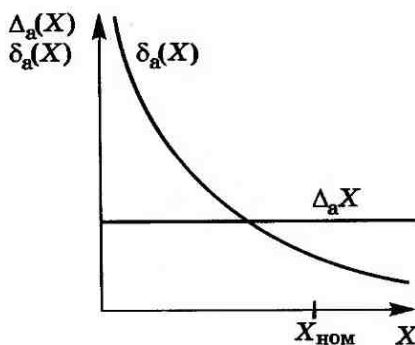


Рис. 2.2

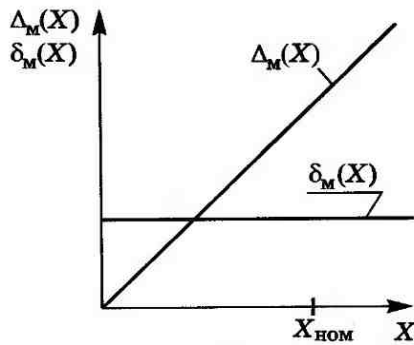


Рис. 2.3

а на рисунку 2.3 аналогічну залежність для мультиплікативних похибок.

За закономірністю проявлення похибки вимірювання поділяються на систематичні та випадкові.

За умовами вимірювання похибки поділяються на основні і додаткові, а за режимом вимірювання — на статичні та динамічні.

2.2. Систематичні похибки.

Способи зменшення систематичних похибок

Систематична похибка — це складова загальної похибки вимірювання, яка залишається незмінною або закономірно змінюється з повторними вимірюваннями однієї і тієї ж величини і в однакових умовах. Систематична похибка, яка закономірно змінюється, в свою чергу може бути прогресуючою, періодичною або такою, що змінюється за складним неперіодичним законом. *Постійна складова* систематичної похибки виникає при градуванні шкали, при виготовленні мір і вимірювальних перетворювачів. *Прогресивна складова* систематичної похибки монотонно зростає або спадає у процесі вимірювання. Вона може бути спричинена поступовим зниженням напруги живлення, прогріванням приладу після увімкнення живлення. Щоб зменшити цю похибку, не рекомендується вимикати живлення приладів під час короткотермінових перерв у роботі, тривалий час прогрівати прилади перед початком роботи.

Основними способами зменшення систематичних похибок є такі:

1. Усунення причини виникнення систематичної похибки. Найдоцільніше боротися з систематичною похибкою — це усунути причини її виникнення. Наприклад, похибка від дії зовнішніх магнітних полів зменшується, якщо усунути магнітне поле із зони чутливості пристрою.

2. Застосування методу заміщення. Метод заміщення дає змогу уникнути систематичних похибок засобу вимірювання, якщо вони істотно не змінюються впродовж вимірювання. Наприклад, вимірюючи опір за допомогою моста, спочатку вмикають у плече моста вимірюваний опір і врівноважують міст. Далі, на другому етапі, замість вимірюваного опору у плече моста вмикають регульовану

міру опору і змінюють значення міри до тих пір, поки міст знову не врівноважиться. Значення міри за другого врівноваження дорівнює значенню вимірюваного опору при першому врівноваженні, і похибки моста виключаються за умови, якщо від першого до другого врівноваження систематична похибка істотно не змінилася.

3. Використання незалежних методів вимірювання. Якщо використовувати незалежні методи вимірювання однієї і тієї самої фізичної величини, то незалежними будуть і причини, через які виникли систематичні похибки, тому середнє арифметичне результатів незалежних вимірювань має меншу похибку від кожного з результатів. Цим методом досить часто користуються для вимірювання фізичних констант.

4. Застосування приладу високого класу точності. Прилад більш високого класу точності має меншу систематичну похибку, а тому за його допомогою можна виявити систематичну похибку випробовуваного приладу. Цей метод є одним з основних для перевірки приладів.

5. Спосіб зміни знака систематичної похибки доцільно реалізовувати тоді, коли під дією зовнішнього чинника знак систематичної похибки змінюється, а знак вихідної величини вимірювального перетворювача залишається незмінним. Вимірювання проводиться в два етапи, причому на другому етапі знак зовнішнього чинника змінюється на протилежний. У такий спосіб доцільно усувати систематичну похибку від дії зовнішніх магнітних полів, повертаючи прилад на 180° .

6. Спосіб зміни знака вихідної величини можна застосовувати тоді, коли є можливість змінити знак вихідної величини за умови збереження знака і розміру систематичної похибки. Прикладом такого способу компенсації систематичної похибки є усунення похибки від дії термоерс у контактах зміною полярності джерела живлення.

7. Спосіб симетричних спостережень застосовують для усунення систематичної похибки, яка змінюється з плином часу за лінійним законом. Вихідний сигнал в такому разі також змінюється за лінійним законом. Вимірювання здійснюється у три етапи. На першому етапі на вхід вимірювального перетворювача подається сигнал міри x_0 . Вихідний сигнал вимірювального перетворювача з коефіцієнтом перетворення K_0 дорівнюватиме $y_0 = K_0 x_0$. На дру-

тому етапі, через інтервал часу T , на вхід вимірювального перетворювача, коефіцієнт перетворення якого змінився і дорівнює $K_1 = K_0 + \frac{\Delta K}{\Delta t} \cdot T$, подають вимірювану величину x . Вихідний сигнал вимірювального перетворювача становить $y_1 = (K_0 + \frac{\Delta K}{\Delta t} \cdot T) \cdot x$. На третьому етапі, через інтервал часу $2T$ від початку вимірювання, на вхід вимірювального перетворювача знову подають вихідний сигнал міри x_0 . Вихідний сигнал вимірювального перетворювача

$$y_2 = (K_0 + \frac{\Delta K}{\Delta t} \cdot 2T) \cdot x_0.$$

За результатами трьох вимірювань вимірювана величина визначається за формулою

$$x = \frac{2x_0y_1}{y_0 + y_2}.$$

8. Спосіб періодичних спостережень. Якщо систематична похибка змінюється за періодичним законом, то для усунення такої похибки виконують два вимірювання через половину періоду, коли систематична похибка має однакові значення, але різні знаки.

9. Введення поправки. *Поправкою* (a) називається величина, однорідна з вимірюваною, яка додається до результату вимірювання, щоб зменшити систематичну похибку ($x = x + \Delta x + a$). Якщо поправка має однакове значення, але її знак протилежний систематичній похибці ($a = -\Delta x$), то систематична похибка усувається повністю. Поправка, як і систематична похибка, відома з певною точністю, тому введення поправки зменшує систематичну похибку, але одночасно збільшує випадкову похибку.

2.3. Випадкові похибки вимірювання

Випадковою називають похибку, яка змінюється непередбачувано, нерегулярно, хаотично, випадковим чином під час повторних вимірювань однієї і тієї самої величини в однакових умовах.

Випадкові похибки виникають через велику кількість причин, які діють незалежно одна від одної. Це призво-

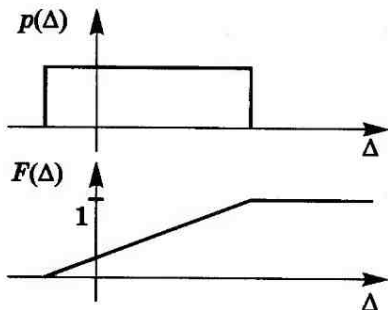


Рис. 2.4

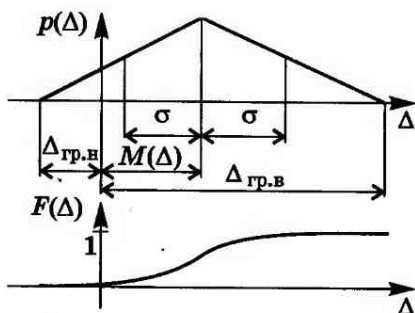


Рис. 2.5

дить до того, що результати окремих спостережень відрізняються один від одного, причому ці зміни відбуваються без будь-якої закономірності.

Випадкові величини, в тому числі і випадкові похибки, характеризуються ймовірністю. *Ймовірність* випадкової величини і випадкової похибки зокрема показує, як часто трапляється конкретне значення Δ_i цієї величини і визначається відношенням кількості випадків n_i , коли випадкова похибка Δ приймає дане конкретне значення Δ_i , до загальної кількості N випадків:

$$P(\Delta) = n_i / N. \quad (2.8)$$

Найбільш повною характеристикою випадкової похибки є функція розподілу ймовірностей і густина ймовірностей.

Функція розподілу ймовірностей або *закон розподілу ймовірностей* показує, яка ймовірність того, що випадкова похибка не перевищує дане значення, тобто який відсоток від загальної кількості похибок становлять похибки, які не перевищують дане значення. Зако-

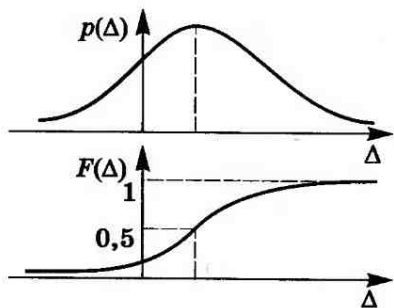


Рис. 2.6

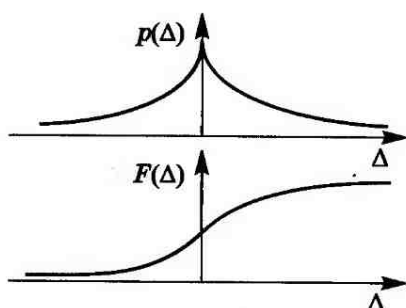


Рис. 2.7

ни розподілу ймовірностей можуть бути обмеженими (рис. 2.4, 2.5), якщо випадкова похибка не виходить за певний діапазон значень, і необмеженими (рис. 2.6, 2.7), якщо випадкова похибка може мати будь-яке значення на числовій осі. Слід зазначити, що необмежений закон розподілу ймовірностей — це лише зручна математична модель для аналізу випадкових похибок на практиці.

Густина ймовірностей показує, як часто потрапляє випадкова величина, зокрема випадкова похибка Δ , в заданий інтервал $[\Delta_1, \Delta_2]$ значень, і визначається відносною кількістю випадків n_i/N , коли випадкова похибка знаходиться в інтервалі $[\Delta_1, \Delta_2]$, до розміру цього інтервалу $\Delta_{12} = \Delta_2 - \Delta_1$:

$$p(\Delta) = \frac{n_i/N}{\Delta_{12}}. \quad (2.9)$$

Густина ймовірностей визначається тим точніше, чим менший інтервал значень Δ_{12} задається. Якщо спрямувати інтервал Δ_{12} до нуля, то густина ймовірностей наближатиметься до теоретичного значення.

Розмірність густини ймовірностей обернена розмірності випадкової похибки. З математичної точки зору, густина ймовірностей є похідною від функції розподілу ймовірностей:

$$p(\Delta) = F'(\Delta). \quad (2.10)$$

За функцією розподілу ймовірностей та густиною ймовірностей, які несуть найбільш повну інформацію про випадкову величину, можна визначити деякі числові характеристики випадкової похибки: довірчий інтервал, довірчу ймовірність, математичне сподівання, середнє квадратичне відхилення.



Рис. 2.8

Довірчим інтервалом називається діапазон значень випадкової похибки, у якому знаходитимуться із заданою ймовірністю значення випадкової похибки. Ця ймовірність називається **довірчою ймовірністю**. Вона визначається за графіком густини ймовірностей як площа фігури, обмеженої графіком функцій, віссю абсцис і двома вертикалями, проведеними через граничні значення довірчого інтервалу (рис. 2.8). У метрології часто ставиться задача: за заданим значенням довірчої ймовірності знайти довірчий інтервал. Іноді може бути обернена задача: за заданим довірчим інтервалом знайти довірчу ймовірність.

Для законів розподілу ймовірностей визначаються *верхнє і нижнє граничні значення похибки*, в діапазоні між якими розподілені значення випадкової похибки.

Математичним сподіванням випадкової похибки $M(\Delta)$ називається абсциса центра мас фігури, обмеженої графіком густини ймовірностей і віссю абсцис. Якщо випадкова похибка набуває значень $\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_n$, то оцінка математичного сподівання похибки визначається середнім значенням:

$$\tilde{M}(\Delta) = \frac{\Delta_1 + \Delta_2 + \dots + \Delta_n}{n}. \quad (2.11)$$

Якщо виконати велику кількість вимірювань n , то середнє значення похибки наближається до математичного сподівання похибки, причому відхилення середнього значення похибки від математичного сподівання тим менше, чим більшу кількість вимірювань виконано.

У метрології похибка вимірювання Δ трактується в загальному випадку як випадкова похибка, яка має дві складові: систематичну складову Δ_s і випадкову складову $\dot{\Delta}$, математичне сподівання якої дорівнює нулю, тобто

$$\Delta = \Delta_s + \dot{\Delta}. \quad (2.12)$$

Систематична складова Δ_s похибки вимірювання Δ дорівнює математичному сподіванню похибки вимірювання, тобто $\Delta_s = M(\Delta)$.

Середнє квадратичне відхилення випадкової похибки дорівнює середній ширині густини ймовірностей.

Оцінку середнього квадратичного відхилення випадко-

вої похибки можна обчислити за значеннями випадкових похибок $\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_n$ згідно з формулою

$$\tilde{\sigma} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\Delta_i - \tilde{M}(\Delta))^2}{n-1}}. \quad (2.13)$$

Якщо випадкова похибка вимірювання Δ спричинена великою кількістю чинників, то вона має *нормальний закон розподілу ймовірностей*.

Функція розподілу ймовірностей для нормального закону виражається через так звану функцію Лапласа, значення якої наведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1

Функція Лапласа

z	$F(z)$	z	$F(z)$	z	$F(z)$
0,1	0,03983	1,1	0,36433	2,1	0,48214
0,2	0,07926	1,2	0,38493	2,2	0,48610
0,3	0,11791	1,3	0,40320	2,3	0,48928
0,4	0,15542	1,4	0,41924	2,4	0,49180
0,5	0,19146	1,5	0,43319	2,5	0,49379
0,6	0,22575	1,6	0,44520	2,6	0,49534
0,7	0,25804	1,7	0,45543	2,7	0,49653
0,8	0,28814	1,8	0,46407	2,8	0,49744
0,9	0,31594	1,9	0,47128	2,9	0,49813
1,0	0,34134	2,0	0,47725	3,0	0,49865

Графіки функції розподілу ймовірностей для нормального закону наведені на рисунку 2.6. Параметр $M(\Delta)$ характеризує зміщення на осі абсцис, а σ — середню ширину розподілу (див.рис. 2.5).

Похибка дискретизації та деякі інші похибки розподілені за *рівномірним законом*, тобто ймовірність того, що похибка вимірювання набуде конкретного значення у деякому діапазоні, однакова. Інакше кажучи, випадкова похибка вимірювання, розподілена за рівномірним законом, трапляється однаково часто у всьому діапазоні значень (див, наприклад, графіки функцій розподілу ймовірностей та густини ймовірностей, наведені на рис. 2.4).

Якщо випадкова похибка має дві складові, розподілені за рівномірним законом з однаковим граничним значенням, то сумарна похибка розподілена за *трикутним законом*, або *законом Сімпсона*. Графіки густини ймовірностей і функції розподілу випадкової похибки, розподіленої за трикутним законом, наведені на рисунку 2.5.

Випадкова похибка, розподілена за *законом Лапласа*, має густину ймовірностей, подану на рисунку 2.7.

2.4. Основна і додаткова похибки

Похибки вимірювань залежать від умов, за яких виконується вимірювання. Нормальні умови вимірювання визначаються тим, що чинники, які впливають на результат вимірювання, наприклад тиск, температура, вологість повітря та інші, знаходяться в певних межах (температура $20 \pm 5^\circ\text{C}$), що регламентується відповідними документами.

Основною похибкою називається похибка таких вимірювань, що проводяться за нормальних умов. Коли умови виходять за межі нормальних, то внаслідок впливу негативних чинників на процес вимірювання з'являється *додаткова похибка*.

2.5. Динамічні похибки вимірювання

Вимірювальні перетворювачі і засоби вимірювання в цілому можуть працювати у статичному і динамічному режимах. У природі всі величини змінюються з тією чи іншою швидкістю, реальні вимірювальні пристрої внаслідок інерції також не миттєво реагують на вхідні сигнали, тому *статичним режимом* реального вимірювального пристрою слід вважати такий режим, коли інерційними властивостями пристроїв можна знехтувати порівняно зі швидкістю зміни вхідного вимірюваного сигналу. Отже, статичним режимом є режим вимірювання *сталой величини*. Насправді ж стала величина це тільки зручна математична модель, яка застосовується для теоретичного аналізу.

Динамічним режимом роботи засобу вимірювання вважається режим роботи, в якому динамічні характеристики пристроїв, зумовлені інерційністю, істотно впливають на результат вимірювання. *Динамічними характеристиками*

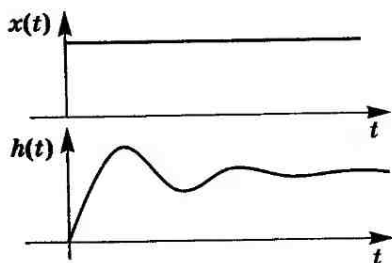


Рис. 2.9

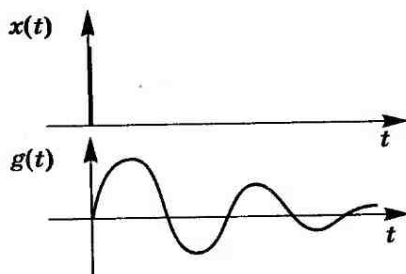


Рис. 2.10

ками вимірювальних пристроїв вважаються характеристики, які визначають здатність пристрою швидко реагувати на вхідний вимірюваний сигнал і залежать від інерційних властивостей пристрою. Широко застосовуються такі динамічні характеристики: перехідна, імпульсна, амплітудно-частотна та фазочастотна.

Перехідною характеристикою вимірювального перетворювача або вимірювального пристрою в цілому називається реакція, тобто вихідний сигнал перетворювача, якщо на його вході діє ступінчастий сигнал одиничної амплітуди (рис. 2.9).

Імпульсною перехідною характеристикою ($g(t)$) називається реакція пристрою на вхідний сигнал у вигляді дуже короткого імпульсу (рис. 2.10).

Амплітудно-частотною характеристикою ($K(\omega)$) пристрою називається залежність від частоти відношення амплітуди вихідного синусоїдного сигналу до амплітуди вхідного синусоїдного сигналу (рис. 2.11):

$$K(\omega) = \frac{A_{\text{вих}}(\omega)}{A_{\text{вх}}(\omega)}. \quad (2.14)$$

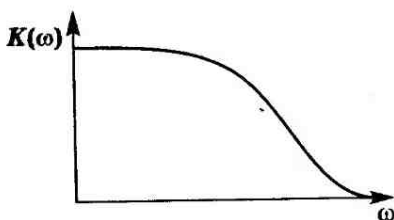


Рис. 2.11

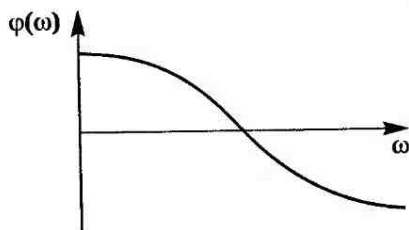


Рис. 2.12

Фазочастотною характеристикою ($\varphi(\omega)$) пристрою є залежність від частоти різниці фаз вихідного і вхідного синусоїдного сигналів (рис. 2.12):

$$\varphi(\omega) = \varphi_{\text{вих}}(\omega) - \varphi_{\text{вх}}(\omega). \quad (2.15)$$

Різниця між похибкою у динамічному режимі, тобто в режимі вимірювання змінної в часі величини, і статичною похибкою, яка відповідає значенню вимірюваної величини в даний момент часу, називається *динамічною похибкою*. Динамічна похибка зумовлена інерційністю засобів вимірювання під час дії на них змінних у часі величин.

2.6. Підвищення точності засобів вимірювання

Точність — одна з найважливіших характеристик засобів вимірювання, тому підвищення точності, тобто зменшення похибок, є одним з основних завдань для удосконалення засобів вимірювання. Методи підвищення точності засобів вимірювання можна поділити на дві групи: методи запобігання виникненню похибки; методи зменшення вже існуючої похибки.

Розглянемо найпоширеніші методи підвищення точності засобів вимірювання.

Конструктивно-технологічні методи полягають у застосуванні конструкцій, вузлів і пристроїв вищої якості з більш стабільними характеристиками. Прикладом може бути застосування манганінових резисторів з малими температурними коефіцієнтами (для зменшення температурної похибки); застосування польових транзисторів з високим вхідним опором на вході вимірювальних підсилювачів (для зменшення похибки взаємодії) тощо.

Запобіжно-захисні методи мають за мету зменшити вплив зовнішніх чинників на результат вимірювання.

Щоб зменшити температурну похибку, необхідно поліпшувати температурний режим як всієї конструкції в цілому, так і елементів, які розсіюють найбільшу потужність. Для зменшення перегріву потужних елементів застосовують радіатори, які для збільшення ефекту виносять на задню стінку приладів. Крім того, елементи, що сильно нагріваються, ізолюють тепловими екранами і виносять у верхню частину конструкції. Для поліпшення вентиляції корпусу приладів застосовують вентилятори.

Останнім часом для поліпшення теплового режиму окремих особливо важливих мікросхем, наприклад процесорів, застосовують малогабаритні вентилятори. Ще одним методом зменшення температурної похибки є застосування термостатів.

Від шкідливого впливу наводок і завад застосовують екрани. Наводки від мережі живлення і пульсації її напруги значно впливають на пристрої з високою чутливістю. Щоб зменшити вплив таких чинників, застосовують фільтрацію і гальванічне розмежування електричних кіл живлення і сигнальних за допомогою оптоелектронних пристроїв.

Метод параметричної стабілізації полягає у стабілізації параметрів засобів вимірювання або окремих елементів за допомогою відповідних елементів компенсації. На практиці здебільшого застосовують температурну компенсацію. Наприклад, для зменшення температурної нестабільності ємності конденсатор замінюють двома паралельно або послідовно з'єднаними конденсаторами з такою самою еквівалентною ємністю, але з температурними коефіцієнтами ємності різних знаків. Відповідним добром ємностей можна досягти незначної залежності еквівалентної ємності від температури.

Метод нелінійного зворотного зв'язку. Первинні вимірювальні перетворювачі у багатьох випадках мають нелінійну характеристику. Однак залежність результату вимірювання від вимірюваної величини, тобто характеристика вимірювального приладу, завжди має бути лінійна. Для лінеаризації нелінійних характеристик вимірювальних перетворювачів часто застосовується нелінійний зворотний зв'язок, яким охоплюють підсилювач з великим коефіцієнтом підсилення K . В коло зворотного зв'язку з коефіцієнтом β підсилювача вмикають вимірювальний перетворювач з нелінійною характеристикою $f_2(x)$, ідентичною заданій $f_1(x)$, тобто $f_1(x) = f_2(x) = f(x)$. На вхід диференціального підсилювача надходить вихідний сигнал первинного нелінійного перетворювача $f_1(x)$ і сигнал з виходу зворотного зв'язку $f_2(\beta y)$. Вихідний сигнал y диференціального підсилювача пов'язаний з вхідними сигналами формулою

$$y = K \cdot \Delta x = K \cdot [f_1(x) - f_2(\beta y)]. \quad (2.16)$$

Враховуючи значний коефіцієнт підсилення K , можна записати

$$\Delta x = f_1(x) - f_2(\beta y) \cong 0 \Rightarrow f_1(x) = f_2(\beta y). \quad (2.17)$$

Вихідний сигнал у такому разі лінійно залежатиме від вхідного сигналу:

$$y = \frac{1}{\beta} \cdot x. \quad (2.18)$$

Метод зразкових мір ґрунтується на послідовних вимірюваннях вимірюваної величини і однорідних з нею зразкових величин. Спочатку за допомогою комутатора до засобу вимірювання приєднують вимірювану величину x і в пам'ять заноситься результат вимірювання y_0 . Далі за командою послідовно вмикають зразкові сигнали x_1 та x_2 , близькі до x , і фіксують результати вимірювань y_1 та y_2 . Вимірювану величину визначають за формулою

$$x = x_1 + \frac{x_2 - x_1}{y_2 - y_1} (y_0 - y_1). \quad (2.19)$$

У тестовому методі на вхід засобу вимірювання подають сигнали, які функціонально пов'язані з вимірюваною величиною та із зразковими величинами. Спочатку на вхід засобу вимірювання подається вимірювана величина x і фіксується результат вимірювання y_0 . Далі за допомогою пристрою формування тестів формуються тестові сигнали $A_1(x)$ і $A_2(x)$, які функціонально пов'язані з x . Для спрощення процедури функції $A_1(x)$ і $A_2(x)$ вибирають лінійними, наприклад мультиплікативну $A_1(x) = Kx$ і адитивну $A_2(x) = x + x_1$ функції, де K — коефіцієнт, відомий з високою точністю; x_1 — зразковий сигнал, однорідний з вимірюваною величиною. Тестові сигнали $A_1(x)$ і $A_2(x)$ послідовно подають на вхід засобу вимірювання і фіксують в пам'яті результати вимірювань y_1 та y_2 . Скоригований результат вимірювання обчислюється за формулою

$$x = \frac{y_2 - y_1}{y_2 - y_0} \cdot \frac{x_1}{1 - K}. \quad (2.20)$$

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ І ЗАВДАННЯ

1. Що таке похибка вимірювання?
2. Назвіть основні види похибок вимірювання.
3. Які особливості систематичних похибок?
4. Якими способами можна зменшити систематичну похибку?
5. Опишіть основні характеристики випадкових похибок.
6. Яким чином можна зменшити випадкову похибку?
7. Що таке основна і додаткова похибки?
8. За яких умов виникає динамічна похибка?
9. Якими способами можна підвищувати точність засобів вимірювання?
10. У чому полягає суть тестового методу підвищення точності?

ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ

3.1. Основні положення

Вимірювання — це експериментально-інформаційна процедура, яка здійснюється за допомогою спеціальних технічних засобів — *засобів вимірювання*. Засоби вимірювання обов'язково мають *нормовані метрологічні характеристики*. Технічні засоби, за допомогою яких можна вимірювати фізичні величини, але метрологічні характеристики яких не нормовано, не належать до засобів вимірювання.

Засобами вимірювання можна реалізовувати окремі вимірювальні операції (відтворення, порівняння, вимірювальне перетворення) і вимірювальну процедуру в цілому.

3.2. Засоби вимірювання, за допомогою яких здійснюють операції вимірювання

Як уже зазначалося, вимірювальну процедуру в цілому можна розділити на окремі вимірювальні операції — відтворення, перетворення і порівняння фізичних величин.

Засоби вимірювання, за допомогою яких здійснюють окремі вимірювальні операції, поділяються на: міри, компаратори, вимірювальні перетворювачі.

Міра — це засіб вимірювання, призначений для відтворення фізичної величини заданого розміру із заданою точністю. Отже, міра — це засіб вимірювання, на вхід якого надходить значення відтворюваної величини, тобто число N_x , а на виході — відтворена із заданою точністю величина x_N (рис. 3.1).

Міри поділяються на еталони, зразкові та робочі. *Еталони* займають чільне місце серед мір, мають найвищу точність і призначені для відтворення та зберігання одиниць фізичних величин з метою передачі їх розміру зразковим мірам. *Зразкові міри* передають розмір фізичних величин *робочим мірам*, які при-

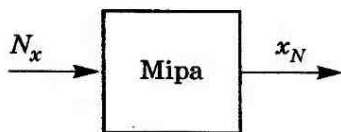


Рис. 3.1

значені для визначення метрологічних характеристик засобів вимірювання. Крім того, міри поділяються на *однозначні*, якщо відтворюють фізичну величину одного розміру, і *багатозначні*, якщо відтворюють багато значень фізичної величини у деякому діапазоні. За родом фізичної величини найбільшого поширення в практиці вимірювання знайшли такі міри:

міри електричного опору — вимірювальні котушки опору (однозначні) і магазини опорів (багатозначні);

міри індуктивності та взаємної індуктивності, що називають вимірювальними котушками індуктивності та взаємної індуктивності, випускаються з класами точності від 0,5 до 0,05;

вимірювальні конденсатори як однозначні міри ємності та магазини конденсаторів як багатозначні міри. Зокрема, вимірювальні конденсатори мають клас точності від 0,005 до 1;

нормальні елементи, що служать однозначною мірою ЕРС і напруги. Класи точності нормальних елементів становлять від 0,0002 до 0,02;

стабілізовані джерела живлення знайшли широке застосування останнім часом як міри ЕРС та напруги, клас точності яких може досягати значення 0,0001;

вимірювальні генератори — це джерела змінного струму і напруги заданої форми. Частота і напруга вимірювальних генераторів регулюються в заданому діапазоні із заданою точністю. За формою сигналу вимірювальні генератори поділяються на генератори сигналів *синусоїдних, імпульсних, шумових, сигналів спеціальної форми*;

калібратори напруги і струму — це стабілізовані джерела струму і напруги, на виході яких можна отримати низку каліброваних, тобто заздалегідь відомих значень сигналу із заданою точністю.

Вимірювальний перетворювач — це засіб вимірювання, призначений для перетворювання, зберігання і передачі сигналу вимірювальної інформації у формі, яка недоступна для безпосереднього сприйняття спостерігачем. На вхід вимірювального перетворювача подається вхідна фізична величина X , а на виході отримуємо вихідну фізичну величину Y (рис. 3.2).

Якщо вхідна X і вихідна Y фізичні величини *різні*, то такий вимірювальний перетворювач називається

вимірювальний перетворювач роду фізичної величини. Прикладом такого вимірювального перетворювача є термоперетворювач (термопара), входною величиною якого є температура, а вихідною — електрорушійна сила. У вимірювальних перетворювачах *без перетворення роду фізичної величини* входна X і вихідна Y фізичні величини — *однорідні*. Наприклад, входною і вихідною величиною перетворювача амплітудних значень є напруга.

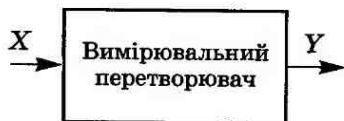


Рис. 3.2

Якщо залежність між входною X і вихідною Y величинами вимірювального перетворювача *нелінійна* $Y=f(X)$, то такі вимірювальні перетворювачі називаються *функціональними вимірювальними перетворювачами*, якщо ж залежність *лінійна* $Y=kX$ і величини X і Y — *однорідні*, то такі перетворювачі називаються *масштабними вимірювальними перетворювачами* і призначені для зміни розміру величини в задане число раз без зміни роду величини.

Відношення розміру фізичної величини на виході масштабного перетворювача $X_{\text{вих}}$ до розміру однорідної фізичної величини на вході $X_{\text{вх}}$ називається *коефіцієнтом перетворення*.

Прикладами масштабних перетворювачів можуть бути шунти для амперметрів, додаткові опори для вольтметрів, вимірювальні трансформатори струму, напруги та ін. Залежно від форми сигналу вимірювальної інформації на вході і виході вимірювальні перетворювачі є такі: аналогові; аналого-цифрові (АЦП); цифроаналогові (ЦАП); цифрові.

Вимірювальний перетворювач, який безпосередньо взаємодіє з об'єктом вимірювання, називається *первинним вимірювальним перетворювачем*.

Первинні вимірювальні перетворювачі, які розміщуються безпосередньо на об'єкті дослідження і віддалені від місця обробки інформації, називаються *датчиками*.

Вимірювальну операцію порівняння фізичних величин виконують за допомогою засобу вимірювання, який називається *компаратором*. Іноді для нього застосовують термін — *нуль-індикатор*. У аналогових вимірювальних пристроях як нуль-індикатор застосовують

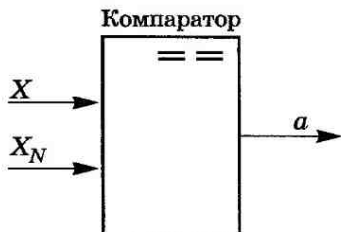


Рис. 3.3

гальванометри, які мають високу чутливість.

Компаратор має два входи і один вихід (рис. 3.3).

На один вхід компаратора подається вимірювана величина X , або вихідна величина вимірювального перетворювача, а на другий вхід — однорідна величина X_N , відтворена мірою. Вихід-

ний сигнал компаратора є логічним сигналом, який набирає двох значень: 1, якщо вхідні величини компаратора X та X_N — однакові, і 0, якщо вони різні:

$$a = \begin{cases} 1, & X = X_N; \\ 0, & X \neq X_N. \end{cases}$$

Розглянуті засоби вимірювання здійснюють тільки окремі операції вимірювання і тому застосовуються, як правило, не окремо, а разом з іншими засобами.

3.3. Засоби вимірювання, за допомогою яких здійснюють процедуру вимірювання

Засобами вимірювання, в яких процедура вимірювання здійснюється повністю, є: вимірювальні прилади; інформаційно-вимірювальні системи (ІВС); вимірювально-обчислювальні комплекси (ВОК); вимірювальні установки.

Вимірювальним приладом називають засіб вимірювання, призначений для вироблення сигналу вимірювальної інформації у формі, доступній для безпосереднього сприйняття спостерігачем. Вимірювальні прилади поділяються на аналогові і цифрові.

Вимірювальний прилад, покази якого є неперервною функцією вимірюваної величини, називається **аналоговим**. **Цифрові** прилади дають покази у цифровій формі.

Аналогові прилади у свою чергу поділяються на: електромеханічні; електромеханічні з перетворювачами; електронні.

В електромеханічних приладах вимірювана величина перетворюється у механічне переміщення стрілки. Для

розширення функціональних можливостей електромеханічні прилади комплектуються вимірювальними перетворювачами фізичних величин і тому дістали назву *електромеханічні прилади з перетворювачами*.

Аналогові вимірювальні прилади, в яких для підвищення точності, чутливості, розширення діапазону тощо застосовують електронні пристрої, називаються *електронними*.

Для дослідження складних об'єктів необхідно одночасно вимірювати багато фізичних величин, виконувати складну обробку інформації і тому використовують інформаційні вимірювальні системи.

Інформаційна вимірювальна система — це об'єднання функціонально зв'язаних вимірювальних, обчислювальних та інших технічних засобів для отримання вимірювальної інформації, її перетворення та обробки. Останнім часом, у зв'язку з бурхливим розвитком обчислювальної та мікропроцесорної техніки, знайшли широке застосування *вимірювально-обчислювальні комплекси*, до складу яких входять комп'ютери. Вони є автоматизованими засобами вимірювання та обробки вимірювальної інформації.

Для виконання масових технологічних вимірювань застосовуються вимірювальні установки. *Вимірювальною установкою* називають сукупність функціонально та конструктивно об'єднаних засобів вимірювання та допоміжних засобів, призначених для раціональної організації вимірювань.

3.4. Метрологічні характеристики і класи точності засобів вимірювання

Засобами вимірювання вважаються ті технічні засоби, для яких нормовано метрологічні характеристики. *Метрологічними характеристиками* засобів вимірювання називаються характеристики, необхідні для визначення результату вимірювання та його точності. Метрологічні характеристики поділяються на кілька груп.

1. Характеристики, призначені для визначення результатів вимірювання. *Функція перетворення (статична характеристика)* вимірювального перетворювача або вимірювального приладу з неіменованою шка-

лою — це функціональна залежність між інформативними параметрами вихідного сигналу Y і вхідного сигналу X :

$$Y=f(X). \quad (3.1)$$

Ціна поділки шкали аналогового вимірювального приладу (або міри) — різниця тих значень величини, які відповідають двом сусіднім позначкам шкали.

Чутливість вимірювального приладу (S) — відношення приросту вихідного сигналу ΔY до приросту вхідного сигналу ΔX :

$$S=\Delta Y/\Delta X. \quad (3.2)$$

Діапазон вимірювань — межі значень вимірюваної величини, для якої нормовані допустимі похибки.

2. Характеристики похибки засобу вимірювання. Найважливішою характеристикою засобу вимірювання є похибка, яку вносить засіб вимірювання в результат вимірювання, тобто похибка засобу вимірювання. Про похибку засобів вимірювання, її види та способи нормування йтиметься далі детальніше.

3. Характеристики чутливості засобів вимірювання до величин, які впливають на результат вимірювання, та умов, в яких виконуються вимірювання (функції впливу). Для кожного засобу вимірювання визначаються *нормальні умови* вимірювання, тобто умови, за яких величини, що впливають на результат вимірювання, не виходять за межі так званої нормальної області значень. Наприклад, нормальний діапазон значень температури становить $(20\pm 5)^\circ\text{C}$, атмосферного тиску — це 760 мм рт. ст., напруга мережі живлення має (220 ± 5) В.

Основною похибкою засобу вимірювання називають похибку вимірювання в умовах, прийнятих за нормальні. Якщо величини, що впливають на результат вимірювання, відхиляються за межі нормальних значень, то виникає **додаткова похибка** засобів вимірювання.

Робочим або розширеним діапазоном називається діапазон значень впливових величин, для яких нормується додаткова похибка.

Коефіцієнтом впливу називається відношення приросту ΔY вихідної величини вимірювального приладу до при-

росту впливової величини $\Delta\xi_i$:

$$B_i = \frac{\Delta Y}{\Delta\xi_i}. \quad (3.3)$$

4. **Характеристики взаємодії засобів вимірювання з об'єктом дослідження та навантаженням.** Такими характеристиками є вхідний $Z_{вх}$ та вихідний $Z_{вих}$ повні опори засобу вимірювання. Чим більший вхідний повний опір засобу вимірювання, тим менший вплив цього засобу на протікання процесів в об'єкті вимірювання. Вихідний повний опір особливо важливо врахувати в тому разі, коли засоби вимірювання з'єднані каскадно. Тоді зі зменшенням вихідного повного опору даного засобу вимірювання зменшуватиметься вплив цього засобу на наступні.

5. **Динамічні характеристики засобів вимірювання** нормуються для динамічного режиму роботи, тобто для роботи зі змінною вимірюваною величиною і визначають інерційність засобів вимірювання.

Динамічні характеристики поділяються на повні та часткові. Динамічна характеристика, за допомогою якої можна повністю визначити зміни вихідного сигналу за відомим вхідним сигналом, називається *повною*.

До *повних* динамічних характеристик належать такі характеристики засобу вимірювання:

- *перехідна та імпульсна характеристики;*
- *амплітудно-частотна та фазочастотна характеристики;*
- *передаточна функція.*

Частковими динамічними характеристиками є параметри повних динамічних характеристик. Прикладами часткових характеристик є тривалість реакції засобу вимірювання, коефіцієнт заспокоєння, власна резонансна частота та інші.

6. **Неінформативні параметри сигналів.** Ця група метрологічних характеристик встановлює допустимі діапазони значень параметрів сигналів, які безпосередньо не пов'язані з вимірюваною величиною, але можуть впливати на точність вимірювань.

Точність вимірювання є однією з найважливіших метрологічних характеристик засобу вимірювання.

Клас точності — це узагальнена характеристика точності засобів вимірювання, яка визначає межі допустимих основної і додаткової похибки.

Державними стандартами встановлено такі види позначення класу точності засобів вимірювання:

1. *Засоби вимірювання, у яких переважає адитивна складова похибки*, характеризуються гранично допустимим значенням зведеної похибки, поданої у відсотках. У цьому випадку клас точності позначається у вигляді числа з десятковою комою, наприклад 1,5; 0,5; 0,02.

Таким чином, якщо клас точності деякого засобу вимірювання позначено, наприклад, 0,5, то це означає, що гранично допустиме значення зведеної похибки $\gamma_{\text{гр.д}}$, виражене у відсотках, дорівнює 0,5, тобто

$$\gamma_{\text{гр.д}} = \frac{\Delta_{\text{гр.д}}}{X_{\text{ном}}} \cdot 100 \% = 0,5 \% . \quad (3.4)$$

де $X_{\text{ном}}$ — номінальне значення вимірюваної величини. Знаючи клас точності, можна визначити гранично допустимі значення абсолютних та відносних похибок вимірювання.

Наприклад, потрібно визначити абсолютну та відносну похибку результату вимірювання струму 68,6 мА за допомогою амперметра класу 0,2 з номінальним значенням 75 мА.

Оскільки клас точності амперметра — це зведена похибка у відсотках, то абсолютне значення похибки визначається як

$$\Delta = \frac{\gamma}{100 \%} \cdot I_{\text{ном}} = \frac{0,2}{100} \cdot 75 = \pm 0,15 \text{ мА} . \quad (3.5)$$

Відносна похибка вимірювання

$$\delta = \frac{\Delta}{I} \cdot 100 \% = \frac{\pm 0,15 \text{ мА}}{68,6 \text{ мА}} \cdot 100 \% = \pm 0,22 \% . \quad (3.6)$$

Таким чином, абсолютна похибка результату вимірювання струму 68,6 мА не перевищує $\pm 0,15$ мА, а відносна похибка не перевищує $\pm 0,22$ %. Результат вимірювання можна записати у такому вигляді:

$$I = (68,60 \pm 0,15) \text{ мА} .$$

2. Засоби вимірювання, в яких переважає мультиплікативна похибка, що характеризуються граничним допустимим значенням відносної похибки, поданої у відсотках. Клас точності в такому разі позначається у кружечку цифрою з десятковою комою, наприклад (1,0).

Визначимо для прикладу абсолютну та відносну похибку результату вимірювання напруги 0,786 В цифровим вольтметром класу (0,02). Відносну похибку вимірювання легко визначити, оскільки клас точності (0,02) — це гранично допустиме значення відносної похибки у відсотках, тобто $\delta=0,02\%$.

Абсолютна похибка вимірювання

$$\Delta = \frac{\delta}{100\%} \cdot U = \frac{0,02\%}{100\%} \cdot 0,786 = 0,00016\text{В}. \quad (3.7)$$

Результат вимірювання напруги цифровим вольтметром доцільно подати у вигляді $U=(0,78600 \pm 0,00016)\text{В}$.

3. Клас точності засобів вимірювання, в яких адитивна та мультиплікативна складові похибки рівновеликі, позначається двома десятковими цифрами, розділеними косою рискою — c/d , наприклад клас 0,5/0,2; $c=\delta+\gamma$ — сума гранично допустимих значень відносної мультиплікативної та зведеної адитивної похибки засобу вимірювання; $d=\gamma$ — гранично допустиме значення зведеної адитивної похибки засобу вимірювання.

Для прикладу визначимо абсолютну та відносну похибку результату вимірювання опору $R_x=84,5\text{кОм}$ омметром, клас точності якого 0,5/0,2 і номінальне значення $R_{\text{ном}}=100\text{кОм}$.

Відносна похибка вимірювання для приладу з таким класом точності визначається за формулою

$$\delta = \pm [c + d(|R_{\text{ном}}/R_x| - 1)], \% ; \quad (3.8)$$

$$\delta = \pm [0,5 + 0,2 \cdot (|100\text{кОм}/84,5\text{кОм}| - 1)] = \pm 0,54 \% . \quad (3.9)$$

Абсолютна похибка вимірювання

$$\Delta = \frac{\delta}{100 \%} \cdot R_x = \frac{\pm 0,54 \%}{100 \%} \cdot 84,5\text{кОм} = \pm 0,46\text{кОм}. \quad (3.10)$$

Результат вимірювання опору омметром становить:

$$R_x = (84,50 \pm 0,46) \text{ кОм.}$$

3.5. Структури засобів вимірювання

У сучасних засобах вимірювання здійснюються різноманітні і багатоетапні перетворення сигналів вимірювальної інформації. З подальшим розвитком виробництва, зростанням вимог до точності, чутливості і діапазону об'єкти вимірювання стають все складнішими і, як наслідок, ускладнюється структура вимірювальних пристроїв. Щоб проаналізувати складні перетворення сигналів у вимірювальних пристроях, доцільно перетворення сигналів поділити на низку простих елементарних операцій над вимірювальними сигналами. Кожній такій операції відповідає ланка структури, яка графічно зображає дану операцію над вхідним сигналом для отримання вихідного сигналу (рис. 3.4). Тоді складний, багатоетапний, розгалужений процес перетворення інформації у вимірювальному пристрої адекватно зображається графічно у вигляді структурної схеми або просто структури вимірювального пристрою (рис. 3.5). Зображення обробки інформації у вимірювальних пристроях за допомогою структурних схем дає змогу унаочнити і полегшити аналіз і синтез вимірювальних пристроїв.

За структурою вимірювальні пристрої можна поділити на два типи: прямого перетворення (прямої дії, див. рис. 3.5); врівноважувального (компенсаційного) перетворення, або структуру з оберненим зв'язком (рис. 3.6).

Такий поділ є умовним, оскільки структури реальних вимірювальних пристроїв, як правило, є комбінацією двох типів структур.

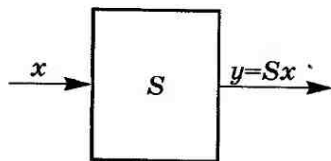


Рис. 3.4

Засоби вимірювання прямого перетворення. Як видно з рисунка 3.5, вимірювальні перетворювачі увімкнені послідовно один за одним і утворюють тракт передачі сигналу від входу до виходу. Сигнал послідовно, етап за етапом перетворюється і на ви-

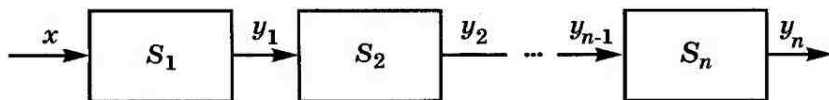


Рис. 3.5

ході має форму, доступну для безпосереднього сприйняття експериментатором.

Розглянемо, як залежать параметри вимірювального пристрою в цілому від параметрів окремих ланок і зв'язків між ними.

Чутливість вимірювального пристрою (S) — коефіцієнт перетворення дорівнює добутку чутливостей окремих ланок структури:

$$S = S_1 \cdot S_2 \cdot \dots \cdot S_n. \quad (3.11)$$

Отже, структуру прямого перетворення доцільно застосовувати тоді, коли необхідно отримати максимальну чутливість вимірювального пристрою.

Частотний діапазон вимірювального пристрою обмежений частотним діапазоном найбільш інерційної ланки. Здебільшого такою ланкою є первинний вимірювальний перетворювач (датчик, сенсор). Отже, вимоги щодо частотного діапазону вторинних вимірювальних перетворювачів, які утворюють канал прямого перетворення, можна знизити.

Мультиплікативна похибка вимірювального пристрою зумовлена відхиленням коефіцієнтів перетворення вимірювальних перетворювачів від номінальних. Відносна мультиплікативна похибка вимірювального пристрою δ дорівнює сумі мультиплікативних похибок δ_i вимірювальних перетворювачів:

$$\delta = \delta_1 + \delta_2 + \dots + \delta_n. \quad (3.12)$$

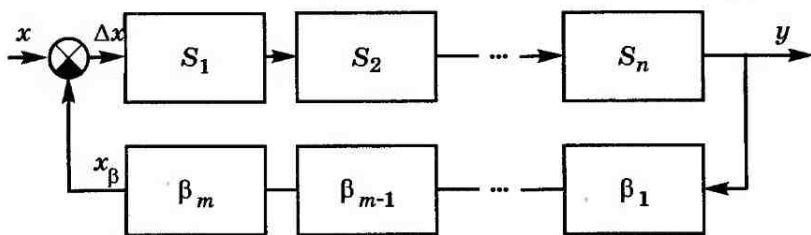


Рис. 3.6

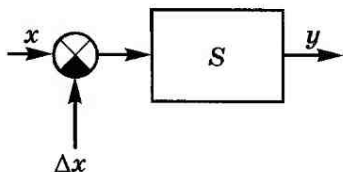


Рис. 3.7

Адитивна похибка спричинюється такими явищами, як дрейф нуля вимірювальних перетворювачів, дією шумів і завад тощо. Адитивну похибку можна зобразити як додатковий сигнал, що діє на вході вимірювального перетворювача (рис. 3.7). Щоб

оцінити вплив цих додаткових сигналів і їх внесок в адитивну похибку приладу, зведемо ці сигнали до входу. Дія всіх додаткових сигналів еквівалентна дії такого сигналу на вході:

$$\Delta x = \Delta x_1 / S_1 + \Delta x_2 / (S_1 S_2) + \dots + \Delta x_n / (S_1 S_2 \dots S_n). \quad (3.13)$$

Засоби вимірювання врівноважувального перетворення. Структура вимірювальних пристроїв врівноважувального перетворення (див. рис. 3.6) складається з двох каналів: прямого перетворення і зворотного.

Чутливість вимірювального пристрою залежить від чутливості каналів прямого і зворотного перетворень. Чутливість каналу прямого перетворення дорівнює добутку чутливостей окремих вимірювальних перетворювачів:

$$S = S_1 \cdot S_2 \cdot \dots \cdot S_n. \quad (3.14)$$

Аналогічне співвідношення можна записати і для каналу зворотного перетворення:

$$\beta = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \dots \cdot \beta_m. \quad (3.15)$$

Сигнал на виході каналу зворотного перетворення виражається через вихідний сигнал вимірювального пристрою y і чутливість каналу зворотного зв'язку:

$$x_\beta = \beta \cdot y. \quad (3.16)$$

Унаслідок компенсації вхідного сигналу x сигналом x_β на вхід каналу прямого перетворення надходить різниця (декомпенсація) цих сигналів

$$\Delta x = x - x_\beta = x - \beta \cdot y. \quad (3.17)$$

Некомпенсація сигналів Δx перетворюється каналом прямого перетворення у вихідний сигнал

$$y = S \cdot \Delta x. \quad (3.18)$$

Якщо у формулу (3.18) підставити вираз (3.17) для Δx , то отримаємо

$$y = S \cdot (x - \beta \cdot y) = S \cdot x - S \cdot \beta \cdot y \Rightarrow y = \frac{S}{1 + S \cdot \beta} \cdot x. \quad (3.19)$$

Чутливість засобу вимірювання компенсаційного перетворення $S_{\beta} = y/x$ виражається через чутливості каналів прямого S і зворотного β перетворень за формулою

$$S_{\beta} = y/x = \frac{S}{1 + S \cdot \beta}. \quad (3.20)$$

Якщо $S \cdot \beta \gg 1$, що здебільшого завжди виконується, то чутливість вимірювального пристрою S_{β} , охопленого зворотним зв'язком, не залежить від чутливості S прямого каналу, а в основному обернено пропорційна чутливості β каналу зворотного зв'язку:

$$S_{\beta} \cong \frac{1}{\beta}. \quad (3.21)$$

Враховуючи те, що канал зворотного зв'язку — це здебільшого подільник напруги на високостабільних резисторах, значення яких відомі з високою точністю, а β — це коефіцієнт ділення подільника, то чутливість вимірювального пристрою S_{β} , охопленого зворотним зв'язком, можна задавати з високою точністю і стабільністю.

Частотний діапазон засобу вимірювання в цілому можна значно розширити, порівняно з каналом прямого перетворення, оскільки справджується співвідношення: добуток чутливості на частотний діапазон — величина стала:

$$S_{\beta} \cdot \Delta f \cong \text{const.}$$

Таким чином, зменшення чутливості S_{β} засобу вимірювання у цілому, порівняно з чутливістю S каналу прямого перетворення, приводить до рівноцінного розширення частотного діапазону вимірювального пристрою, охопленого зворотним зв'язком, тобто, маючи запас за чутливістю, можна розширювати частотний діапазон, а отже, швидкодію вимірювальних пристроїв.

Мультиплікативна похибка вимірювального пристрою компенсаційного перетворення визначається відхиленням чутливостей (коефіцієнтів перетворення) окремих ланок каналів прямого S_i і зворотного β_j перетворення від номінальних значень S_{i0} , β_{j0} :

$$\Delta S = S_i - S_{i0}; \quad \Delta \beta = \beta_j - \beta_{j0}. \quad (3.22)$$

Відносні мультиплікативні похибки каналів прямого і зворотного перетворень дорівнюватимуть:

$$\begin{aligned} \delta_S &= \frac{\Delta S_1}{S_{10}} + \frac{\Delta S_2}{S_{20}} + \dots + \frac{\Delta S_n}{S_{n0}}; \\ \delta_\beta &= \frac{\Delta \beta_1}{\beta_{10}} + \frac{\Delta \beta_2}{\beta_{20}} + \dots + \frac{\Delta \beta_m}{\beta_{m0}}. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Відносна мультиплікативна похибка вимірювального пристрою в цілому

$$\delta = \frac{\delta_S}{1 + S \cdot \beta} - \frac{S \cdot \beta}{1 + S \cdot \beta} \cdot \delta_\beta. \quad (3.24)$$

За умови $S \cdot \beta \gg 1$ вираз (3.24) значно спрощується:

$$\delta = \frac{\delta_S}{1 + S \cdot \beta} - \delta_\beta. \quad (3.25)$$

Таким чином, мультиплікативна похибка каналу прямого перетворення зменшується у $1 + S \cdot \beta$ разів, а мультиплікативна похибка каналу зворотного перетворення входить до складу загальної мультиплікативної похибки з коефіцієнтом одиниця.

Адитивна похибка. Адитивні похибки окремих ланок каналу прямого Δx_{s1} , Δx_{s2} , ..., Δx_{sn} і зворотного $\Delta x_{\beta1}$, $\Delta x_{\beta2}$, ..., $\Delta x_{\beta m}$ перетворень можна трактувати як додаткові сигнали, що діють на входах окремих ланок (див. рис. 3.7). Зведена до входу адитивна похибка вимірювального пристрою в цілому виражається через адитивні похибки окремих ланок як

$$\begin{aligned} \Delta x &= \Delta x_{s1} + \Delta x_{s2}/S_1 + \dots + \Delta x_{s(n-1)}/(S_1 \cdot S_2 \dots S_{(n-2)}) + \\ &+ \Delta x_{\beta1} \cdot (\beta_1 \cdot \beta_2 \dots \beta_m) + \Delta x_{\beta2} \cdot (\beta_2 \cdot \beta_3 \dots \beta_m) + \dots + \Delta x_{\beta m} \cdot \beta_m. \end{aligned} \quad (3.26)$$

Аналіз адитивних похибок вимірювальних пристроїв компенсаційного перетворення свідчить, що: по-перше, чим ближче до входу знаходиться ланка каналу прямого перетворення, тим більший її внесок у загальну адитивну похибку, тому особливу увагу під час конструювання слід приділяти вхідним вимірювальним перетворювачам; по-друге, введення зворотного зв'язку не зменшує адитивних похибок каналу прямого перетворення.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ І ЗАВДАННЯ

1. Які технічні пристрої належать до засобів вимірювання?
2. Наведіть класифікацію засобів вимірювання.
3. Що таке міра фізичної величини?
4. Для чого призначені вимірювальні перетворювачі?
5. Порівняйте цифрові й аналогові прилади за основними характеристиками.
6. Які метрологічні характеристики засобів вимірювання Ви знаєте?
7. Що таке клас точності вимірювального пристрою і як визначити граничне значення похибки за класом точності?

МЕТРОЛОГІЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ВИМІРЮВАННЯ

4.1. Основні поняття

Розвиток науки і техніки нерозривно пов'язаний із зростанням ролі вимірювань. Застосування нових технологій ставить перед вимірювальною технікою нові і відповідальні завдання, пов'язані з підвищенням точності вимірювальних процедур, чутливості, швидкодії, діапазону вимірювальних пристроїв. Невпинно збільшується кількість різноманітних видів та засобів вимірювання. Процес якісного і кількісного розвитку вимірювань неможливий без забезпечення їхньої єдності.

Єдністю вимірювань називають такий стан вимірювальної техніки, коли результати вимірювань виражаються в узаконених одиницях і похибки їх відомі із заданою точністю.

Отже, виникло нове поняття — *метрологічне забезпечення*, під яким розуміють встановлення і застосування наукових і організаційних основ, технічних засобів, правил і норм, необхідних для досягнення єдності та необхідної точності вимірювань.

Науковою основою метрологічного забезпечення є *метрологія* — наука про вимірювання, методи і засоби забезпечення їх єдності і способи досягнення необхідної точності вимірювань.

Організаційною основою метрологічного забезпечення є метрологічна служба країни, яка складається з державної і відомчої служб. Метрологічна служба — це мережа установ і організацій, очолюваних Держстандартом, діяльність яких спрямована на метрологічне забезпечення вимірювань.

Технічну основу метрологічного забезпечення становлять системи: державних еталонів одиниць фізичних величин; передачі розмірів одиниць фізичних величин від еталонів усім засобам вимірювання за допомогою зразкових засобів вимірювання і засобів повірки; державних випробувань засобів вимірювання, яка забезпечує однаковість засобів вимірювання під час розробки і випуску їх у користування; обов'язкової повірки чи метрологічної атестації

засобів вимірювання; стандартних зразків складу і властивостей речовин і матеріалів; стандартних довідкових даних про фізичні константи і властивості речовин і матеріалів.

Правова основа метрологічного забезпечення — це Державна система забезпечення єдності вимірювань, яка є комплексом нормативно-технічних документів, що встановлюють єдину номенклатуру стандартних взаємопов'язаних правил і положень, вимог і норм, які належать до організації і методики оцінювання та забезпечення точності вимірювань.

4.2. Еталони одиниць фізичних величин

Еталони одиниць фізичних величин — засоби вимірювання (або комплекси засобів вимірювання), які забезпечують відтворення і зберігання одиниць з метою передачі їх розмірів *робочим засобам* вимірювання. Передача розмірів одиниць здійснюється за допомогою повірочних схем.

Нині у метрології діють понад сотні еталонів одиниць фізичних величин. Відповідно до поділу фізичних величин на основні і похідні еталони поділяються на еталони одиниць *основних* і *похідних* величин. За точністю відтворення одиниць і підпорядкованості еталони поділяються на первинні і вторинні.

Первинні еталони відтворюють і зберігають одиниці і передають їх розміри з найвищою точністю, яку можна досягти в даній галузі вимірювання. Різновидом первинних еталонів є *спеціальні еталони*, призначені для відтворення одиниць у встановлених особливих умовах (надвисокі частоти, малі і великі енергії, тиск, температура тощо). Первинні і спеціальні еталони, офіційно затверджені для країни, називаються *державними*, і на кожен з них затверджують спеціальний стандарт.

До вторинних еталонів належать еталони-копії, еталони порівняння і робочі еталони. *Еталони-копії* призначені для передачі розміру одиниць робочим еталонам, які, в свою чергу, служать для перевірки зразкових та найбільш точних робочих засобів вимірювання. *Еталони порівняння* призначені для взаємного порівняння еталонів, яких безпосередньо не можна порівнювати один з одним.

За своїм складом еталони можуть бути одиничні і групові. *Одиничний еталон* — це одна міра (пристрій чи установка), а *груповий* складається з однотипних мір (вимірювальних пристроїв), які відтворюють розмір одиниці як

середнього арифметичного результатів відтворення кожним із елементів цієї сукупності.

Крім національних еталонів, є *міжнародні еталони*, які належать групі держав і призначені для підтримання єдності вимірювань у міжнародному масштабі періодичним порівнянням державних еталонів з міжнародним і один з одним.

Найвищу точність мають еталони часу і частоти. Державний еталон частоти і часу відтворює одиницю з відносною похибкою близько 10^{-13} .

4.3. Державна система забезпечення єдності вимірювань

Основними об'єктами стандартизації є: одиниці фізичних величин; державні еталони і псвірочні схеми; методи і засоби повірки засобів вимірювання; номенклатура нормованих метрологічних характеристик засобів вимірювання; норми точності вимірювань; способи вираження і форми подання результатів вимірювання і показників точності вимірювань; методики виконання вимірювань; організація і проведення державних випробувань, повірки, метрологічної атестації засобів вимірювання; терміни і визначення в галузі метрології тощо.

Щоб забезпечити єдність вимірювань, необхідне виконання таких вимог. Результати вимірювань мають виражатися в одиницях фізичних величин, допущених до застосування державними стандартами. Відповідно до цих стандартів основними одиницями є одиниці системи СІ: метр (м) — одиниця довжини; кілограм (кг) — одиниця маси; секунда (с) — одиниця часу; ампер (А) — одиниця струму; кельвін (К) — одиниця термодинамічної температури; моль (моль) — одиниця кількості речовини; кандела (кд) — одиниця сили світла.

Додатковими одиницями взято радіан (рад) — одиниця плоского кута і стерадіан (ср) — одиниця тілесного кута. Крім основних і додаткових, система одиниць передбачає похідні одиниці, які утворюються з основних і додаткових за допомогою визначальних рівнянь. Допускаються до застосування також *позасистемні* одиниці.

Засоби вимірювання, призначені для серійного випуску, підлягають державним випробуванням. Основною метою державних випробувань є встановлення відповідності випуще-

них у державі серійно або закуплених за кордоном засобів вимірювання вимогам стандартів і технічних завдань.

Засоби вимірювання, які знаходяться у користуванні, мають періодично піддаватися державній повірці, ревізії, експертизі. *Повірка засобів вимірювання* здійснюється для встановлення придатності їх до застосування. *Ревізія засобів вимірювання* здійснюється для встановлення відповідності засобів і методик вимірювань необхідному рівню метрологічного забезпечення виробництва. *Експертиза* здійснюється тоді, коли виникають питання про відповідність засобів вимірювання і методик їх застосування технічним вимогам.

Метрологічні характеристики засобів вимірювання, що підлягають нормуванню, мають відповідати державним стандартам, які встановлюють номенклатуру метрологічних характеристик засобів вимірювання, а також способи їх представлення в нормативно-технічній документації.

Форми представлення результатів вимірювань мають відповідати державним стандартам. У номенклатуру встановлених стандартом показників входять функції розподілу ймовірності систематичної і випадкової похибок результатів вимірювання, числові характеристики систематичної і випадкової похибок, а також інтервали, у яких похибки результатів вимірювань знаходяться із заданою ймовірністю.

Вимірювання, норми точності яких регламентовані стандартами або нормативно-технічними документами, мають виконуватися за стандартними або атестованими методиками виконання вимірювань згідно з державними стандартами.

Державна система забезпечення єдності вимірювань встановлює вимоги до еталонів одиниць фізичних величин і до системи передачі розміру робочим засобам вимірювання.

Кожний засіб вимірювання, який функціонує у встановлених умовах, забезпечує зумовлений ступінь достеменності результатів вимірювання, які отримані за його допомогою. Це досягається завдяки передбаченим стандартами заходам, основою яких є повірочні схеми, що встановлюють методи, засоби, точність і підпорядкування засобів вимірювання у разі передачі розміру одиниці фізичної величини від вихідного зразкового засобу вимірювання до об'єкта повірки.

Оскільки повірочні схеми призначені загалом для передачі розмірів одиниць величин від державних еталонів до

об'єктів повірки, то в основу повірочних схем закладений багатоступінчастий принцип.

Багатоступінчаста передача розміру одиниці величини в повірочних схемах передбачає, що, крім державного еталона, необхідно створити еталони-копії, робочі еталони, а також зразкові засоби першого, другого і третього розрядів. Державні повірочні схеми оформляються як державний стандарт, який містить повірочну схему як креслення і необхідну текстову частину.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ І ЗАВДАННЯ

1. Що розуміють під єдністю вимірювань?
2. Наведіть визначення метрологічного забезпечення.
3. Що становить наукову, організаційну, технічну та правову основу метрологічного забезпечення?
4. Які існують види еталонів фізичних величин і для чого вони призначені?
5. Що таке повірка засобів вимірювання і для чого вона призначена?

ВИМІРЮВАННЯ СТРУМІВ І НАПРУГ

Фізичні величини напруга і струм є одними з найважливіших у таких галузях промисловості, як електротехніка, радіоелектроніка тощо. Вони характеризують інтенсивність протікання електромагнітних процесів. Одиниця струму — *ампер* (А) є однією з основних одиниць Міжнародної системи одиниць (СІ).

Діапазон вимірюваних струмів і напруг надзвичайно широкий. Наприклад, під час біологічних досліджень, досліджень у космосі необхідно вимірювати струми до часток фемтоампер (10^{-15} А), а у потужних енергетичних установках, на підприємствах кольорової металургії, хімічної промисловості струми сягають сотень кілоампер.

Струм і напругу необхідно вимірювати у широкому частотному діапазоні від постійного струму до частот 1...2 ГГц.

В електричних колах, зокрема виготовлених у вигляді мікросхем, зручніше вимірювати саме напругу, оскільки вольтметр вмикають паралельно досліджуваному елементу кола і не змінюють режиму кола. Для увімкнення амперметра довелося б розривати досліджуване коло, що неможливо зробити у сучасних пристроях, побудованих на основі мікросхем і друкованого монтажу.

5.1. Міри та зразкові засоби вимірювання струму і напруги

Вимірювання струмів і напруг з високою точністю і в широкому динамічному та частотному діапазоні можливе тільки тоді, коли розроблені і виготовлені міри струму й напруги. Міри, що відтворюють одиницю з найбільш можливою у даний час точністю, називаються еталонами.

Еталони одиниць струму і напруги. Одиниця струму — ампер (А) входить до складу основних одиниць системи СІ і відтворюється за допомогою рівноплечих ваг, до одного кінця коромисла яких підвішений робочий рухомий соленоїд. Робочий соленоїд розміщений всередині нерухомого соленоїда і через обидва пропущені

ний один і той же струм. Сила взаємодії двох соленоїдів пропорційна квадрату струму і врівноважується силою тяжіння гир на другому кінці коромисла. Похибка відтворення ампера становить $4 \cdot 10^{-6}$ А.

Одиниця напруги — вольт (В) є похідною одиницею системи СІ, але, зважаючи на особливу важливість цієї одиниці, вольт відтворюється на постійному струмі незалежно від ампера також за допомогою первинного еталона, створеного на основі ефекту Джозефсона із середнім квадратичним відхиленням $5 \cdot 10^{-8}$ В і можливою систематичною похибкою $1 \cdot 10^{-6}$ В.

У зв'язку з необхідністю вимірювати струм і напругу в широкому частотному діапазоні створені спеціальні еталони ампера й вольт на змінному струмі, а також відповідні повірочні схеми і зразкові засоби вимірювання.

Як *зразкові засоби вимірювання* застосовуються нормальні елементи різних класів точності. Нормальні елементи — це спеціальні гальванічні елементи, ЕРС яких відома. Існує два види нормальних елементів: із насиченим і ненасиченим розчином сірчаноокислого кадмію. У перших елементів ЕРС значно стабільніша за ЕРС елементів із ненасиченим розчином. Перевага других елементів полягає в меншому внутрішньому опорі (близько 300 Ом) і в дуже малому температурному коефіцієнті напруги.

Насичений нормальний елемент складається із запаєної скляної посудини Н-подібної форми, у нижні частини якої впаяні платинові провідники (рис. 5.1). Позитивним електродом 1 служить ртуть, яка заповнює нижню частину однієї половини посудини, негативним електродом 5 — амальгама кадмію, яка заповнює нижню частину другої половини посудини. Над ртуттю розміщений шар пасти 2 із суміші сірчаноокислої ртуті (Hg_2SO_4) і сірчаноокислого кадмію (CdSO_4). Деполяризатором є паста. Електролітом 3 служить насичений розчин сірчаноокислого кадмію. Насичення розчину забезпечується кристалами сірчаноокислого кадмію 4, розміщеними над електродами.

Основні метрологічні характеристики нормальних елементів — це значення ЕРС за нормальної температури, залежність ЕРС від температури, часова нестабільність і внутрішній опір.

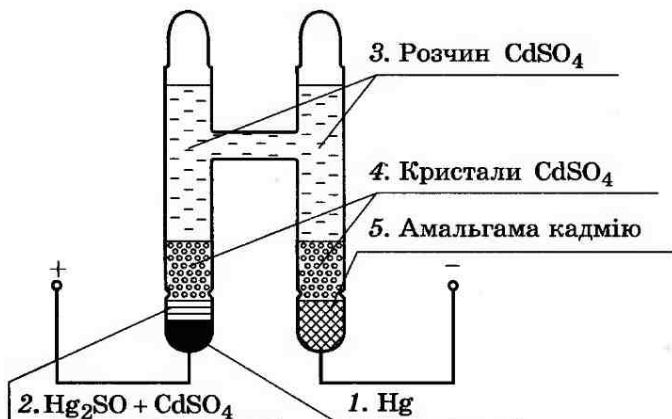


Рис. 5.1

Характерним для нормальних елементів є відсутність поняття номінального значення міри. Електро-рушійна сила нормальних елементів за температури 20 °С визначається під час випуску з виробництва і зазначається в паспорті. З плином часу ця ЕРС може змінюватися. Допустиме відхилення ЕРС за один рік, у відсотках від округленого номінального значення ЕРС, визначає клас точності нормального елемента. Насичені нормальні елементи мають такі класи точності: 0,0005; 0,001; 0,002; 0,005.

Електрорушійна сила нормальних елементів залежить від температури і для насичених елементів може бути обчислена за формулою

$$E_t = E_{20} - 406 \cdot 10^{-7}(t-20) - 95 \cdot 10^{-8}(t-20)^2 + 1 \cdot 10^{-8}(t-20)^3,$$

де E_{20} — ЕРС нормального елемента за температури 20 °С, В.

Температурна залежність ЕРС ненасичених елементів характеризується середнім температурним коефіцієнтом

$$\alpha = (E_1 - E_2) / (t_1 - t_2),$$

де E_1 , E_2 — значення ЕРС за температур відповідно верхньої t_1 і нижньої t_2 границь діапазону робочих умов застосування. Значення α не перевищує 5 мкВ/°С у діапазоні (10...40) °С і 10 мкВ/°С у діапазоні (5...10) °С і (40...50) °С.

Під час експлуатації нормальних елементів недопустимі тряска і вібрації. Транспортування їх має здійснюватися за додатних температур або у термостаті.

Останнім часом як робочі міри ЕРС широко застосовуються компенсаційні стабілізатори постійної напруги, основним елементом яких є кремнієвий стабілітрон. Компенсаційні стабілізатори можуть забезпечити сталість вихідної напруги до тисячних частин відсотка при температурному коефіцієнті напруги $0,001\% / ^\circ\text{C}$ і значному струмі навантаження.

Крім нормальних елементів, до зразкових засобів вимірювання належать калібратори.

Як уже зазначалося (див. с. 34), *калібраторами напруги і струму* називаються багатозначні міри напруги і струму, тобто пристрої, на виході яких відтворюються кілька значень напруги або струму із заданою точністю і дискретністю. Калібратори як найбільш перспективні зразкові засоби вимірювання напруги, струму й потужності використовуються для побудови високопродуктивних автоматизованих засобів повірки із застосуванням мікропроцесорів і контролерів.

Основні метрологічні характеристики калібраторів визначаються вимогами, які ставляться до них як до зразкових засобів вимірювання, що застосовуються для повірки найбільш точних цифрових і аналогових амперметрів та вольтметрів.

Метрологічні характеристики для калібраторів постійної напруги і струму такі: діапазони відтворюваних напруг і струмів; дискретність відтворюваних величин; границі допустимих основних і додаткових похибок; короткочасна і довготермінова стабільність вихідної величини; рівень пульсацій і шумів; допустимий струм навантаження для калібратора напруги й допустима вихідна напруга для калібратора струму.

Для калібраторів змінних струмів і напруг, крім зазначених вище характеристик, нормуються ще такі характеристики: діапазони й піддіапазони частот; похибка встановлення частоти, основна похибка на різних піддіапазонах частот, а також коефіцієнт нелінійних спотворень або коефіцієнт гармонік вихідної напруги чи струму.

Діапазон напруг і струмів калібратора має забезпечувати повірку широкої номенклатури вимірювальних пристроїв без додаткових масштабних перетворювачів. Для більшості калібраторів напруги діапазон напруг становить $0 \dots 1000 \text{ В}$, а для калібраторів струму — діапазон струмів $0 \dots 10 \text{ А}$.

Дискретність калібратора — це найменший ступінь можливої зміни напруги на виході калібратора. Нор-

мується дискретність або як абсолютні прирости напруги ΔU чи струму ΔI для кожного піддіапазону напруг і струмів, або як відношення $\delta U = \Delta U / U_N$ чи $\delta I = \Delta I / I_N$, де U_N , I_N — кінцеві значення піддіапазону напруг (струмів) калібратора. Для сучасних універсальних калібраторів відносна дискретність становить $10^{-4} \dots 10^{-5}$.

Границі допустимих основних похибок калібраторів нормуються у формі абсолютних похибок за двочленною формулою $\Delta = \pm(aU + b)$, де Δ — граничне допустиме значення абсолютної похибки відтворення напруги U ; a — відносна мультиплікативна складова похибки Δ ; b — абсолютна адитивна складова похибки Δ . Наприклад, для калібратора ПЗ20, після встановлення нуля і калібровки, границя допустимої основної похибки на піддіапазоні 10 В дорівнює $\Delta = \pm(2 \cdot 10^{-5} \cdot U + 4 \cdot 10^{-5})$ В.

Нестабільність вихідної напруги (струму) калібраторів нормується як абсолютне відхилення вихідної величини від номінальної за певний час після встановлення нулів і калібровки. Умовно розрізняють короткотермінову нестабільність, яку нормують за час 1...8 годин, і довготермінову, яку нормують за 3...12 місяців.

Рівень пульсацій на виході калібратора нормується у середніх квадратичних значеннях змінної складової для різних діапазонів частот.

Важливим параметром для калібраторів є допустиме навантаження виходу, при перевищенні якого зростає похибка калібратора.

Будова програмованих калібраторів постійної напруги і струму подана на рисунку 5.2.

Структура калібратора напруги і струму аналогічна, відрізняються вони видом зворотного зв'язку, типом підсилю-

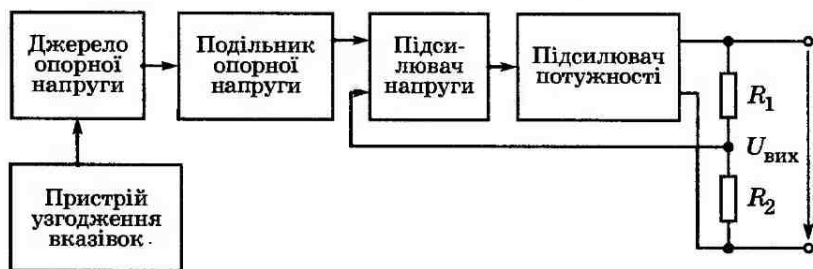


Рис. 5.2

вача потужності. Калібратори напруги та струму мають у своєму складі джерело опорної напруги на основі кремнієвого стабілітрона, який, як правило, розміщують в активному термостаті. Опорна напруга на виході джерела опорної напруги ділиться подільником з відносною дискретністю $10^{-4} \dots 10^{-5}$. Коefіцієнт ділення можна встановлювати вручну або через спеціальний цифровий пристрій керування за допомогою мікропроцесора або керівного комп'ютера (контролера). Поділена напруга подається на вхід підсилювача постійної напруги з малим дрейфом нуля, а далі на підсилювач потужності, який забезпечує необхідну потужність вихідного сигналу калібратора.

У режимі *калібратора напруги* підсилювач охоплений послідовним зворотним зв'язком за напругою. Коло зворотного зв'язку утворюють резисторами $R1$ і $R2$. Перемикання діапазонів вихідної напруги здійснюється зміною резистора $R1$ вручну або через спеціальний цифровий пристрій керування за допомогою мікропроцесора.

У режимі *калібратора струму* підсилювач охоплений послідовним зворотним зв'язком за струмом через резистор $R2$. Перемикання діапазонів вихідного струму здійснюється зміною резистора $R2$ вручну або через спеціальний цифровий пристрій керування за допомогою мікропроцесора.

Зміна вихідної величини калібратора в межах похибки приладу, який повіряється калібратором, здійснюється пристроєм узгодження. Шкала цього пристрою градується у відсотках, поділках шкали або частинах допустимої похибки того приладу, який повіряється за допомогою калібратора.

Калібратори змінної напруги — це електронні широко-смугові генератори змінної напруги з автоматичною стабілізацією амплітуди і дискретним встановленням амплітуди і частоти вихідного сигналу (рис. 5.3). До складу калібратора входять: генератор $G2$, амплітудою і частотою якого можна керувати; підсилювач потужності вихідного сигналу $U4$ з вихідним трансформатором TV , зміною коефіцієнта трансформації якого можна вибрати діапазон вихідної напруги; подільник напруги кола зворотного зв'язку ($R1$, $R2$); система автоматичного регулювання амплітуди вихідного сигналу, яка складається з генератора змінної опорної напруги $G1$, індуктивного п'яти-шести-декадного подільника опорної напруги $U1$, перетворювача напруги з комутацією сигналу $U2$, модулятора UB , який подає на перетворювач по черзі сигнал з виходу подільника

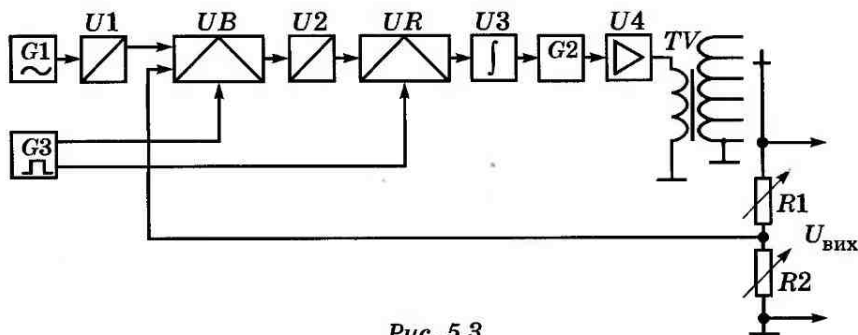


Рис. 5.3

напруги і сигнал з виходу подільника у колі оберненого зв'язку, демодулятора UR і інтегратора вихідного сигналу перетворювача $U3$, генератора тактових імпульсів $G3$, який керує роботою модулятора і демодулятора.

Центральною ланкою системи автоматичного регулювання є перетворювач, на вхід якого модулятор по черзі з частотою 1 Гц подає напругу з виходу подільника і напругу зворотного зв'язку. Якщо ці напруги не однакові, то вихідний сигнал перетворювача міститиме змінну складову з частотою 1 Гц і амплітудою, що дорівнюватиме різниці вхідних напруг. Після демодуляції та інтегрування різниці на виході інтегратора з'явиться керівна постійна напруга, яка змінюватиме амплітуду вихідного сигналу генератора доти, доки різниця напруг не стане рівною нулю. Тоді вихідна напруга калібровача дорівнюватиме:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{оп}} \cdot K / K_{\text{з.з.}}$$

Точність відтворення амплітуди змінної напруги і її стабільність визначаються точністю і стабільністю генератора опорної напруги, подільників опорної напруги і зворотного зв'язку.

5.2. Вимірювальні генератори

Генератором вимірювального сигналу називається засіб вимірювання, призначений для генерації сигналів заданої форми (параметри сигналів відомі із заданою точністю). Сигнали вимірювальних генераторів використовуються як тестові для перевірки режимів роботи вимірювальних та електронних приладів.

За формою вихідних сигналів вимірювальні генератори поділяються на генератори сигналів синусоїдних, імпульсних і спеціальної форми. Вихідна частота може змінюватися плавно або дискретно. Останнім часом широко застосовуються *універсальні* вимірювальні генератори, які генерують як сигнали стандартної (синусоїдна, прямокутна, трикутна тощо), так і сигнали довільної форми, які встановлює користувач.

Діапазон частот генератора визначається коефіцієнтом перекриття, який дорівнює відношенню максимальної частоти до мінімальної. Коефіцієнт перекриття залежить від конструкції коливальних систем, застосованих в генераторі, і від структури генератора. На низьких і високих частотах коливальні системи виконуються як електричні кола із зосередженими параметрами R , L , C . На надвисоких частотах як коливальні системи використовуються відрізки коаксіальних ліній або об'ємні резонатори, параметри яких змінювати досить складно.

Точність встановлення частоти таких генераторів визначається за якістю шкальних пристроїв і механізмів приводів для зміни частоти. Вимірювальні генератори загального застосування оснащуються заздалегідь градуйованими шкалами, і частота генератора вводиться в межі шкали за допомогою елементів налагодження.

Абсолютна похибка встановлення частоти для генераторів, як правило, виражається формулою

$$\Delta = \pm(\delta f + \Delta_a),$$

де δ — відносна мультиплікативна похибка, яка домінує на верхніх частотах, Δ_a — абсолютна адитивна похибка, яка домінує на нижніх частотах.

Стабільність частоти є однією з найважливіших характеристик вимірювальних генераторів. У генераторів з плавною зміною частоти нестабільність виникає внаслідок зміни геометричних розмірів елементів коливальних контурів, електричних параметрів елементів і деталей, напруги живлення, впливу навантаження генератора.

Для підвищення стабільності частоти застосовують низку технологічних, конструктивних і схемотехнічних заходів. Це дає змогу знизити нестабільність генераторів з плавною зміною частоти до $10^{-3} \dots 10^{-4}$. Щоб знизити нестабільність до $10^{-6} \dots 10^{-7}$, застосовують кварцову стабілізацію частоти.

Форма вихідного сигналу підтримується у генераторів синусоїдного сигналу застосуванням глибокого зворотного зв'язку. Отримання і збереження заданої форми імпульсів забезпечується формувальними каскадами і широкосмуговими підсилювачами з лінійними частотними і фазовими характеристиками.

Діапазон зміни вихідного сигналу забезпечується подільниками і атенюаторами. Для дослідження і налагодження високочутливих приладів вихідну напругу генератора необхідно змінювати у діапазоні 100 і більше децибел.

5.2.1. Генератори синусоїдного сигналу

Генератори вимірювальних сигналів синусоїдної форми призначені для роботи у широкому діапазоні частот. До них належать також генератори з періодичною зміною частоти (свіпгенератори) і генератори, частоти яких встановлюються з високою точністю дискретно, — синтезатори частоти. У генераторах високої частоти є можливість амплітудної, а в генераторах ультрависокої і надвисокої частоти — частотної, імпульсної і фазової модуляції.

Генератори сигналів інфранизьких частот призначені для дослідження і налагодження різноманітної вимірювальної, електронної та електроакустичної апаратури, вузлів і систем автоматичного керування, які працюють у інфранизькочастотному діапазоні. Більшість інфранизькочастотних генераторів видає сигнал синусоїдної форми, але у деяких з них передбачена можливість отримання сигналів прямокутної, трикутної і пилкоподібної форм.

За особливостями структури вони поділяються на генератори основної і генератори різницевої частоти.

Генератор основної частоти містить у своєму складі генератор, що задає форму і частоту вихідного сигналу. Генератор, що генерує сигнал у частках герца, виконати простіше не на коливальних контурах, а на електронних пристроях, які моделюють незгасаючий коливальний процес (рис. 5.4).

Структура такого пристрою складається з двох інтеграторів з коефіцієнтами передачі k_1 і k_2 та інвертора для зміни знака напруги, що подається на вхід другого інтегратора. Частота вихідної напруги такого генератора дорівнює $\omega = \sqrt{k_1 k_2}$, тобто залежить від коефіцієнтів передачі інтеграторів, тому, змінюючи коефіцієнти, можна

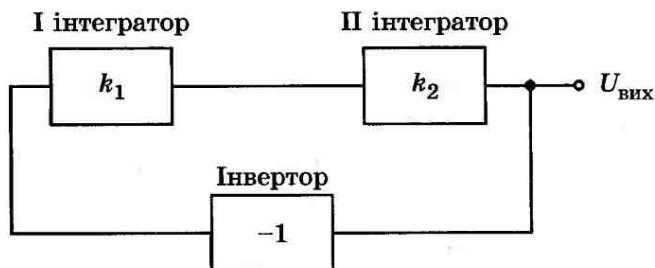


Рис. 5.4

змінювати частоту генератора у широкому діапазоні. На рисунку 5.5, як приклад, наведено інтегратор, коефіцієнт передачі якого $k = \alpha / RC$ можна плавно змінювати за допомогою резистора. Перемикання діапазонів частот здійснюється зміною значень резистора R і конденсатора C , а плавна зміна частоти всередині діапазону здійснюється зміною коефіцієнта α подільника напруги на змінному резисторі.

Генератори різницевої частоти мають у своєму складі два генератори високих частот, перетворювач і фільтр нижніх частот. Один з генераторів генерує сигнал на фіксованій частоті, частоту другого можна плавно змінювати в межах діапазону. Вихідні сигнали обох генераторів надходять на перетворювач частот, на виході якого в результаті перетворення маємо сигнали з різницевою і сумарними частотами. Сигнал із сумарною частотою відфільтровується фільтром нижніх частот, а сигнал з різницевою частотою подається на вихід генератора.

Стабільність частоти вихідного сигналу забезпечується стабільністю частот високочастотних генераторів. Для поліпшення стабільності вихідної частоти необхідно викона-

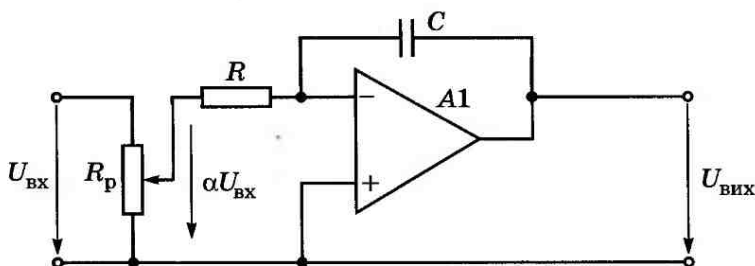


Рис. 5.5

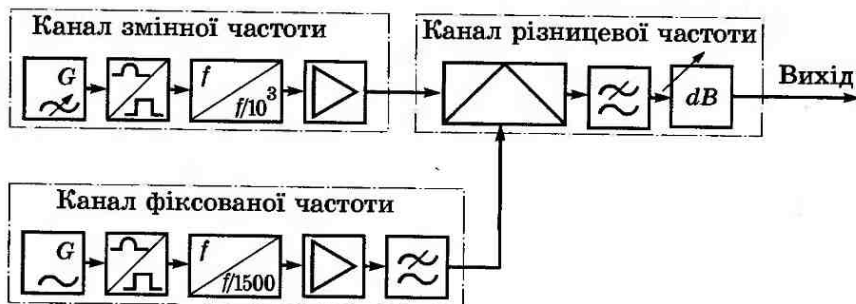


Рис. 5.6

ти обидва генератори якомога ідентичними, тоді відхилення частот обох генераторів під дією зовнішніх чинників будуть однаковими і різницева частота не зміниться.

Генератор різницевої частоти складається з трьох каналів: змінної, фіксованої і різницевої частоти (рис. 5.6).

Канал змінної частоти складається з генератора синусоїдного сигналу з плавною зміною частоти від 280 до 300 кГц, формувача однополярної напруги прямокутної форми тієї самої частоти, подільника частоти у 1000 разів, на виході якого створюється сигнал з частотою від 280 до 300 Гц, підсилювача потужності імпульсів і перетворювача, який працює у ключовому режимі.

Канал фіксованої частоти складається з генератора частоти 450 кГц, формувача імпульсів, подільника частоти у 1500 разів, фільтра нижніх частот, що виділяє першу гармоніку частоти імпульсів 300 Гц, яка надходить на другий вхід перетворювача.

Канал різницевої (вихідної) частоти, яку можна змінювати у межах від 0,01 до 20 Гц, складається з фільтра нижніх частот, що не пропускає сигнали з частотами більшими за 20 Гц, і ступінчастого атенюатора для зміни рівня вихідного сигналу до -110 дБ.

Генератори вимірювальних сигналів низьких частот застосовуються для дослідження і налагодження різноманітних вимірювальних та електронних пристроїв, зняття амплітудних, частотних, модуляційних характеристик вимірювальних перетворювачів, а також для живлення деяких вимірювальних пристроїв (наприклад, мостів змінного струму). Діапазон $20 \dots 20\,000$ Гц вважається *діапазоном звукових частот*, до сотень кілогерців — *діапазоном зву-*

кових і ультразвукових частот, а до 10 МГц — діапазоном відеочастот. Назва відеочастоти набуло поширення у зв'язку з широким застосуванням телевізійних систем, у яких за допомогою генераторів з діапазоном частот до 10 МГц регулюються і налагоджуються канали зображення (відеоканали).

За принципом отримання сигналу генератори поділяються на генератори *основної* і *різницевої* частоти.

За видом коливального контуру генератори поділяються на генератори з індуктивно-ємнісним контуром (*LC*-генератори), активно-ємнісним контуром (*RC*-генератори) та генератори з кварцовими резонаторами.

LC-генератори здебільшого виготовляють фіксованої частоти, оскільки такого типу генератори з плавною зміною частоти у широкому діапазоні виконати складніше, ніж інші види генераторів.

У *RC*-генераторах частота визначається опорними резисторами і ємностями конденсаторів кола зворотного зв'язку.

Генератор основної низької частоти з *RC*-контуром складається з первинного *RC*-генератора, буферного каскаду, підсилювача і вихідного каскаду (рис. 5.7).

Первинний *RC*-генератор є основним блоком і працює у режимі самозбудження. Він побудований на основі підсилювача з широкою смугою частот і рівномірною амплітудно-частотною характеристикою, охопленого додатним частотнозалежним і від'ємним частотнонезалежним зворотними зв'язками (рис. 5.8). Додатний зворотний зв'язок забезпечує генерацію коливань визначеної частоти, а від'ємний — стабілізує роботу генератора у широкому частотному діапазоні. Навантаження впливає на стабільність частоти і амплітуди сигналу генератора, тому для забезпечення необхідного рівня стабільності потрібно обмежувати вихідну потужність первинного генератора. Необхідний рівень потужності вихідного сигналу забезпечується підсилювачем. Для зменшення впливу підсилювача на первинний генератор необхідно мати ви-

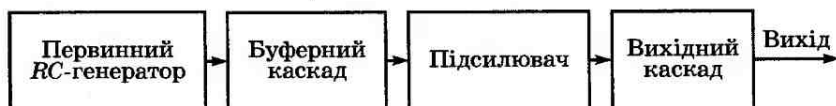


Рис. 5.7

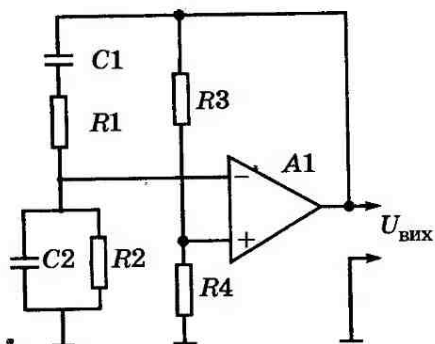


Рис. 5.8

сокий вхідний опір підсилювача або між первинним генератором і підсилювачем поставити буферний каскад. Вихідний каскад призначений для забезпечення потрібного рівня вихідного сигналу та узгодження вихідного опору генератора і опору навантаження.

Зміну частоти у широкому діапазоні, тобто значний коефіцієнт перекриття, складно дістати плавною зміною одного елемента, тому вдаються до поділу діапазону на піддіапазони за допомогою комутації елементів коливального контуру. Проте комутація збільшує нестабільність частоти і амплітуди вихідного сигналу, що є одним з недоліків генераторів основної частоти.

У генераторах різницевої частоти цей недолік усунуто, і весь частотний діапазон перекривається плавною зміною одного елемента. Це дає змогу не тільки збільшити стабільність частоти і амплітуди вихідного сигналу, а й автоматично із заданою швидкістю плавно змінювати частоту для зняття амплітудно-частотних та фазочастотних характеристик різних пристроїв. На рисунку 5.9, як приклад, наведена структура генератора різницевої частоти звукового та ультразвукового діапазону (20...40 000 Гц).

Генератор складається з двох каналів: каналу фіксованої частоти 400 кГц та каналу з плавною зміною частоти у діапазоні 360...400 кГц, який перекривається поворотом ротора конденсатора, причому ємність контуру змінюється лише на 20%. Шкалу ротора проградуєвано в межах від 20 до 40 000 Гц у логарифмічному масштабі. У контурі генератора фіксованої частоти увімкнено конденсатор змінної ємності C_p , за допомо-

гою якого вихідну частоту генератора можна змінювати у будь-якій точці шкали на ± 100 Гц. Сигнали в обох каналах підсилюються і подаються на частотний перетворювач, на виході якого виділяється за допомогою фільтра нижніх частот $Z1$ сигнал різницевої частоти. Цей сигнал підсилюється і подається на вихідний каскад, призначений для забезпечення необхідної вихідної потужності та для узгодження вихідного опору генератора і опору споживача. Для підтримання незмінного рівня вихідного сигналу у каналі фіксованої частоти застосовано автоматичне регулювання підсилення (АРП). Змінювати частоту генератора можна як вручну, так і автоматично за допомогою пристрою автоматики і комутації, двигуна та редуктора, з'єднаного з віссю конденсатора.

Генератори з кварцовими резонаторами частоти застосовують для налагодження апаратури з високими вимогами до стабільності частоти, наприклад сучасні пристрої телекомунікації, радіоелектроніки тощо. У цих генераторах високу стабільність частоти в одній точці частотного діапазону забезпечує кварцовий резонатор. Щоб забезпечити стабілізацію частоти в широкому діапазоні, застосовують множення, ділення і змішування частот кварцового

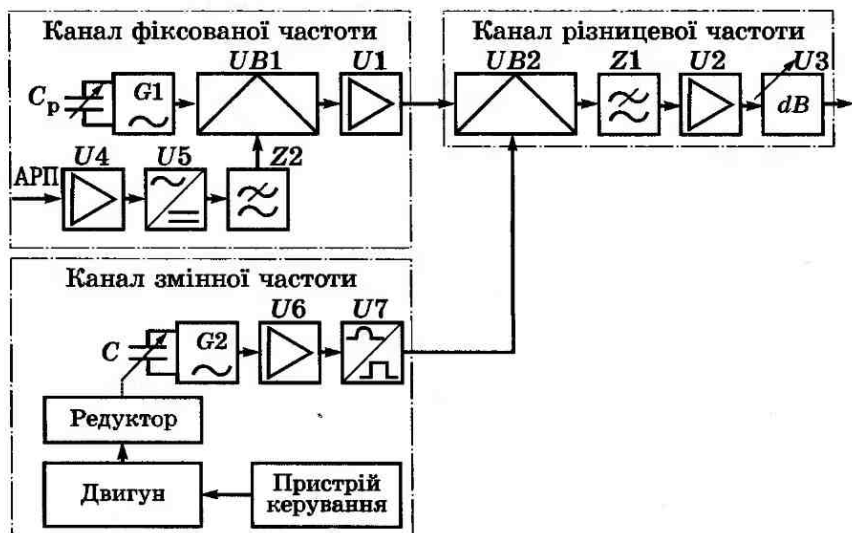


Рис. 5.9

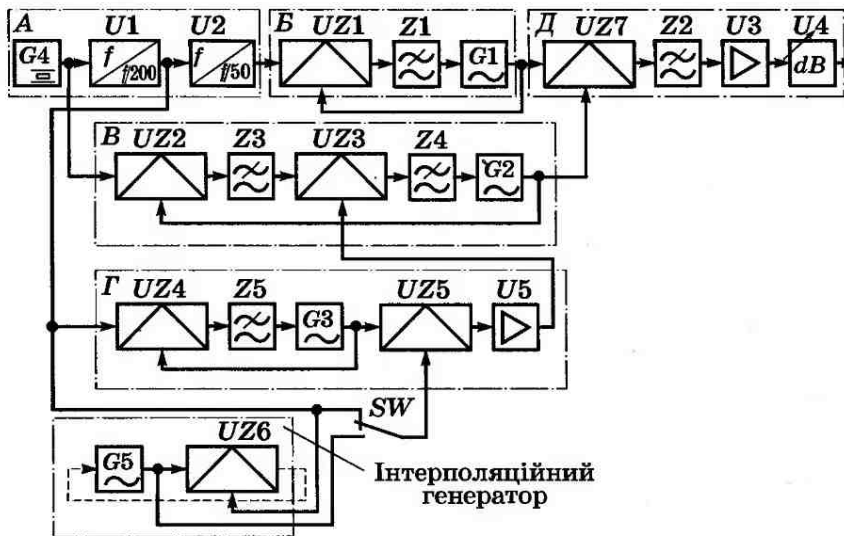


Рис. 5.10

резонатора, в результаті чого дістають низку дискретних частот діапазону. Плавне перекриття між сусідніми дискретними частотами досягається інтерполяцією. Для цього дискретні частоти стабільного кварцового генератора і частоту інтерполяційного генератора, яку можна плавно змінювати, подають на перетворювач частоти, на виході якого після відповідної фільтрації отримують сумарну і різницеву частоти двох генераторів.

На рисунку 5.10, як приклад, наведена структура генератора з кварцовою стабілізацією частоти, на виході якого створюється сигнал синусоїдної форми в діапазоні частот 1 кГц...2 МГц дискретно через 1 кГц. Між двома сусідніми значеннями дискретних частот за допомогою інтерполяційного генератора $G5$ можна плавно змінювати частоту в межах ± 500 Гц. Генератор складається з таких пристроїв: *A* — блока опорних частот; *B* — блока гетеродина $G1$ з імпульсно-фазовим підстроюванням частоти в діапазоні 7,7...9,7 МГц; *B* — блока гетеродина $G2$ з імпульсно-фазовим підстроюванням частоти в діапазоні 9,7...9,75 МГц; *Г* — блока гетеродина $G3$ з імпульсно-фазовим підстроюванням частоти в діапазоні 200...250 кГц, сигнал якого використовується як опорний для фазового підстроювання частоти гетеродина $G2$;

Д — вихідного блоку. Для плавної зміни частоти до складу приладу входить інтерполяційний генератор, який генерує сигнал з частотою $50 \text{ кГц} \pm 500 \text{ Гц}$. Центральна частота інтерполяційного генератора перевіряється з частотою 50 кГц за допомогою спеціального індикатора *UZ6* нульової різницевої частоти. Сигнал з частотою 50 кГц надходить через подільник частоти *U1* від опорного генератора.

Вихідні частоти утворюються в результаті змішування сигналів гетеродинів *G1* і *G2* в частотному перетворювачі *UZ7* і виділення різницевої частоти фільтром нижніх частот *Z2* (ФНЧ). Гетеродин *G1* синхронізується імпульсами з частотою 50 кГц , які надходять через подільник частоти *U2* від опорного генератора з кварцовою стабілізацією частоти 10 МГц .

Гетеродин *G2* також синхронізується сигналом опорного генератора, але через гетеродин *G3*, який, у свою чергу, синхронізується імпульсами з частотою 1 кГц з виходу подільника частоти *U1*. Опорний сигнал для фазового підстроювання частоти гетеродина *G2* знімається з перетворювача частоти *UZ5* через резонансний підсилювач *U5*. У перетворювачі *UZ5* додаються частоти гетеродина *G3* та інтерполяційного генератора.

Таким чином, всі генератори стабілізуються за частотою сигналом опорного генератора з кварцовим резонатором. Це забезпечує високі метрологічні характеристики. Відносна похибка дискретних значень частоти не перевищує $\pm 10^{-5}$.

Генератори синусоїдних сигналів високих частот призначені для створення синусоїдних або модульованих синусоїдних сигналів, параметри яких — частота, амплітуда та коефіцієнт модуляції — відомі із заздалегідь встановленою точністю і з можливістю їх зміни в заданих межах. Такі генератори призначені для налагодження та випробування радіоприймачів, підсилювачів, телевізійних пристроїв, ліній зв'язку та інших радіотехнічних пристроїв. Генератори сигналів високих частот працюють в діапазоні $50 \text{ кГц} \dots 50 \text{ МГц}$, тобто перекривають діапазон довгих, середніх та коротких хвиль. Коливальні контури виконуються на основі елементів із зосередженими параметрами. Щоб забезпечити перекриття всього діапазону, його поділяють на кілька піддіапазонів, коефіцієнт перекриття кожного з яких не перевищує двох одиниць.

5.2.2. Генератори імпульсних сигналів

Імпульсні сигнали вимірювальної інформації широко застосовуються в радіоелектроніці, телекомунікаційній, обчислювальній та вимірювальній техніці.

У радіоелектронній апаратурі, електронних та вимірювальних пристроях для налагодження, перевірки та контролю імпульсних пристроїв і вузлів а також для зняття перехідних характеристик різноманітних пристроїв використовуються генератори, вихідні сигнали яких мають форму прямокутних, трикутних, пилкоподібних імпульсів або імпульсів спеціальної форми.

Імпульси характеризуються такими основними параметрами: *полярністю, тривалістю τ , амплітудою A , періодом T або оберненою величиною (частотою) $f=1/T$, тривалістю фронту τ_{ϕ} , тривалістю спаду τ_c , нерівномірністю вершини δ , викидом на вершині b_1 , викидом у паузі b_2* (рис. 5.11).

За кількістю каналів генератори поділяються на *одноканальні* і *багатоканальні*.

За характером послідовності імпульсів розрізняють генератори неперервної послідовності імпульсів з однаковими параметрами і генератори серій імпульсів, кожна з яких складається з фіксованої кількості імпульсів.

За точністю генератори поділяються на класи точності від 0,01 до 10.

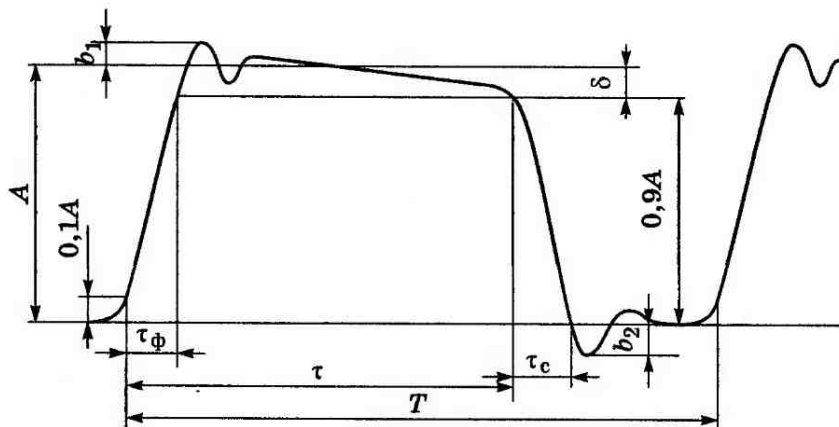


Рис. 5.11

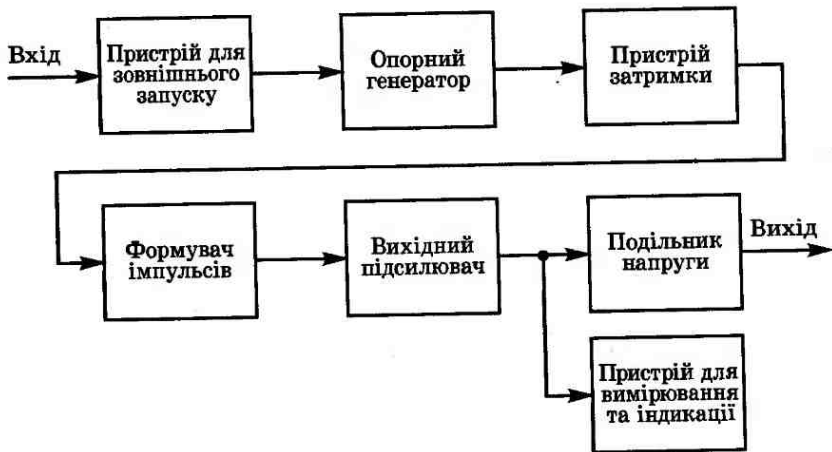


Рис. 5.12

Узагальнена структура генератора імпульсів наведена на рисунку 5.12.

Опорний генератор призначений для збудження коливань із заданою частотою і амплітудою. Частоту генератора можна встановити із заданою точністю за допомогою органів керування приладу. Опорний генератор має два режими роботи: неперервний, або автоколивальний, і режим очікування, в якому генератор збуджується і формує імпульс на виході в разі дії на його вхід зовнішнього синхроімпульсу.

Пристрій затримки призначений для затримування сформованого імпульсу відносно зовнішнього (імпульсу запускання). Режим затримки дуже зручний для спостереження і вимірювання параметрів багатьох пристроїв і сигналів.

Формування імпульсів заданої форми і тривалості здійснюється за допомогою формувача.

Вихідний підсилювач має широку смугу частот і підсилює сформований імпульс до заданої амплітуди і тривалості. За допомогою вихідного підсилювача можна змінювати полярність імпульсу.

Подільник напруги, або аттенюатор, призначений для узгодження вихідного опору генератора з опором навантаження, а також для регулювання амплітуди імпульсів.

5.2.3. Універсальні генератори

Розглянуті вище генератори синусоїдного сигналу та імпульсні генератори призначені для вимірювання та контролю невеликої кількості параметрів. Донедавна такі генератори задовольняли вимоги, які ставилися рівнем розвитку промисловості. Останнім часом, у зв'язку з бурхливим розвитком техніки, впровадженням новітніх технологій різко зросли вимоги до точності, динамічного і частотного діапазону, функціональних можливостей генераторів сигналу.

Застосування сучасних аналогових та цифрових мікросхем високого ступеня інтеграції, мікропроцесорів дає можливість створити генератори сигналів, які б задовольняли зростаючі вимоги. Сучасні *універсальні генератори* сигналів створюють в основному за структурою функціональних генераторів і синтезаторів сигналів.

Функціональні генератори базуються на принципі формування імпульсу за допомогою заряду і розряду конденсатора від стабільного джерела струму.

У *синтезаторах* вихідний сигнал формується за рахунок перетворення сигналу опорного кварцового генератора. Перетворення сигналу здійснюється за допомогою подільників частоти, перемножувачів частоти, частотних перетворювачів (модуляторів). Комбінуючи вихідні сигнали таких перетворювачів, можна синтезувати сигнал з частотою в окремих точках широкого частотного діапазону з дискретністю до часток герца.

Сучасні універсальні генератори сигналів — це складні вимірювальні комплекси, до складу яких входять аналогові і цифрові мікросхеми високого рівня інтеграції, мікропроцесори, засоби відображення інформації.

Зокрема, застосування мікропроцесорів допомагає створювати генератори сигналів з великою кількістю режимів роботи і видів сигналів, високими метрологічними характеристиками та забезпечує оперативне введення і відображення інформації, керування параметрами сигналів і режимами роботи за заданою програмою, самодіагностику приладу.

Вимірювальний генератор з мікропроцесорним керуванням не має традиційних органів керування і установки параметрів, а введення і відображення інформації здійснюється за допомогою алфавітно-цифрового дисплея та

клавіатури. Введення параметрів, програм і даних здійснюється в діалоговому режимі. При цьому висвічується назва вибраного параметра, після чого оператор за допомогою клавіатури набирає його значення.

Генератор генерує сигнал основних форм: синусоїдної, прямокутної, трикутної, пилкоподібної. Крім цих основних, сучасні генератори можуть генерувати сигнал довільної форми, яка задається оператором. Для цього передбачена пам'ять, в яку заносяться ординати бажаної форми сигналу.

Сучасні генератори генерують сигнал в частотному діапазоні від мікрогерців до сотень мегагерців. У них передбачено режим періодичної зміни частоти сигналу у часі за лінійним та логарифмічним законом. Зміна частоти здійснюється програмно за допомогою електронних засобів. Крім того, забезпечене програмне керування границями зміни частоти, періодом, швидкістю. У деяких моделях генераторів можлива ступінчаста зміна частоти.

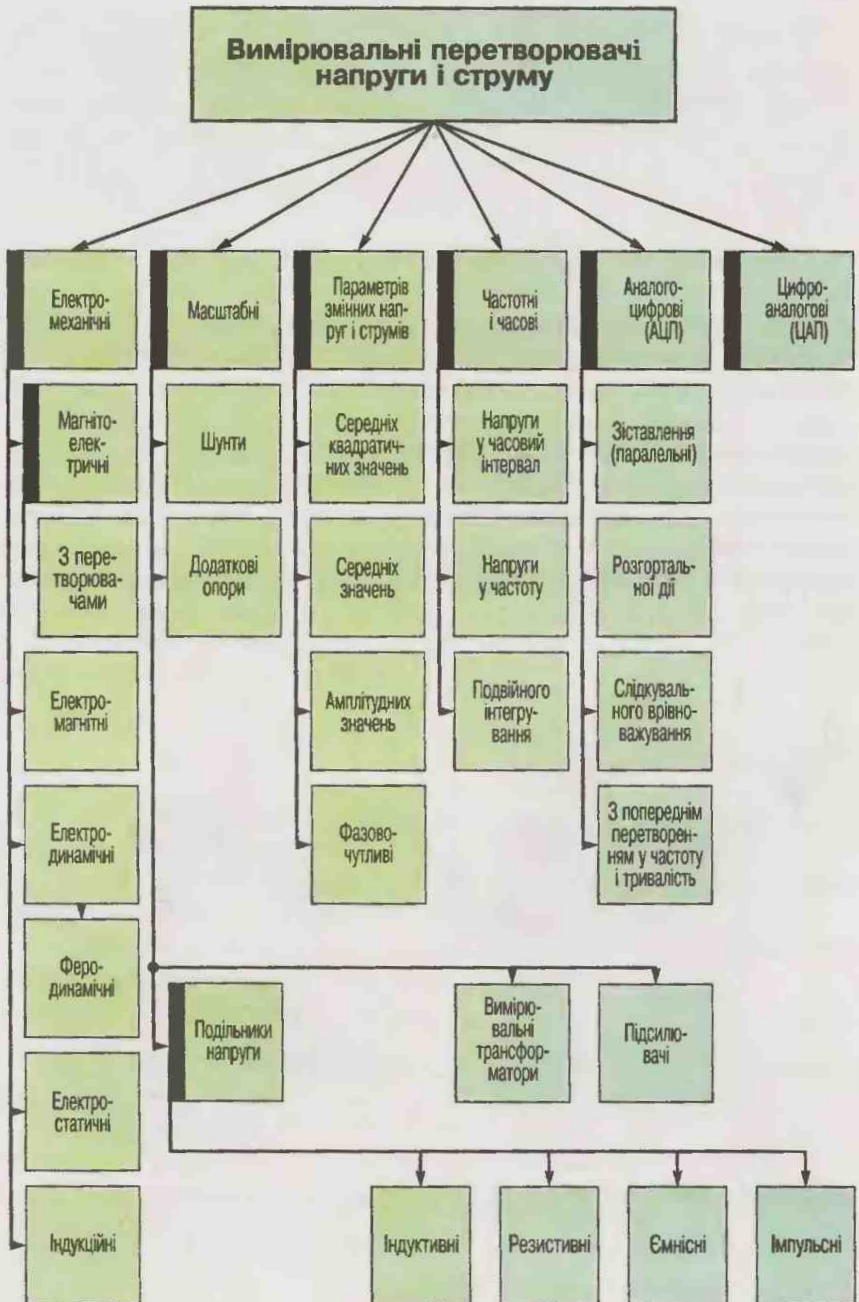
У більшості сучасних універсальних генераторів передбачається режим модуляції сигналу: амплітудної, частотної, фазової тощо. Вбудований мікропроцесор дає змогу програмно керувати режимами і параметрами модуляції.

Крім генерації неперервного періодичного сигналу необхідної форми, у багатьох моделях сучасних генераторів сигналу є режим генерації одиноких імпульсів заданої форми або заданої кількості однакових імпульсів. Момент генерації сигналу задається програмно поданням спеціального синхроімпульсу.

5.3. Вимірювальні перетворювачі струму і напруги

Струми і напруги потрібно вимірювати у дуже широкому діапазоні. Вимірювальні прилади не здатні перекрити цей діапазон. Для розширення діапазону вимірювання застосовують *вимірювальні перетворювачі*. Вимірювальний прилад, що має у своєму складі вимірювальний перетворювач, перекриває динамічний діапазон у десятки, сотні і навіть тисячі разів більший, ніж вимірювальний прилад без вимірювального перетворювача.

Вимірювальні перетворювачі струму і напруги класифіковано за такою схемою:



5.3.1. Електромеханічні вимірювальні перетворювачі

В *електромеханічних перетворювачах* вимірювана величина (найчастіше напруга чи струм) перетворюється в кутове переміщення рухомої частини приладу. Електромеханічні перетворювачі поділяються за принципом дії на такі групи: магнітоелектричні; електромагнітні; електродинамічні (і феродинамічні); електростатичні; індукційні.

Перетворювачі *магнітоелектричної системи* застосовують для вимірювання постійних струмів і напруг (амперметри та вольтметри), опорів (омметри), заряду (гальванометри і кулонметри). Магнітоелектричні перетворювачі розрізняють за таким принципом: із зовнішнім магнітом (рис. 5.13, а) і магнітом всередині рамки (рис. 5.13, б).

Основними частинами магнітоелектричного приладу є: нерухомий постійний магніт 1 для створення в зазорі однорідного магнітного поля; котушка 2, що може обертатися навколо осі; спіральні пружини 3, призначені для створення моменту протидії та для забезпечення електричного контакту між рухомою котушкою та нерухомою

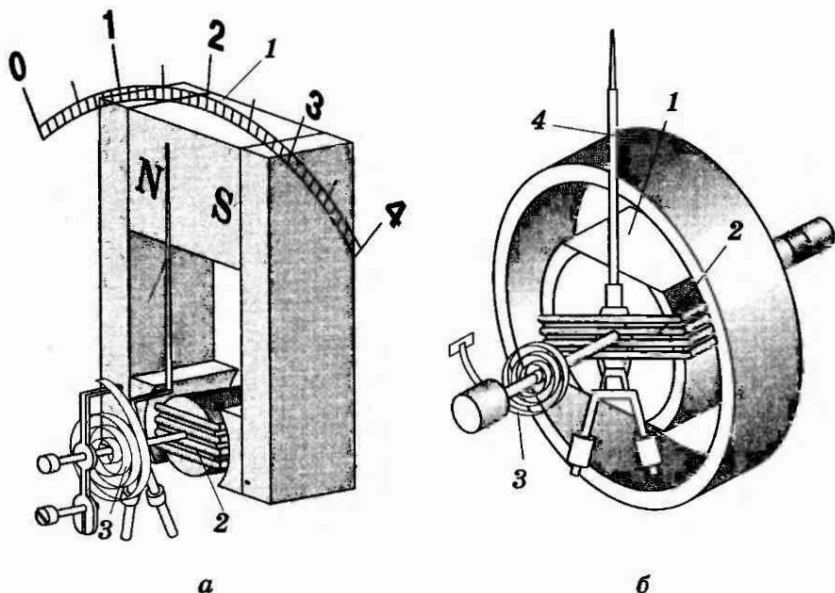


Рис. 5.13

вимірювальною схемою; стрілка 4, яка жорстко зв'язана з рухомою котушкою, та шкала з нанесеними поділками і цифрами.

Принцип дії приладів магнітоелектричної системи ґрунтується на взаємодії магнітного поля постійного магніту зі струмами у провідниках обмотки рухомої котушки. Згідно із законом Ампера на кожен провідник обмотки довжиною l зі струмом I , що знаходиться в магнітному полі з індукцією B , діє сила, яка визначається за формулою

$$F = B \cdot I \cdot l \cdot \sin \alpha, \quad (5.1)$$

де α — кут між напрямом струму I та індукції B . Прилади магнітоелектричної системи сконструйовані так, що магнітне поле спрямоване радіально до осі обертання, і тому $\alpha = 90^\circ$.

Кожен виток рухомої котушки складається з двох провідників з протилежним напрямом струму, тобто на кожен виток діє пара сил однакового значення з протилежними напрямками, які створюють обертальний момент відносно осі: $M_e = F \cdot D$, де D — відстань між протилежними сторонами рамки.

Обертальний момент, що діє на котушку, — це сумарний момент усіх її витків:

$$M = \sum_{n=1}^N M = N \cdot M_B = N \cdot D \cdot l \cdot B \cdot I = c \cdot I, \quad (5.2)$$

де c — конструктивна стала, N — кількість витків, M_B — момент одного витка.

Таким чином, момент, що діє на рухому котушку, прямо пропорційний струму в провідниках котушки.

Спиральні пружини створюють момент протидії, що прямо пропорційний куту повороту рамки:

$$M_{\text{пр}} = k \cdot \alpha. \quad (5.3)$$

Стрілка зупиняється тоді, коли моменти врівноважуються, тобто

$$\begin{aligned} M &= M_{\text{пр}}, \\ c \cdot I &= k \cdot \alpha. \end{aligned} \quad (5.4)$$

Кут відхилення стрілки α прямо пропорційний вимірюваному струму:

$$\alpha = \frac{c}{k} \cdot I. \quad (5.5)$$

Шкалу проградувано у значеннях вимірюваної величини і тому результат вимірювання визначають за показами стрілки.

Вимірювальні прилади магнітоелектричної системи мають лінійну шкалу, високу чутливість, мало споживають енергії, стійкі до дії зовнішніх магнітних полів.

До недоліків цих приладів належить мала здатність до перевантажень, а також те, що приладами цієї системи можна виконувати вимірювання *тільки у колах постійного струму*.

Магнітоелектричні прилади з перетворювачем. Як уже зазначалося, магнітоелектричні прилади мають високу точність, чутливість і незначне споживання енергії, але вони непридатні для безпосереднього використання у колах змінного струму. Для усунення цього недоліку їх використовують разом з додатковими вимірювальними перетворювачами змінного струму в постійний. На практиці здебільшого використовуються випрямні та термоелектричні перетворювачі.

Випрямні прилади складаються з випрямного вимірювального перетворювача змінного струму в постійний і магнітоелектричного приладу. Випрямні перетворювачі можуть бути однопівперіодні та двопівперіодні.

Принцип дії випрямних перетворювачів ґрунтується на односторонній провідності напівпровідникового діода, завдяки чому змінний струм перетворюється в пульсуючий струм однієї полярності.

Недоліком випрямних приладів є нелінійність вольт-амперної характеристики діодів, нестабільність цієї характеристики у часі та залежність її від температури і частоти.

На основі магнітоелектричного приладу з випрямними перетворювачами донедавна випускалися малогабаритні багатофункціональні електромеханічні прилади (тестери), які широко застосовувалися на практиці. Значна кількість таких приладів знаходиться в експлуатації і дотепер. Останнім часом такі прилади витісняються аналогічними за функціями, але більш точними і з більшими функціональними можливостями, цифровими тестерами кишенькового формату.

Прилади **електромагнітної системи** застосовуються для вимірювання постійних і змінних струмів і напруг, а також для вимірювання частоти і кута зсуву фаз у колах змінного струму.

Електромагнітний прилад (рис. 5.14) складається: з котушки 1 із щілиноподібним отвором; феромагнітного осердя 2, несиметрично закріпленого на осі; стрілки 3, прикріпленої до осі; спіральної пружини 4, яка створює момент протидії.

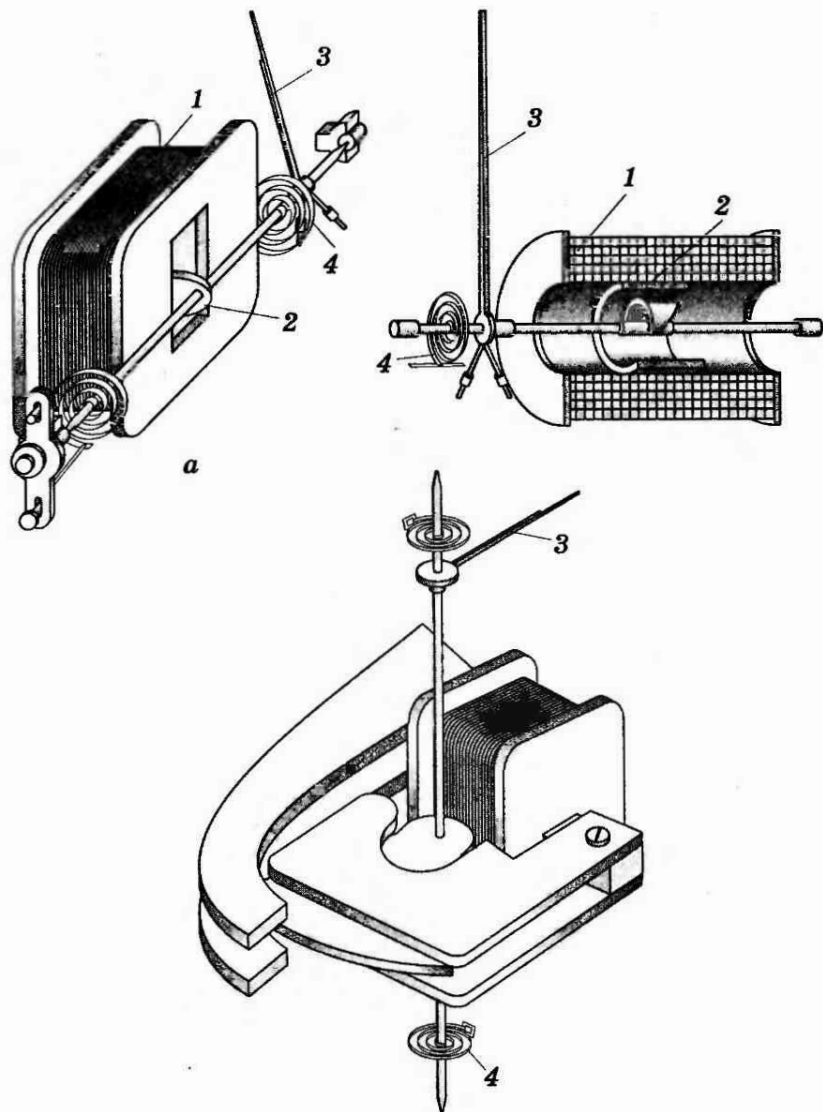


Рис. 5.14

Дія електромагнітного приладу ґрунтується на взаємодії магнітного поля котушки з рухомим феромагнітним осердям.

Внаслідок цієї взаємодії осердя втягується в котушку і рухома вісь повертається на деякий кут під дією обертального моменту, який пропорційний квадрату струму:

$$M = k_M I^2. \quad (5.6)$$

Момент протидії пружини прямо пропорційний куту повороту осі, на якій закріплена стрілка і осердя

$$M_{\text{пр}} = k_{\text{пр}} \cdot \alpha. \quad (5.7)$$

Стрілка зупиняється, коли моменти врівноважуються: $M = M_{\text{пр}}$. Тоді кут повороту, на який відхилилася стрілка,

$$\alpha = \frac{k_M}{k_{\text{пр}}} I^2 \quad (5.8)$$

пропорційний квадрату струму, і тому шкала електромагнітних приладів нерівномірна.

У амперметрів електромагнітної системи котушка виготовляється з невеликою кількістю витків проводу, що має великий поперечний переріз (для зменшення опору котушки).

У вольтметрів, навпаки, котушка виготовляється з тонкого проводу 0,08...0,1 мм і має велику кількість витків (2000...10000).

До переваг електромагнітних приладів належать їхня простота, дешевизна, надійність, здатність витримувати короткочасні навантаження, а також *придатність для вимірювання в колах змінного й постійного струму*.

Недоліками приладів електромагнітної системи є порівняно низька точність, нерівномірність шкали, досить велика споживана потужність, залежність показів від частоти та впливу зовнішніх магнітних полів.

Електродинамічні та феродинамічні перетворювачі і прилади електродинамічної системи, побудовані на їх основі, застосовують для вимірювання потужності, струму, напруги у колах постійного та змінного струмів. Крім того, у колах змінного струму електродинамічні прилади застосовують як частотоміри та фазометри.

Електродинамічний прилад складається з таких основних частин (рис.5.15, а): нерухомої котушки 1, яку

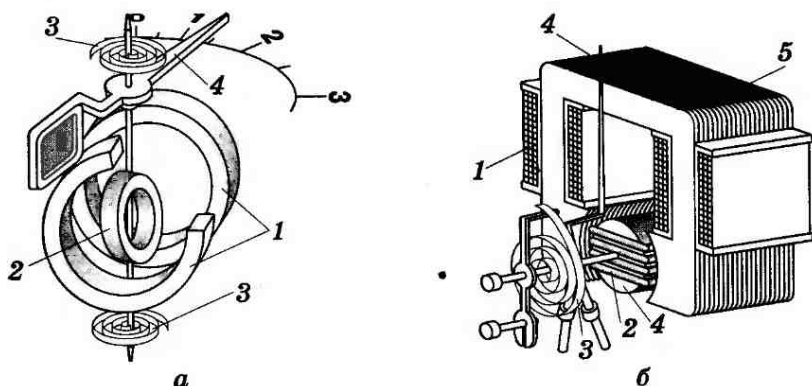


Рис. 5.15

вмикають, як правило, послідовно зі споживачем; рухомої котушки 2, закріпленої на осі, яку вмикають паралельно споживачеві; спіральних пружин 3, які створюють момент протидії і за допомогою яких струм подається у рухоми котушку; стрілки 4, жорстко скріпленої з рухомою котушкою, та шкали з нанесеними поділками і цифрами.

Принцип дії приладів електродинамічної системи ґрунтується на взаємодії провідників зі струмом I_1 рухомої котушки з магнітним полем, створеним струмом I_2 у нерухомій котушці.

Ця взаємодія характеризується обертальним моментом, який визначається за формулою

$$M = k_M \cdot I_1 I_2 \cos(\psi_{I1} - \psi_{I2}), \quad (5.9)$$

де k_M — конструктивна стала приладу.

Феродинамічний прилад (рис.5.15, б) відрізняється від електродинамічного лише тим, що його нерухомі котушки мають магнітопровід 5 з магнітном'якого матеріалу.

Електродинамічні прилади застосовують найчастіше як ватметри для вимірювання потужності у колах як постійного, так і змінного струмів. У такому разі нерухома котушка вмикається послідовно зі споживачем, а рухома — паралельно.

Послідовно з рухомою котушкою вмикається додатковий опір $R_{\text{дод}}$ для зменшення власного споживання енергії і підвищення точності. Струм у рухомій котушці I_U , згідно із

законом Ома, прямо пропорційний напрузі на споживачеві U :

$$I_U = \frac{U}{R_U + R_{\text{дод}}} = k_U \cdot U,$$

де R_U , $R_{\text{дод}}$ — опори рухомої котушки і додаткового резистора.

Обертальний момент електродинамічного ватметра $M = k_M \cdot k_U \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi = k_M \cdot k_U \cdot P$ прямо пропорційний активній потужності, тому шкала електродинамічних ватметрів рівномірна.

В електродинамічних та феродинамічних амперметрах нерухому і рухому котушки з'єднують послідовно.

У такому випадку через котушки протікає один і той же струм $I_1 = I_2 = I$; $\cos(\varphi_{I1} - \varphi_{I2}) = 1$ і обертальний момент пропорційний квадрату струму: $M = k_M \cdot I^2$.

В електродинамічних вольтметрах послідовно з'єднують нерухому і рухому котушки, а також додатковий резистор. Струм у такому послідовному з'єднанні

$$I_V = \frac{U}{R_n + R_p + R_{\text{дод}}} = k_V \cdot U.$$

Обертальний момент пропорційний квадрату напруги

$$M = k_M \cdot k_V \cdot U^2.$$

Електродинамічні прилади придатні для роботи як в колах постійного, так і змінного струму. У колах змінного струму електродинамічні прилади мають найвищу точність порівняно з іншими електромеханічними приладами. Проте на роботу електродинамічних приладів сильно впливають зовнішні магнітні поля.

Прилади електростатичної системи застосовуються головним чином як вольтметри для вимірювання напруг у колах постійного та змінного струму.

Вольтметр електростатичної системи складається з таких основних частин (рис.5.16): системи нерухомих електродів 1; системи рухомих електродів 2; спіральної пружини 3 для створення моменту протидії та для підведення напруги до рухомих електродів; стрілки 4, закріпленої на осі разом із системою рухомих електродів.

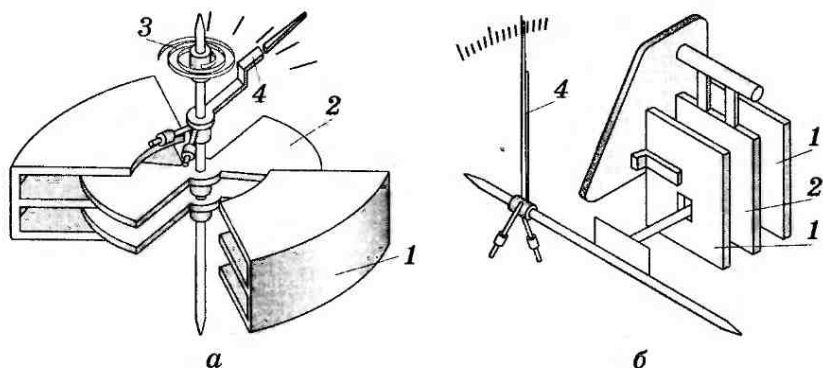


Рис. 5.16

Якщо до рухомих електродів підвести потенціал одного знака, а до нерухомих — іншого, то електроди матимуть заряди протилежних знаків і притягуватимуться один до одного з силою, яка пропорційна заряду електродів:

$$F = k_q \cdot q_1 \cdot q_2. \quad (5.10)$$

Оскільки заряд прямо пропорційний напрузі, то

$$q = C \cdot U, \quad (5.11)$$

де C — ємність між електродами. Сила взаємодії, а також обертальний момент будуть прямо пропорційні квадрату прикладеної до електродів напруги:

$$F = k_U \cdot U^2; \quad M = k_M \cdot U^2. \quad (5.12)$$

Позитивними якостями приладів електростатичної системи є:

здатність вимірювати великі напруги безпосередньо без додаткових пристроїв;

придатність для вимірювання як постійних, так і змінних напруг;

незначна потужність, яку споживають прилади;

широкий частотний діапазон вимірювання.

Недоліками цих приладів слід вважати низьку точність та чутливість, а також сильний вплив зовнішніх чинників (вологості, електричних полів).

Індукційні прилади застосовуються здебільшого як лічильники електричної енергії.

Індукційний лічильник електричної енергії (рис. 5.17) складається з електромагніту 1 з обмоткою, по якій про-

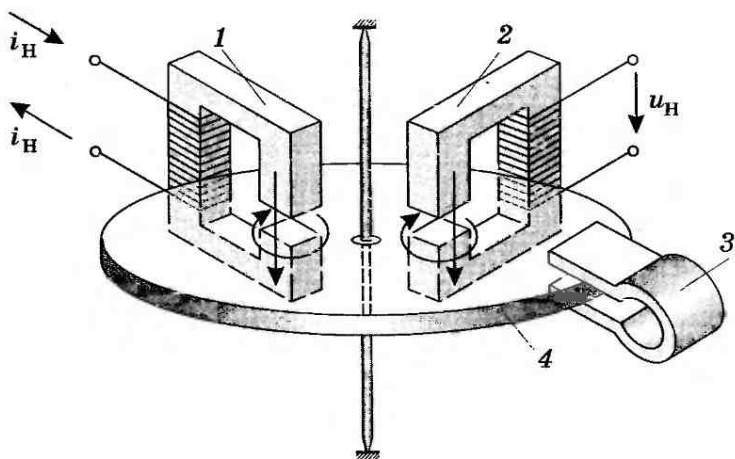


Рис. 5.17

ходить струм споживача (обмотка струму); електромагніту 2 з обмоткою, яка увімкнена паралельно споживачеві (обмотка напруги); постійного магніту 3, призначеного для створення гальмівного моменту; легкого алюмінієвого диску 4, який вільно обертається на осі; механічного редуктора для зменшення частоти обертання диска в задане число разів та механізму відліку.

Принцип дії індукційного лічильника електричної енергії ґрунтується на взаємодії магнітних полів, електромагнітів зі струмами, наведеними за законом електромагнітної індукції в алюмінієвому диску.

В результаті такої взаємодії до диска прикладено обертальний момент, значення якого пропорційне активній потужності споживача:

$$M = k_M \cdot U \cdot I = k_M \cdot P, \quad (5.13)$$

де k_M — коефіцієнт пропорційності.

На диск діє також гальмівний момент, який виникає від взаємодії струмів, наведених в диску, з магнітним полем постійного магніту. Значення гальмівного моменту прямо пропорційне частоті обертання диска:

$$M_{\text{пр}} = k_{\text{пр}} \cdot n, \quad (5.14)$$

де $k_{\text{пр}}$ — коефіцієнт пропорційності.

Коли настане рівновага моментів, тобто

$$M = M_{\text{пр}}, \quad (5.15)$$

частота обертання диска буде прямо пропорційна активній потужності споживання:

$$n = \frac{k_M}{k_{\text{пр}}} \cdot P. \quad (5.16)$$

Кількість обертів N за проміжок часу Δt буде прямо пропорційна електричній енергії W , яку споживає споживач за час Δt :

$$W = k_W \cdot N. \quad (5.17)$$

Крім *однофазних лічильників*, випускаються також *трифазні лічильники* для вимірювання витрат електричної енергії в трифазних енергетичних системах.

До переваг електромеханічних лічильників енергії слід віднести їх простоту, здатність до перевантажень, а також здатність зберігати покази під час вимикання живлення.

Недоліками індукційних лічильників є невисока точність, залежність показів від температури та частоти. Останнім часом інтенсивно розробляються і впроваджуються електронні та цифрові лічильники енергії.

5.3.2. Масштабні вимірювальні перетворювачі струму і напруги

Застосування *вимірювальних перетворювачів роду фізичної величини* дає змогу зробити вимірювальний прилад багатофункціональним. Наприклад, застосувавши вимірювальний перетворювач середніх квадратичних значень, вимірювальний прилад можна зробити придатним для вимірювання як постійних, так і змінних струмів і напруг. Застосувавши вимірювальний перетворювач опору в напругу та шунт, можна зробити вольтметр універсальним і придатним для вимірювання не тільки напруги, а й струму і опору. Цей прийом широко й успішно застосовують для створення цифрових універсальних вольтметрів.

Сучасні універсальні цифрові вольтметри — це складні багатофункціональні вимірювальні комплекси, здатні вимірювати цілу низку фізичних величин. Водночас застосування сучасних цифрових і аналогових мікросхем і мікропроцесорів допомагає зробити ці прилади малогабаритними з живленням від гальванічних елементів.

Шунти. Щоб розширити діапазон вимірювання струмів амперметрами для більших струмів, застосовуються шунти.

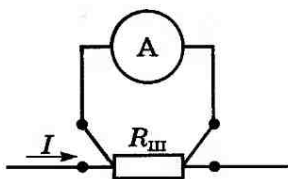


Рис. 5.18

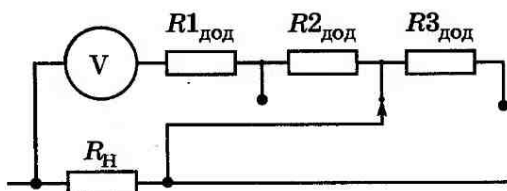


Рис. 5.19

Шунт — це низькоомний високостабільний резистор (рис.5.18), який вмикається паралельно амперметру. З точки зору метрології, *шунт* — це вимірювальний масштабний перетворювач струму. Для зменшення похибки, зумовленої впливом температури, шунт виготовляється з манганіну, який має незначний температурний коефіцієнт опору.

Опір шунта $R_{ш}$ розраховується за заданим коефіцієнтом масштабного перетворення струму $k_I = I/I_A$ і відомим опором амперметра R_A за формулою

$$R_{ш} = \frac{R_A}{k - 1}. \quad (5.18)$$

Приклад. Розрахувати опір шунта для розширення діапазону вимірювання струму до 100 А амперметром, опір якого $R_A = 0,1 \text{ Ом}$, а діапазон вимірювання 0...5 А. Коефіцієнт масштабного перетворення струму $k_I = 100 \text{ А} / 5 \text{ А} = 20$. Опір шунта

$$R_{ш} = \frac{R_A}{k - 1} = \frac{0,1 \text{ Ом}}{20 - 1} = 0,005262 \text{ Ом}. \quad (5.19)$$

Додаткові опори. Розширення діапазону вимірювання напруг вольтметром для більших напруг реалізується за допомогою *додаткових* високоомних і високостабільних *резисторів*, які вмикаються послідовно з вольтметром (рис.5.19). Додаткові резистори виготовляються з манганіну, який має малий температурний коефіцієнт опору, щоб зменшити температурну похибку вимірювання. *Додатковий опір* є вимірювальним масштабним перетворювачем вхідної напруги U_x у вихідну напругу U_V , яку вимірює вольтметр. Масштабний коефіцієнт перетворення k_U визначається співвідношенням

$$k_U = \frac{U_V}{U_x}. \quad (5.20)$$

Опір додаткового резистора $R_{\text{доп}}$ розраховується відповідно до заданого коефіцієнту перетворення k_U і відомого опору вольтметра R_V за формулою

$$R_{\text{доп}} = R_V \cdot \frac{1 - k_U}{k_U}. \quad (5.21)$$

Приклад. Розрахувати опір додаткового резистора для розширення діапазону вимірювання напруги до 1000 В вольтметром, опір якого $R_V = 20000$ Ом, а діапазон вимірювання 0...75 В. Коефіцієнт масштабного перетворення напруги

$$K_U = \frac{U_V}{U_x} = \frac{75}{1000\text{В}} = 0,075.$$

Опір додаткового резистора

$$R_{\text{доп}} = R_V \cdot \frac{1 - k_U}{k_U} = 20000 \cdot \frac{1 - 0,075}{0,075} = 246667 \text{ Ом.}$$

Подільники напруги. *Резистивні подільники напруги* — це вимірювальні перетворювачі, які зменшують напругу у задану кількість разів. Основною метрологічною характеристикою подільників напруги є коефіцієнт ділення K , який дорівнює відношенню вхідної напруги $U_{\text{вх}}$ до вихідної $U_{\text{вих}}$, тобто $K = U_{\text{вх}}/U_{\text{вих}}$. Резистивні подільники напруги відтворюють одне значення коефіцієнта ділення (рис. 5.20) або кілька значень (рис. 5.21).

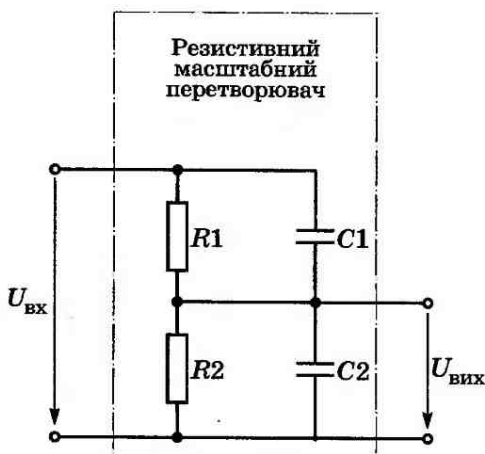


Рис. 5.20

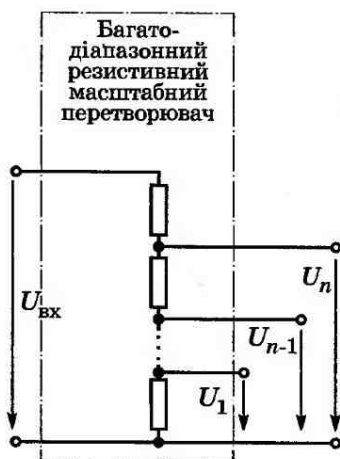


Рис. 5.21

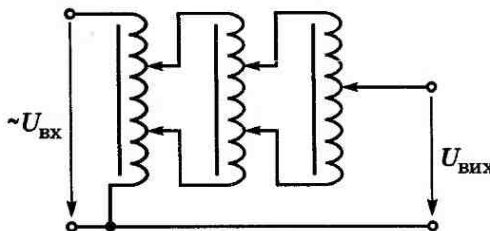


Рис. 5.22

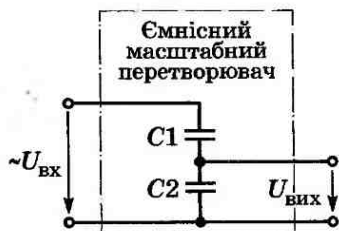


Рис. 5.23

На високих частотах починає проявлятися індуктивність резисторів подільника. Для зменшення залежності коефіцієнта ділення подільника напруги від частоти, паралельно резисторам подільника вмикають конденсатори з таким розрахунком, щоб стали часу $\tau_1 = R_1 \cdot C_1$ і $\tau_2 = R_2 \cdot C_2$ були однаковими: $\tau_1 = \tau_2$; $R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2$.

Індуктивні подільники змінної напруги виконуються на тороїдальних магнітопроводах з високою магнітною проникністю, на які навиваються обмотки (рис. 5.22). Обмотки можуть вмикатися за трансформаторною або автотрансформаторною схемами. Індуктивні подільники можуть з'єднуватися каскадно. Витки обмоток перемикають відповідно до розрядів десяткового коду, тоді вихідна напруга такого тридекадного індуктивного подільника змінної напруги дорівнює:

$$U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} (W_{N1}/W_1 + W_{N2}/W_1 W_2 + W_{N3}/W_1 W_2 W_3). \quad (5.22)$$

Ємнісні подільники напруги призначені для забезпечення високого вхідного опору на постійному струмові (рис. 5.23). Частіше всього ємнісні подільники напруги застосовуються для розширення діапазону вимірювання електростатичних приладів. На надвисоких частотах проявляються втрати в діелектрику конденсаторів, що призводить до похибок ділення.

Імпульсні подільники напруги складаються з електронного ключа і фільтра нижніх частот (рис. 5. 24). Ключ упродовж часового інтервалу τ замикається і напруга надходить

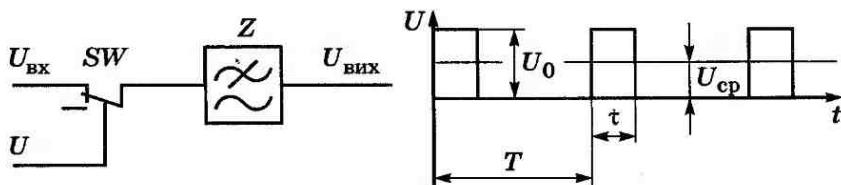


Рис. 5.24

на вхід фільтра. Процес періодично повторюється з періодом T . Таким чином, на вході фільтра є імпульси з періодом повторення T . Фільтр нижніх частот виділяє постійну складову послідовності імпульсів, яка прямо пропорційна вхідній напрузі і залежить від співвідношення τ/T , тобто

$$U_{\text{вих}} = \frac{\tau}{T} \cdot U_{\text{вх}}. \quad (5.23)$$

5.3.3. Вимірювальні підсилювачі

Вимірювальні підсилювачі напруги і струму — це масштабні вимірювальні перетворювачі, застосування яких дає змогу збільшити амплітуду змінної напруги у задану кількість разів. Вимірювальні підсилювачі є одними з найважливіших складових частин сучасних електронних аналогових і цифрових вимірювальних пристроїв і в основному визначають їх метрологічні характеристики. Слід зазначити, що останнім часом розширюються межі застосування вимірювальних підсилювачів, побудованих на основі операційних, які виготовляються у вигляді інтегральних мікросхем і мають високі метрологічні характеристики.

Принцип роботи, основні параметри та характеристики електронних підсилювачів. *Електронним підсилювачем* називається пристрій, призначений для підсилення інформативного параметра електричного сигналу. Структуру підсилювача показано на рисунку 5.25.

Враховуючи взаємодію і взаємозв'язок енергії та інформації, *підсилювач* — це пристрій, який під дією сигналу керує надходженням енергії від джерела живлення до споживача. За теорією електричних кіл, *підсилювач* — нелінійний керований елемент, опір якого нелінійно залежить від керованого сигналу (рис. 5.26).



Рис. 5.25

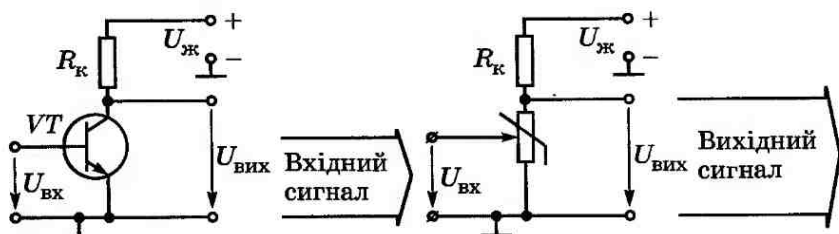


Рис. 5.26

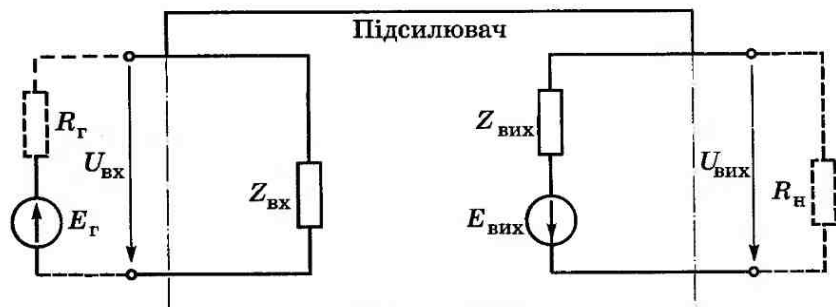


Рис. 5.27

Виходячи з положень теорії електричних систем, *підсилювач* — це активний чотириполюсник, який має вхідний комплексний опір $Z_{\text{ВХ}}$, вихідний комплексний опір $Z_{\text{ВІХ}}$ і керуване джерело енергії $E_{\text{ВІХ}}$ (рис. 5.27).

З позицій метрології *підсилювач* — це вимірювальний масштабний перетворювач інформативного параметра сигналу вимірювальної інформації.

Основні характеристики та параметри підсилювача такі:

Амплітудна характеристика підсилювача — це залежність амплітуди вихідного синусоїдного сигналу $U_{\text{ВІХ.т}}$ від амплітуди вхідного синусоїдного сигналу $U_{\text{ВХ.т}}$ підсилювача визначеної частоти. Здебільшого це середня частота робочого діапазону частот, яка, як правило, вибирається рівною 1 кГц.

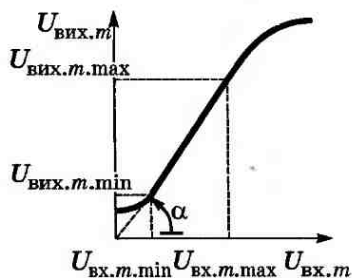


Рис. 5.28

Амплітудна характеристика ідеального підсилювача — це пряма лінія, що проходить через

початок координат під кутом α до додатного напрямку осі абсцис (рис. 5.28). Відхилення від прямої у діапазоні малих сигналів спричинено дією наводок, завод і власних шумів підсилювача. За амплітудною характеристикою можна визначити низку параметрів підсилювача: коефіцієнт підсилення, динамічний діапазон, коефіцієнт нелінійних спотворень тощо.

Коефіцієнтом підсилення є відношення амплітуди сигналу $U_{\text{вих.т}}$ на виході до амплітуди сигналу $U_{\text{вх.т}}$ на вході підсилювача:

$$K = U_{\text{вих.т}} / U_{\text{вх.т}} \quad (5.24)$$

Графічно коефіцієнт підсилення пропорційний тангенсу кута нахилу лінійної частини амплітудної характеристики до додатного напрямку осі ординат. Коефіцієнт підсилення, виражений у децибелах, дорівнює

$$G = 20 \lg(U_{\text{вих.т}} / U_{\text{вх.т}}) \quad (5.25)$$

Відхилення амплітудної характеристики реального підсилювача від прямої лінії спричиняє спотворення форми вихідного сигналу і відхилення її від синусоїдної, якщо на вході підсилювача діє синусоїдний сигнал. Ступінь нелінійних спотворень оцінюється **коефіцієнтом нелінійних спотворень**:

$$K_{\text{н.с}} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_n}} \quad (5.26)$$

або коефіцієнтом гармонік:

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1}} \quad (5.27)$$

де P_1, P_2, \dots, P_n — потужності гармонік вихідного сигналу.

Динамічний діапазон визначається в логарифмічних одиницях за формулою

$$D = 20 \lg(U_{\text{вих.т.макс}} / U_{\text{вих.т.мін}}) \quad (5.28)$$

Відношення діючого або амплітудного значення вихідного синусоїдного сигналу підсилювача $U_{\text{вих}}$

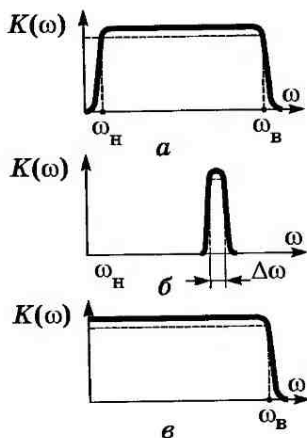


Рис. 5.29

на частоті ω , тобто $U_{\text{вих}}(\omega)$, до діючого або амплітудного значення вхідного синусоїдного сигналу $U_{\text{вх}}$ на тій самій частоті ω , тобто $U_{\text{вх}}(\omega)$, називається *амплітудно-частотною характеристикою* підсилювача:

$$K(\omega) = \frac{U_{\text{вих}}(\omega)}{U_{\text{вх}}(\omega)}. \quad (5.29)$$

Амплітудно-частотна характеристика — це фактично коефіцієнт підсилення синусоїдного сигналу, що залежить від частоти. На рисунку 5.29 наведені амплітудно-частотні характеристики підсилювачів:

широкосмугового підсилювача змінного струму (рис. 5.29, а);

вузькосмугового (резонансного) підсилювача змінного струму (рис. 5.29, б);

підсилювача постійного струму (рис. 5.29, в).

Графіки амплітудно-частотних характеристик будують у логарифмічному масштабі як на осі ординат, так і на осі абсцис.

Амплітудно-частотні характеристики, тобто коефіцієнт підсилення, виражаються у десяткових логарифмічних одиницях — децибелах (дБ):

$$G(\omega) = 20 \lg K(\omega) \quad (5.30)$$

або в натуральних логарифмічних одиницях — неперах (Нп):

$$g(\omega) = \ln K(\omega). \quad (5.31)$$

Значення частоти виражають у десяткових логарифмічних одиницях частоти — декадах (дк):

$$\omega_{\text{дк}} = \lg(\omega/\omega_0) \quad (5.32)$$

або у двійкових логарифмічних одиницях частоти — октавах (ок):

$$\omega_{\text{ок}} = \log_2(\omega/\omega_0), \quad (5.33)$$

де ω_0 — базова частота, яку вибирають, як правило, рівною 1 кГц.

Амплітудно-частотна характеристика підсилювача визначає властивості підсилювача у всьому частотному діапазоні і має велику інформативну здатність. За амплітудно-частотною характеристикою можна визначити найбільш важливі параметри підсилювача.

Коефіцієнт частотних спотворень підсилювача. Амплітудно-частотна характеристика реального підсилювача збігається з прямою лінією тільки в діапазоні середніх частот і відхиляється від прямої лінії в діапазоні верхніх, а також нижніх частот для підсилювача змінного струму.

Відхилення амплітудно-частотної характеристики від прямої лінії зумовлюють **частотні спотворення** підсилюваного сигналу, які полягають у неоднаковому підсиленні сигналів різних частот.

Частотні спотворення характеризуються **коефіцієнтом частотних спотворень**, який визначається відношенням коефіцієнта підсилення на середній частоті $K(\omega_0)$ до коефіцієнта підсилення на даній частоті $K(\omega)$:

$$M(\omega) = K(\omega_0) / K(\omega). \quad (5.34)$$

Смуга пропускання підсилювача — це діапазон частот, у якому коефіцієнт частотних спотворень не перевищує допустимих значень, тобто

$$\Delta\omega = \omega_B - \omega_H. \quad (5.35)$$

Фазочастотною характеристикою (ФЧХ) підсилювача називається різниця початкових фазових кутів вихідного $\psi_{\text{вих}}(\omega)$ і вхідного $\psi_{\text{вх}}(\omega)$ сигналу на частоті ω :

$$\varphi(\omega) = \psi_{\text{вих}}(\omega) - \psi_{\text{вх}}(\omega). \quad (5.36)$$

Фазочастотна характеристика реального підсилювача (рис. 5.30) лінійна тільки для середніх частот і значно відхиляється від прямої лінії в діапазоні нижчих і вищих частот.

Відхилення фазочастотної характеристики від прямої лінії призводить до того, що гармоніки складного сигналу матимуть неоднаковий зсув у часі і форма вихідного сигналу спотворюється. Такі спотворення сигналу називаються **фазовими спотвореннями**. Аналогічно частотним, фазові спотворення визначаються на верхній та нижній частотах як різниця ординат фазочастотної характеристи-

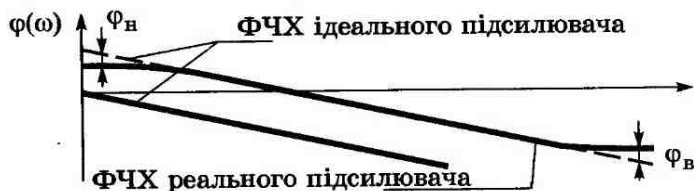


Рис. 5.30

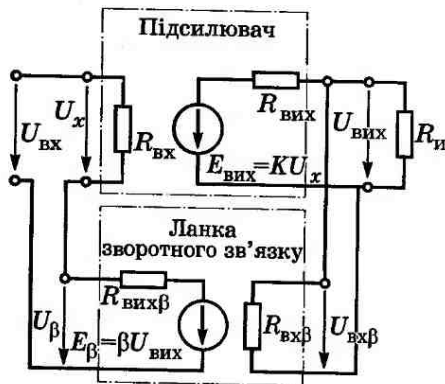


Рис. 5.31

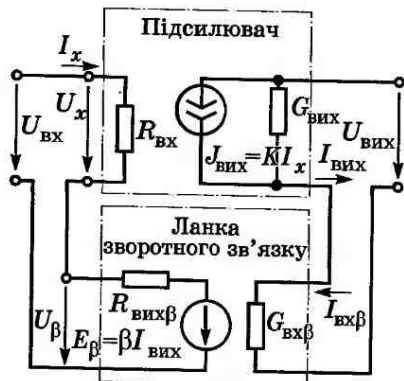


Рис. 5.32

ки реального підсилювача і прямої лінії, дотичної до цієї характеристики в діапазоні середніх частот.

Частотні і фазові спотворення належать до *лінійних спотворень* сигналу, оскільки спричинені лінійними реактивними елементами підсилювача.

Зворотний зв'язок у підсилювачах. *Зворотним зв'язком (ЗЗ)* називається передача частини енергії вихідного сигналу на вхід підсилювача. Пристрій, за допомогою якого частина вихідного сигналу підсилювача передається на його вхід, називають *ланкою зворотного зв'язку*. Зворотний зв'язок називається *додатним*, якщо частина вихідного сигналу *додається* до вхідного сигналу підсилювача, якщо ж частина вихідного сигналу *віднімається* від вхідного, то зворотний зв'язок називається *від'ємним*.

За способом увімкнення зворотного зв'язку на вході підсилювача розрізняють послідовний і паралельний зворотний зв'язок. Якщо джерело вхідного сигналу і вихід ланки зворотного зв'язку увімкнені послідовно (рис. 5.31, рис. 5.32), то такий зворотний зв'язок називають *послідовним*, а якщо паралельно — *паралельним* (рис. 5.33, рис. 5.34).

За способом увімкнення зворотного зв'язку на виході підсилювача розрізняють *зворотний зв'язок за струмом* і *за напругою*.

Якщо сигнал зворотного зв'язку пропорційний вихідному струму, — маємо зворотний зв'язок за струмом (див. рис. 5.32; 5.33), а якщо пропорційний вихідній напрузі, то маємо зворотний зв'язок за напругою (див. рис. 5.31; 5.34).

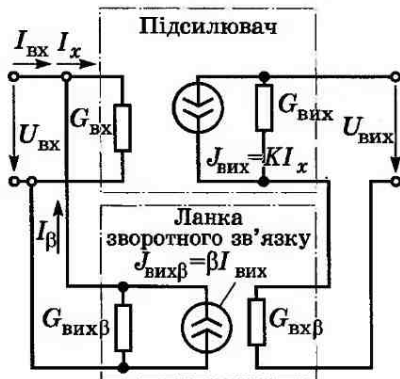


Рис. 5.33

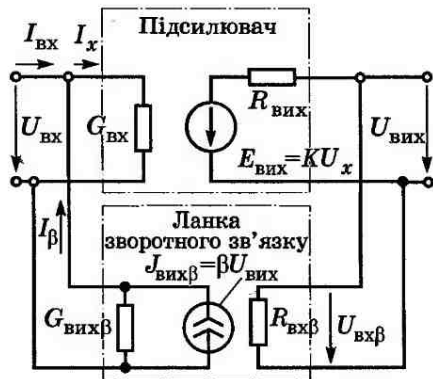


Рис. 5.34

Зворотний зв'язок називається *частотно-залежним*, якщо ланка зворотного зв'язку містить реактивні елементи, і *частотно-незалежним*, якщо ланка зворотного зв'язку побудована тільки з резистивних елементів. Коефіцієнт передачі зворотного зв'язку є функцією частоти, тому частотно-залежний зв'язок називають *згнучким*.

Коефіцієнт підсилення K_{β} підсилювача, охопленого зворотним зв'язком, доцільно виразити через коефіцієнт підсилення K підсилювача без зворотного зв'язку і коефіцієнт передачі β ланки оберненого зв'язку. Як приклад, розглянемо підсилювач з послідовним від'ємним зворотним зв'язком за напругою (див. рис. 5.31). Запишемо співвідношення для вхідних і вихідних величин:

$$U_{\text{вих}} = K_{\beta} U_{\text{вх}}; \quad U_x = U_{\text{вх}} - U_{\beta}; \quad U_{\text{вих}} = K U_x; \quad U_{\beta} = \beta U_{\text{вих}}. \quad (5.37)$$

Тоді
$$K_{\beta} = \frac{K}{1 \pm K \cdot \beta}, \quad (5.38)$$

де знак «+» відповідає від'ємному зворотному зв'язку, а знак «-» — додатному.

Отже, від'ємний зворотний зв'язок зменшує коефіцієнт прямого підсилення в $(1+K\beta)$ разів, а додатний зворотний зв'язок збільшує коефіцієнт прямого підсилення в $(1-K\beta)$ разів.

Здебільшого підсилювачі проектуються таким чином, що виконується нерівність $K\beta \gg 1$. Тоді останнє рівняння набуде вигляду

$$K_{\beta} = 1/\beta. \quad (5.39)$$

Таким чином, підсилювач, охоплений від'ємним зворотним зв'язком, має дуже цінну властивість: його коефіцієнтне підсилення залежить *тільки від параметрів ланки зворотного зв'язку* і не залежить від параметрів каналу прямого підсилення сигналу.

Розглянемо, як впливає від'ємний зворотний зв'язок на *стабільність коефіцієнта підсилення*. Якщо канал прямого підсилення має відносну нестабільність ($\delta K = \Delta K / K$, де ΔK — абсолютна нестабільність коефіцієнта прямого підсилення K), то відносну нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком можна визначити за формулою:

$$\delta K_{\beta} = \frac{\Delta K_{\beta}}{K_{\beta}} = \frac{1}{K_{\beta}} \left[\frac{K + \Delta K}{1 + (K + \Delta K)\beta} - \frac{K}{1 + K \cdot \beta} \right]. \quad (5.40)$$

Виконавши нескладні алгебраїчні перетворення, отримаємо:

$$\delta K_{\beta} = \frac{\Delta K / K}{(1 + K \cdot \beta) + \Delta K \beta} \cong \frac{\Delta K / K}{(1 + K \cdot \beta)}. \quad (5.41)$$

Отже, введення від'ємного зворотного зв'язку поліпшує стабільність підсилювача, але зменшує коефіцієнт підсилення.

Вхідний опір підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком, залежить від того, який тип зв'язку застосовується — послідовний чи паралельний.

Для послідовного від'ємного зв'язку залежність між вхідною напругою $U_{вх}$, вихідною напругою ланки зворотного зв'язку U_{β} і вхідною напругою каналу прямого підсилення U_x визначається за формулою

$$U_{вх} = U_{\beta} + U_x. \quad (5.42)$$

Напруги U_{β} та U_x пов'язані з вихідною напругою $U_{вих}$ залежністю

$$U_{\beta} = \beta U_{вих}, \quad U_x = U_{вих} / K. \quad (5.43)$$

Таким чином, вхідна напруга дорівнюватиме:

$$U_{вх} = U_x (1 + K\beta). \quad (5.44)$$

Поділивши на $I_{вх}$ обидві частини цього рівняння, матимемо вхідний опір підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком, а саме:

$$R_{вх\beta} = R_{вх} (1 + K\beta). \quad (5.45)$$

Отже, вхідний опір підсилювача, охопленого від'ємним послідовним зв'язком, більший в $(1+K\beta)$ разів за опір каналу прямого підсилення.

Аналогічно можна показати, що провідність $G_{\text{вх}}$ підсилювача, охопленого від'ємним паралельним зв'язком, більша в $(1+K\beta)$ разів від провідності каналу прямого підсилення $G_{\text{вх}}$, тобто

$$G_{\text{вх}\beta} = G_{\text{вх}}(1+K\beta). \quad (5.46)$$

З цього випливає, що вхідна провідність підсилювача, охопленого від'ємним паралельним зв'язком, більша в $(1+K\beta)$ разів за провідність каналу прямого підсилення.

Вихідний опір підсилювача, охопленого від'ємним послідовним зворотним зв'язком за напругою, дорівнює відношенню вихідної напруги $U_{\text{х.х}}$ підсилювача в режимі холостого ходу до струму $I_{\text{к.з}}$ підсилювача в режимі короткого замикання:

$$R_{\text{вих}\beta} = U_{\text{х.х}} / I_{\text{к.з}}. \quad (5.47)$$

У режимі холостого ходу напруга на виході зв'язана з напругою на вході залежністю (5.20):

$$U_{\text{х.х}} = U_{\text{вх}} \frac{K}{1+K\beta}. \quad (5.48)$$

У режимі короткого замикання напруга на виході дорівнює нулю ($U_{\text{вих}}=0$), а це означає, що обернений зв'язок за напругою не діє і $U_{\beta}=0$, тоді $U_{\text{х}}=U_{\text{вх}}$.

Струм в режимі короткого замикання:

$$I_{\text{к.з}} = \frac{U_{\text{вих}}}{R_{\text{вих}}} = \frac{KU_{\text{х}}}{R_{\text{вих}}} = \frac{KU_{\text{вх}}}{R_{\text{вих}}}; \quad (5.49)$$

тоді опір:

$$R_{\text{вих}\beta} = \frac{R_{\text{вих}}}{1+K\beta}. \quad (5.50)$$

Аналогічно можна показати, що вихідна провідність підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком за струмом, дорівнює:

$$G_{\text{вих}\beta} = \frac{G_{\text{вих}}}{1+K\beta}. \quad (5.51)$$

Отже, від'ємний зворотний зв'язок за напругою зменшує, а за струмом збільшує вихідний опір підсилювача.

Вплив від'ємного зворотного зв'язку на ширину смуги частот підсилювача. Для електронного підсилювача добуток коефіцієнта підсилення K на ширину смуги частот $\Delta\omega$ є величиною сталою:

$$K\Delta\omega = \text{const.} \quad (5.52)$$

Оскільки коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком, зменшується в $(1+K\beta)$ разів, то ширина смуги частот $\Delta\omega_\beta$ підсилювача відповідно збільшується в $(1+K\beta)$ разів, тобто

$$\Delta\omega_\beta = \Delta\omega(1+K\beta). \quad (5.53)$$

Таким чином, можна зазначити, що вплив від'ємного зворотного зв'язку на параметри підсилювача полягає в тому, що зі зменшенням коефіцієнта підсилення від'ємний зворотний зв'язок поліпшує властивості підсилювача: збільшує стабільність коефіцієнта підсилення, змінює вхідний і вихідний опори залежно від типу зворотного зв'язку.

Диференціальні каскади. Підсилювачі, призначені для підсилення як змінного, так і постійного сигналу, називаються *підсилювачами постійного струму*. Амплітудно-частотна характеристика підсилювача постійного струму, наведена на рисунку 5.29, в.

Підсилювачі постійного струму широко застосовуються у вимірювальній техніці для підсилення сигналів первинних вимірювальних перетворювачів, в автоматизованих системах керування та інших галузях.

Параметри сигналу поділяються на інформативні і неінформативні.

Інформативним вважається той параметр, який несе інформацію. Наприклад, для підсилювача змінної напруги інформативним параметром є амплітуда змінної складової напруги, яка і підсилюється за допомогою даного підсилювача.

Неінформативні параметри не несуть інформації. Наприклад, у підсилювачі змінної напруги неінформативними параметрами є рівень постійної складової напруги, частота, фаза, потужність змінної складової напруги та ін. Незважаючи на те, що неінформативні параметри не несуть інформації, вони істотно впливають на найважливіші параметри підсилювача.

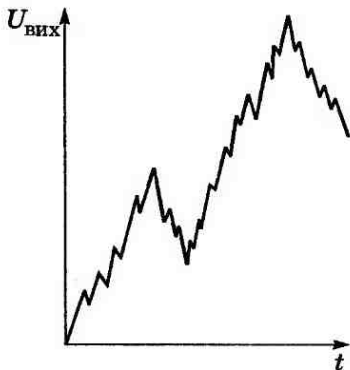


Рис. 5.35

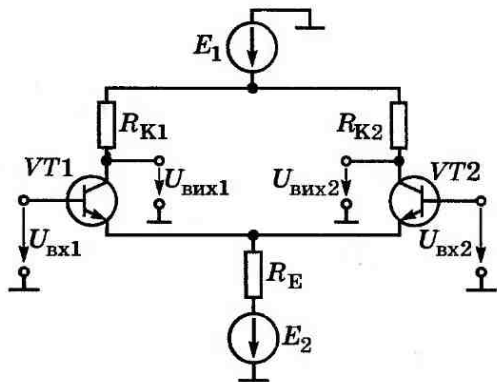


Рис. 5.36

У підсилювачах змінної напруги для розмежування інформативної (змінної) і неінформативної (постійної) складових сигналу застосовувалися конденсатори, які пропускали змінну (інформативну) складову і не пропускали постійної (неінформативної) складової сигналу. У підсилювачах постійного струму обидві складові сигналу мають постійний характер і необхідно знайти спосіб їх розрізнати.

За умови *відсутності* сигналу на вході у підсилювачах постійного струму виникає так званий *дрейф нуля*, тобто на виході підсилювача виникає вихідний сигнал, який змінюється хаотично (рис. 5.35).

Цих недоліків позбавлено у *диференціальному підсилювачі*, який належить до підсилювачів постійного струму. Такий підсилювач має симетричну структуру і складається з двох однакових частин (рис. 5.36). У ньому, крім того, застосовується симетричне двополярне живлення. Щоб проаналізувати процеси, у диференціальному підсилювачі напруги і струми розкладають на диференціальну і синфазну складові.

Диференціальні входні $U_{вх.д}$ і вихідні $U_{вих.д}$ складові визначають за формулами:

$$U_{вх.д} = \frac{U_{вх1} - U_{вх2}}{2}; \quad (5.54)$$

$$U_{вих.д} = \frac{U_{вих1} - U_{вих2}}{2}. \quad (5.55)$$

Синфазні вхідні $U_{\text{вх.с}}$ і вихідні $U_{\text{вих.с}}$ складові визначають таким чином:

$$U_{\text{вх.с}} = \frac{U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}}}{2}; \quad (5.56)$$

$$U_{\text{вих.с}} = \frac{U_{\text{вих1}} + U_{\text{вих2}}}{2}. \quad (5.57)$$

Інформативною є диференціальна складова напруги чи струму. Синфазні складові струмів і напруг — неінформативні.

Вхідні і вихідні напруги виражають через диференціальні та синфазні складові:

$$\begin{aligned} U_{\text{вх1}} &= U_{\text{вх.с}} - U_{\text{вх.д}}; \\ U_{\text{вх2}} &= U_{\text{вх.с}} + U_{\text{вх.д}}; \\ U_{\text{вих1}} &= U_{\text{вих.с}} - U_{\text{вих.д}}; \\ U_{\text{вих2}} &= U_{\text{вих.с}} + U_{\text{вих.д}}. \end{aligned} \quad (5.58)$$

Будь-який сигнал, що діє на вході диференціального підсилювача можна розкласти і подати у вигляді двох складових — диференціальної $U_{\text{д}}$ і синфазної $U_{\text{с}}$ (рис. 5.37).

У режимі підсилення тільки диференціальних складових сигналу на бази транзисторів діють однакові за модулем, але протилежні за знаком диференціальні сигнали $+U_{\text{д}}$ і $-U_{\text{д}}$. Під дією цих сигналів у базах проходять струми $+I_{\text{Б}}$, $-I_{\text{Б}}$, які підсилюються транзисторами і внаслідок чого колекторні струми транзисторів матимуть однакові за модулем і протилежні за знаком прирости струмів $+\Delta I_{\text{К}}$ і $-\Delta I_{\text{К}}$. Якщо обидві половини диференціального підсилювача абсолютно однакові, тобто за умови строгої симетрії, струм у емітерному резисторі $R_{\text{Е}}$ не змінюється. Отже, дія диференціальної складової сигналу не змінює струм у емітерному резисторі, а тільки перерозподіляє його між обома транзисторами.

Схема заміщення диференціального підсилювача для дифе-

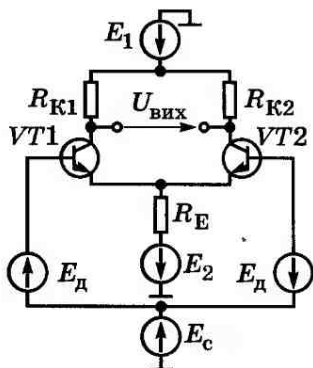


Рис. 5.37

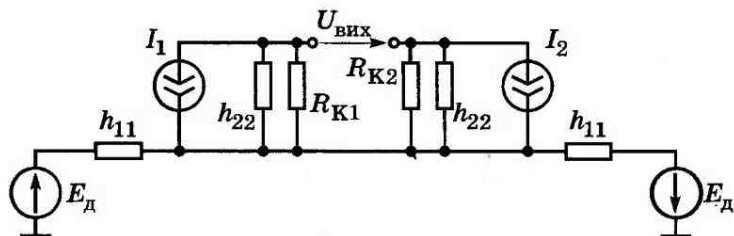


Рис. 5.38

ренціальної складової сигналу наведена на рисунку 5.38.

Якщо на вході диференціального підсилювача діє тільки синфазний сигнал, то у колах баз обох транзисторів маємо базові струми однакові як за значенням, так і за напрямком. Базові струми транзисторів зумовлюють однаковий приріст колекторних струмів, тому різниця потенціалів колекторів обох транзисторів дорівнює нулю. Вихідна напруга, яка змінюється між двома колекторами, також дорівнює нулю.

Таким чином, в абсолютно симетричному диференціальному підсилювачі зміна входного синфазного сигналу *не впливає* на вихідну диференціальну напругу.

Схема заміщення диференціального підсилювача для синфазної складової сигналу наведена на рисунку 5.39.

За умови абсолютної симетрії диференціального каскаду синфазна і диференціальні складові сигналу підсилюються окремо одна від одної, мають різні коефіцієнти

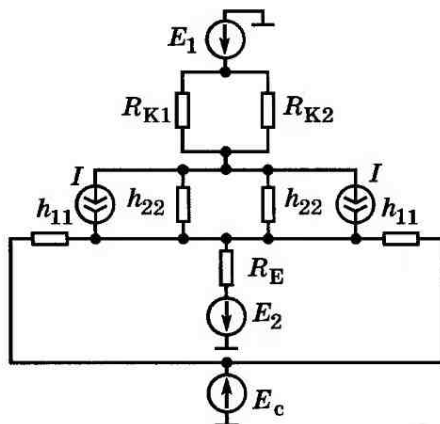


Рис. 5.39

підсилення і взаємно не впливають одна на одну. Цю надзвичайно цінну властивість диференціального каскаду використовують для розмежування інформативної і неінформативної складової: як *носій* інформації використовується диференціальна складова і тому є інформативною. Синфазна складова не несе інформації і використовується для завдання оптимальних умов підсилення.

Як уже зазначалося, роздільне підсилення диференціальної і синфазної складової можливе лише за умови абсолютної симетрії диференціального підсилювача. У реального диференціального підсилювача абсолютної симетрії досягти неможливо і тому частина синфазної (неінформативної) складової проникає на диференціальний вихід, вносячи тим самим похибку підсилення.

Передача синфазного сигналу $U_{\text{вх.с}}$ на диференціальний вихід $U_{\text{вих.д}}$ характеризується коефіцієнтом передачі, який визначається формулою

$$K_{\Pi} = \frac{U_{\text{вих.д}}}{U_{\text{вх.с}}}. \quad (5.59)$$

На практиці для характеристики передачі синфазного сигналу на диференціальний вихід користуються таким параметром, як відносне послаблення синфазного сигналу (ВПСС) (*common mode rejection ratio* — CMRR):

$$K_{\text{ВПСС}} = 20 \lg \frac{K_{\Pi}}{K_{\text{д}}}. \quad (5.60)$$

У диференціальних підсилювачів, виготовлених у вигляді інтегральних мікросхем за сучасними технологіями, $K_{\text{ВПСС}}$ досягає значень $-80 \dots -100$ дБ. Відносне послаблення синфазного сигналу є важливим параметром диференціального підсилювача і зазначається в його технічному паспорті.

Несиметрія диференціального підсилювача призводить до *похибки* підсилення. Внаслідок несиметрії підсилювача на диференціальному виході (тобто між двома колекторами транзисторів підсилювача) з'являється вихідний сигнал, рівень якого залежить від ступеня несиметрії. Цей вихідний сигнал, за умови нульового сигналу на вході, і є *абсолютною похибкою* диференціального підсилювача.

Несиметрія диференціального підсилювача може спричинюватися також дією температури, внаслідок чого на

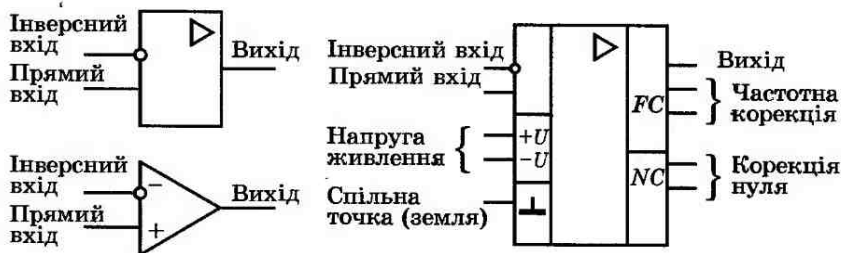


Рис. 5.40

диференціальному виході виникає сигнал похибки, який називається *температурний дрейф* і вимірюється в одиницях мкВ/К.

Отже, поліпшення характеристик диференціального підсилювача залежить від підвищення ступеня симетричності. Значної симетрії можна досягти, якщо виготовляти диференціальний підсилювач у вигляді *інтегральної мікросхеми* в єдиному технологічному процесі.

Операційний підсилювач. *Операційним підсилювачем* (ОП) називається підсилювач постійного струму з великим коефіцієнтом підсилення, який виготовляється у вигляді інтегральної мікросхеми і має два входи і один вихід.

До складу операційного підсилювача входять один або кілька каскадно з'єднаних диференціальних підсилювачів, які забезпечують заданий коефіцієнт підсилення. На виході операційного підсилювача є підсилювач потужності (для підсилення потужності сигналу і перетворення диференціальної вихідної напруги диференціального каскаду у вихідну напругу відносно спільної точки — землі). Крім того, до складу операційного підсилювача входять деякі допоміжні пристрої: частотної корекції, захисту від короткого замикання тощо.

Умовне позначення операційного підсилювача на електричних схемах наведено на рисунку 5.40 (без додаткових полів і з додатковими полями). Операційний підсилювач має два входи: *прямий* і *інверсний*. Вихідний сигнал має таку саму полярність, що і вхідний постійний сигнал на прямому вході, і таку саму фазу для синусоїдної форми вхідного сигналу.

Протилежну полярність маємо для постійного вихідного сигналу і фазу, зсунуту на 180° , для синусоїдного порівняно з сигналом на інверсному вході.

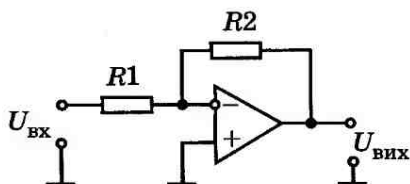


Рис. 5.41

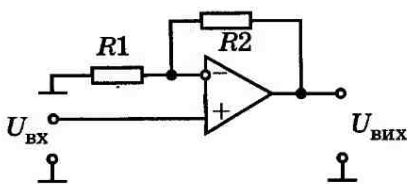


Рис. 5.42

Основні параметри операційного підсилювача. Операційний підсилювач характеризується такими параметрами:

1. Коефіцієнт підсилення диференціальної складової сигналу, K_D ($K_D=5 \cdot 10^4$).
2. Частота одиничного підсилення f_1 , тобто частота, на якій коефіцієнт підсилення дорівнює одиниці ($f_1=0,8$ МГц).
3. Швидкість зростання вихідного сигналу, v ($v=0,3$ В/мкс).
4. Вхідний диференціальний опір, $R_{вх.д}$ ($R_{вх.д}=0,4$ МОм).
5. Відносне послаблення синфазного сигналу, $K_{ВПСС}$ ($K_{ВПСС}=70$ дБ).
6. Вхідна напруга зміщення нуля, $U_{зм}$ ($U_{зм}=4$ мВ).
7. Температурний дрейф напруги зміщення, ΔU_t ($\Delta U_t=40$ мкВ/К).

У дужках вказані значення параметрів для операційного підсилювача широкого вжитку КР140УД7.

Слід зауважити, що оскільки на вході операційного підсилювача стоїть диференціальний підсилювач, то окремі параметри обох підсилювачів однакові.

Застосування операційних підсилювачів. Операційні підсилювачі мають великий коефіцієнт підсилення, тому, застосовуючи різні види та комбінації зворотного зв'язку, можна отримати пристрої із заданими характеристиками.

Інверсний підсилювач. Якщо операційний підсилювач охопити від'ємним паралельним зворотним зв'язком за напругою (рис. 5.41), то коефіцієнт підсилення становитиме:

$$K_{\beta} = -\frac{K}{1 + K \cdot \beta}, \quad (5.61)$$

де K — коефіцієнт підсилення операційного підсилювача; β — коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку.

Оскільки коефіцієнт підсилення операційного підсилювача досягає десятків тисяч, то $K\beta \gg 1$ і можна записати

$$K_{\beta} = -\frac{1}{\beta}. \quad (5.62)$$

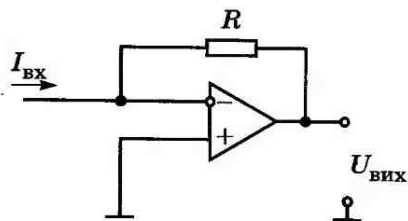


Рис. 5.43

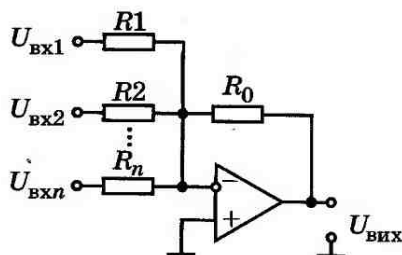


Рис. 5.44

Неінверсний підсилювач. Якщо операційний підсилювач охопити від'ємним послідовним зворотним зв'язком за напругою (рис. 5.42), то отриманий таким чином підсилювач не змінює полярності і фази підсилюваного сигналу. Коefіцієнт підсилення, враховуючи нерівність $K_{\beta} \gg 1$, дорівнюватиме

$$K_{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (5.63)$$

і не залежатиме від параметрів операційного підсилювача.

Перетворювач «струм-напруга». Операційний підсилювач, охоплений від'ємним зворотним зв'язком (рис. 5.43), перетворює вхідний струм $I_{\text{вх}}$ у вихідну напругу $U_{\text{вих}}$, згідно з рівнянням перетворення:

$$U_{\text{вих}} = R I_{\text{вх}}. \quad (5.64)$$

Суматор (рис. 5.44). Вихідний сигнал $U_{\text{вих}}$ цього пристрою пов'язаний з вхідними сигналами $U_{\text{вх1}}, U_{\text{вх2}}, \dots, U_{\text{вхn}}$ такою залежністю:

$$U_{\text{вих}} = \frac{R_0}{R_1} \cdot u_{\text{вх1}} + \frac{R_0}{R_2} \cdot u_{\text{вх2}} + \dots + \frac{R_0}{R_n} \cdot u_{\text{вхn}}. \quad (5.65)$$

Логарифматор (рис. 5.45). Оскільки струм через напівпровідниковий діод є експоненціальною функцією напруги на $p-n$ -переході, то операційний підсилювач з напівпровідниковим діодом, увімкненим у коло зворотного зв'язку,

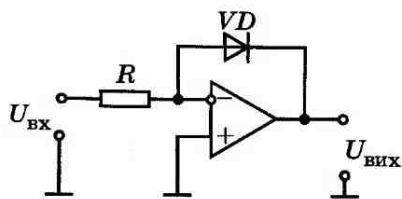


Рис. 5.45

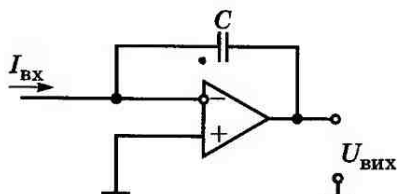


Рис. 5.46

виконуватиме функцію логарифматора, вихідна напруга якого визначається такою залежністю з вхідною:

$$U_{\text{вих}} = K \log U_{\text{вх}}, \quad (5.66)$$

де K — коефіцієнт пропорційності, зумовлений параметрами діода.

Перетворювач «заряд-напруга» (рис. 5.46). Якщо у коло зворотного зв'язку операційного підсилювача ввімкнути конденсатор, то вихідна напруга такого підсилювача прямо пропорційна заряду, нагромадженому на конденсаторі:

$$U_{\text{вих}} = \frac{1}{C} \cdot q.$$

5.3.4. Вимірювальні трансформатори струму і напруги

Вимірювальними трансформаторами струму і напруги називаються трансформатори струму й напруги, які мають нормовані метрологічні характеристики і застосовуються як масштабні вимірювальні перетворювачі. На відміну від силових трансформаторів, вимірювальні трансформатори мають бути малої потужності, щоб забезпечити високі метрологічні характеристики.

Вимірювальні трансформатори струму і напруги застосовуються для розширення діапазону вимірювання струмів і напруг у таких галузях, як електроенергетика, системи енергопостачання, електротранспорт тощо. Крім того, вимірювальні трансформатори створюють електричну ізоляцію між вимірювальними приладами і електричними високовольтними колами, що значно підвищує безпечну роботу обслуговуючого персоналу, оскільки прилади ввімкнені в обмотку низької напруги і заземлені.

Вимірювальні трансформатори струму й напруги складаються із замкнутого магнітопроводу, на якому намотані й електрично ізольовані одна від одної первинна і вторинна обмотки з кількістю витків w_1 та w_2 (рис. 5.47). Магнітопроводи вимірювальних трансформаторів виготовляють із спеціальних сортів електротехнічної сталі з домішкою кремнію або із залізо-нікелевих сплавів типу пермалоя тороїдальної (кільцевої) чи прямокутної форм. Обмотки виконують проводом в ізоляції.

Принцип дії вимірювальних трансформаторів. Дія силових і вимірювальних трансформаторів ґрунтується на однакових принципах.

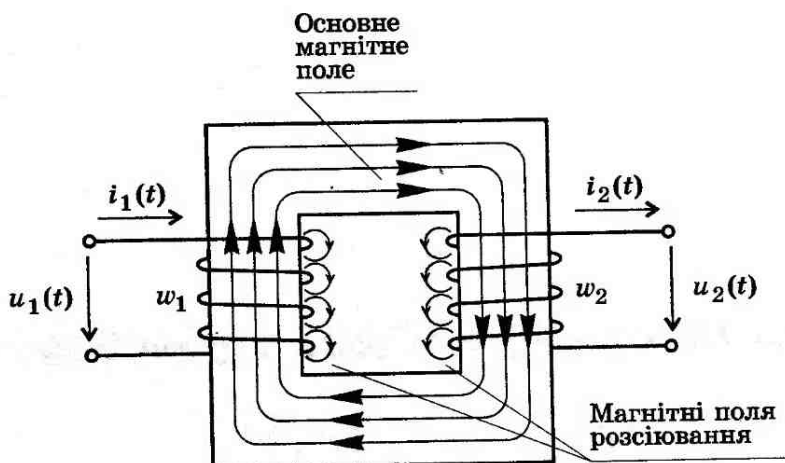


Рис. 5.47

Якщо первинну обмотку вимірювального трансформатора ввімкнути в електричну мережу, струм або напруга якої підлягає вимірювальному перетворенню, а вторинну обмотку приєднати до вимірювального приладу, то у первинній і вторинній обмотках проходять змінні синусоїдні струми $i_1(t)$ та $i_2(t)$. Змінні струми $i_1(t)$ та $i_2(t)$ створюють в обмотках магніторухливі сили $F_1(t) = w_1 i_1(t)$ та $F_2(t) = w_2 i_2(t)$. Під дією цих сил у трансформаторі збуджується змінне магнітне поле, яке можна умовно поділити на три складові:

основне магнітне поле, магнітні лінії якого розміщені в межах магнітопроводу і зчеплені як з усіма витками первинної, так і з усіма витками вторинної обмоток;

магнітні поля розсіювання первинної та вторинної обмоток, магнітні лінії яких частково розміщені в магнітопроводі, а частково — поза його межами і зчеплені з частиною витків, відповідно, первинної і вторинної обмоток.

Під дією змінного основного магнітного поля в первинній і вторинній обмотках, відповідно до закону електромагнітної індукції, наводяться електрорушійні сили $e_1(t)$, $e_2(t)$.

Первинна обмотка працює як споживач електричної енергії, тому електрорушійна сила первинної обмотки спрямована проти прикладеної напруги і обмежує струм первинної обмотки. Вторинна обмотка працює як джерело електричної енергії, тому електрорушійна сила $e_2(t)$ спричинює струм $i_2(t)$ і визначає його амплітуду.

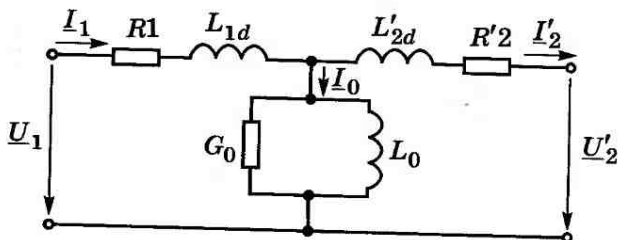


Рис. 5.48

Магнітні поля розсіювання також наводять електро-рушійні сили розсіювання у первинній і вторинній обмотках.

Під дією змінних магнітних полів у магнітопроводі наводяться електро-рушійні сили, що спричинюють так звані *вихрові струми*, або струми Фуко. Це призводить до втрат енергії на нагрівання. Друга складова втрат енергії в магнітопроводі спричинена перемагнічуванням феромагнітного магнітопроводу під дією магнітних полів обмоток. Втрати енергії призводять до зсуву фаз між основним магнітним потоком і намагнічувальним струмом на кут φ , який називається *кутом магнітних втрат*.

Електромагнітні процеси в трансформаторі відображені на схемі заміщення трансформатора (рис. 5.48). Схемі заміщення трансформатора відповідає векторна діаграма струмів і напруг трансформатора (рис. 5.49).

Користуючись схемою заміщення і векторною діаграмою, можна записати співвідношення між основними фізичними величинами трансформатора.

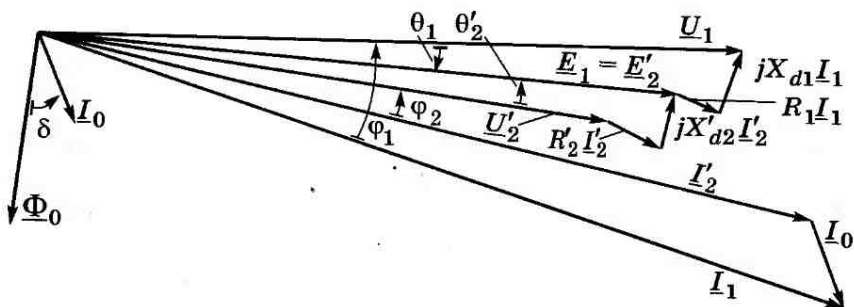


Рис. 5.49

Вторинна обмотка трансформаторів напруги приєднується до вимірювальних перетворювачів або приладів з високим входним опором (вольтметри, паралельні кола ватметрів та лічильників енергії тощо), тому струм у вторинній обмотці незначний і трансформатори напруги працюють в режимі, близькому до режиму холостого ходу.

Трансформатори струму працюють в режимі, близькому до режиму короткого замикання, оскільки первинна обмотка вмикається в розрив досліджуваного кола і працює в режимі заданого струму, а вторинна — до вимірювальних приладів (амперметрів, послідовних кіл ватметрів та лічильників електричної енергії) або перетворювачів (шунтів) з незначним входним опором.

Метрологічні характеристики вимірювальних трансформаторів. Вимірювальні трансформатори як вимірювальні масштабні перетворювачі характеризуються коефіцієнтами перетворення або чутливістю:

$$S_U = U_2/U_1; \quad S_I = I_2/I_1. \quad (5.67)$$

Як прийнято, трансформатори характеризуються не коефіцієнтом перетворення, а *коефіцієнтом трансформації*:

$$k_U = U_1/U_2; \quad k_I = I_1/I_2. \quad (5.68)$$

Для вимірювальних трансформаторів струму й напруги нормується номінальний коефіцієнт трансформації, який визначається через відношення кількості витків первинної і вторинної обмоток

$$k_{\text{ном}} = E_1/E_2 = w_1/w_2. \quad (5.69)$$

Коефіцієнт трансформації реального вимірювального трансформатора визначається через комплексні входну \underline{U}_1 і вихідну \underline{U}_2 напруги і є комплексною величиною:

$$k = \underline{U}_1/\underline{U}_2. \quad (5.70)$$

Відхилення реального коефіцієнта трансформації від номінального зумовлює комплексну похибку коефіцієнта трансформації, яка для вимірювальних трансформаторів напруги визначається як

$$\lambda_U = \frac{k_{U\text{ном}} \underline{U}_2 - \underline{U}_1}{\underline{U}_1} = f_U + j\delta_U, \quad (5.71)$$

а для вимірювального трансформатора струму як

$$\lambda_I = \frac{k_{I\text{ном}} \underline{I}_2 - \underline{I}_1}{\underline{I}_1} = f_I + j\delta_I. \quad (5.72)$$

Дійсні складові f_U , f_I комплексних похибок λ_U , λ_I означають похибку модулів коефіцієнтів трансформації:

$$f_U = \frac{k_{U\text{НОМ}} U_2 - U_1}{U_1}; \quad f_I = \frac{k_{I\text{НОМ}} I_2 - I_1}{I_1}. \quad (5.73)$$

Уявні частини комплексних похибок — це так звані *кутові похибки*, зумовлені зсувом фаз між синусоїдами первинних $u_1(t)$, $i_1(t)$ та відповідних вторинних $u_2(t)$, $i_2(t)$ напруг і струмів.

5.3.5. Вимірювальні перетворювачі параметрів змінних струмів і напруг

Змінні струми та напруги широко застосовуються в усіх галузях економіки. Слід зауважити, що в усіх країнах системи енергозабезпечення працюють на змінному струмі.

Найбільш повною інформаційною характеристикою змінного струму є крива струму чи напруги впродовж періоду. На практиці здебільшого достатньо знати тільки найважливіші параметри змінних струмів і напруг: *середнє квадратичне* (діюче) *значення*, *середнє випрямлене значення*, *амплітудне* (пікове) *значення*.

Перетворювачі середніх квадратичних діючих значень. *Середнім квадратичним* (діючим, ефективним) *значенням* змінного струму називається таке значення постійного струму, яке на однаковому опорі за однаковий час виділяє однакову кількість теплоти.

Для отримання середнього квадратичного значення струму необхідно виконати операцію піднесення миттєвих значень до квадрату, інтегрування отриманого сигналу і добування квадратного кореня із інтегрованого сигналу.

Найбільшого поширення набули перетворювачі середніх квадратичних значень на основі *термоперетворювачів*.

Термоелектричний вимірювальний перетворювач складається з термопари і нагрівача (рис. 5.50). Вимірюваний струм, що проходить через нагрівач, виділяє теплоту і внаслідок цього на термопарі виникає термоерс, яка вимірюється магнітоелектричним приладом.

Кількість теплоти Q за одиницю часу, яка виділяється в нагрівачі, прямо пропорційна квадрату діючого значення змінного струму:

$$Q = I^2 R. \quad (5.74)$$

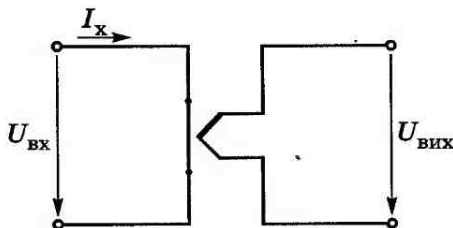


Рис. 5.50

Термоерс, у свою чергу, прямо пропорційна кількості виділеної теплоти:

$$E = K_T Q. \quad (5.75)$$

Отже, термоерс прямо пропорційна квадрату діючого значення вимірюваного струму:

$$E = K_T R I^2 = K_E I^2. \quad (5.76)$$

Позитивною характеристикою термоелектричних приладів є широкий (до 100 МГц) частотний діапазон і здатність вимірювати струми зі спотвореною формою.

Перетворювачі середніх значень. Середнім випрямленим значенням (середнім значенням модуля) змінного струму називається таке значення постійного струму, яке через провідник з однаковим перерізом переносить однаковий заряд.

Перетворювач середніх випрямлених значень складається, як правило, з випрямляча змінного струму, на виході якого увімкнено фільтр нижніх частот. **Випрямляч змінного струму** — це перетворювач струму зі змінною полярністю і миттєвим значенням в однополярний пульсуючий сигнал. Найбільш поширена — мостова схема випрямляча. Фільтр нижніх частот призначений для виділення постійної складової пульсуючого однополярного сигналу.

Двопівперіодний випрямляч показано на рисунку 5.51. Змінна вхідна напруга подається на одну діагональ моста, а вихідна пульсуюча напруга знімається з іншої діагоналі. Впродовж додатного півперіоду вхідної напруги потенціал точки a більший за потенціал точки b ($\varphi_a > \varphi_b$), тому анодні потенціали діодів $VD1$, $VD4$ більші потенціалів їх катодів, p - n -переходи цих діодів зміщені у прямому напрямку і діоди $VD1$, $VD4$ відкриті. Опір відкритих діодів $VD1$, $VD4$

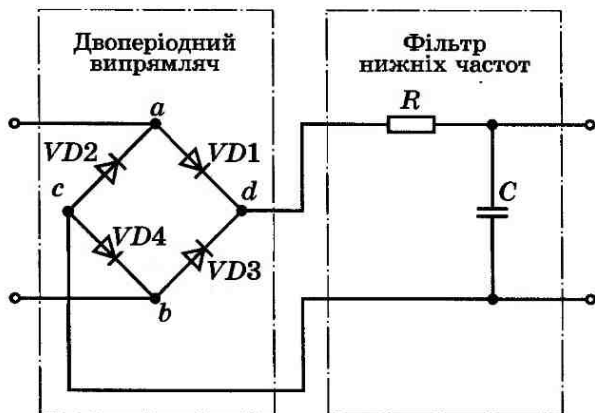


Рис. 5.51

незначний, потенціали точок a , b відрізняються від потенціалів точок c , d напругою на відкритих діодах: $\varphi_c = \varphi_a + R_d \cdot I$, $\varphi_d = \varphi_b + R_d \cdot I$.

Потенціали катодів $VD2$, $VD3$ впродовж додатного півперіоду вхідної напруги більші за потенціали анодів, діоди $VD2$, $VD3$ закриті і їх обернений опір набагато перевищує опір споживача.

Упродовж від'ємного півперіоду вхідної напруги діоди міняються ролями, тобто діоди $VD1$, $VD4$ стають закритими, а $VD2$, $VD3$ — відкритими. Потенціали точок a , b відрізняються від потенціалів точок c , d напругою на відкритих діодах: $\varphi_c = \varphi_b + R_d \cdot I$, $\varphi_d = \varphi_a + R_d \cdot I$.

Похибка випрямляча спричинена відхиленням параметрів реального діода від ідеального (ненульовий опір діода у прямому зміщенні ($R_d > 0$) і скінчений опір ($R_b \neq \infty$) в оберненому зміщенні). Ця похибка значно зростає, якщо амплітуда вхідного сигналу сумірна зі значенням потенціального бар'єру переходу.

Для зменшення похибки застосовують активні випрямлячі на основі операційного підсилювача, у яких діоди увімкнені в коло зворотного зв'язку (рис. 5.52).

Перетворювачі амплітудних значень. Амплітудним (піковим) значенням змінного струму називається найбільше відхилення струму від усталеного значення.

Перетворювачі амплітудних значень перетворюють змінну напругу в постійну, значення якої дорівнює амплітудному значенню змінної напруги. Перетворювачі амплітудних зна-

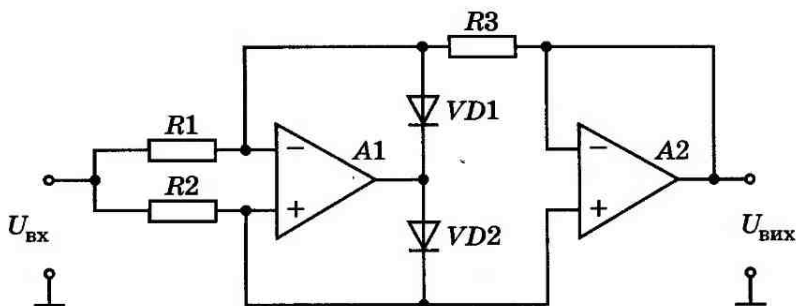


Рис. 5.52

чень складаються з діода, призначеного для випрямлення, і конденсатора, який виконує роль елемента пам'яті. Перетворювач із закритим входом (рис. 5.53) реагує тільки на змінну складову напруги, а перетворювач з відкритим входом (рис. 5.54) реагує на змінну напругу, яка містить постійну складову.

Під час зростання напруги до максимального значення (у момент, коли вхідна напруга перевищує напругу на конденсаторі), діод відкривається і конденсатор починає заряджатися через відкритий діод. Напруга на конденсаторі під час заряджання майже повторює форму вхідної напруги. Відхилення напруги на конденсаторі, що заряджається, від вхідної напруги, тобто похибка, зумовлене сталою заряду, яка дорівнює добутку ємності конденсатора на сумарний опір відкритого діода і вихідного опору джерела змінного сигналу:

$$\tau_3 = C \cdot (R_d + R_o). \quad (5.77)$$

Отже, чим менша стала заряду, тим менша похибка. Для зменшення похибки заряду необхідно зменшувати ємність конденсатора і вихідний опір джерела змінного сигналу. Опір відкритого діода залежить від значення пря-

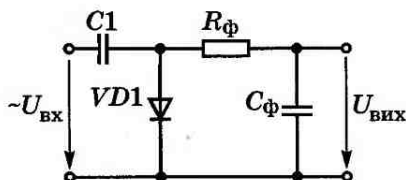


Рис. 5.53

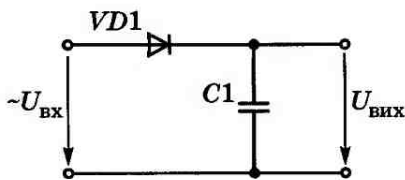


Рис. 5.54

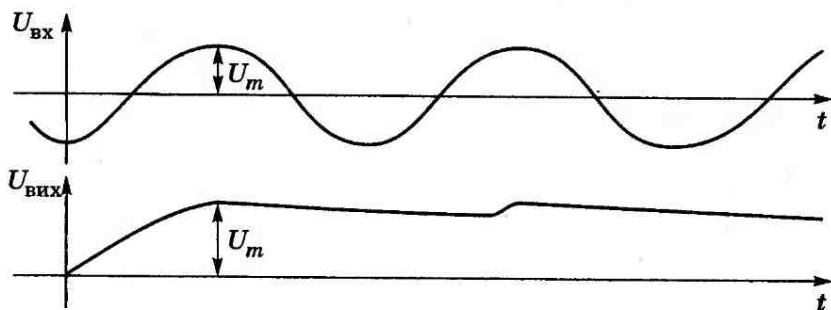


Рис. 5.55

мої напруги на діоді і для значень прямої напруги сумірної зі значенням потенціального бар'єру переходу (близько 0,3 В для германієвого і 0,7 В для кремнієвого діода) опір різко збільшується. Це призводить до різкого зростання похибки для малих амплітуд вхідного сигналу.

Пройшовши максимум, вхідна напруга зменшується. Напруга на конденсаторі, зберігаючи амплітудне значення, стає більшою за вхідну напругу. Внаслідок цього потенціал катода стає більший за потенціал анода, і діод закривається.

Конденсатор в ідеальному випадку має зберігати амплітудне значення нескінченно тривалий час. Насправді ж, за реальних умов конденсатор повільно розряджається через вхідний опір пристрою, увімкненого на виході перетворювача амплітудних значень (рис. 5.55). Розряд конденсатора призводить до того, що напруга на конденсаторі відхиляється від амплітудного значення вхідної напруги, тобто виникає *похибка перетворення*. Таким чином, чим повільніше конденсатор розряджається, тобто чим більша стала розряду (добуток ємності конденсатора на вхідний опір), тим менше напруга на конденсаторі відхиляється від амплітудного значення і тим менша похибка перетворення.

Відносна похибка, зумовлена частковим розрядом конденсатора, внаслідок чого середнє значення напруги на конденсаторі відрізняється від амплітудного значення вхідного сигналу, залежить від відношення періоду коливань вхідного сигналу до сталої розряду:

$$\delta_p = \frac{U_{\text{ср}} - U_m}{U_m}. \quad (5.78)$$

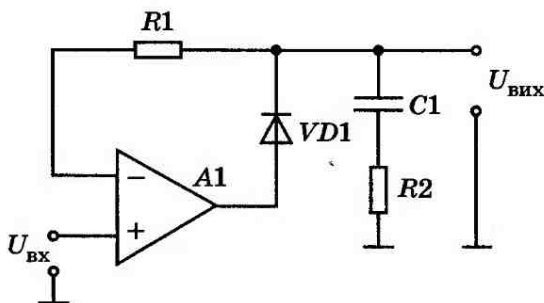


Рис. 5.56

Зі зменшенням частоти вхідного сигналу похибка зростає і визначає нижню межу діапазону частот вхідного сигналу.

На високих частотах проявляються ємність діода і навантаження, індуктивність і ємність монтажних провідників, діелектричні втрати і поверхневі струми конденсатора, що призводить до збільшення похибки перетворення і обмежує верхнє значення діапазону частот вхідного сигналу. Цю похибку зменшують конструктивними способами: перетворювач розміщують у спеціальному виносному пробнику, що вмикається безпосередньо у досліджуване коло.

Для зменшення похибки і збільшення вхідного опору застосовують активні амплітудні перетворювачі на основі операційних підсилювачів (рис. 5.56, 5.57).

Фазочутливі перетворювачі. Змінні синусоїдні напруги і струми характеризуються трьома параметрами: амплітудою, частотою і початковою фазою. Здебільшого достатньо знати амплітудне, середнє квадра-

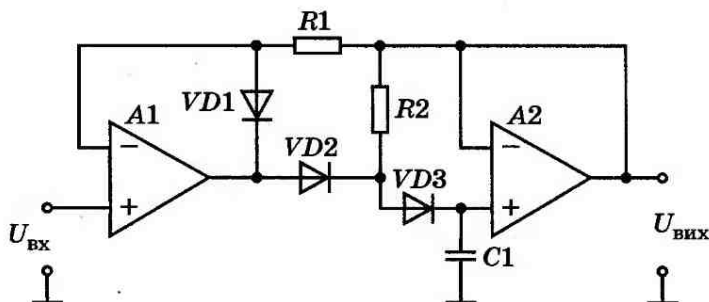


Рис. 5.57

тичне або середнє випрямлене значення. Проте в деяких випадках, наприклад для вимірювання активної потужності, параметрів електрорадіотехнічних трактів, такої інформації замало і необхідно мати відомості про фазу, тобто знати як модуль вектора коливань, так і аргумент вектора або синфазну і квадратурну складові вектора.

Фазочутливий перетворювач призначений для формування сигналу, який залежав би від зсуву фаз вимірюваного сигналу відносно опорного. Фазочутливий перетворювач складається з модулятора і фільтра нижніх частот (5.58).

На один вхід перетворювача подається вимірюваний синусоїдний сигнал $u_x(t)$, а на другий — опорний сигнал $u_R(t)$ однакової частоти з $u_x(t)$. Модулятором може служити перемножувач сигналів.

Якщо на один вхід перемножувача подати вимірюваний сигнал $u_x(t) = U_x \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi)$, а на другий — опорний сигнал $u_R(t) = U_R \sqrt{2} \sin(\omega t)$, то вихідний сигнал перемножувача

$$u_y(t) = u_x(t)u_R(t) = U_x U_R \cos \varphi - U_x U_R \cos(\omega t + \varphi) \quad (5.79)$$

матиме дві складові: *постійну складову* $U_x U_R \cos \varphi$ і *змінну складову* $-U_x U_R \cos(\omega t + \varphi)$, яка коливається з подвійною частотою.

Якщо частоту зрізу ω_s фільтра нижніх частот вибрати набагато меншою за частоту коливань 2ω змінної складової вихідного сигналу перемножувача ($\omega_s \ll 2\omega$), то фільтр нижніх частот виділить тільки постійну складову:

$$U_{\text{вих}} = K(0) U_x U_R \cos \varphi, \quad (5.80)$$

де $K(0)$ — коефіцієнт передачі фільтра нижніх частот на постійному струмі ($\omega=0$).

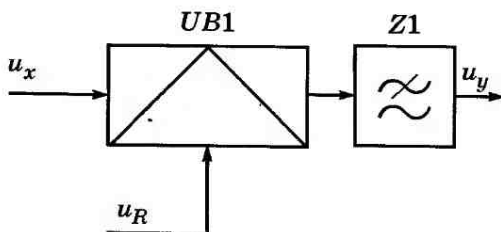


Рис. 5.58

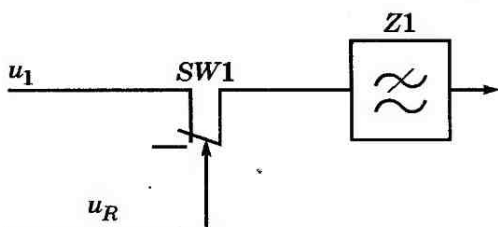


Рис. 5.59

Реалізація фазочутливого перетворювача значно спрощується, якщо за опорний сигнал вибрати прямокутні імпульси, які мають таку саму частоту, що і вимірюваний сигнал. У такому разі функції модулятора може виконувати електронний ключ, на вхід керування якого подається опорний сигнал (рис. 5.59). Електронний ключ комутує вимірюваний сигнал. Сигнал на виході ключа має вигляд, наведений на рисунку 5.60. Середнє значення сигналу на виході ключа, яке виділяється фільтром нижніх частот,

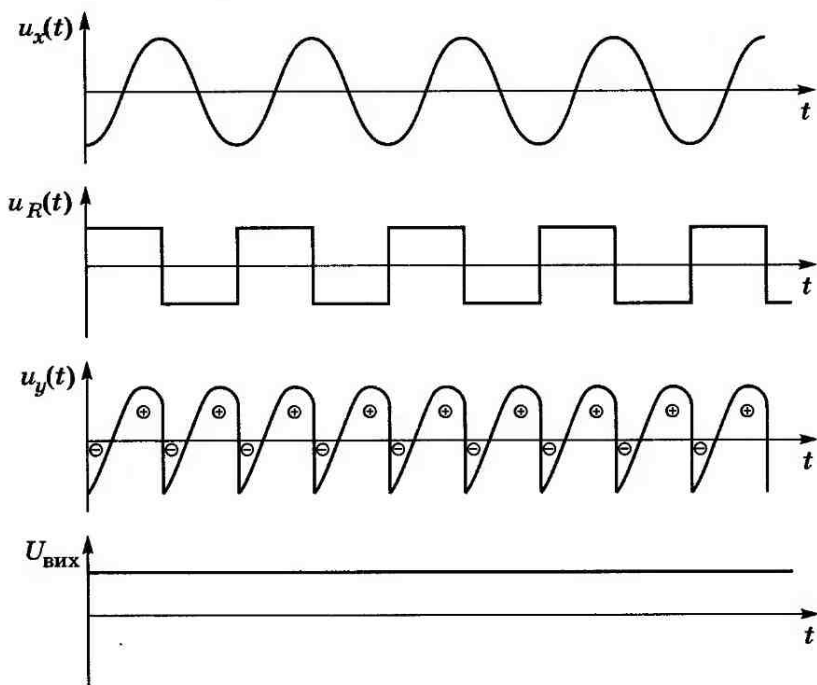


Рис. 5.60

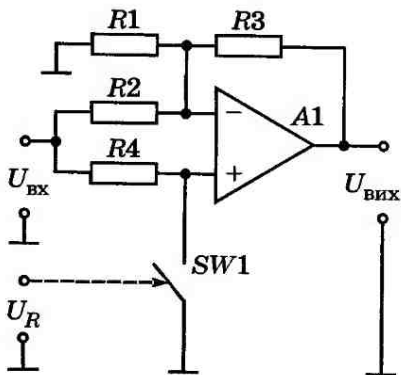


Рис. 5.61

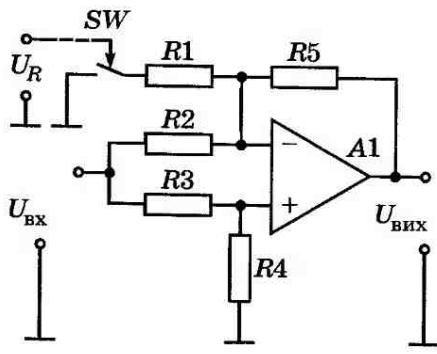


Рис. 5.62

залежить від зсуву фаз вимірюваного сигналу відносно опорного:

$$U_{\text{ВІХ}} = k U_R U_x \cos \varphi, \quad (5.81)$$

де k — коефіцієнт передачі ключа.

Для поліпшення метрологічних характеристик фазочутливих перетворювачів модулятори сигналу з імпульсним опорним сигналом реалізуються на операційних підсилювачах (рис. 5.61; 5.62).

5.3.6. Вимірювальні перетворювачі струмів і напруг в частоту та часовий інтервал

Частота і часовий інтервал на сучасному етапі розвитку вимірювальної техніки вимірюються з найвищою, порів-

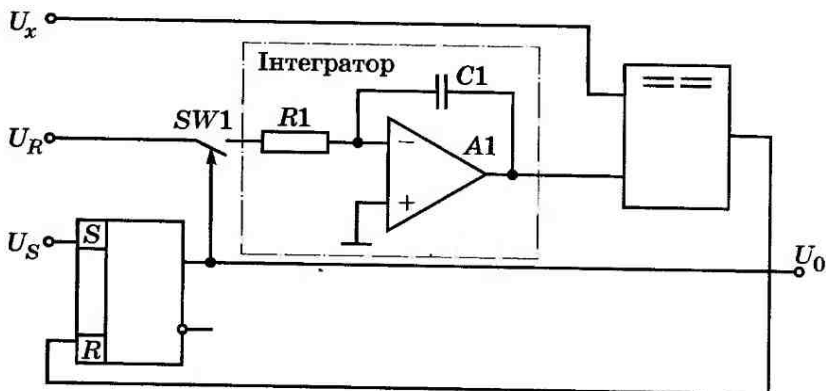


Рис. 5.63

няно з іншими фізичними величинами, точністю. Тому вимірювальне перетворення напруги в частоту або інтервал часу дає змогу використати методи і засоби вимірювання частоти і часових інтервалів для підвищення точності вимірювання напруги.

Вимірювальний перетворювач напруги в інтервал часу зі сталим нахилом розгортки. Перетворювач (рис. 5.63) складається з джерела опорної напруги, вихідне значення U_R якого має високу стабільність і відоме з високим ступенем точності. Перетворювач працює в періодичному режимі, тобто цикли перетворення вхідної напруги повторюються зі строго визначеним періодом. На початку кожного робочого циклу формується старт-імпульс і цього моменту напруга U_R подається на інтегратор, на виході якого формується лінійно-наростаюча (пилкоподібна) напруга U_1 , кут нахилу якої прямо пропорційний U_R (рис. 5.64). На один вхід компаратора подається напруга U_1 , а на другий — вимірювана напруга U_x . У момент рівності формується стоп-імпульс, який є ознакою кінця інтервалу часу T_x . Інтервал часу T_x триває від старт-імпульсу до стоп-імпульсу і є вихідною величиною даного вимірювального перетворювача.

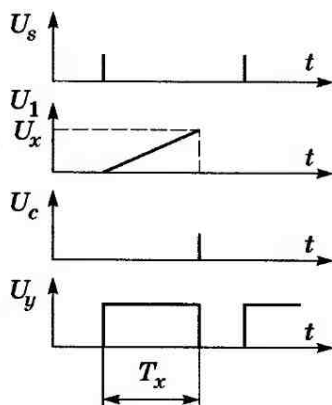


Рис. 5.64

Вимірювальний перетворювач напруги у частоту зі змінним нахилом розгортки. Перетворювач складається з інтегратора, на вхід якого на початку кожного циклу подається вимірювана напруга (рис. 5.65). Під дією вхідної напруги на конденсаторі, увімкненому у коло зворотного зв'язку операційного підсилювача, накопичується заряд, і напруга U_1 на виході підсилювача лінійно зростає. Швидкість збільшення напруги U_1 прямо пропорційна вхідній напрузі: $U_1 = U_x \frac{t}{R_1 C_1}$.

На компараторі U_1 порівнюється з опорною напругою U_R . У момент рівності напруг $\left(U_R = U_1 = U_x \frac{T_x}{R_1 C_1} \right)$ формується вихідний сигнал компаратора, який через тригер

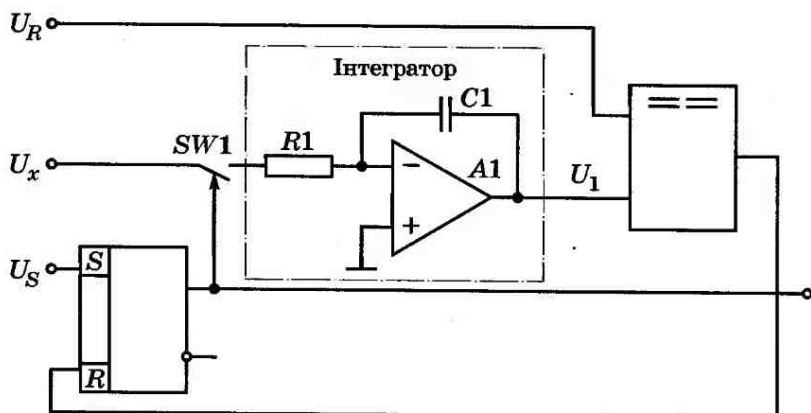


Рис. 5.65

від'єднує вхідну напругу від входу інтегратора. Таким чином, тривалість T_x імпульсів обернено пропорційна вхідній напрузі (рис. 5.66):

$$T_x = \frac{U_R \cdot R_1 \cdot C_1}{U_x},$$

а частота — прямо пропорційна вхідній напрузі:

$$f_x = 1/T_x = U_x / (U_R \cdot R_1 \cdot C_1) = k U_x.$$

Вимірювальний перетворювач напруги в інтервал часу з подвійним інтегруванням. Перетворювач має підвищену стійкість проти дії періодичних завад, оскільки перетворює в часовий інтервал не миттєве, а середнє значення сигналу впродовж певного інтервалу.

Перетворювач складається з інтегратора, на вхід якого за допомогою комутатора подається у першому такті

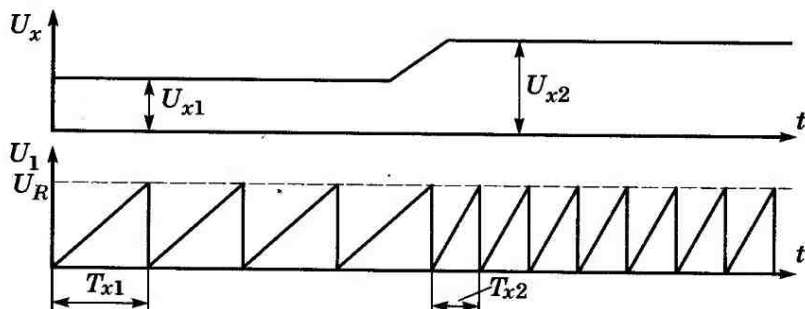


Рис. 5.66

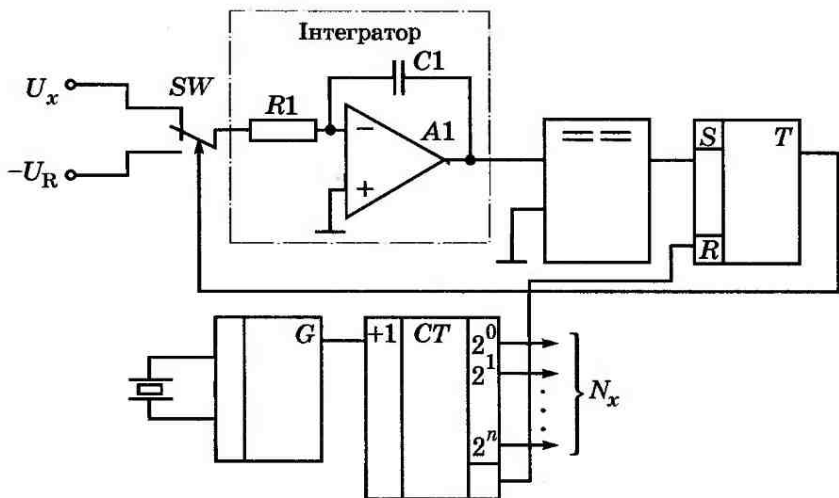


Рис. 5.67

вхідна напруга, а в другому — опорна високостабільна, відома з високим ступенем точності (рис. 5.67). До складу перетворювача входять також компаратор і пристрій для керування (контролер).

Цикл вимірювання складається з двох тактів (рис. 5.68). У першому такті з моменту t_1 до моменту t_2 відповідно до команди контролера за допомогою комутатора на вхід інтегратора подається вхідна напруга. Конденсатор інтегратора впродовж першого такту накопичує заряд, прямо пропорційний середньому значенню напруги на інтервалі. Тривалість першого такту задається за допомогою генератора імпульсів з кварцовою стабілізацією частоти і лічильника імпульсів. У момент часу t_1 вихід генератора імпульсів під'єднується до входу лічильника і на лічильник надходять імпульси з генера-

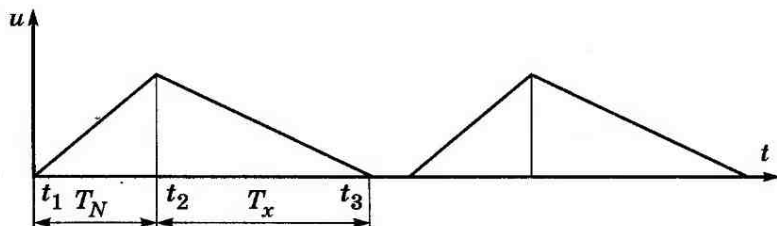


Рис. 5.68

тора. У момент t_2 , коли досягнуто в лічильнику число N_0 (повного заповнення лічильника), формується команда кінця першого такту. В цей момент вмикається на вхід інтегратора замість вхідного сигналу опорний сигнал протилежної полярності. Вихідна напруга інтегратора лінійно зменшується і в момент t_3 дорівнює нулю. Цей момент фіксується компаратором. З рівності зарядів, накопичених на конденсаторі інтегратора впродовж першого і другого тактів, впливає

$$T_x = \frac{T_N}{U_0} \cdot U_x. \quad (5.82)$$

Таким чином, вихідне значення T_x перетворювача прямо пропорційне середньому значенню вхідної напруги за час T_N . Рівняння (5.82) є *рівнянням вимірювального перетворення*.

Якщо на вході вимірювального перетворювача діятиме періодична завада, наведена, наприклад, від мережі живлення з частотою 50 Гц, то, вибираючи інтервал інтегрування T_N кратним періоду завади ($T_3=20$ мс), можна досягти значного зменшення дії періодичної наводки, оскільки середнє значення періодичної напруги за період, як зазначено, дорівнює нулю. Якщо період завади T_3 внаслідок нестабільності відхиляється від періоду інтегрування T_N або перестає бути кратним йому, то дієвість захисту від періодичних завод значно зменшується. У сучасних високочутливих перетворювачах подвійного інтегрування для підвищення дієвості захисту застосовується настроювання періоду інтегрування T_N на період наводки T_3 .

5.3.7. Аналого-цифрові (АЦП) та цифроаналогові (ЦАП) перетворювачі

За допомогою цифрових вимірювальних приладів здійснюють такі інформаційні процедури, як *дискретизація сигналів за часом, квантування сигналів за інформативним параметром, кодування квантованих сигналів*.

Дискретизація аналогового сигналу полягає у періодичному, з періодом дискретності T_d , виділенні окремих миттєвих значень сигналу (рис. 5.69). Таким чином, дискретизований сигнал — це послідовність миттєвих значень або дискретних сигналів. Кожне виділене миттєве

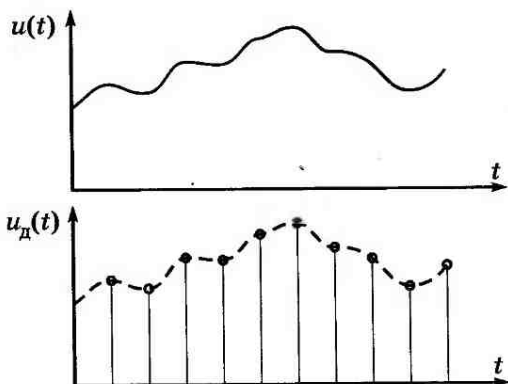


Рис. 5.69

значення (дискрета сигналу) запам'ятовується в аналоговому запам'ятовуючому пристрої (АЗП) — *дискретизаторі*.

Вимірювана фізична величина змінюється в межах деякого діапазону значень. Цей діапазон поділяється на багато ступенів або квантів. Наприклад, якщо напруга змінюється в діапазоні від нуля до 10 В, то діапазон можна поділити на 10000 квантів або ступенів по 0,001 В. Далі кожне миттєве значення фізичної величини порівнюється (врівноважується) з сукупністю квантів (квантовою фізичною величиною, відтвореною мірою) до виконання системи нерівностей:

$$N \cdot \Delta x \leq x \leq (N+1) \cdot \Delta x \quad (5.83)$$

Компаратор або пристрій для порівняння фіксує (тобто «сигналізує») виконання системи нерівностей спеціальним сигналом. Наприклад, якщо система нерівностей виконується, сигнал на виході компаратора 1, а якщо не виконується — то 0.

Після закінчення процесу зрівноважування для вимірювальної величини X зазначається, тобто приписується, або нижній рівень $N \cdot \Delta x$ (квантування «з нестачею»), або верхній рівень $(N+1) \cdot \Delta x$ (квантування «з надлишком»).

Число N (або $(N+1)$) потрібно подати у певній системі числення. Цей процес називається *кодуванням* квантового сигналу. Комп'ютери та цифрові прилади здійснюють обробку чисел у *двійковій* системі числення, у якій довільне число подається комбінацією тільки двох цифр 0 та 1.

Для візуального відображення інформації користуються звичною для людини десятиковою системою числення, у якій кожне число подається комбінацією десяти цифр 0, 1, ..., 9, які часто називають *арабськими цифрами*.

Вимірювальний перетворювач, який здійснює дискретизацію аналогового сигналу, квантування та кодування сигналу, називається *аналого-цифровим перетворювачем (АЦП)*. Аналого-цифровий перетворювач є невід'ємною складовою частиною будь-якого цифрового приладу. Мікроелектронна промисловість випускає аналого-цифрові перетворювачі у вигляді однієї або кількох мікросхем.

Методи аналого-цифрового перетворення поділяються на методи зіставлення та методи врівноважування.

У *методах зіставлення* аналого-цифрове перетворення здійснюється за один прийом або такт, тобто з максимальною швидкістю. Для цього потрібно за допомогою міри відтворити всі N значень, на які квантується діапазон, тобто міра має бути багатоканальною.

У *методах врівноважування* аналого-цифрове перетворення здійснюється за кілька тактів. Розрізняють методи розгортального і слідкуючого врівноважування.

АЦП зіставлення (паралельної дії). На рисунку 5.70, як приклад, зображено аналого-цифровий перетворювач напруги, який реалізує метод зіставлення.

Напруга з виходу стабілізаційного джерела електрорушійних сил, яке є мірою електрорушійної сили, подається на багатоступеневий подільник напруги. Число ступенів подільника напруги дорівнює числу квантів діапазону вимірювання. На виході подільника напруги відтворюється N квантованих рівнів напруги:

$$U_N \cdot \frac{1}{N}, U_N \cdot \frac{2}{N}, U_N \cdot \frac{3}{N}, \dots, U_N \cdot \frac{N-1}{N}, U_N.$$

Ці рівні напруги подаються на перші входи N компараторів, а на другі входи — подається вимірювальна напруга U_x . Вихідний сигнал кожного (n -го) компаратора дорівнює 1, якщо $U_x \geq U_N \cdot \frac{n}{N}$; і дорівнює 0, якщо $U_x < U_N \cdot \frac{n}{N}$. Виходи всіх N компараторів подаються на

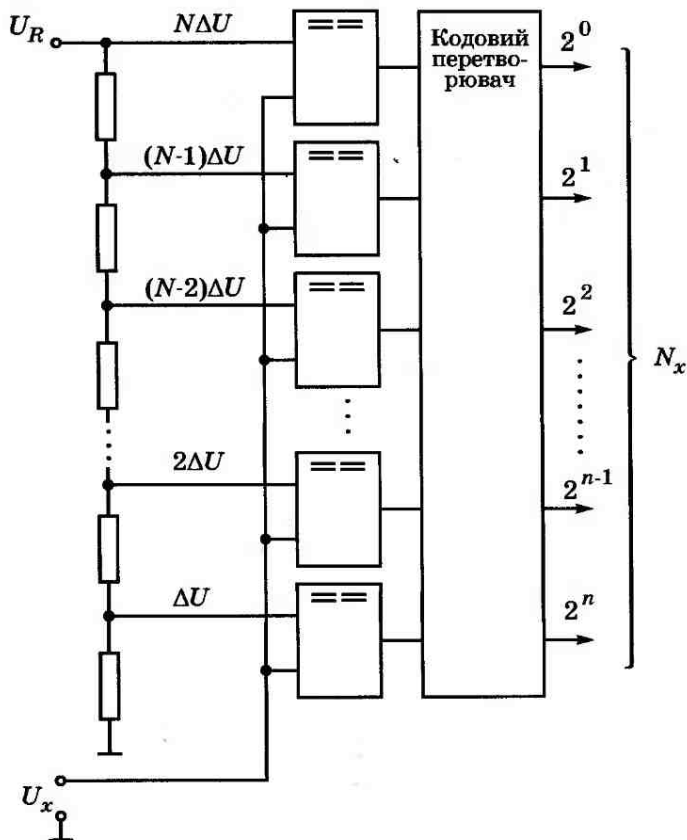


Рис. 5.70

пристрій кодування, який формує число N_x у певній (як правило, двійковій) системі числення. Число N_x — це число компараторів, вихідний сигнал яких дорівнює 1, тобто ця кількість квантів $N_x \cdot \Delta U$, які не перевищують вимірюваної напруги U_x :

$$U_x \geq N_x \cdot \Delta U.$$

Аналого-цифрові перетворювачі, які реалізують метод зіставлення, випускаються серійно на число квантів 256 і 512 і здійснюють до половини мільярда вимірювань за секунду.

АЦП розгортального врівноважування. Цифрові прилади розгортального врівноважування працюють циклами, які періодично повторюються. Нове значення вимірюваної величини періодично замінює попереднє значення. У кож-

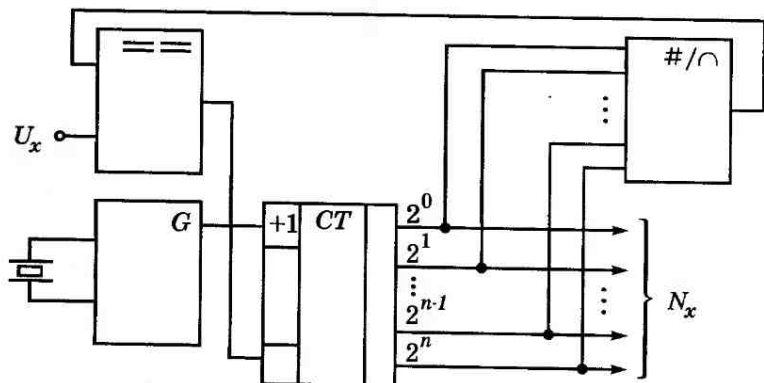


Рис. 5.71

ному циклі вимірювана величина компенсується однорідною фізичною величиною, яка відтворюється мірою лінійно або відповідно до певного закону. На рисунку 5.71 зображено структуру цифрового вольтметра з лінійним наростанням врівноважувальної напруги у кожному циклі. Таким чином, вимірювана напруга перетворюється в часовий інтервал, який потім вимірюється, тому такі вольтметри називаються *часово-імпульсними вольтметрами*.

Часово-імпульсний вольтметр працює за таким принципом. Генератор стартових імпульсів генерує стартовий імпульс на початку кожного циклу. Стартовий імпульс запускає генератор лінійно-наростаючої напруги і одночасно від'єднує за допомогою комутатора генератор квантувальних імпульсів до входу лічильника імпульсів. Напруга на виході генератора лінійно-наростаючої напруги зростає і порівнюється з вимірюваною напругою. У той момент, коли досягнуто рівності напруг, компаратор генерує стоп-імпульс, що вимикає генератор квантувальних імпульсів від входу лічильника імпульсів, і надходження імпульсів на лічильник припиняється. Число на виході лічильника імпульсів є результатом вимірювання у двійковій системі числення. За допомогою перетворювача кодів воно перетворюється у десяткову систему числення і висвітлюється на цифровому індикаторі.

Недоліком цифрових приладів розгортального врівноважування з рівномірно ступінчастою зміною врівноважувальної величини є велика тривалість циклу, що збільшується з підвищенням точності, тобто зі збільшен-

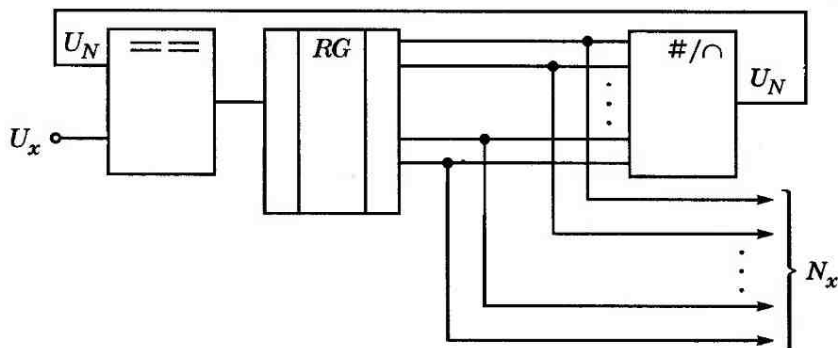


Рис. 5.72

ням числа квантів, на які квантується інтервал вимірюваної величини.

Щоб зменшити тривалість аналого-цифрового перетворення, тобто підвищити швидкодію, застосовується врівноважування вимірюваної величини за розрядами. Здебільшого таке врівноважування виконується у двійковій системі і весь цикл врівноважування поділяється на такти відповідно до кількості розрядів. На рисунку 5.72 наведено структуру цифрового вольтметра з врівноважуванням за розрядами. Стартовий імпульс, що його на початку кожного циклу видає генератор стартових імпульсів, запускає процес врівноважування, який здійснюється за розрядами, починаючи від найстаршого розряду і закінчуючи наймолодшим. Врівноважувальна напруга порівнюється за допомогою компаратора з вимірюваною напругою. Якщо вимірювана напруга більша за врівноважувальну, то найстарший розряд залишається, а якщо менша, то вимикається. У наступному такті вмикається сусідній молодший розряд і врівноважування здійснюється в такій самій послідовності.

Таким чином, починаючи з найстаршого, послідовно, такт за тактом переходячи до молодшого і закінчуючи наймолодшим розрядом, здійснюється аналого-цифрове перетворення вимірюваної напруги. Кількість тактів такого зрівноважування значно зменшується порівняно з рівномірно-ступінчастим. Наприклад, якщо діапазон вимірювання квантується на 128 квантів, то максимальна кількість тактів у випадку рівномірно-ступінчастого врівноважування дорівнює кіль-

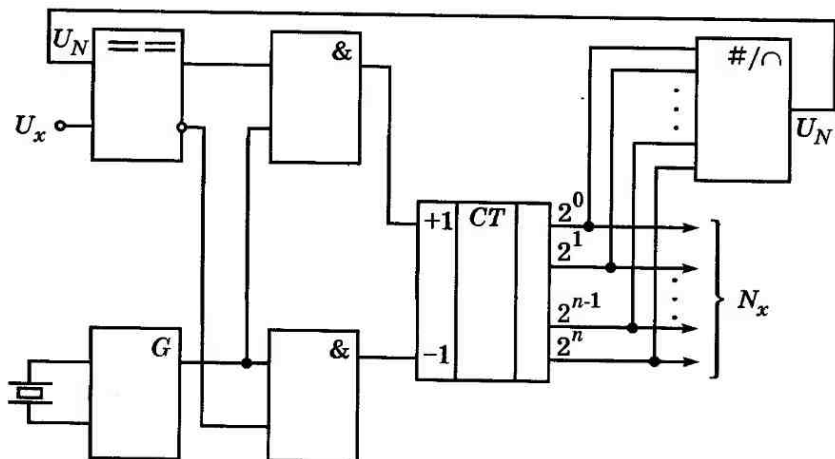


Рис. 5.73

кості квантів, тобто 128, тоді як кількість тактів врівноважування за розрядами становить $\log_2(128-1)=7$.

АЦП слідкувального врівноважування. Вихідний кодовий сигнал приладів слідкувального врівноважування змінюється слідом за зміною вимірюваного сигналу. На рисунку 5.73 наведено структуру цифрового вольтметра слідкувального врівноважування. Вимірювана напруга U_x порівнюється на компараторі з напругою $N_x \cdot \Delta U$, відтвореною цифроаналоговим перетворювачем (ЦАП), який є мірою напруги, керованою кодом. Якщо $U_x \geq N_x \cdot \Delta U$, то вихідний сигнал компаратора і імпульси від генератора імпульсів через комутатор подаються на вхід додавання (+1) реверсивного лічильника імпульсів. Число N_x на виході лічильника імпульсів зростатиме доти, доки U_x і $N_x \cdot \Delta U$ не зрівноважаться. Якщо ж $U_x \leq N_x \cdot \Delta U$, то вихідний сигнал компаратора становитиме 0, імпульси передаються тепер на вхід віднімання (-1) реверсивного лічильника імпульсів і число N_x на виході лічильника зменшуватиметься доти, доки N_x і $N_x \cdot \Delta U$ не врівноважаться знову.

Вихідний код реверсивного лічильника імпульсів формується, як правило, у двійковій системі числення і керує цифроаналоговим перетворювачем. Для візуального спостереження вихідний код лічильника імпульсів за допомогою перетворювача кодів перетворюється у звичний для нас десятковий код, який висвітлюється на цифровому індикаторі вольтметра.

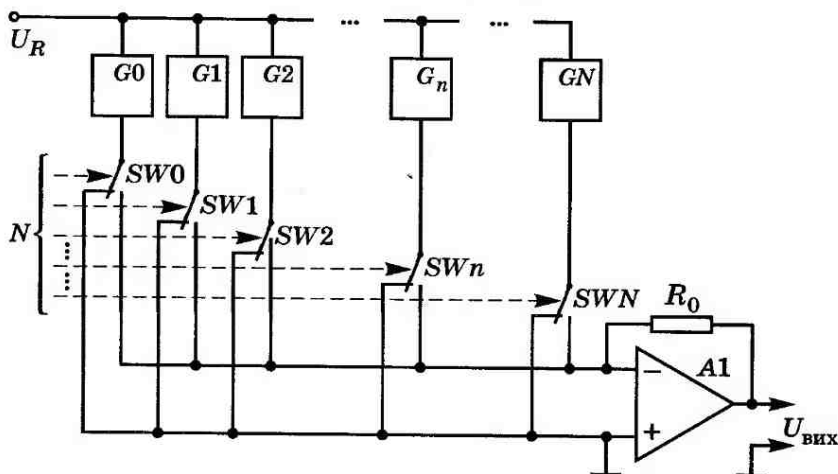


Рис. 5.74

Цифроаналогові перетворювачі. У цифрових вимірювальних приладах часто необхідне зворотне перетворення коду в аналоговий сигнал. Таке перетворення здійснюється вимірювальним перетворювачем, який називається *цифроаналоговим перетворювачем* (ЦАП). Цифроаналоговий перетворювач (рис.5.74) складається з генераторів струму $G_0, G_1, G_2, \dots, G_n, \dots, G_N$, які живляться від джерела опорної напруги U_R (через перемикачі $SW_0, SW_1, SW_2, \dots, SW_n, \dots, SW_N$) і вимірювального перетворювача струм — напруга на операційному підсилювачі $A1$ з резистором R_0 у колі зворотного зв'язку. Струм кожного наступного генератора струму вдвічі більший від струму попереднього генератора, тобто струми генераторів відповідають розрядам двійкової системи числення.

Якщо на перемикач подати керівний сигнал «логічна одиниця», то струм відповідного генератора спрямовується у шину додавання підсилювача $A1$, у випадку «логічний нуль» — на спільну шину. Сукупність сигналів керування перемикачами становить N — розрядне двійкове число.

Таким чином, вихідний сигнал $U_{\text{вих}}$ перетворювача буде прямо пропорційний двійковому N -розрядному числу: $U_{\text{вих}} = \beta N$. Цифроаналоговий перетворювач входить до складу деяких типів АЦП як складова частина.

5.4. Вимірювання струмів і напруг приладами прямої дії

Струми і напруги є найбільш поширеними електричними величинами, які необхідно вимірювати в дуже широкому діапазоні значень.

Увесь діапазон вимірюваних струмів і напруг можна умовно поділити на три піддіапазони:

малих струмів (до одиниць міліампер) і напруг (до одиниць мілівольт);

середніх струмів (від одиниць міліампер до десятків ампер) і напруг (від одиниць мілівольт до сотень вольт);

великих струмів (понад десятки ампер) і напруг (понад сотні вольт).

Найбільше засобів вимірювання розроблено і випускається для середнього піддіапазону значень. У цьому піддіапазоні *струми і напруги вимірюються* вимірювальними приладами безпосередньої оцінки — *амперметрами* і *вольтметрами*. За принципом дії ці прилади поділяються на електромеханічні, електромеханічні з вимірювальними перетворювачами, електронні аналогові, цифрові.

У процесі розвитку вимірювальної техніки спочатку було винайдено, розроблено і запроваджено у практику електромеханічні амперметри і вольтметри *магнітоелектричної, електромагнітної, електродинамічної* та інших систем. Але у зв'язку з бурхливим розвитком електроніки і запровадженням її досягнень у вимірювальну техніку електромеханічні прилади поступово витісняються електронними, а останнім часом цифровими вольтметрами і амперметрами.

Електромеханічні вольтметри і амперметри порівняно з електронними і цифровими мають такі недоліки: невисока точність і швидкодія, незначний діапазон вимірювання, великі габарити і маса, велике споживання енергії, складна технологія виготовлення, низька надійність. Проте в експлуатації ще знаходиться велика кількість електромеханічних приладів.

Застосування досягнень електронної техніки для побудови електронних аналогових амперметрів і вольтметрів, зокрема операційних підсилювачів у вигляді інтегральних мікросхем, дало змогу значно розширити діапазони вимірювання і частотний, підвищити точність і чутливість електронних амперметрів і вольтметрів.

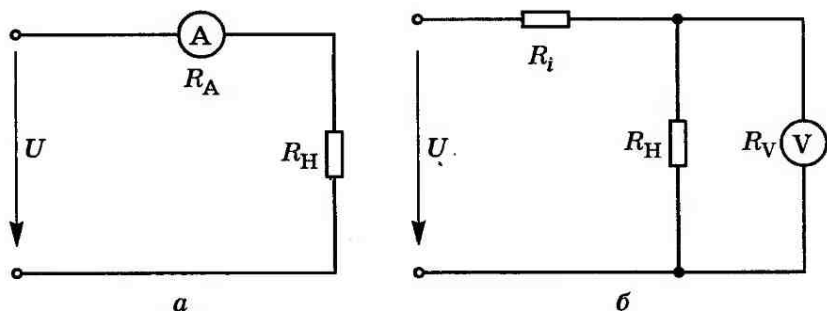


Рис. 5.75

Розробка мікросхем аналого-цифрових і цифроаналогових перетворювачів і запровадження їх у вимірювальну техніку дало можливість випускати цифрові амперметри і вольтметри, які подають результат вимірювання у цифровій формі, обробляти таку інформацію високопродуктивними процесорами цифрових сигналів.

Схеми увімкнення амперметрів і вольтметрів. Амперметри вмикають у коло послідовно зі споживачем (рис. 5.75, а), а вольтметри — паралельно (рис. 5.75, б).

Вимірювання струмів і напруг амперметрами та вольтметрами супроводжуються методичною похибкою, спричиненою взаємодією вимірювального пристрою з об'єктом вимірювання. Абсолютна методична похибка, зумовлена ненульовим значенням опору амперметра, обчислюється за формулою:

$$\Delta_I = I' - I = \frac{U}{R_A + R_H} - \frac{U}{R_H} = \frac{U}{R_H} \left(\frac{R_H}{R_A + R_H} - 1 \right), \quad (5.84)$$

де I — струм у колі без амперметра; I' — струм у колі з увімкненим амперметром; R_H , R_A — опори навантаження і амперметра.

Відносна методична похибка дорівнює:

$$\delta_I = \frac{\Delta_I}{I} = - \frac{R_A}{R_A + R_H} = - \frac{1}{1 + \frac{R_H}{R_A}}. \quad (5.85)$$

Отже, значення відносної похибки залежить від відношення опору навантаження до опору амперметра, тому для зменшення цієї похибки необхідно зменшувати опір амперметра.

Абсолютна методична похибка, зумовлена впливом вольтметра на режим роботи електричного кола, становить:

$$\Delta U = U' - U = \frac{E}{R_i + \frac{R_V \cdot R_H}{R_V + R_H}} \cdot \frac{R_V \cdot R_H}{R_V + R_H} - \frac{E}{R_i + R_H} \cdot R_H, \quad (5.86)$$

а відносна похибка:

$$\delta_U = \frac{\Delta U}{U} = -\frac{R_V(R_i + R_H)}{R_V(R_i + R_H) + R_V R_H} - 1 = -\frac{1}{1 + \frac{R_V}{R_H} + \frac{R_V}{R_i}}. \quad (5.87)$$

Таким чином, значення методичної похибки залежить від відношення опору вольтметра R_V до опору навантаження R_H , а також від відношення опору вольтметра R_V до внутрішнього опору R_i джерела ЕРС. Для зменшення методичної похибки впливу вольтметра потрібно збільшувати його опір відносно опору споживача і внутрішнього опору джерела ЕРС.

Електронні аналогові вольтметри. Засоби вимірювання, вихідний сигнал яких є неперервною функцією вимірюваної величини, а перетворення сигналу вимірювальної інформації здійснюється електронними пристроями, належать до *електронних аналогових засобів вимірювання*. Електронні вольтметри становлять значну частину аналогових електронних вимірювальних приладів. Застосування електронних пристроїв у вимірювальних приладах збільшило функціональні можливості і значно поліпшило метрологічні характеристики: точність, чутливість, діапазон вимірювання електронних засобів вимірювання порівняно з електромеханічними. У цих приладах вимірювана напруга підсилюється і перетворюється за допомогою вимірювальних аналогових перетворювачів у постійний струм, який вимірюється приладом магнітоелектричної системи.

Електронні вольтметри мають високу чутливість, широкий діапазон (від десятків нановольт до десятків кіловольт), великий вхідний опір (понад 1 МОм), широкий частотний діапазон. Вони можуть бути з прямим або із зрівноваженим перетворенням. За родом струму поділяються на вольтметри постійного та змінного струмів.

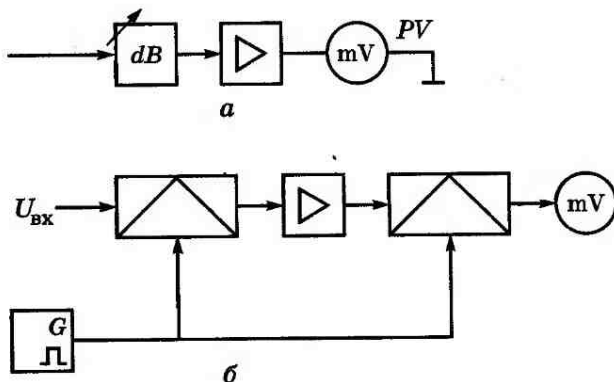


Рис. 5.76

Вольтметри постійного струму складаються з таких основних частин (рис. 5.76, а): вхідного багатоступеневого подільника напруги, за допомогою якого можна змінювати діапазон вимірювальної напруги; підсилювача постійного струму, коефіцієнт підсилення якого можна змінювати ступенями; магнітоелектричного вимірювального механізму, призначеного для вимірювання постійного струму.

Послідовне з'єднання подільника напруги дає можливість зробити вольтметр високочутливим і багатодіапазонним.

Характеристики вольтметра обмежуються такими недоліками, як нестабільність коефіцієнта підсилення і так званий «дрейф нуля».

Для усунення цих недоліків і підвищення чутливості вольтметрів застосовують підсилювач постійного струму, побудований за структурою МДМ (модуляція-демодуляція).

Принцип дії підсилювача постійного струму з МДМ (рис. 5.76, б) такий. Вимірюваний сигнал надходить на модулятор, який є аналоговим вимикачем з електронним керуванням моменту вмикання і вимикання сигналом з генератора. Таким чином, на виході модулятора будуть імпульси з частотою генератора і амплітудою, що дорівнює значенню вхідної напруги. Далі ці імпульси підсилюються підсилювачем змінного струму, у якого відсутній «дрейф нуля», і подаються на демодулятор. Демодулятор виділяє середнє значення імпульсів, яке пропорційне вхідній напрузі і вимірюється магнітоелектричним приладом.

Вольтметри змінного струму. Електронні вольтметри змінного струму складаються з таких частин (рис. 5.77):

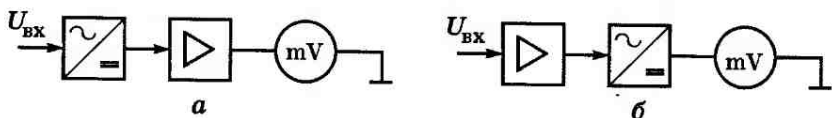


Рис. 5.77

вимірювального перетворювача змінного струму в постійний; підсилювача; магнітоелектричного вимірювального механізму.

Вольтметри змінного струму можуть мати дві структури. У вольтметрах першої структури (рис. 5.77, а) вимірювальний сигнал надходить на вимірювальний перетворювач, потім підсилюється підсилювачем постійного струму і вимірюється магнітоелектричним приладом. Завдяки малій інерційності перетворювачів вольтметри з такою структурою мають широкий частотний діапазон. Однак зазначені вище недоліки підсилювача постійного струму обмежують чутливість таких вольтметрів.

У вольтметрах другої структури (рис. 5.77, б) вимірюваний сигнал спочатку підсилюється підсилювачем змінного струму, а потім перетворюється в сигнал постійного струму. Такі вольтметри мають високу чутливість, але частотний діапазон обмежується інерційністю підсилювача змінного струму.

Вимірювальні перетворювачі змінного струму в постійний поділяються на такі види:

- амплітудний;
- середнього значення;
- діючого значення.

Постійна напруга на виході вимірювального перетворювача прямо пропорційна відповідно амплітудному, середньому чи діючому значенню змінної напруги на вході. Залежно від типу вимірювального перетворювача вольтметри змінної напруги також поділяються на *вольтметри амплітудних, середніх та діючих значень*.

У перетворювачах *амплітудного значення з відкритим входом* діод VD відкритий за умови $U_{вх}(t) > U_C(t)$, і в цей відносно короткий проміжок часу конденсатор заряджається до максимального значення. Коли $U_{вх}(t) \leq U_C(t)$, то діод закривається і конденсатор повільно розряджається через великий вхідний опір підсилювача постійного струму. Таким чином на конденсаторі підтримується на-

пруга майже однакова за амплітудним значенням вимірюваної напруги.

У перетворювача із закритим входом на вході стоїть конденсатор, який не пропускає постійної складової вимірюваної напруги. Він заряджається тоді, коли додатна вхідна напруга перевищує від'ємну напругу на конденсаторі. До резистора R прикладена напруга, значення якої дорівнює сумі вхідної напруги та напруги на конденсаторі. Напруга на конденсаторі дорівнює додатному амплітудному значенню. За допомогою фільтра виділяється середнє значення змінної напруги на резисторі R , що становить амплітудне значення вимірюваного сигналу.

Вольтметри середнього значення мають випрямні перетворювачі змінного струму у постійний. Шкала таких вольтметрів градується в діючих значеннях.

За визначенням, діюче значення напруги — це середнє за період значення квадрата напруги. Тому у *вольтметрах діючого значення* вимірювальний перетворювач обов'язково має у своєму складі квадратор. Найчастіше як квадратори використовують термоелектричний перетворювач та квадратор з кусково-лінійною апроксимацією параболи.

Слід зазначити, що останнім часом у зв'язку з бурхливим розвитком мікроелектроніки і мікропроцесорної техніки багато аналогових електронних приладів, насамперед частотоміри, фазометри, вольтметри, витісняються цифровими приладами, точність яких значно перевищує точність аналогових приладів.

Цифровими називаються прилади, у яких вимірювальні величини перетворюються на код, покази яких подані у цифровій формі.

Цифрові вольтметри та амперметри мають велику швидкодію (до десятків і навіть сотень мільйонів вимірювань за секунду); високу точність; можливість легко автоматизувати процес вимірювання. До того ж, результати вимірювання формуються у вигляді коду, який безпосередньо можна подавати для обробки у мікропроцесор.

Цифрові вольтметри і амперметри мають такі самі складові частини, як і аналогові електронні вольтметри і амперметри, але на відміну від аналогових до складу цифрового приладу обов'язково має входити *аналого-цифровий перетворювач*. Крім того, для індикації результату вимі-

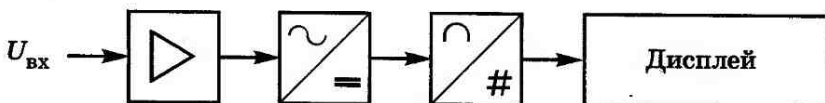


Рис. 5.78

рювання та іншої вимірювальної інформації до складу цифрових приладів має входити *дисплей* (рис. 5.78).

У зв'язку з бурхливим розвитком мікроелектроніки і мікропроцесорної техніки різко зростає точність, чутливість приладів, значно зменшуються габарити і споживана потужність, розширюються функціональні можливості цифрових вимірювальних приладів. Крім суто вимірювальних операцій, у цифрових приладах реалізуються і такі, як автоматичний вибір діапазону вимірювання, обробка результатів вимірювання з метою зменшення похибки вимірювання, вибір моделі об'єкта вимірювання, подання результатів вимірювання у зручній для оператора формі (графіки, діаграми), визначення та індикація похибки вимірювання тощо.

5.5. Вимірювання струмів і напруг компенсаторами (потенціометрами) постійного та змінного струмів

Для проведення вимірювань з високими вимогами щодо точності і чутливості застосовують компенсатори (потенціометри) постійного струму. Компенсатори постійного струму реалізують метод *порівняння з мірою*.

Структура компенсатора постійного струму наведена на рисунку 5.79, де:

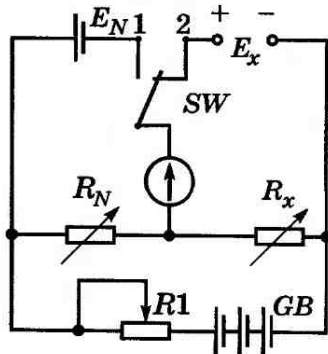


Рис. 5.79

E_N — нормальний елемент, ЕРС якого стабільна і відома з високою точністю. Нормальний елемент є мірою ЕРС у складі даного засобу вимірювання;

R_N — зразковий резистор, значення опору якого вибирається залежно від робочого струму компенсатора і температури;

R_x — резистор, значення опору якого відомо з великою

точністю і може змінюватися ступенями відповідно до десяткової системи числення;

GB — робоче джерело, призначене для створення робочого струму в резисторах R_x, R_N ;

R_1 — резистор, за допомогою якого встановлюють необхідний робочий струм.

Вимірювання невідомої напруги U_x здійснюється за два етапи. На першому етапі встановлюється значення робочого струму за допомогою резистора R_1 . Для цього перемикач SW необхідно поставити в позицію 1. Опір R_1 плавно змінюють доти, поки гальванометр не покаже нуль, тобто ЕРС (E_N) зрівноважується напругою $U_N = I \cdot R_N$. У такому разі виконується рівність $E_N = I \cdot R_N$, з якої випливає, що

$$I = E_N / R_N. \quad (5.88)$$

На другому етапі вимірювання перемикач переводять у позицію 2 і вимірювану напругу U_x зрівноважують напругою на резисторі R_x , змінюючи ступенями опір R_x . Зрівноважування здійснюється послідовно, крок за кроком, починаючи від найстаршої декади і закінчуючи наймолодшою, коли гальванометр покаже нуль. Тоді

$$U_x = I \cdot R_x = E_N \cdot R_x / R_N. \quad (5.89)$$

Таким чином, вимірювана напруга визначається через ЕРС нормального елемента E_N і співвідношення опорів R_x і R_N , які також мають велику стабільність і відомі з великою точністю. ЕРС робочого джерела і R_1 мають бути стабільними короткотерміново — тільки впродовж вимірювання.

5.6. Особливості вимірювання великих значень струмів і напруг

Діапазоном великих значень струмів вважається діапазон 50 А...300 кА для постійного струму і 50...70 кА — змінного.

Галуззю застосування великих струмів є електроенергетика, у тому числі виробництво електроенергії, її перетворення, передача на відстань і споживання. Крім електроенергетики, великі струми застосовуються у таких галузях, як: кольорова металургія і хімічна промисловість, зокрема електролізна технологія отримання металів і не-

металів, де використовуються струми 50...300 кА; чорна металургія, зокрема електропереплав, електрометалургія, термообробка, де використовується постійний струм до 50 кА та змінний струм промислової частоти до 50 кА; електрифікований транспорт; потужний електропривід в обробній і гірничодобувній промисловості; електромашинобудування і електроапаратобудування; технологічні процеси нанесення захисних і декоративних покриттів гальванічним методом, де використовуються постійний струм до 100 кА.

Щоб здійснювати контроль робочого режиму електроустаткування та облік спожитої електроенергії, необхідно вимірювання струмів.

Вимірювання великих струмів має певні особливості.

Перша особливість пов'язана з конструктивним виконанням сильнострумового обладнання, з його геометричними та іншими технічними характеристиками. Струмопроводами у таких колах служать масивні стаціонарні шини або пакети шин, переріз яких становить від десятків квадратних сантиметрів до десятків квадратних дециметрів. Роз'єднання такого струмопроводу — складна, трудомістка і тривала монтажна процедура, крім того, далеко не завжди може бути виконана в необхідному місці і в необхідний момент часу. Тому однією з важливих вимог під час конструювання перетворювачів є створення роз'ємної конструкції без розриву струмопроводу.

Друга особливість електричних кіл великих струмів полягає у неперервності режиму енергопостачання, тобто постійному перебуванні кола в режимі навантаження, тому вимикання та інші відхилення від режиму — небажані, а в багатьох випадках просто неможливі.

Вимірювання великих постійних струмів здійснюється з попереднім вимірювальним перетворенням. На практиці здебільшого застосовують вимірювальні перетворювачі постійних струмів: резистивні; магнітомодуляційні (трансформаторні перетворювачі і магнітні компаратори); гальваномагнітні; магнітооптичні.

Резистивні перетворювачі, які часто називають *шунтами*, призначені для вимірювального перетворення струму в напругу, яка у подальшому вимірюється вольтметром.

Резистивні перетворювачі виготовляються у вигляді набору пластин або стержнів з манганіну, впаяних у масивні

струмопровідні колодки з м'якої міді. Вони, як правило, мають дві пари затискачів: струмові і потенціальні. Через струмові затискачі резистивний перетворювач з'єднується з масивною струмопровідною шиною, а через потенціальні затискачі — з вимірювальною апаратурою. Слід зазначити, що резистивні перетворювачі великих струмів — це досить масивні вироби, маса яких сягає десятків і навіть сотень кілограмів.

Принцип дії резистивних перетворювачів ґрунтується на законі Ома: напруга на резистивному перетворювачі, з відомим із заданою точністю опором, прямо пропорційна вимірюваному струмові, що проходить через резистивний перетворювач.

Основні метрологічні характеристики резистивних перетворювачів такі: номінальний коефіцієнт перетворення (номінальна чутливість); похибка перетворення і відповідний клас точності; діапазон перетворюваних струмів; номінальна вихідна напруга; потужність, що споживається перетворювачем.

Коефіцієнт перетворення K_R (або чутливість S_R) резистивного перетворювача як відношення вихідної величини (напруги) до вхідної величини (струму) дорівнює опоріві резистивного перетворювача:

$$K_R = S_R = U_{\text{вих}} / I_{\text{вх}} = R. \quad (5.90)$$

Промисловістю серійно випускаються резистивні перетворювачі великих струмів (шунти) таких класів точності: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5. Верхня границя діапазону вимірювання становить 10 кА. Точність резистивних перетворювачів обмежується такими чинниками:

перерозподілом струму і пов'язаною з цим нерівномірною густиною струму, зумовлених якістю монтажу струмових затискачів. Для зменшення *похибки*, зумовленої цим чинником, необхідно старанно, щільно і рівномірно затягувати струмові затискачі;

залежністю опору перетворювача від навантаження, тобто від вимірюваного струму внаслідок зміни температурного режиму. Основним способом зменшення перегрівання перетворювача є поліпшення теплообміну. Для цього застосовують примусове масляне, водне або повітряне охолодження. Другим способом регулювання теплообміну є розгалуження струмопроводу на кілька паралельних

віток, внаслідок чого збільшується площа охолодження. Такий резистивний перетворювач, у якому паралельно увімкнені однотипні перетворювачі становлять одне ціле, називається *комбінованим резистивним перетворювачем*;

термоерс, що виникають у контактних парах;

змною параметрів перетворювача з плином часу, так зване старіння матеріалу перетворювача.

Принцип дії *магнітомодуляційних вимірювальних перетворювачів* полягає у дії магнітного поля вимірюваного струму на магнітні характеристики магнітопроводу. Магнітомодуляційні перетворювачі мають дві різновидності: трансформаторні перетворювачі і магнітні компаратори.

Трансформаторний перетворювач (рис. 5.80) складається з двох однакових замкнених магнітопроводів. Струмопровід з вимірюваним струмом проходить через центральні отвори магнітопроводів і утворює первинні одновиткові обмотки, які увімкнені послідовно і зустрічно. Вторинні обмотки обох магнітопроводів з однаковою кількістю витків з'єднані узгоджено і ввімкнені під змінну напругу допоміжного джерела електричної енергії.

Послідовно з обмотками до джерела змінної напруги увімкнено через одну діагональ двопівперіодний перетворювач середніх значень змінного струму. У другій діагоналі перетворювача проходить випрямлений струм, середнє значення якого визначається вимірюваним постійним струмом у первинних обмотках. За способом з'єднання вторинних обмоток трансформаторні перетворювачі поділяються на послідовні і паралельні.

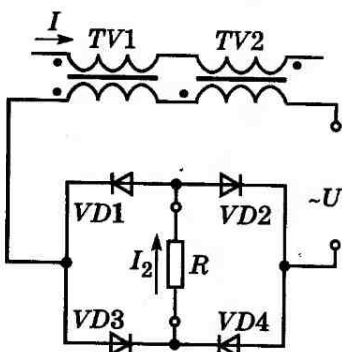


Рис. 5.80

Принцип дії трансформаторних перетворювачів постійного струму полягає у підмагнічуванні магнітопроводу постійним струмом, внаслідок чого впродовж однієї половини періоду змінного струму настає насичення магнітопроводу, протягом другої половини — крива струму спотворюється і середнє значення випрямленого струму змінюється прямо пропорційно підмагнічуючому струмові, тобто вимі-

рюваному струму. Таким чином, відбувається вимірювальне перетворення постійного струму великого значення у середнє значення випрямленого вихідного струму.

Основними причинами похибок трансформаторних перетворювачів є: нелінійна залежність між вхідним і вихідним струмами; залежність параметрів перетворювача, насамперед відносної магнітної проникності магнітопроводу, від температури; часова нестабільність.

Магнітний компаратор складається із замкненого феромагнітного магнітопроводу, через центральний отвір якого проходить шина з вимірюваним струмом. Вторинна обмотка намотана тонким проводом і рівномірно розміщена на всьому магнітопроводі. У первинній обмотці пропускають вимірюваний струм, а у вторинній — компенсаційний струм, значення якого відомо із заданою точністю. Струми у первинній і вторинній обмотках мають такі напрямки, що магніторушійні сили обмоток спрямовані назустріч одна одній.

Принцип дії магнітного компаратора полягає у компенсації магніторушійної сили первинної обмотки магніторушійною силою вторинної обмотки. За відомим значенням вторинного струму і співвідношенням витків визначається значення вимірюваного струму.

Точність магнітних компараторів обмежена дією на магнітопровід сторонніх магнітних полів і наявністю залишкового намагнічування магнітопроводу.

Дія *гальваноманітних перетворювачів* ґрунтується на ефектах Холла, Гаусса тощо.

Вимірювальне перетворення на основі гальваноманітних ефектів складається з двох етапів: вимірювального перетворення струму в параметр магнітного поля і магнітної величини у вихідну напругу.

У процесі конструювання вимірювальних перетворювачів струму в магнітну величину слід враховувати, що чутливий елемент має невеликі розміри і реагує тільки на магнітне поле в локальній області. Магнітне поле в цій локальній області залежить не тільки від вимірюваного струму, а й від таких чинників, як наявність феромагнітних тіл, розміщених поблизу чутливого елемента, інших провідників зі струмом, потужних електричних машин і агрегатів. Магнітне поле, що пронизує чутливий елемент, залежить також і від відстані до провідника з вимірюваним струмом.

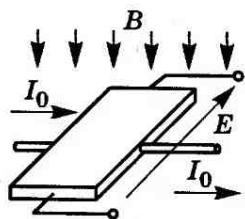


Рис. 5.81

Дію цих чинників можна звести в ідеальному випадку до нуля через застосування чутливого елемента, який би реагував на магнітне поле вздовж замкненого контуру, що охоплює провідник з вимірюваним струмом, відповідно до закону повного струму. В реальному випадку

дію цих чинників можна істотно зменшити, якщо чутливі елементи розмістити з деяким інтервалом уздовж замкненого контуру, який охоплює провідник з вимірюваним струмом, а вихідні сигнали чутливих елементів додати.

Ще одним способом зменшення дії зазначених чинників є застосування замкнутих феромагнітних магнітопроводів (магнітних концентраторів), які охоплюють провідник зі струмом і в зазорах яких розміщено вимірювальні перетворювачі (чутливі елементи) магнітних величин.

Вимірювальний перетворювач магнітної величини у вихідну напругу (перетворювач Холла) — це, як правило, тонка прямокутна напівпровідникова пластина або тонка плівка, яка напилюється з напівпровідникового матеріалу на діелектричну підкладку (рис. 5.81). У повздовжньому напрямку через пластину пропускається струм I_0 від додаткового джерела. Магнітне поле з індукцією B діє перпендикулярно до пластини. З поперечних граней пластини знімається електрорушійна сила

$$E = \frac{R_h B I_0}{d}, \quad (5.91)$$

де R_h — стала Холла, яка залежить від властивостей напівпровідникового матеріалу, а саме від рухливості і концентрації основних і неосновних носіїв заряду; d — товщина пластини.

Основною метрологічною характеристикою перетворювача Холла є гальваномагнітна чутливість

$$S_h = \frac{E}{B} = \frac{R_h I_0}{d}. \quad (5.92)$$

Отже, для збільшення чутливості, необхідно збільшити струм I_0 додаткового джерела і зменшити товщину пластини d . Крім того, чутливість перетворювача зале-

жить від сталої Холла, яка, у свою чергу, визначається такими характеристиками напівпровідникового матеріалу, як рухливість і концентрація основних і неосновних носіїв заряду.

Проте збільшувати струм I_0 можна лише до певної межі, що зумовлена тепловою дією струму і, як наслідок, підвищенням температури чутливого елемента.

Зменшення товщини d пластини (з метою підвищення чутливості перетворювача) також обмежене значеннями кількох десятків мікрометрів. Подальше зменшення товщини пластини спричинює великі технологічні труднощі виготовлення і шліфування таких пластин. Крім того, збільшуються дефекти поверхні напівпровідника і розсіювання носіїв на цих дефектах.

Для збільшення чутливості перетворювача необхідно вибирати напівпровідниковий матеріал з великою рухливістю носіїв і з великою шириною забороненої зони. Перспективним щодо цього є застосування антимоїду індію (InSb), арсеніду індію, арсеніду галію. До того ж концентрація і рухливість носіїв заряду значно залежить від температури. Тому чутливість перетворювача Холла також залежить від температури, що зумовлює істотну температурну похибку.

Іншими причинами похибок є часова нестабільність параметрів, розкид параметрів однотипних перетворювачів, наведення ЕРС сторонніми змінними магнітними полями. Остання похибка особливо виявляється при вимірюванні змінного струму на високих частотах.

У *магнітооптичних вимірювальних перетворювачах* використовується ефект Фарадея, що полягає у дії магнітного поля вимірюваного струму на оптично прозоре середовище, внаслідок чого площина поляризації світлового променя повертається. Кутове переміщення площини поляризації визначається за формулою

$$\varphi = \lambda H_{\text{ср}} l, \quad (5.93)$$

де λ — стала (стала Верде), яка залежить від магнітооптичних властивостей речовини, яка використовується в чутливому елементі; $H_{\text{ср}}$ — середнє значення напруженості магнітного поля вздовж активної ділянки чутливого елемента; l — довжина активної ділянки взаємодії магнітного поля і речовини.

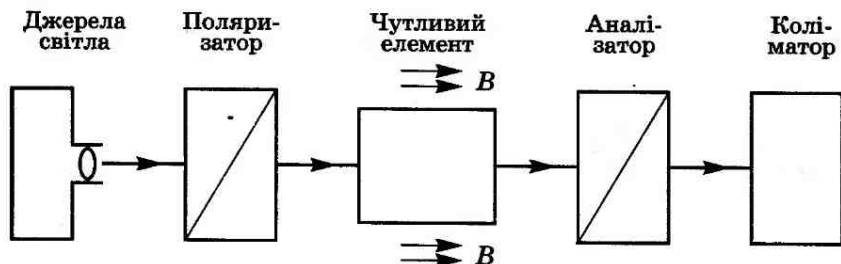


Рис. 5.82

Магнітооптичний вимірювальний перетворювач (рис. 5.82) складається з джерела випромінювання, поляризатора світла, чутливого елемента, аналізатора. Світловий промінь, що випромінюється джерелом світла, поляризується за допомогою поляризатора і проходить через оптично прозоре середовище чутливого елемента (*модулятор Фарадея*). Вздовж чутливого елемента діє магнітне поле вимірюваного струму, яке повертає площину поляризації променя на кут, прямо пропорційний середній напруженості магнітного поля. Випромінювання, яке пройшло крізь модулятор, потрапляє на аналізатор. За відсутності магнітного поля площини поляризатора і аналізатора взаємно перпендикулярні, що забезпечує мінімальну інтенсивність світлового потоку на виході аналізатора. Під дією магнітного поля площина поляризації світла повертається і інтенсивність світлового потоку на виході аналізатора зростає.

Таким чином, здійснюється вимірювальне перетворення напруженості магнітного поля вимірюваного струму в інтенсивність світлового потоку.

В магнітооптичному вимірювальному перетворювачі необхідно враховувати ті ж самі чинники щодо перетворення струму в магнітну величину, що і в гальваномагнітному вимірювальному перетворювачі. Тому під час створення магнітооптичних перетворювачів доцільно було б винайти таку конструкцію, в якій поляризований промінь проходив би в активному оптичному середовищі замкненим контуром, що охоплював би провідник з вимірюваним струмом. Це можна здійснити за допомогою або гнучкого світловоду, або світловоду, який складається з прямолінійних ділянок, з'єднаних у замкнутий контур.

Точність вимірювального магнітооптичного перетворення обмежена оптичною неоднорідністю світловоду вздовж контуру, в тому числі і значенням сталої Верде; залежністю сталої Верде від температури, часу і спектрального складу випромінювання.

До переваг магнітооптичних перетворювачів належить висока швидкодія і гальванічне розмежування досліджуваного електричного кола і вимірювальної апаратури.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ І ЗАВДАННЯ

1. Наведіть основні характеристики мір і зразкових засобів струму і напруги.
2. Для чого призначено вимірювальні генератори і які їх основні характеристики?
3. Проаналізуйте основні характеристики вимірювальних перетворювачів струму та напруги.
4. У чому полягає принцип дії вимірювальних трансформаторів струму та напруги?
5. Назвіть основні галузі застосування фазочутливих перетворювачів.
6. Які особливості вимірювальних перетворювачів струму і напруги в частоту і часовий інтервал?
7. Розкрийте принцип дії аналого-цифрових перетворювачів.
8. Опишіть структуру цифрового вольтметра.
9. У яких випадках доцільно застосовувати компенсатори для вимірювання струмів і напруг?
10. У чому полягає принцип дії компенсатора змінного струму?

ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ПОТУЖНОСТІ І ЕНЕРГІЇ

6.1. Основні поняття

Важливість вимірювання електричної потужності і енергії зумовлена широким застосуванням електричної енергії в усіх галузях економіки. Останнім часом в економічно розвинутих країнах спостерігається стійка тенденція до винайдення способів зменшення енергоспоживання, зниження енергоємності одиниці випущеної продукції, економної витрати та раціонального використання енергії. А відтак, посилюється важливість вимірювання та обліку енергії.

У колах постійного струму *електрична потужність* P визначається як добуток напруги U і струму I

$$P=UI. \quad (6.1)$$

Електрична енергія, що споживається впродовж часу t , дорівнює:

$$E=Pt=UIt. \quad (6.2)$$

У системі СІ одиницею потужності є ват (Вт), а енергії — джоуль (Дж). На практиці для вимірювання електричної енергії широко застосовують позасистемну одиницю — кіловат-година (кВт-год). Одна кіловат-година дорівнює $3,6 \cdot 10^6$ Дж.

Енергопостачання в усіх країнах здійснюється трифазними системами змінного струму промислової частоти, тому переважна більшість засобів вимірювання електричної потужності й енергії призначена для роботи у таких системах.

Для змінного струму добуток миттєвих значень напруги $u(t)$ і струму $i(t)$ називається *миттєвою потужністю*:

$$p(t)=u(t) \cdot i(t). \quad (6.3)$$

Для синусоїдних напруги $u(t) = U\sqrt{2} \sin \omega t$ та струму $i(t) = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi)$, які мають середні квадратичні значен-

ня U і I , коливаються з кутовою частотою ω і зсунуті один відносно одного на фазовий кут φ , миттєва потужність

$$p(t) = u(t) \cdot i(t) = UI[\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)] \quad (6.4)$$

має дві складові: постійну $UI \cos \varphi$ і змінну $[-UI \cos(2\omega t - \varphi)]$. Змінна складова коливається з подвійною частотою порівняно з частотою струму чи напруги.

Більшість споживачів енергії реагують не на миттєві значення потужності, а на середню за період потужність. Середнє значення миттєвої за період $T = 2\pi/\omega$ називається *активною потужністю*:

$$P = [p(t)]_{\text{ср}},$$

оскільки середнє значення змінної складової $[-UI \cos(2\omega t - \varphi)]$ за період T дорівнює нулю, то активна потужність дорівнює постійній складовій миттєвої потужності

$$P = UI \cdot \cos \varphi. \quad (6.5)$$

Одиницею активної потужності для змінного струму, як і постійного струму, є ват (Вт).

Якщо синусоїдну напругу $u(t) = U\sqrt{2} \sin \omega t$ та струм $i(t) = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi)$ представити комплексними значеннями, $u(t) \Rightarrow \underline{U} = Ue^{j0}$; $i(t) \Rightarrow \underline{I} = Ie^{-j\varphi}$, то можна ввести такі поняття:

комплексна потужність — добуток комплексної напруги \underline{U} на комплексний струм \underline{I} :

$$\underline{S} = \underline{U} \cdot \underline{I}^* = UIe^{j\varphi} = P + jQ; \quad (6.6)$$

активна потужність — це дійсна частина комплексної потужності:

$$P = UI \cdot \cos \varphi; \quad (6.7)$$

реактивна потужність визначається як уявна частина комплексної потужності:

$$Q = UI \cdot \sin \varphi. \quad (6.8)$$

Повна (*повірна*) потужність визначається як модуль комплексної потужності:

$$S = |\underline{S}| = UI. \quad (6.9)$$

Одиницею комплексної та повної потужності є *вольт-ампер (В·А)*, одиницею активної — *ват (Вт)*, одиницею реактивної — *вольт-ампер реактивний (ВАр)*.

У колах несинусоїдного струму користуються поняттям *потужності спотворень*:

$$T = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}. \quad (6.10)$$

6.2. Вимірювальні перетворювачі миттєвої потужності (перемножувачі)

Вимірювальний перетворювач (рис. 6.1) миттєвої потужності перемножує миттєві значення напруги $u(t)$ і струму $i(t)$ згідно з формулою (6.3).

За реалізацією операції перемножування вимірювальні перетворювачі миттєвої потужності поділяються на вимірювальні перетворювачі прямого і опосередкованого перемножування.

6.2.1. Вимірювальні перетворювачі миттєвої потужності, що реалізують прямі методи перемноження

В *електродинамічному вимірювальному перетворювачі* прямого перемножування здійснюється вимірювальне перетворення активної потужності у кутове переміщення стрілки (вказівника).

Такий вимірювальний перетворювач потужності (електродинамічний вимірювальний механізм, або електродинамічний *ватметр*) складається (рис. 6.2) з *нерухомої котушки*, намотаної товстим провідником, яка вмикається послідовно зі споживачем. Нерухома котушка призначена для створення однорідного магнітного поля струму споживача. Форму котушки вибирають такою, щоб магнітне поле було рівномірним.

У магнітному полі нерухомої котушки розміщена *легка рухома котушка* (рамка), намотана тонким провідником.

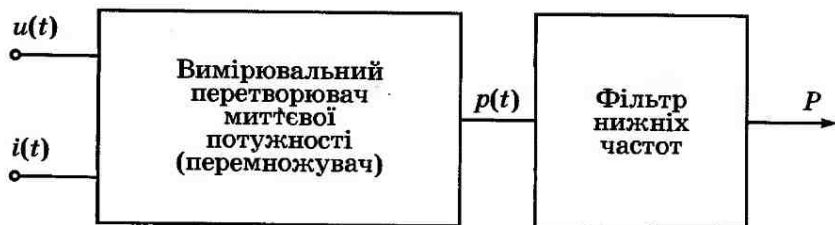


Рис. 6.1

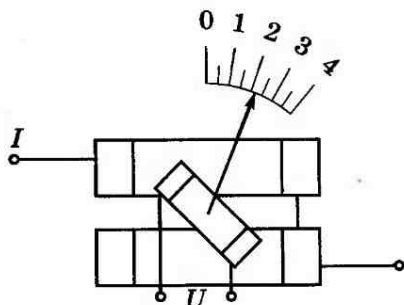


Рис. 6.2

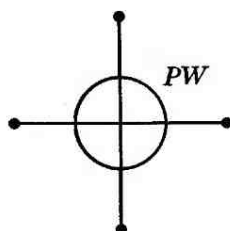


Рис. 6.3

Вона закріплюється на осі, розтяжках або підвісі і може обертатися. Рухома котушка вмикається паралельно споживачеві, активна потужність якого підлягає вимірюванню. До осі рухомої котушки кріпиться спіральна пружина, призначена для створення моменту протидії і для електричного з'єднання обмотки рухомої котушки з нерухомим споживачем. Стрілка, з'єднана з рухомою котушкою, призначена для індикації кутового переміщення котушки. Стрілка переміщується вздовж шкали з нанесеними поділками, проградуєваними в одиницях потужності. Для зменшення перехідних коливань стрілки у разі різкої зміни споживаної енергії призначений заспокоювач. Він може бути повітряним або електромагнітним. Для суміщення початкового положення стрілки з нульовою позначкою шкали призначений коректор.

На електричних схемах ватметри позначаються умовним зображенням, наведеним на рисунку 6.3.

Принцип дії електродинамічного ватметра. Витками нерухомої котушки, увімкненої послідовно зі споживачем, протікає струм споживача

$$i_x(t) = I_x \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi)$$

і всередині котушки створюється магнітне поле з високим ступенем однорідності.

Рухома котушка вмикається паралельно споживачеві під напругу

$$u_x(t) = U_x \sqrt{2} \sin(\omega t).$$

Як правило, для поліпшення метрологічних характеристик перетворювача послідовно з рухомою котушкою вми-

кається додатковий опір $R_{\text{дод}}$, значення якого набагато більше опору рухомої котушки r_2 , тобто $R_{\text{дод}} \gg r_2$. Струм $i_2(t)$ у рухомій котушці визначається прикладеною напругою $u_x(t)$, наведеною ЕРС самоіндукції $e_L(t)$ та взаємної індукції $e_M(t)$.

На рисунку 6.4 наведена векторна діаграма струмів і напруг електродинамічного вимірювального перетворювача.

У магнітному полі нерухомої котушки (рис. 6.5) з середньою індукцією $B_{1\text{ср}}(t)$ розміщена рухома котушка з кількістю витків w_2 і площею витка S_2 . На рухому котушку діє механічний момент, зумовлений силою Ампера.

Оскільки магнітне поле нерухомої котушки змінюється у часі і струм у рухомій котушці також змінний, то механічний момент, що діє на рухому котушку, буде також змінним. Частота ω_0 власних вільних коливань рухомої котушки, що характеризує її інерцію, набагато менше ($\omega_0 \ll 2\omega$) за частоту коливань змінних складових моменту, тому переміщення рухомої частини під дією цих моментів нехтовно мале. Тобто, котушка переміщується тільки під дією середнього за період *рушійного моменту*, або постійної складової моменту.

Середнє значення моменту M прямо пропорційне вимірюваній активній потужності споживача P_x :

$$M = k_w U_x I_x \cos \varphi = k_w P_x, \quad (6.11)$$

де k_w — коефіцієнт пропорційності.

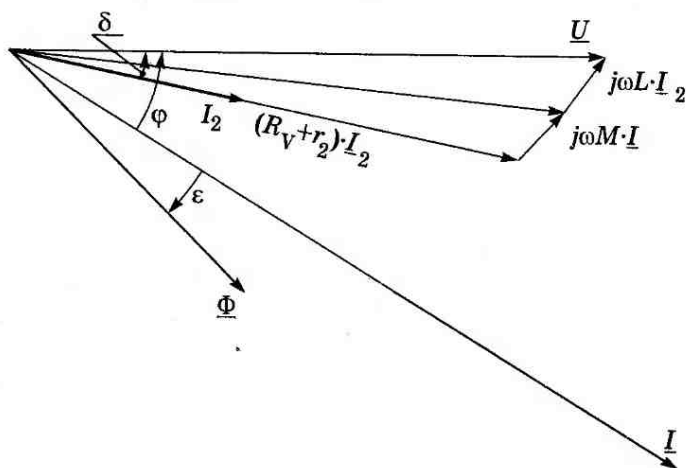


Рис. 6.4

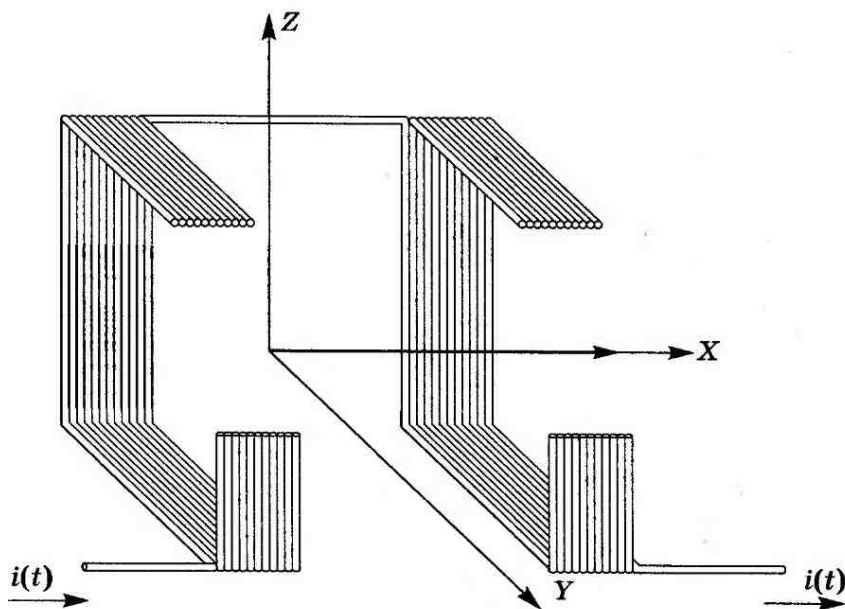


Рис. 6.5

Крім рушійного моменту, до рухомої частини перетворювача прикладений момент протидії пружного елемента (пружини, розтяжки чи підвісу):

$$M_r = k_r \alpha, \quad (6.12)$$

де k_r — питомий момент пружини.

У стаціонарному режимі рушійний момент M врівноважується моментом протидії M_r пружного елемента, тобто $M = M_r$, і відхилення стрілки α від початкового положення пропорційне вимірюваній активній потужності:

$$\alpha = \frac{k_w}{k_r} U_x I_x \cos \varphi = \frac{k_w}{k_r} P_x. \quad (6.13)$$

Це рівняння є рівнянням вимірювального перетворення електродинамічного перетворювача. Чутливість S електродинамічного перетворювача можна отримати з рівняння перетворення

$$S = \frac{\alpha}{P_x} = \frac{k_w}{k_r}. \quad (6.14)$$

Крім чутливості, на практиці користуються сталою приладу C_P , яка є величиною, оберненою до чутливості $C_P = 1/S$.

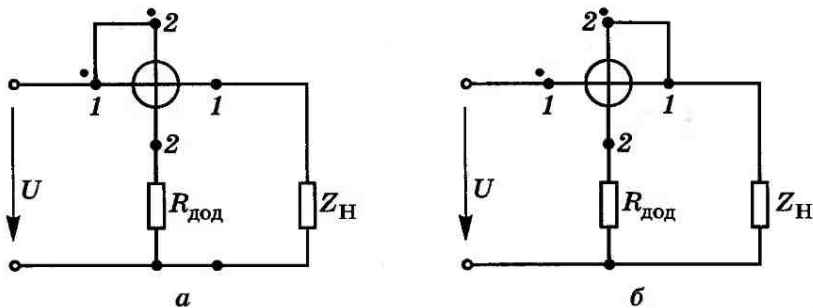


Рис. 6.6

Нерухомі котушки ватметра 1–1 (рис. 6.6) вмикають в електричне коло послідовно зі споживачем Z_N , а рухома котушка 2–2 із додатковим резистором $R_{\text{дод}}$ — паралельно споживачеві. Зміна напрямку струму в котушках спричинює зміну напрямку відхилення стрілки приладу. Тому для правильного увімкнення один із затискачів і рухомої та нерухомої котушок позначається спеціальним знаком («генераторні» затискачі) і ці затискачі мають бути увімкнені з боку джерела живлення.

Похибки електродинамічних ватметрів зумовлюються різними чинниками.

Так, частотна похибка — проявляється в тому, що покази ватметра для постійного і змінного струмів відрізняються, незважаючи на те, що активна потужність така ж сама. Це пояснюється:

а) залежністю струму в рухомій котушці не тільки від активного опору, а й від реактивного;

б) зсувом фаз φ між напругою та струмом у рухомій котушці;

в) наявністю різниці фаз φ між струмом і магнітним потоком нерухомої котушки, що зумовлено втратами у магнітному полі. Для електродинамічних ватметрів її значення несуттєве і цією величиною можна знехтувати, а для феродинамічних ватметрів її потрібно враховувати.

Для компенсації частотної похибки послідовно з рухомою котушкою, яка має активний опір r_2 та індуктивність L_2 , вмикається (рис. 6.7) компенсаційний резистор R_K і конденсатор з ємністю C_K .

Умовою компенсації частотної похибки є рівність нулю реактивного опору кола, тобто рівність нулю уявної частини комплексного опору.

Якщо привіяти сталі часу рухомої котушки і компенсаційного двополюсника $\tau_2 = \tau_k$, то значення опору компенсаційного резистора і ємності компенсаційного конденсатора можна знайти за формулами

$$R_k = r_2; \quad C_k = L_2 / r_2^2. \quad (6.15)$$

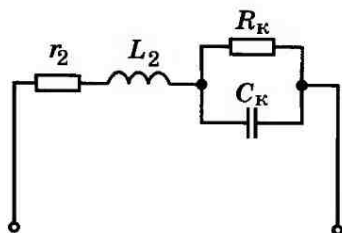


Рис. 6.7

Зазначимо, що в такий спосіб можна компенсувати частотну похибку лише для одного значення частоти сигналу.

Кутова похибка зумовлена залежністю рушійного моменту не тільки від різниці фаз φ між напругою і струмом споживача, а й від різниці фаз δ між напругою споживача і струмом у рухомій котушці (див. рис. 6.4).

Нерухома і рухома котушки ватметра споживають енергію, що спотворює режим роботи електричного кола і призводить до методичної похибки, або похибки взаємодії. Для вимірювання потужності застосовують дві схеми увімкнення ватметра (див. рис. 6.6). Відносна похибка взаємодії для схеми (а):

$$\delta_P = \frac{U_{IH} - U_H I_H}{U_H I_H} = \frac{(U_H + U_A) I_H - U_H I_H}{U_H I_H} = \frac{U_A I_H}{U_H I_H};$$

$$\delta_P = \frac{P_A}{P_H}, \quad (6.16)$$

для схеми (б):

$$\delta_P = \frac{U_H I - U_H I_H}{U_H I_H} = \frac{(I_H + I_V) U_H - U_H I_H}{U_H I_H} = \frac{U_H I_V}{U_H I_H};$$

$$\delta_P = \frac{P_V}{P_H}, \quad (6.17)$$

де P_A , P_V — потужність, що споживається, відповідно, нерухомою і рухомою котушками; P_H — потужність споживача енергії.

Аналіз похибки взаємодії показує, що схему на рисунку 6.6, а доцільно застосовувати для вимірювання потужності високоомного споживача, а схему на рисунку 6.6, б — низькоомного.

Опори котушок струму та напруги залежать від температури. Отже, від температури залежать і покази приладу. Таку температурну похибку не можна оцінити за формулою. Це випадкова похибка. Для її зменшення застосовують манганінові опори, залежність від температури яких є незначною.

До позитивних властивостей електродинамічних ватметрів слід віднести відносно високу точність (клас точності 0,1), можливість застосування як для постійного, так і для змінного струму, наявність майже рівномірної шкали, можливість розширення діапазону вимірювання як за струмом (котушку струму поділяють на декілька секцій, з'єднаних послідовно), так і за напругою (якщо приєднати додатковий опір послідовно з котушкою напруги).

Недоліками електродинамічних ватметрів є власне споживання енергії, неможливість застосовувати в широкому діапазоні частот через наявність частотної похибки, відносно невеликий момент обертання, чутливість до зовнішніх магнітних полів.

Феродинамічний ватметр (як і електродинамічний) складається з двох котушок: нерухомої і рухомої. Нерухома котушка феродинамічного ватметра, на відміну від електродинамічного, наноситься на феромагнітний магнітопровід. Таким чином, створюється радіальне магнітне поле в зазорі, в якому розміщено рухома котушка (рис. 6.8). Рухлий момент створюється взаємодією магнітних полів рухомої і нерухомої котушок.

У феродинамічному ватметрі, порівняно з електродинамічним, значно більший обертальний момент і значно менший вплив зовнішніх магнітних полів. Поряд з цим, феродинамічний ватметр має більшу похибку від нелінійності, гістерезису і більші втрати енергії.

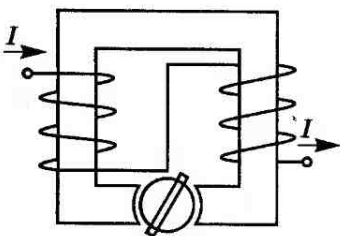


Рис. 6.8

Вимірювальний перетворювач миттєвої потужності на основі підсилювача з керованим коефіцієнтом підсилення складається з підсилювача, на вхід якого подається один сигнал u_1 , а коефіцієнт підсилення k змінюється під дією другого сигналу u_2 , тобто $k=cu_2$. У такому разі вихідний

сигнал підсилювача u_3 прямо пропорційний добутку вхідних сигналів:

$$u_3 = k u_1 = c u_1 u_2. \quad (6.18)$$

Таке перетворення доцільно реалізувати на інтегральних операційних підсилювачах, які мають високі метрологічні характеристики.

Якщо тепер на вхід підсилювача подати сигнал, пропорційний напрузі на споживачеві $u_1 = c_1 u_x(t)$, а за допомогою коефіцієнта підсилення керувати сигналом, пропорційним струмові споживача $k = c_2 i_x(t)$, то вихідний сигнал буде пропорційний добутку миттєвих значень струму і напруги, тобто буде пропорційний миттєвій потужності:

$$u_3(t) = c_1 c_2 u_x(t) i_x(t) = c_1 c_2 p_x(t). \quad (6.19)$$

Керувати коефіцієнтом підсилення можна різними способами. Розглянемо найпоширеніші з них.

Керування коефіцієнтом підсилення за допомогою польового транзистора. Опір каналу польового транзистора залежить від напруги на затворі транзистора, тому змінюючи напругу на затворі, можна керувати опором каналу. На рисунку 6.9 подано схему вимірювального перетворювача миттєвої потужності із застосуванням інтегральних операційних підсилювачів і пари узгоджених польових транзисторів, які виготовлені у вигляді інтегральної мікросхеми в єдиному технологічному циклі

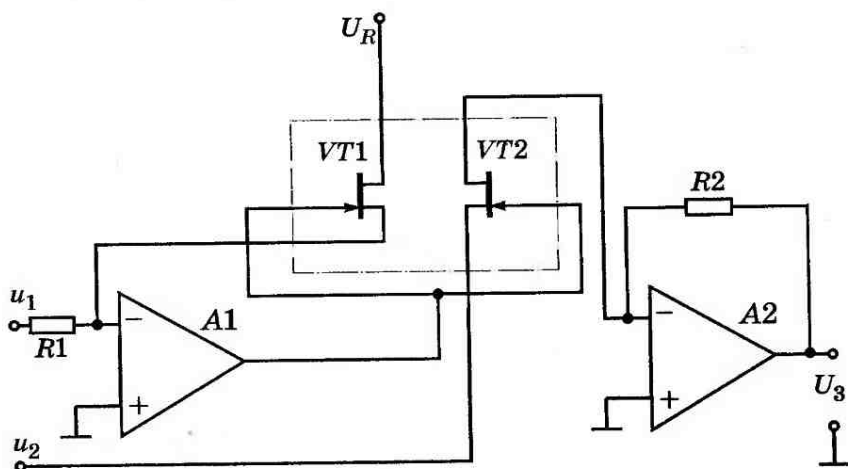


Рис. 6.9

і тому мають високий ступінь ідентичності характеристик. Якщо знехтувати вхідним струмом операційного підсилювача, який становить десяті частки мікроампера, то струми i_1 та i_2 дорівнюватимуть один одному ($i_1=i_2$), тому

$$\frac{u_1}{R_1} = \frac{U_r}{R_{VT1}} \Rightarrow R_{VT1} = R_1 \frac{U_r}{u_1}, \quad (6.20)$$

де U_r — опорна напруга.

В узгоджених транзисторів високий ступінь ідентичності їх параметрів, тому під час подачі на затвори узгоджених транзисторів однієї і тієї самої напруги опори каналів R_{VT1} та R_{VT2} однакові: $R_{VT1}=R_{VT2}=R_{VT}$.

Вихідний сигнал другого операційного підсилювача залежить від другого вхідного сигналу u_2 і співвідношення опорів R_2/R_{VT} :

$$u_3 = u_2 R_2/R_{VT} = \frac{R_2}{R_1 U_r} u_1 u_2. \quad (6.21)$$

Отже, вихідний сигнал u_3 перетворювача пропорційний добутку сигналів u_1 та u_2 . Якщо тепер на один вхід підсилювача подати сигнал, пропорційний напрузі на споживачеві $u_1=c_1 u_x(t)$, а на другий — пропорційний струмові $u_2=c_2 i_x(t)$, то вихідний сигнал буде пропорційний добутку миттєвих значень струму і напруги, тобто буде пропорційний миттєвій потужності:

$$u_3(t) = c_1 c_2 u_x(t) i_x(t) = c_1 c_2 p_x(t). \quad (6.22)$$

Керування коефіцієнтом підсилення за допомогою фоторезисторів. Підсилювач з керованим коефіцієнтом підсилення на основі фоторезисторів наведено на рисунку 6.10. Операційний підсилювач А1 охоплений зворотним зв'язком через оптрон, тому струм $i_1 = u_1/R_1$ через зворотний зв'язок компенсується струмом $i_2 = u_2/R_2$, тобто $i_1 = i_2$, тому

$$R_{\Phi 1} = R_1 \frac{U_r}{u_1}.$$

Фоторезистори добирають таким чином, щоб їх опори $R_{\Phi 1}$ та $R_{\Phi 2}$ якомога менше відрізнялися один від одного ($R_{\Phi 1} = R_{\Phi 2} = R_{\Phi}$).

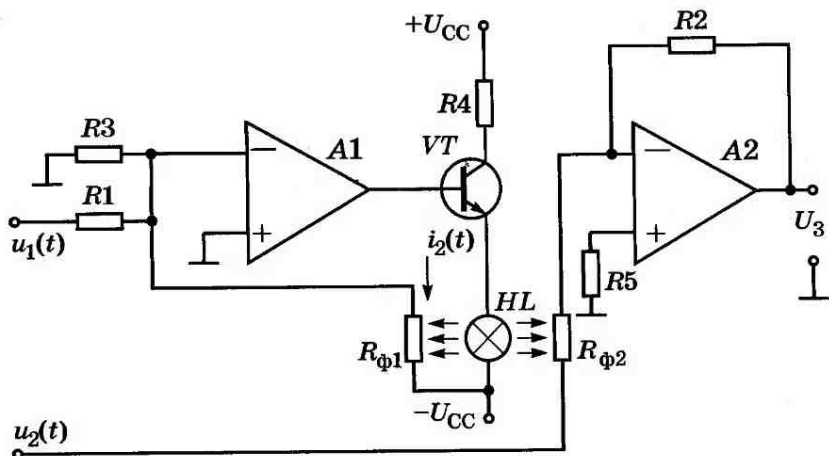


Рис. 6.10

Вихідний сигнал операційного підсилювача A2 дорівнює добутку вхідних сигналів:

$$u_3 = u_2 R_2 / R_\Phi = \frac{R_2}{R_1 U_r} u_1 u_2. \quad (6.23)$$

Як у попередньому перетворювачі, якщо на входи перетворювача подати сигнали, пропорційні струму і напрузі споживача, то вихідний сигнал буде пропорційним миттєвій потужності.

Точність вимірювальних перетворювачів з керованим коефіцієнтом підсилення обмежена: неідентичністю польових транзисторів та фоторезисторів; дрейфом нуля операційних підсилювачів; температурною і часовою нестабільністю.

Частотний діапазон перетворювачів визначається частотним діапазоном операційних підсилювачів.

Дія *вимірювального перетворювача миттєвої потужності з керованою крутизною транзисторів* ґрунтується на керуванні колекторним струмом транзистора одночасно двома чинниками: напругою на емітерному переході і крутизною транзистора зміною емітерного струму.

Найпростіша схема такого перетворювача на основі диференціального підсилювача зображена на рисунку 6.11. Якщо напругу одного сигналу u_1 прикласти між базами транзисторів VT1 і VT2, а другий u_2 подати на базу VT3, то

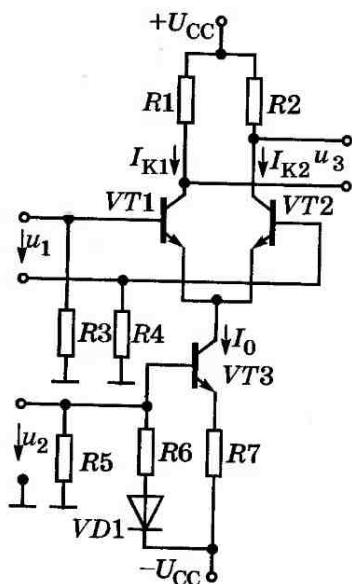


Рис. 6.11

вихідний диференціальний сигнал підсилювача дорівнює:

$$u_3 = 2h_{21B} \frac{u_1 u_2}{\phi_T} \frac{R_K}{R_7}, \quad (6.24)$$

де h_{21B} — коефіцієнт підсилення транзистора за струмом; $\phi_T = kT/q$ — температурний потенціал; k — стала Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К); q — заряд електрона ($1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл); $R_1 = R_2 = R_K$ — опори резисторів в колі колектора транзистора V ; R_7 — опір у колі емітера VT_3 .

Для температури $T = 293$ К $\phi_T = 25,3$ мВ.

Вираз (6.24) справедливий для значень напруги, набагато менших від температурного потенціалу $u_1 \ll \phi_T$.

Вихідний сигнал u_3 пов'язаний із вхідними сигналами u_1 та u_2 складною функціональною залежністю, а лінійна залежність між u_3 та добутком $u_1 u_2$ виконується із заданою точністю тільки у дуже вузькому діапазоні.

Щоб збільшити діапазон лінійної залежності між вихідним сигналом і добутком вхідних сигналів, застосовується перемножувач із симетрично-перехресними зв'язками, структуру якого наведено на рисунку 6.12.

Вихідний сигнал u_3 такого перемножувача пов'язаний із вхідними сигналами u_1 , u_2 такою залежністю:

$$u_3 = \frac{2R_K}{R_7} u_2 th \frac{u_1}{2\phi_T}. \quad (6.25)$$

Залежність (6.25) також є нелінійною, хоча і має більший лінійний діапазон. Його можна розширити, якщо замінити резистори діодами або транзисторами у діодному ввімкненні (рис. 6.13). Застосовуючи обидва способи розширення лінійного діапазону, тобто і симетрично-перехресні зв'язки (див. рис. 6.12) і замінюючи колекторні резистори діодами (див. рис. 6.13), то можна зменшити похибку до десятих часток відсотка в широкому частотно-діапазоні.

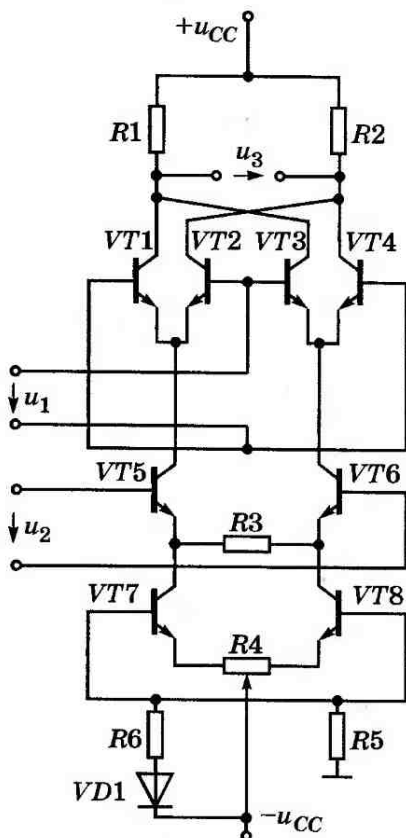


Рис. 6.12

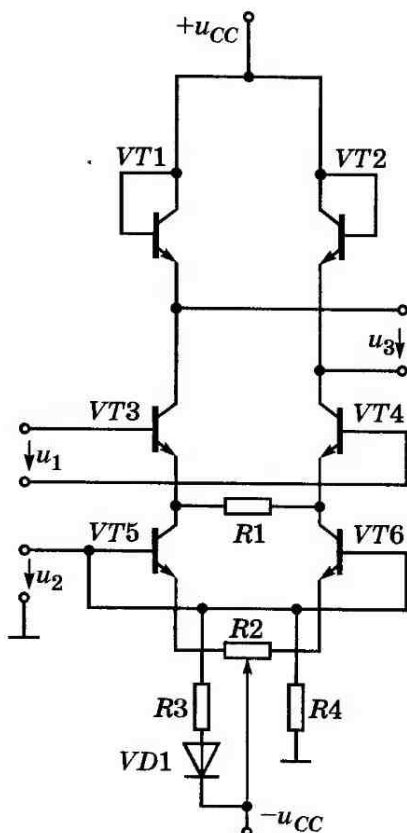


Рис. 6.13

Дія вимірювального перетворювача миттєвої потужності із застосуванням амплітудно-імпульсної (АІМ) та широтно-імпульсної (ШІМ) модуляції ґрунтується на формуванні послідовності прямокутних імпульсів з керованою тривалістю τ і амплітудою A . Якщо амплітуду імпульсу змінювати пропорційно одному вхідному сигналу $A=c_1u_1$, а тривалість — пропорційно другому сигналу $\tau=c_2u_2$, то вольт-секундна площа імпульсу S буде пропорційною добутку вхідних сигналів:

$$S = A\tau = c_1c_2u_1u_2. \quad (6.26)$$

Середнє значення, тобто постійна складова послідовності прямокутних імпульсів, тривалістю τ , амплітудою

А і періодом повторення T , також буде пропорційною добутку вхідних сигналів:

$$U_{\text{ср}} = U_0 = S/T = \frac{c_1 c_2 u_1 u_2}{T}. \quad (6.27)$$

Цим способом можна перемножувати сигнали лише однієї полярності. Для того щоб реалізувати перемноження двох сигналів з будь-якою полярністю (реалізувати чотириквadrантне перемноження), необхідно вдосконалити цей спосіб.

На рисунку 6.14 наведена структура чотириквadrантного перемножувача із застосуванням АІМ-ШІМ. На комутатор SL подається сигнал u_1 і його інверсія ($-u_1$), тобто сигнал з протилежним знаком. Зміна знака сигналу на протилежний виконується за допомогою інвертора. Комутатор упродовж часу τ подає на вхід фільтра нижніх частот сигнал u_1 , а впродовж часу $(T-\tau)$ — інвертований сигнал, тобто сигнал ($-u_1$). Процес повторюється з періодом T . Сигнал u_2 перетворюється на часовий інтервал τ за допомогою перетворювача $U \rightarrow \tau$, для чого сигнал u_2 порівнюється на компараторі (пристрої порівняння) з лінійно наростаючою напругою u_r . Максимальне значення U_{rm} лінійно наростаючої напруги u_r дорівнює подвійному

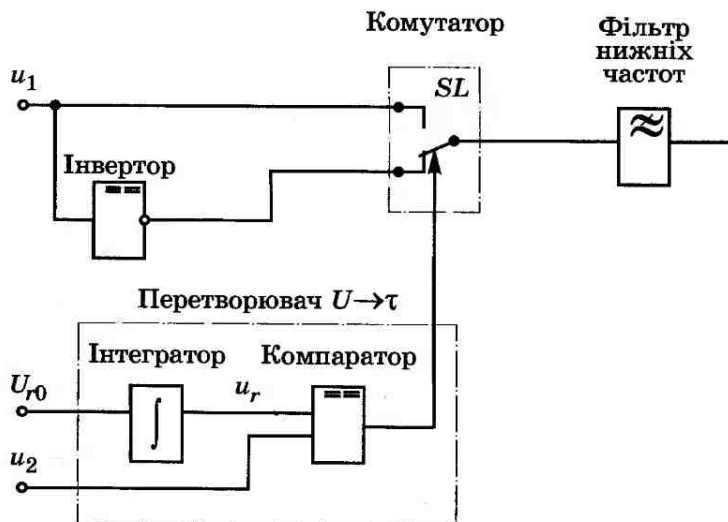


Рис. 6.14

значенню діапазону зміни амплітуди U_m вхідної напруги $U_{rm} = 2U_m$. Для забезпечення чотириквadrантного перемножування сигнал u_2 зміщується на половину U_{rm} , тобто на вхід компаратора подається сигнал $u_{2S} = u_2 + U_{rm}/2$. За результатом порівняння сигналів u_2 та u_r компаратор керує комутатором SL . Упродовж часу τ , коли $u_r < u_{2S}$, компаратор видає на комутатор SL сигнал на вмикання u_1 , а коли лінійно наростаюча напруга u_r стає більшою за u_2 , то на вхід фільтра нижніх частот подається інверсний сигнал ($-u_1$). Лінійно наростаюча напруга змінюється пропорційно часові, тому аналітично виражається формулою

$$u_r = c\tau. \quad (6.28)$$

У момент, коли $u_r = u_{2S}$, або $c\tau = u_{2S}$, маємо

$$\tau = \frac{u_{2S}}{c} = \frac{u_2 + U_{rm}/2}{c}. \quad (6.29)$$

Таким чином сигнал u_2 перетворюється в інтервал часу τ . Середнє значення послідовності різнополярних імпульсів з періодом T , яке виділяється фільтром нижніх частот, пропорційне різниці вольт-секундних площ додатних і від'ємних імпульсів:

$$u_3 = \frac{\tau u_1 + [(T - \tau) \cdot (-u_1)]}{T} = \left(\frac{2\tau}{T} - 1 \right) u_1. \quad (6.30)$$

Якщо замість τ підставити попередній вираз, то отримаємо:

$$u_3 = \left(\frac{2}{T} \frac{(u_2 + U_{rm}/2)}{c} - 1 \right) u_1 = \frac{2}{Tc} u_1 u_2 + \left(\frac{U_{rm}}{Tc} - 1 \right) u_1. \quad (6.31)$$

У випадку, коли коефіцієнт пропорційності c , тобто тангенс кута нахилу лінійно наростаючої напруги, дорівнюватиме $c = U_{rm}/T$,

$$u_3 = \frac{2}{U_{rm}} u_1 u_2. \quad (6.32)$$

Отже, вихідний сигнал u_3 перетворювача буде пропорційним добутку вхідних сигналів $u_1 u_2$.

Якщо тепер на один вхід підсилювача подати сигнал, пропорційний напрузі на споживачеві, $u_1 = c_1 u_x(t)$, а на другий — пропорційний струмові, $u_2 = c_2 i_x(t)$, то вихідний

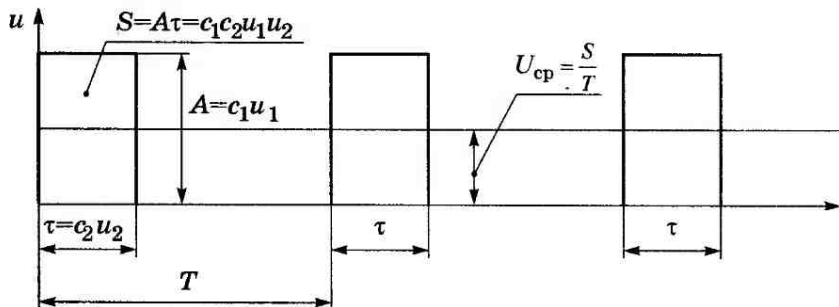


Рис. 6.15

сигнал (рис. 6.15) буде пропорційний добутку миттєвих значень струму і напруги, тобто миттєвій потужності:

$$u_3(t) = \frac{2}{U_{rm}} c_1 c_2 u_x(t) i_x(t) = k_W p_x(t). \quad (6.33)$$

На відміну від попередніх вимірювальних перетворювачів миттєвої потужності у даному перетворювачі необхідно, щоб протягом періоду перетворення T сигнали u_1 та u_2 залишалися сталими. Інакше це призведе до динамічної похибки перетворювача. Щоб зменшити зазначену динамічну похибку до заданого рівня, доцільно застосовувати пристрій вибірки і зберігання (ПВЗ), за допомогою якого здійснюється дискретизація сигналів u_1 та u_2 з періодом T .

Перемножування сигналів за допомогою перетворювача з АІМ-ЩІМ є одним з найточніших способів перемножування. Сумарну похибку таких перетворювачів вдається звести до десятих часток відсотка.

Як вимірювальний перетворювач миттєвої потужності доцільно використовувати *гальваномagnetні перетворювачі (перетворювачі Холла)*.

Якщо перетворювач Холла, крізь який проходить струм, розмістити в магнітному полі з індукцією B , то на бокових гранях пластинки чи плівки (рис. 6.16) наводиться електрорушійна сила і виникне різниця потенціалів

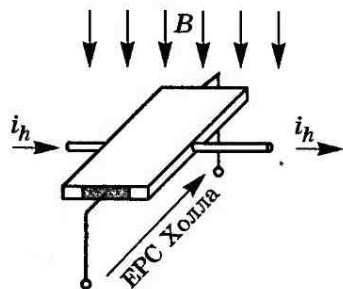


Рис. 6.16

$$u_3 = \frac{R_h}{d} B i_h, \quad (6.34)$$

де R_h — стала Холла, яка залежить від характеристик напівпровідникового матеріалу, з якого виготовлено перетворювач, а саме — від концентрації і рухливості основних і неосновних носіїв заряду; d — товщина пластини чи плівки.

Якщо один з вхідних сигналів, наприклад u_1 , перетворити на індукцію магнітного поля $B=c_1u_1$, а другий вхідний сигнал u_2 — на струм через перетворювач Холла $i_h=c_2u_2$, то напруга на бокових гранях перетворювача (ЕРС Холла) буде пропорційною добутку сигналів:

$$u_3 = \frac{R_h}{d} B i_h = \frac{R_h}{d} c_1 c_2 u_1 u_2. \quad (6.35)$$

Перетворювач Холла може вмикатися в електричне коло як перетворювач миттєвої потужності за двома схемами. За першою схемою (рис. 6.17) в індукцію B перетворюється струм $i_x(t)$ споживача: $B=c_1i_x(t)$, а напруга $u_x(t)$ споживача перетворюється в струм i_h , який проходить через пластину: $i_h=c_2u_x(t)$. У другому випадку (рис. 6.18) в індукцію B перетворюється напруга $u_x(t)$ на споживачеві: $B=c_1u_x(t)$. Струм i_h через пластину — пропорційний струмові споживача: $i_h=c_2i_x(t)$.

В обох випадках вихідний сигнал перетворювача Холла буде пропорційний добутку миттєвих значень струму і напруги споживача, тобто миттєвій потужності:

$$u_3 = \frac{R_h}{d} c_1 c_2 u_x(t) i_x(t) = k_W p(t). \quad (6.36)$$

Перетворювачі Холла як перетворювачі миттєвої потужності мають такі позитивні якості: широкий частотний діапазон — до десятків мегагерців; незначні габарити; мале власне споживання енергії.

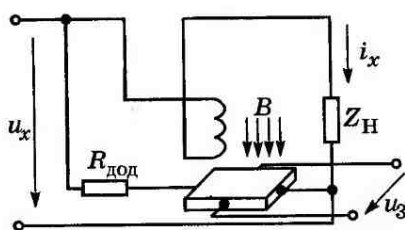


Рис. 6.17

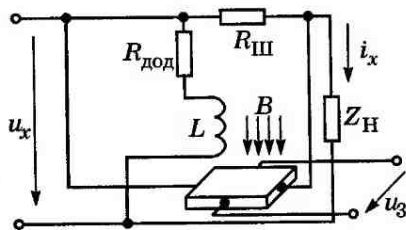


Рис. 6.18

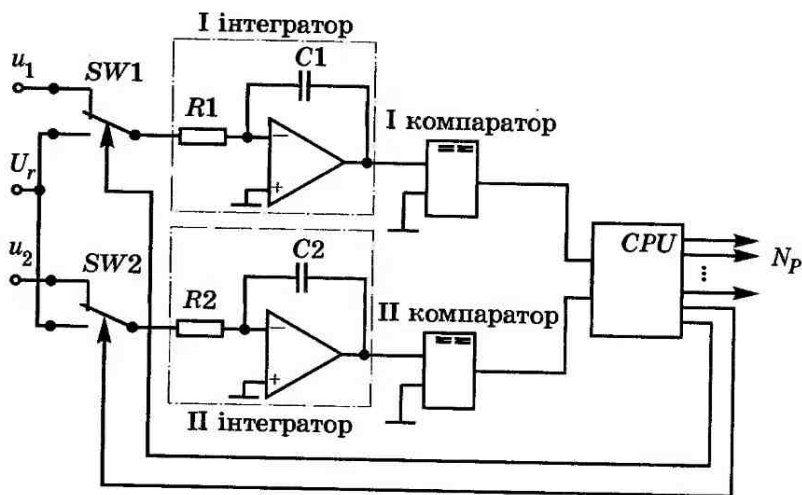


Рис. 6.19

Точність перетворювача Холла обмежується сильною залежністю параметрів від температури. Похибки перетворювача Холла більш детально проаналізовано у розділі 5, де описано їх застосування для вимірювання великих струмів.

Вимірювальний перетворювач миттєвої потужності в інтервал часу на основі подвійного інтегрування складається з двох каналів (рис. 6.19), на входи яких надходять сигнали u_1 та u_2 . Структури каналів аналогічні. Кожен з каналів складається з комутатора на вході, інтегратора і компаратора. Інтегратор — це операційний підсилювач, у коло зворотного зв'язку якого увімкнено конденсатор. Перетворювач працює в періодичному режимі. Цикл перетворення складається з кількох етапів.

На першому етапі на вхід першого інтегратора за допомогою комутатора $SW1$ подається сигнал u_1 на час T_N , який задається з високим ступенем точності за допомогою кварцового генератора і подільника частоти (рис. 6.20). Оскільки вхідний струм операційного підсилювача незначний — становить десяті частки мікроампера, то можна вважати, що струм i_{R1} через резистор $R1$ і струм i_{C1} заряду конденсатора у колі зворотного зв'язку однакові ($i_{R1}=i_{C1}$). Заряд q_1 , який накопичився на конденсаторі під час проходження струму i_{C1} упродовж часу T_N , дорівнює:

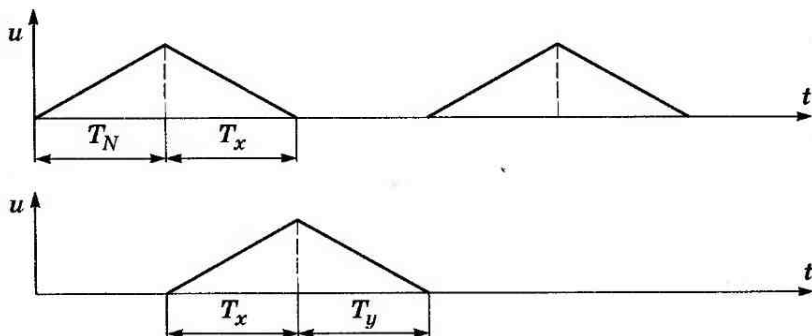


Рис. 6.20

$$q = i_{C1} T_N = i_{R1} T_N = \frac{u_1}{R_1} T_N. \quad (6.37)$$

Напруга u_{C1} на конденсаторі з ємністю C_1 пов'язана з зарядом q_1 співвідношенням

$$u_{C1} = \frac{q_1}{C_1} = \frac{u_1}{R_1 C_1} T_N. \quad (6.38)$$

Якщо тривалість інтегрування досягне значення T_N , комутатор вимикає від входу інтегратора сигнал u_1 і вмикає на вхід інтегратора протилежний за полярністю опорний сигнал U_r . Оскільки полярність U_r протилежна полярності вхідного сигналу u_1 , то конденсатор починає розряджатися. Коли конденсатор повністю розрядиться, його заряд q_1 , а отже, і напруга u_{C1} дорівнюватимуть нулю. Цей момент фіксує компаратор. Інтервал часу, впродовж якого конденсатор C_1 розрядився від максимального значення до нуля, дорівнює T_x . З умови рівності зарядів q_1 на інтервалі T_N і q_1^1 на інтервалі T_x

$$q_1 = q_1^1 \Rightarrow \frac{u_1}{R_1} T_N = \frac{U_r}{R_1} T_x, \quad (6.39)$$

звідки інтервал часу T_x дорівнює:

$$T_x = \frac{u_1}{U_r} T_N. \quad (6.40)$$

Упродовж часу T_x на вхід другого інтегратора подається вхідна напруга u_2 і під дією цієї напруги конденсатор

$C2$ заряджається. Заряд q_2 , накопичений на конденсаторі $C2$ за час T_x , дорівнює:

$$q_2 = i_{C2} T_x = i_{R2} T_x = \frac{u_2}{R_2} T_x. \quad (6.41)$$

У момент закінчення інтервалу інтегрування T_x комутатор вимикає від входу інтегратора сигнал u_2 і вмикає на вхід другого інтегратора протилежний за напрямом опорний сигнал U_r , який розряджає конденсатор $C2$ за час T_y до нуля. Цей момент фіксує другий компаратор і дає команду на закінчення циклу перетворення. З умови рівності заряду q_2 під час заряджання конденсатора $C2$ і q_2 під час його розряджання випливає:

$$q_2 = q_2^1 \Rightarrow \frac{u_2}{R_2} T_x = \frac{U_r}{R_2} T_y. \quad (6.42)$$

Отже, тривалість інтервалу T_y становитиме:

$$T_y = \frac{u_2}{U_r} T_x. \quad (6.43)$$

Якщо у рівняння (6.43) підставити вираз (6.40) для T_x , то отримаємо

$$T_y = \frac{u_1}{U_r} \frac{u_2}{U_r} T_x = \frac{T_N}{U_r^2} u_1 u_2. \quad (6.44)$$

Таким чином, за допомогою даного вимірювального перетворювача добуток двох сигналів перетворюється в інтервал часу T_y , який можна виміряти з великою точністю.

Якщо на один із входів подати сигнал, пропорційний напрузі (див. рис. 6.20) на споживачеві ($u_1 = c_1 u_x(t)$), а на другий — пропорційний струмові ($u_2 = c_2 i_x(t)$), то інтервал часу T_y буде пропорційний добутку миттєвих значень струму і напруги, тобто миттєвій потужності:

$$T_y = \frac{T_N}{U_r^2} c_1 c_2 u_x(t) i_x(t) = k_W p_x(t). \quad (6.45)$$

З рівняння випливає, що точність даного вимірювального перетворення залежить від точності, з якою задаються інтервал часу T_N і опорна напруга U_r . Сучасні вимірювальні засоби дають змогу відтворювати інтервал часу з відносною точністю 10^{-7} , а напругу — з відносною точні-

стю 10^{-5} , тому за допомогою вимірювального перетворення миттєвої потужності в інтервал часу можна досягти високої точності.

Ще однією позитивною властивістю даного вимірювального перетворення є великий ступінь захисту від завад і наводок, оскільки в інтервал часу перетворюються не миттєві, а середні значення вхідних сигналів, а середнє значення періодичної завади чи наводки за інтервал часу, кратний періоду завади чи наводки, як відомо, дорівнює нулеві.

З іншого боку, перетворення в інтервал часу середнього значення призводить до динамічної похибки перетворення, оскільки за період перетворення сигнал на вході може змінитися.

Цифроаналоговий вимірювальний перетворювач миттєвої потужності складається (рис. 6.21) з матриці резисторів $R-2R$, що має регулярну структуру і містить резистори тільки двох номіналів, які відрізняються вдвічі. До складу перетворювача входять також електронні ключі, які перемикають струми в резисторах $2R$ або в шину додавання струмів, або в загальну шину. Шина додавання струмів резистивної матриці приєднана до інверсного входу операційного підсилювача, а загальна шина — до неінверсного. На рисунку, як приклад, наведена структура 10-розрядного цифроаналогового перетворювача 572ПА1, який випускається як окрема інтегральна мікросхема.

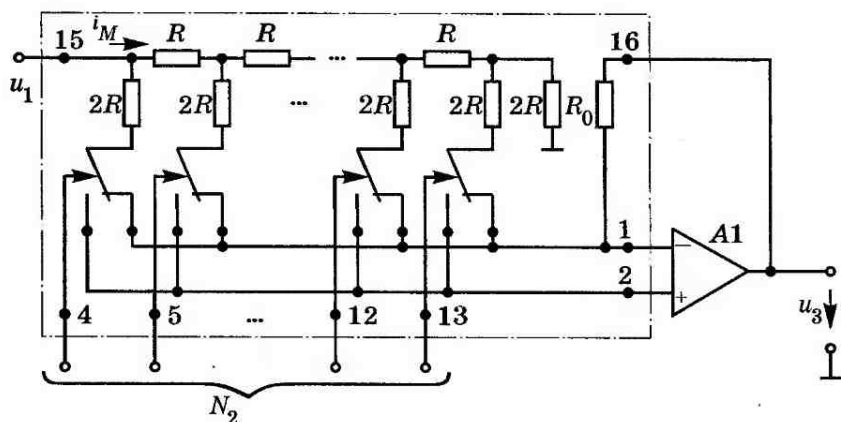


Рис. 6.21

Матриця резисторів $R-2R$ має дуже цінну властивість: опір матриці праворуч від будь-якої точки розгалуження дорівнює $2R$, тому струми, що у двох сусідніх резисторах $2R$, відрізняються у два рази, тобто $i_2=2i_1$, $i_3=2i_2$, ..., $i_{10}=2i_9$, $i_M=2i_{10}$. Значення струмів i_1, i_2, \dots, i_{10} відповідають розрядам числа у двійковій системі числення, а саме: $i_{10}=u_1/2R$; $i_9=i_{10}/2=u_1/4R$; ...; $i_1=i_2/2=u_1/1024R$.

На ключі подається 10-розрядне двійкове число N_2 . Якщо будь-який з десяти розрядів має значення 1, то ключ перемикає відповідний струм у шину додавання струмів, а якщо 0 — то у загальну шину.

Таким чином, струм у шині додавання буде пропорційний двійковому числу N_2 :

$$i_{\Sigma} = i_m N_2 = \frac{u_1}{R} N_2. \quad (6.46)$$

За допомогою операційного підсилювача $A1$ зі зворотним зв'язком через резистор R_0 струм i_{Σ} перетворюється у вихідну напругу:

$$u_3 = i_{\Sigma} R_0 = \frac{R_0}{R} u_1 N_2. \quad (6.47)$$

Вихідна напруга перетворювача u_3 , як впливає з цього виразу, пропорційна добутку сигналу u_1 на код N_2 .

Якщо напругу споживача $u_x(t)$ використати як сигнал $u_1=c_1 u_x(t)$, а струм споживача $i_x(t)$ перетворити за допомогою дискретизатора і аналого-цифрового перетворювача в код $N_2=c_2 i_x(t_k)$, то вихідний сигнал u_3 перетворювача буде пропорційний миттєвій потужності споживача:

$$u_3 = \frac{R_0}{R} c_1 c_2 u_x(t) i_x(t_k) = k_W p_x(t). \quad (6.48)$$

Точність перетворення обмежується температурною і часовою нестабільністю резисторів, похибкою квантування АЦП, похибками електронних ключів, а швидкодія перетворювача обмежується частотою дискретизації під час аналого-цифрового перетворення.

Якщо сигнали, пропорційні напрузі і струму споживача, перетворити за допомогою аналого-цифрових перетворювачів у послідовність двійкових чисел, тобто у цифрові сигнали, а потім за допомогою цифрового пере-

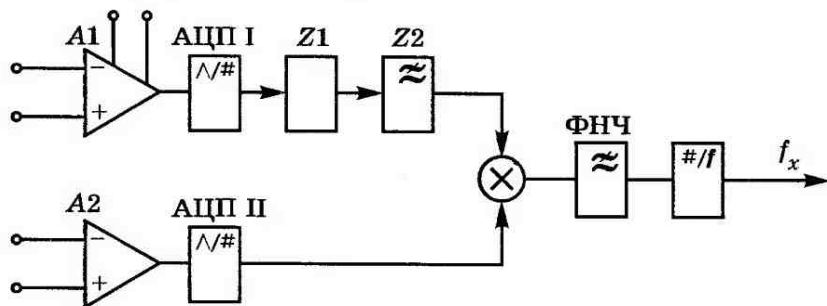


Рис. 6.22

множувача перемножити їх, то отриманий на виході перемножувача цифровий сигнал буде пропорційний миттєвій потужності.

Бурхливий розвиток виробництва інтегральних мікросхем, постійне вдосконалення технологій їх виготовлення, збільшення ступеня інтеграції і поліпшення їх характеристик веде до різкого розширення галузі застосування **цифрових вимірювальних перетворювачів миттєвої потужності**. Вони поступово витісняють аналогові із традиційних галузей застосування, зокрема з галузі вимірювання електричної потужності і енергії.

Як приклад, можна навести інтегральну мікросхему *AD7755*, структура якої зображена на рисунку 6.22. Мікросхема *AD7755* — це цифровий вимірювальний перетворювач активної потужності, який складається з двох операційних підсилювачів, призначених для підсилення сигналів до рівня, необхідного для аналого-цифрового перетворення. Коефіцієнт підсилення одного з підсилювачів можна програмно змінювати у 2, 4, 8, 16 разів.

Вихідні сигнали підсилювачів подаються на два 16-розрядні аналого-цифрові перетворювачі (АЦП). Коди з виходу одного з АЦП подаються на фазовий коректор *Z1* для зменшення похибки дискретизації. З виходу фазового коректора коди надходять на фільтр верхніх частот *Z2* для усунення накладання спектрів. Цифрові сигнали з фільтра верхніх частот і з виходу другого АЦП спрямовуються на цифровий перемножувач, вихідний сигнал якого є миттєвою потужністю. За допомогою фільтра нижніх частот (ФНЧ) виділяється середнє за період значення миттєвої

потужності, тобто активна потужність споживача. Таким чином, фільтр нижніх частот перетворює миттєву потужність в активну потужність. Цифровий сигнал з виходу фільтра нижніх частот за допомогою спеціального пристрою перетворюється в частоту імпульсів, яка пропорційна активній потужності.

Якщо тепер вихідні імпульси подати на лічильник імпульсів, то підрахована лічильником кількість імпульсів за певний час пропорційна електричній енергії. Як лічильник імпульсів доцільно використовувати малогабаритний кроковий електродвигун.

6.2.2. Вимірювальні перетворювачі миттєвої потужності, що реалізують опосередковані методи перемноження

Один з найбільш поширених методів опосередкованого перемножування є піднесення до квадрату суми і різниці двох сигналів з подальшим їх відніманням згідно з алгоритмом

$$u_1 u_2 = 1/4 [(u_1 + u_2)^2 - (u_1 - u_2)^2]. \quad (6.49)$$

Електростатичний вимірювальний перетворювач активної потужності складається з рухомого електрода і двох пар нерухомих електродів — так званих квадрантів (рис. 6.23). Рухомий електрод кріпиться на розтяжках або підвішується на металевій або кварцовій нитці (підвісі). Відлік кута повороту рухомого електрода здійснюється за допомогою оптичної системи і маленького дзеркальця, яке кріпиться до рухомого електрода і повертається разом з ним.

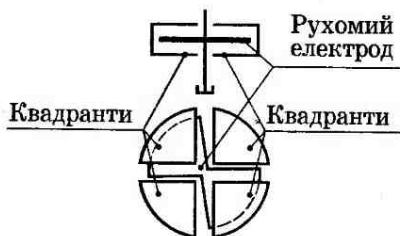


Рис. 6.23

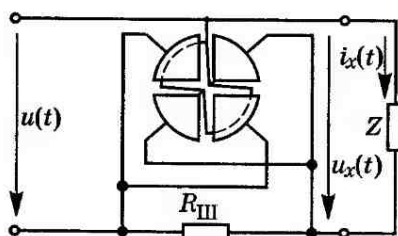


Рис. 6.24

Якщо до електродів підвести різний потенціал, то під дією сил Кулона рухомий електрод повертатиметься. Якщо рухомий електрод знаходиться під напругою U_0 , один з нерухомих електродів під напругою U_1 , а другий під напругою U_2 , то на рухому частину діятиме момент сил Кулона

$$M = (1/2)[U_0 - U_1]^2 \Delta C_1 + (1/2)[U_0 - U_2]^2 \Delta C_2, \quad (6.50)$$

де $\Delta C_1, \Delta C_2$ — зміна електричної ємності, відповідно, першого і другого нерухомого електрода відносно рухомого, яка залежить від кутового переміщення рухомої частини. Для того, щоб $\Delta C_1, \Delta C_2$ не залежали від кута повороту, форму електродів підбирають такою, щоб зміни ємностей були однакового значення, але протилежні за знаком:

$$\Delta C_1(\alpha) = -\Delta C_2(\alpha) = \Delta C = \text{const}. \quad (6.51)$$

Якщо (6.51) підставити в (6.50), то отримаємо

$$M = \Delta C(U_1 - U_2)[(U_1 + U_2)/2 - U_0]. \quad (6.52)$$

Для вимірювання потужності електростатичний перетворювач вмикають за схемою, наведеною на рисунку 6.24. При такому увімкненні

$$U_1 = 0; U_2 = u_{III} = i_x(t)R_{III}; U_0 = u_x(t). \quad (6.53)$$

Тоді

$$M = \Delta C R_{III} \left[u_x(t) i_x(t) - i_x^2(t) R_{III} / 2 \right]. \quad (6.54)$$

Якщо напруга і струм синусоїдні, тобто

$$u_x(t) = U_x \sqrt{2} \sin(\omega t); i_x(t) = I_x \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi), \quad (6.55)$$

то вираз для миттєвого моменту буде такий:

$$M(t) = R_{III} \Delta C \left\{ U_x I_x [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)] - R_{III} I_x^2 \sin(\omega t - \varphi) \right\}. \quad (6.56)$$

Оскільки частота ω_0 власних коливань рухомої частини, яка характеризує її інертність, набагато менша $\omega_0 \ll \omega$ від кутової частоти ω коливань струму і напруги, то рухома

частина відхиляється тільки під дією середнього за період коливань моменту, який дорівнює:

$$M_{\text{ср}} = M = R_{\text{III}} \Delta C \left[U_x I_x \cos \varphi - R_{\text{III}} I_x^2 / 2 \right]. \quad (6.57)$$

Рухома частина завдяки своїй інертності діє як фільтр нижніх частот відносно змінного моменту.

Крім середнього рушійного моменту M , під дією якого рухома частина відхиляється на кут α , до рухомої частини прикладений момент протидії $M_{\text{пр}} = w\alpha$, який створюється пружним елементом (розтяжками, підвісом). Пружній елемент характеризується *питомим моментом* w , тобто моментом, який створюється під час відхилення на одиничний кут.

З умови рівноваги моментів $M_{\text{пр}} = M$ визначається кутове переміщення рухомої частини від початкового положення:

$$\alpha = (R_{\text{III}} \Delta C / w) \left[U_x I_x \cos \varphi - R_{\text{III}} I_x^2 / 2 \right]. \quad (6.58)$$

Доданок $R_{\text{III}} I_x^2 / 2$ вносить методичну похибку. Щоб зменшити цю похибку до заданого рівня, необхідно зменшувати опір шунта R_{III} .

Крім методичної похибки, точність електростатичного перетворювача обмежує температурна похибка, зумовлена зміною під дією температури жорсткості пружних елементів та геометричних розмірів.

Частотна похибка перетворювача спричинена залежністю опору шунта від частоти через наявність реактивних параметрів.

Вимірювальний перетворювач активної потужності на термоелементах складається з двох термоперетворювачів ТП1 і ТП2, які разом з резисторами R_1 , R_2 , шунтом R_{III} і додатковим опором $R_{\text{дод}}$ утворюють мостову схему (рис. 6.25). Вимірюваний струм $i_x(t)$ подається в одну діагональ моста, а вимірювана напруга $u_x(t)$ через резистор $R_{\text{дод}}$ — у другу діагональ.

Струми $i_1(t)$, $i_2(t)$, що проходять через ТП1 і ТП2, дорівнюють:

$$i_1(t) = c_1 u_x(t) + c_2 i_x(t), \quad i_2(t) = c_1 u_x(t) - c_2 i_x(t), \quad (6.59)$$

де c_1 , c_2 — коефіцієнти передачі, відповідно напруги $u_x(t)$ і струму $i_x(t)$.

Електрорушійні сили E_1 і E_2 , які наводяться в спаях термопар під дією тепла, виділеного в нагрівниках пропорційні середньому квадратичному значенню струмів в нагрівачах термоперетворювачів:

$$\begin{aligned} E_1 &= k_1 \left[i_1^2(t) \right]_{\text{ср}} = k_1 \left[(c_1 u_x(t) + c_2 i_x(t))^2 \right]_{\text{ср}} \\ E_2 &= k_2 \left[i_2^2(t) \right]_{\text{ср}} = k_2 \left[(c_1 u_x(t) - c_2 i_x(t))^2 \right]_{\text{ср}} \end{aligned}, \quad (6.60)$$

де k_1, k_2 — коефіцієнти термопар, що залежать від геометричних розмірів і електрофізичних властивостей матеріалів.

Термопари увімкнені зустрічно, тому вихідна напруга u_3 дорівнює різниці термоерс:

$$u_3 = E_1 - E_2. \quad (6.61)$$

Якщо підібрати термоперетворювачі з високим ступенем ідентичності параметрів ($k_1 = k_2 = k$), то вихідна напруга дорівнюватиме

$$u_3 = E_1 - E_2 = 4kc_1c_2U_xI_x\cos\varphi, \quad (6.62)$$

тобто буде пропорційною активній потужності споживача.

Вимірювальне перетворення за допомогою термоелементів супроводжується похибками, які зумовлені: реактивними параметрами шунта і додаткового опору, внаслідок чого їхній опір залежить від частоти; неідентичністю

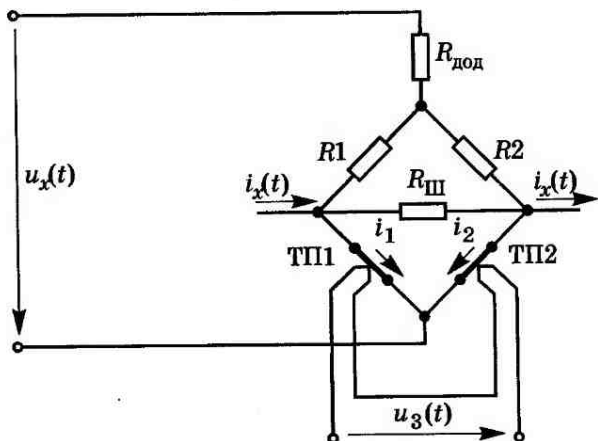


Рис. 6.25

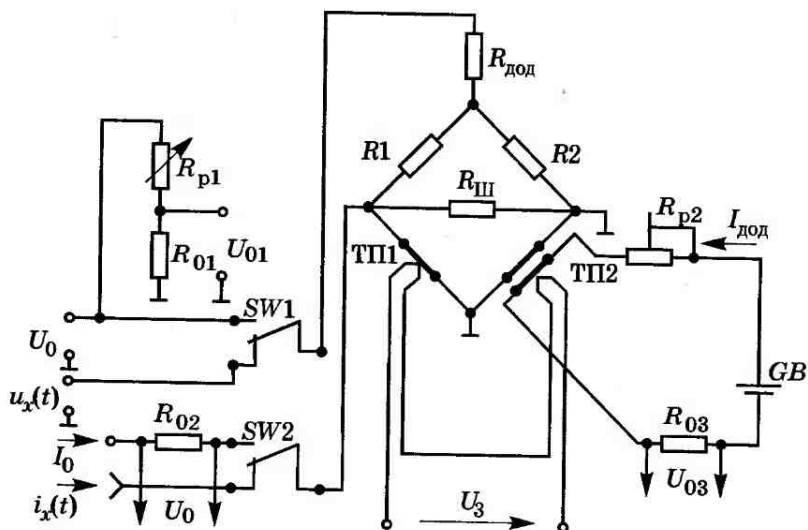


Рис. 6.26

параметрів k_1 , k_2 термопар; неточним балансуванням моста; відхиленням залежності між ЕРС термопари і струмом нагрівача $E_1=f(i_1(t))$, $E_2=f(i_2(t))$ від квадратичної; від фазових зсувів між напругою $u_x(t)$ і струмом $i_x(t)$, які вносять елементи моста.

Вимірювальний перетворювач активної потужності на термоелементах використовується в основному для вимірювання активної потужності на змінному струмі у широкому частотному діапазоні методом компенсації.

На рисунку 6.26 наведена структура пристрою для вимірювання активної потужності методом компенсації.

На першому етапі вимірювання за допомогою комутаторів $SW1$, $SW2$ на діагоналі моста подаються вимірювана напруга $u_x(t)$ і струм $i_x(t)$. Вихідна постійна напруга U_3 вимірюється за допомогою компенсатора (потенціометра) постійного струму або цифрового вольтметра і заноситься у пам'ять.

На другому етапі за допомогою комутаторів $SW1$, $SW2$ приєднуються опорні постійні напруга U_0 і струм I_0 . Напруга U_0 встановлюється рівною номінальному діючому значенню вимірюваної напруги. Струм плавно змінюють доти, поки значення вихідної напруги U_3 не зрівняється зі значенням на першому етапі. Рівність напруг U_3 на

першому і другому етапі вимірювання означає, що вимірювана активна потужність $P_x = U_x I_x \cos \varphi$ дорівнює потужності $P_0 = U_0 I_0$ опорних джерел постійної напруги і струму:

$$U_x I_x \cos \varphi = U_0 I_0. \quad (6.63)$$

Значення опорної напруги U_0 вимірюють з високим ступенем точності за допомогою зразкового подільника напруги і потенціометра постійного струму чи цифрового вольтметра. Значення опорного струму I_0 вимірюють за допомогою шунта R_{02} і потенціометра постійного струму чи цифрового вольтметра.

Для зменшення похибки від нелінійності характеристик термоперетворювачів застосовують так званий метод однакових температур. Відповідно до цього методу один із термоперетворювачів устатковується додатковим нагрівником, тепловий потік якого разом із тепловим потоком основного нагрівника діє на термопару.

На першому етапі вимірювання, коли на міст подаються вимірювані напруга $u_x(t)$ і струм $i_x(t)$, за допомогою регульовального реостата R_{p2} струм $I_{\text{дод}}$ додаткового джерела постійного струму змінюють доти, поки вихідна напруга U_3 не дорівнюватиме нулю. Другий етап вимірювання виконується так само, як і за попереднім методом.

Операцію перемножування двох сигналів можна замінити операціями *логарифмування* і *потенціювання* (*антилогарифмування*) згідно з алгоритмом

$$u_1 u_2 = \exp(\ln u_1 + \ln u_2). \quad (6.64)$$

Для цього використовується експоненціальна залежність струму I через відкритий p - n -перехід від напруги U на цьому переході:

$$I = I_0 (\exp(U/\varphi_T) - 1), \quad (6.65)$$

де I_0 — струм через зворотно зміщений p - n -перехід (тепловий струм); $\varphi_T = kT/q$ — температурний потенціал; k — стала Больцмана ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К); q — заряд електрона ($q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл). Для температури $T = 293$ К $\varphi_T = 25,3$ мВ.

Якщо напруга набагато більша за температурний потенціал, тобто $U \gg \varphi_T$, одиницею у виразі (6.65) можна знехтувати і тоді напруга на p - n -переході дорівнює:

$$U = \varphi_T \ln(I/I_0). \quad (6.66)$$

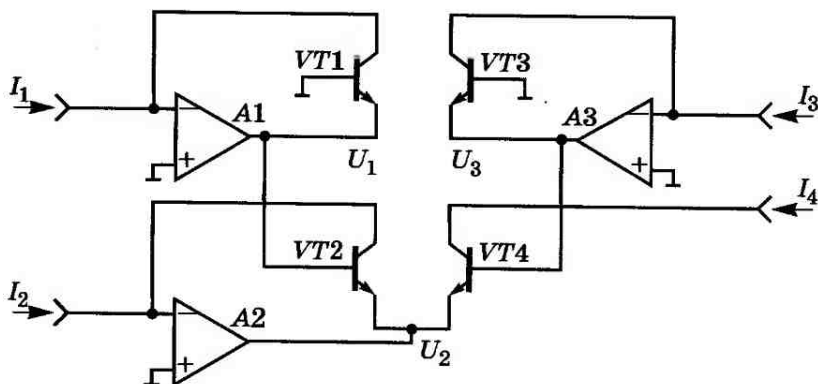


Рис. 6.27

Як бачимо, вольт-амперна характеристика $p-n$ -переходу значною мірою залежить від температури, оскільки від температури залежить як температурний потенціал φ_T , так і струм I_0 через обернено зміщений $p-n$ -перехід.

Щоб зменшити залежність параметрів від температури, застосовують диференціальне увімкнення $p-n$ -переходів. Прикладом реалізації такого підходу може служити інтегральна мікросхема RC4200, структура якої наведена на рисунку 6.27.

Напруга U_1 на виході операційного підсилювача A1, у коло зворотного зв'язку якого увімкнено транзистор VT1, дорівнює

$$U_1 = \varphi_T \ln(I_1/I_0). \quad (6.67)$$

Аналогічний вираз можна записати і для вихідної напруги U_3 на виході операційного підсилювача A3:

$$U_3 = \varphi_T \ln(I_3/I_0). \quad (6.68)$$

Напруга U_2 на виході операційного підсилювача A2, у коло зворотного зв'язку якого увімкнено транзистор VT2, дорівнює:

$$\begin{aligned} U_2 &= U_1 + \varphi_T \ln(I_2/I_{02}) = \varphi_T [\ln(I_1/I_{01}) + \ln(I_2/I_{02})] = \\ &= \varphi_T \ln(I_1 I_2 / I_{01} I_{02}). \end{aligned} \quad (6.69)$$

Струм I_4 залежить від напруги U_{BE4} на емітерному $p-n$ -переході транзистора VT4:

$$\begin{aligned} I_4 &= I_{04} \exp(U_{BE4}/\varphi_T) = I_{04} \exp[(U_2 - U_3)/\varphi_T] = \\ &= I_{04} \exp[\ln(I_1 I_2 / I_{01} I_{02}) - \ln(I_3 / I_{03})] = \frac{I_{03} I_{04}}{I_{01} I_{02}} \frac{I_1 I_2}{I_3}. \end{aligned} \quad (6.70)$$

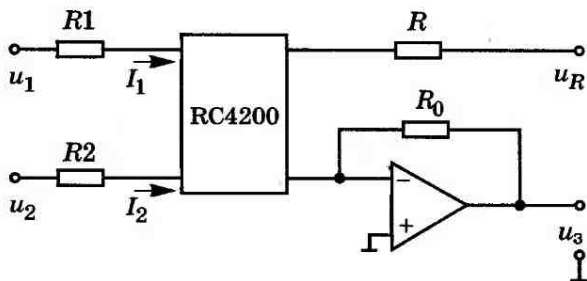


Рис. 6.28

Транзистори $VT1, VT2, VT3, VT4$ виготовлені на одному кристалі за один технологічний цикл, тому мають високу ступінь ідентичності параметрів, тобто $I_{01}=I_{02}=I_{03}=I_{04}=I_0$. У такому разі рівняння (6.70) можна записати у вигляді:

$$I_4 = \frac{I_1 I_2}{I_3}. \quad (6.71)$$

На рисунку 6.28 показано, як на базі мікросхеми $RC4200$ реалізувати одноквадрантний перемножувач, а на рисунку 6.29 — чотириквадрантний.

Якщо сигнал u_1 зробити пропорційним напрузі на споживачеві, або $u_1=c_1 u_x(t)$, а сигнал u_2 — пропорційний струмові $i_x(t)$ споживача, тобто $u_2=c_2 i_x(t)$, то вихідний сигнал

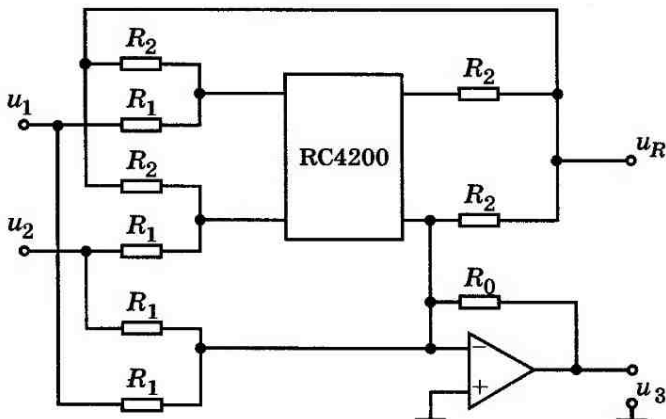


Рис. 6.29

$u_3(t)$ буде пропорційний миттєвій потужності:

$$u_3(t) = c_1 c_2 u_x(t) i_x(t) = c_1 c_2 p_x(t). \quad (6.72)$$

6.3. Вимірювання потужності у колах постійного та однофазного змінного струмів

Як зазначалося раніше, активна потужність P — це середнє значення миттєвої потужності $p(t)$ за період коливань: $P = [p(t)]_{\text{ср}}$.

Згідно з цим визначенням вимірювання активної потужності складається з двох етапів:

вимірювальне перетворення миттєвих значень струму $i(t)$ і напруги $u(t)$ в миттєву потужність $p(t) = i(t) \cdot u(t)$, яке виконують за допомогою вимірювальних перетворювачів миттєвої потужності (перемножувачів);

визначення середнього значення (виділення постійної складової) миттєвої потужності за допомогою фільтра нижніх частот.

Перший етап вимірювання та вимірювальні пристрої для його реалізації детально розглянуто у попередньому розділі.

Другий етап вимірювання, а саме визначення середнього значення або низькочастотна фільтрація, здійснюється фільтрами нижніх частот. Фільтри нижніх частот є дуже поширеними електронними пристроями. Слід зазначити, що в електромеханічних перетворювачах роль фільтра виконує інерційна рухома частина. Вимірювання активної потужності може здійснюватися прямими методами за допомогою ватметрів і опосередкованими методами, вимірюючи струми, напруги, кути зсуву фаз, а потім обчислюючи активну потужність за відповідними формулами.

6.3.1. Вимірювання активної потужності прямими методами

Активна потужність вимірюється прямими методами за допомогою електромеханічних, електронних, цифроаналогових та цифрових ватметрів, принцип дії яких розглянуто в попередньому розділі.

Донедавна активна потужність вимірювалася в основному, за невеликим винятком, електродинамічними ватмет-

рами, клас точності яких сягав 0,1 у частотному діапазоні до 5 000 Гц.

Останнім часом різке зростання вимог до точності, діапазону вимірювання, частотного діапазону, з одного боку, і розвитком електронних і цифрових вимірювальних пристроїв на основі інтегральних мікросхем та мікропроцесорів, з другого боку, спричинили поступове витіснення електродинамічних ватметрів із галузей їх традиційного використання.

Схема увімкнення ватметра. Ватметр з будь-якою структурою має два входи і, відповідно, дві пари затискачів (полюсів) — одна пара полюсів призначена для підведення напруги і друга пара полюсів — для підведення струму. Вхід напруги вмикається в електричне коло паралельно споживачеві, а вхід струму — послідовно споживачеві. Зміна напрямку струму на будь-якому з двох входів призводить до зміни знака результату вимірювання. Тому один із затискачів (полюсів) кожної пари позначається спеціальним знаком («генераторні» затискачі) для правильного увімкнення з боку джерела живлення (див. рис. 6.6).

Похибка взаємодії. Послідовна і паралельна частина ватметра споживають енергію, що спотворює режим роботи електричного кола і призводить до методичної похибки, або похибки взаємодії (6.16; 6.17).

Для розширення діапазону вимірювання ватметрів застосовують вимірювальні перетворювачі напруги (додаткові опори), вимірювальні трансформатори напруги та струму (шунти) і вимірювальні трансформатори струму.

На рисунку 6.30 наведено схему увімкнення ватметра з трансформаторами напруги *TV1* та струму *TV2*. Похибка вимірювання у такому разі складається з похибки ватметра та похибок вимірювальних трансформаторів напруги і струму.

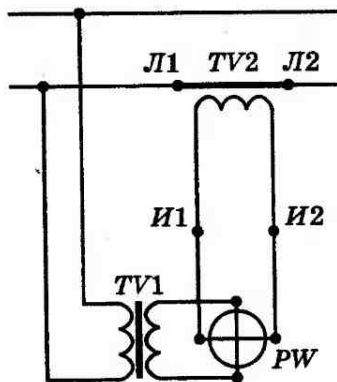


Рис. 6.30

6.3.2. Опосередковане вимірювання потужності

Потужність можна вимірювати *опосередковано* — за допомогою амперметра і вольтметра в колах постійного струму і амперметра, вольтметра і фазометра в колах однофазного синусоїдного струму. Результат опосередкованого вимірювання обчислюють за показами I амперметра та U вольтметра за формулою $P = I \cdot U$.

На рисунку 6.31 наведено дві схеми увімкнення амперметра і вольтметра для опосередкованого вимірювання потужності споживача постійного струму. Методична похибка взаємодії становить для схеми (а):

$$\delta_P = \frac{U I_H - U_H I_H}{U_H I_H} = \frac{(U_H + U_A) I_H - U_H I_H}{U_H I_H} = \frac{U_A I_H}{U_H I_H}, \quad (6.73)$$

$$\delta_P = \frac{P_A}{P_H}; \quad (6.74)$$

для схеми (б):

$$\delta_P = \frac{U_H I - U_H I_H}{U_H I_H} = \frac{(I_H + I_V) U_H - U_H I_H}{U_H I_H} = \frac{U_H I_V}{U_H I_H}, \quad (6.75)$$

$$\delta_P = \frac{P_V}{P_H}, \quad (6.76)$$

де P_A , P_V — потужність, що споживається, відповідно, амперметром і вольтметром; P_H — потужність споживача енергії.

Методична похибка взаємодії опосередкованого вимірювання аналогічна похибці вимірювання ватметром (6.16, 6.17), а тому рекомендації щодо застосування

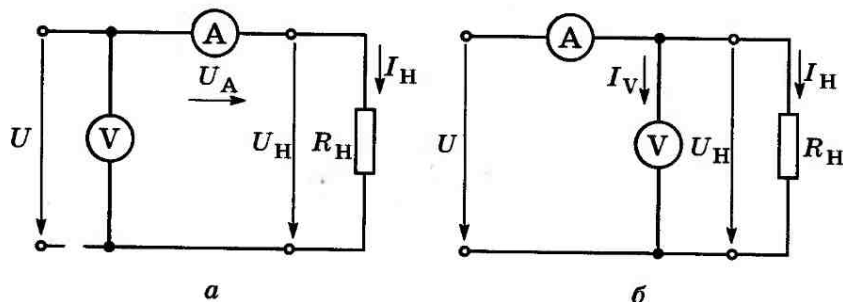


Рис. 6.31

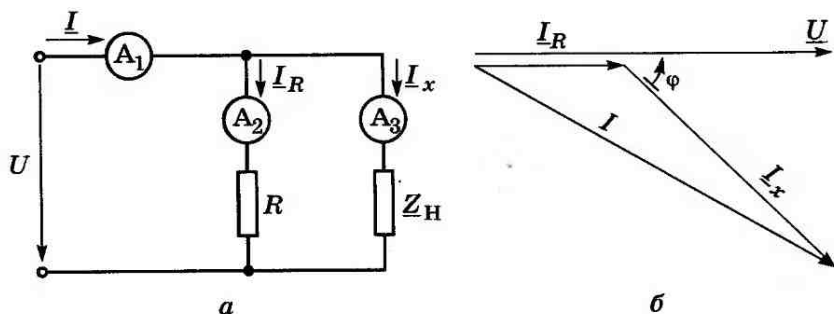


Рис. 6.32

вимірювальних схем аналогічні: схему на рисунку 6.31, а доцільно застосовувати для вимірювання потужності високоомного споживача, а схему на рисунку 6.31, б — низькоомного.

Для вимірювання потужності *методом трьох амперметрів* паралельно зі споживачем вмикають безреактивний реостат (рис. 6.32, а) і вимірюють амперметрами струм споживача I_x , струм у вітці реостата I_R і струм у нерозгалуженій частині кола I . Згідно з векторною діаграмою (рис. 6.32, б), косинус кута зсуву фаз між напругою і струмом визначається за теоремою косинусів:

$$\cos \varphi = \frac{I^2 - I_x^2 - I_R^2}{2I_x I_R}. \quad (6.77)$$

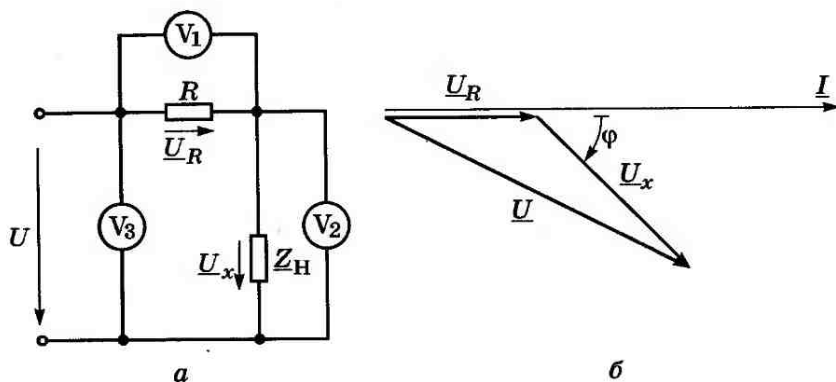


Рис. 6.33

Підставивши значення $\cos\varphi$ і $U=I_R R$ у вираз для потужності, отримаємо:

$$P = UI_x \cos\varphi = I_R R I_x \frac{I^2 - I_x^2 - I_R^2}{2I_x I_R} = R \frac{I^2 - I_x^2 - I_R^2}{2}. \quad (6.78)$$

Для вимірювання потужності *методом трьох вольтметрів* послідовно зі споживачем вмикають безреактивний додатковий резистор (рис. 6.33, а) і вимірюють вольтметрами напругу на споживачеві U_x , напругу на резисторі U_R і сумарну напругу U (на резисторі і споживачеві). Згідно з векторною діаграмою (рис. 6.33, б) косинус кута зсуву фаз між напругою і струмом визначається за теоремою косинусів:

$$\cos\varphi = \frac{U^2 - U_x^2 - U_R^2}{2U_x U_R}. \quad (6.79)$$

Підставивши значення $\cos\varphi$ і $I=U_R/R$ у вираз для потужності, дістанемо:

$$P = IU_x \cos\varphi = \frac{U_R U_x}{R} \cdot \frac{U^2 - U_x^2 - U_R^2}{2U_x U_R} = \frac{U^2 - U_x^2 - U_R^2}{2R}. \quad (6.80)$$

6.4. Вимірювання активної потужності у трифазних електричних колах

Майже вся, за деякими винятками, електрична енергія, що виробляється у світі, надходить до споживачів через трифазні системи електропостачання, тому вимірювання електричної енергії і потужності у трифазних колах має винятково важливе значення.

Споживачі у трифазних колах можуть бути з'єднані: зіркою без нульового проводу (рис. 6.34, а); зіркою з нульовим проводом (рис. 6.34, б); трикутником (рис. 6.34, в)

На рисунку позначено: \underline{U}_{AB} , \underline{U}_{BC} , \underline{U}_{CA} — лінійні напруги; \underline{U}_A , \underline{U}_B , \underline{U}_C — фазні напруги; \underline{I}_A , \underline{I}_B , \underline{I}_C — лінійні струми; \underline{I}_{ab} , \underline{I}_{bc} , \underline{I}_{ca} — фазні струми; \underline{I}_N — струм у нейтральному проводі.

Якщо комплексні опори \underline{Z}_a , \underline{Z}_b , \underline{Z}_c споживачів, з'єднаних зіркою, або \underline{Z}_{ab} , \underline{Z}_{bc} , \underline{Z}_{ca} споживачів, з'єднаних трикутником однакові:

$$\underline{Z}_a = \underline{Z}_b = \underline{Z}_c \Rightarrow \begin{cases} Z_a = Z_b = Z_c, \\ \varphi_a = \varphi_b = \varphi_c, \end{cases} \quad (6.81)$$

$$\underline{Z}_{ab} = \underline{Z}_{bc} = \underline{Z}_{ca} \Rightarrow \begin{cases} Z_{ab} = Z_{bc} = Z_{ca}, \\ \varphi_{ab} = \varphi_{bc} = \varphi_{ca}, \end{cases}$$

то споживачі називаються *симетричними*, а якщо рівності (6.81) не виконуються, то споживачі називаються *несиметричними*.

Потужність трифазного споживача дорівнює сумі потужностей усіх трьох фаз:

$$P = P_a + P_b + P_c = U_a I_a \cos \varphi_a + U_b I_b \cos \varphi_b + U_c I_c \cos \varphi_c \quad (6.82)$$

для споживачів, з'єднаних зіркою, і

$$P = P_{ab} + P_{bc} + P_{ca} = U_{ab} I_{ab} \cos \varphi_{ab} + U_{bc} I_{bc} \cos \varphi_{bc} + U_{ca} I_{ca} \cos \varphi_{ca} \quad (6.83)$$

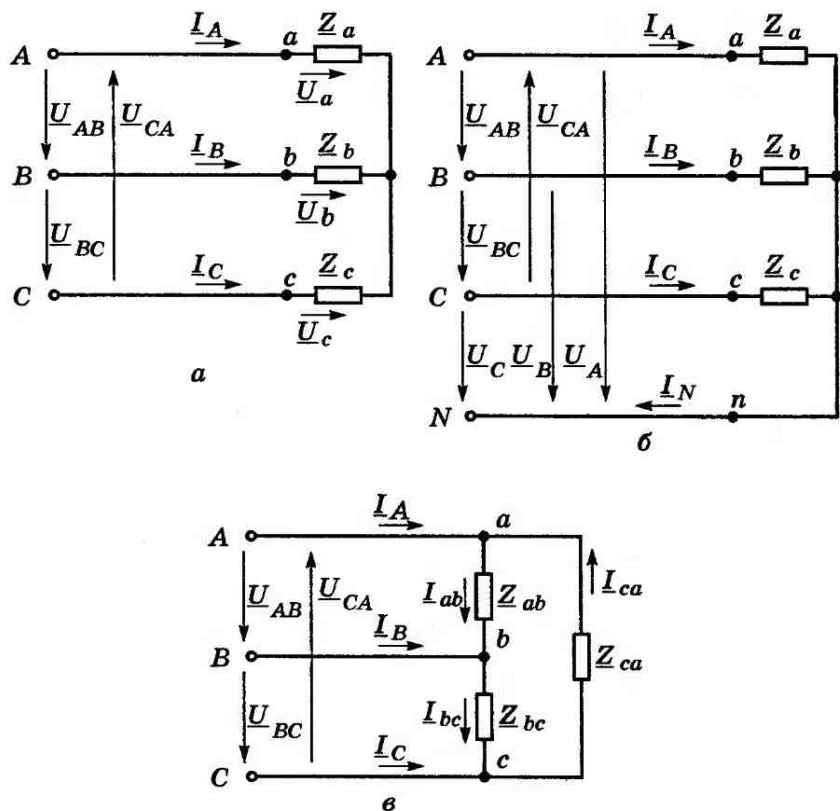


Рис. 6.34

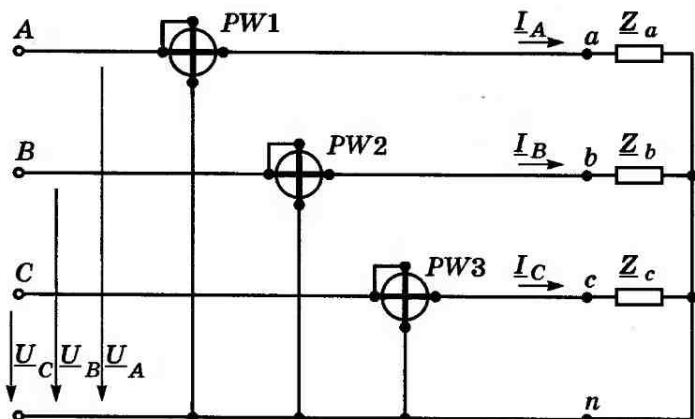


Рис. 6.35

для споживачів, з'єднаних трикутником. У трифазних мережах активну потужність вимірюють одним, двома або трьома вимірювальними приладами.

Активну потужність трифазного несиметричного споживача, який живиться від чотирипровідної мережі, вимірюють трьома ватметрами, увімкненими за схемою, наведеною на рисунку 6.35. Кожен з ватметрів вимірює активну потужність однієї фази, тому активна потужність трифазного споживача дорівнює сумі показів ватметрів:

$$P = U_A I_A \cos \varphi_A + U_B I_B \cos \varphi_B + U_C I_C \cos \varphi_C = P_{W1} + P_{W2} + P_{W3}. \quad (6.84)$$

Якщо трифазний споживач живиться від трипровідної мережі (рис. 6.36), то виконують штучну нульову точку, увімкнувши три додаткових резистора R_1 , R_2 , R_3 , які з'єднані разом з паралельними вітками ватметрів, що мають опори R_A , R_B , R_C , симетричною зіркою: $R_1 + R_A = R_2 + R_B = R_3 + R_C$. Активна потужність такого трифазного споживача дорівнює сумі показів ватметрів і обчислюється за формулою (6.84).

Активну потужність несиметричного трифазного споживача, з'єданого зіркою чи трикутником, який живиться від трипровідної мережі, можна визначити за показами двох ватметрів, увімкненими за схемами, наведеними на рисунку 6.37. Миттєва потужність трифазного несиметричного споживача дорівнює сумі миттєвих потужностей усіх трьох фаз:

$$p(t) = u_A(t)i_A(t) + u_B(t)i_B(t) + u_C(t)i_C(t). \quad (6.85)$$

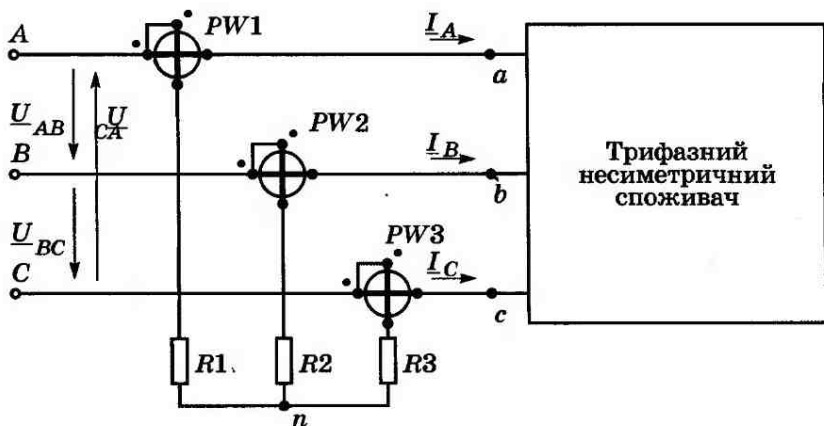


Рис. 6.36

Виразивши лінійні напруги $u_{AB}(t)$, $u_{BC}(t)$, $u_{CA}(t)$ через фазні $u_A(t)$, $u_B(t)$, $u_C(t)$:

$$\begin{aligned} u_{AB}(t) &= u_A(t) - u_B(t); \\ u_{BC}(t) &= u_B(t) - u_C(t); \\ u_{CA}(t) &= u_C(t) - u_A(t) \end{aligned} \quad (6.86)$$

і враховуючи перший закон Кірхгофа:

$$i_A(t) + i_B(t) + i_C(t) = 0, \quad (6.87)$$

миттєву потужність можна подати у вигляді:

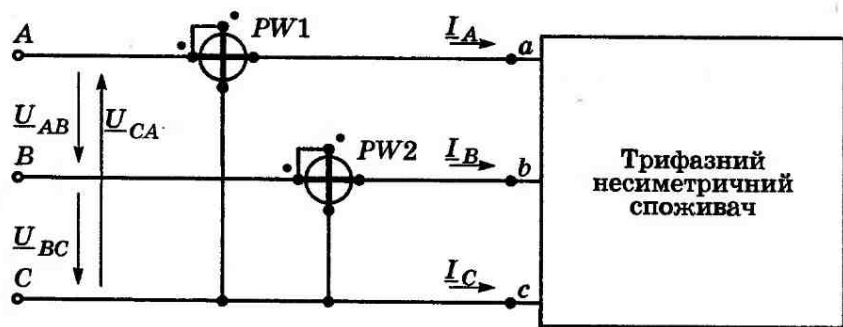
$$\begin{aligned} p(t) &= u_{AC}(t)i_A(t) + u_{BC}(t)i_B(t) = u_{AB}(t)i_A(t) + u_{CB}(t)i_C(t) = \\ &= u_{BA}(t)i_B(t) + u_{CA}(t)i_C(t). \end{aligned} \quad (6.88)$$

Якщо перейти від миттєвих значень до середніх, то отримаємо вираз для активної потужності трифазного несиметричного споживача:

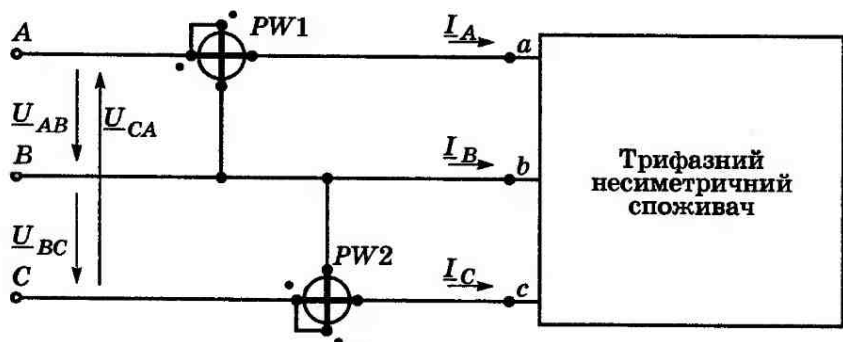
$$\begin{aligned} P &= U_{AB}I_A \cos\varphi_1 + U_{BC}I_B \cos\varphi_2 = U_{AB}I_A \cos\varphi_1 + U_{CB}I_C \cos\varphi_3 = \\ &= U_{BA}I_B \cos\varphi_1 + U_{CA}I_C \cos\varphi_1 = P_{W1} + P_{W2}. \end{aligned} \quad (6.89)$$

Отже, для визначення активної потужності трифазного несиметричного споживача необхідно алгебраїчно додати покази ватметрів. Слід зазначити, що знаки показів ватметрів можуть бути різними і залежатимуть від характеру навантаження.

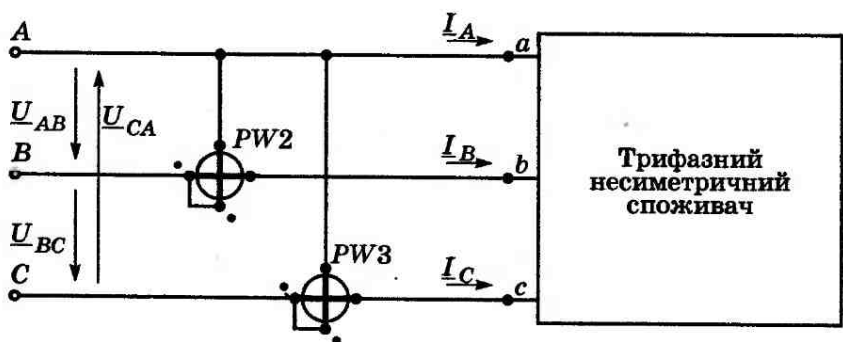
Якщо трифазний споживач *симетричний*, тобто повні опори і співвідношення реактивного і активного опорів усіх трьох фаз однакові, то активну потужність такого споживача можна визначити за показами *одного ватметра*,



а



б



в

Рис. 6.37

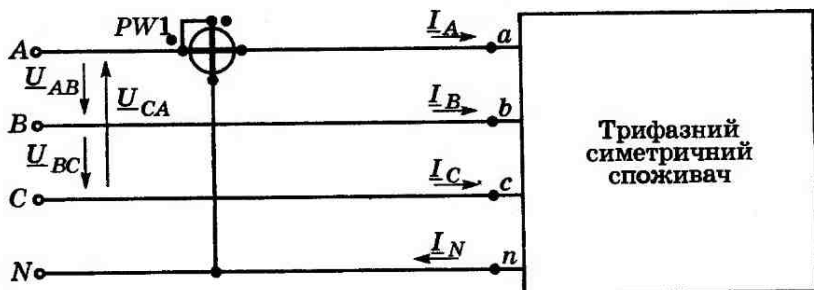


Рис. 6.38

увімкненого у будь-яку фазу *трифазної чотирипровідної системи* (рис. 6.38). Покази ватметра, увімкненого за схемою, наведеною на рисунку, дорівнюють

$$P_W = U_A I_A \cos \varphi_A = U_\phi I_\phi \cos \varphi_\phi. \quad (6.90)$$

Потужність симетричного трифазного споживача, з'єднаного зіркою, що живиться від чотирипровідної мережі, становитиме:

$$P = P_A + P_B + P_C = U_A I_A \cos \varphi_A + U_B I_B \cos \varphi_B + U_C I_C \cos \varphi_C = 3U_\phi I_\phi \cos \varphi_\phi = 3P_W. \quad (6.91)$$

Таким чином, вимірюючи потужність одним ватметром у будь-якій з трьох фаз, активну потужність трифазного симетричного споживача визначаємо, збільшивши покази ватметра втричі (6.91).

Якщо трифазний споживач живиться від трипровідної мережі (рис. 6.39), то виконують штучну нульову точку,

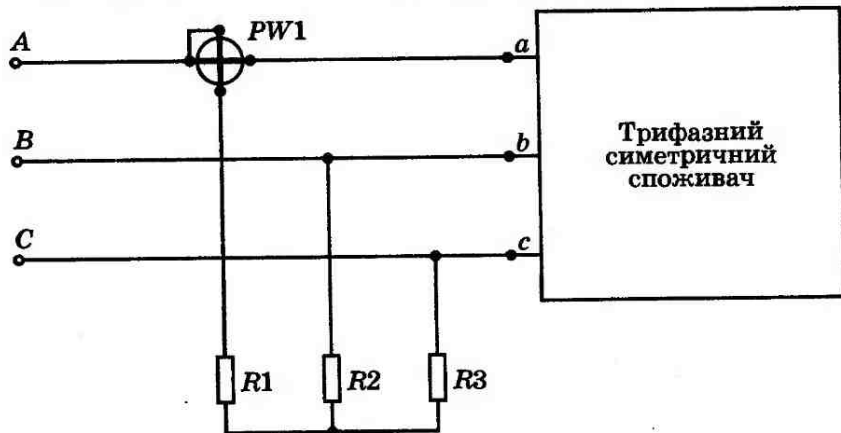


Рис. 6.39

увімкнувши три додаткових резистори R_1, R_2, R_3 , з'єднаних симетричною зіркою, де $R_1 + R_2 = R_3$ (R_2 — опір паралельної вітки ватметра). Як і у попередньому випадку, активна потужність симетричного споживача визначається через покази ватметра P_W за формулою

$$P = 3U_{\phi} I_{\phi} \cos \phi = 3P_W. \quad (6.92)$$

Вимірювання потужності одним, двома або трьома приладами застосовується в основному в лабораторних умовах. У промислових умовах застосовуються трифазні ватметри і лічильники, у яких в одному приладі об'єднано на одній осі два або три однофазні вимірювальні механізми.

6.5. Вимірювання реактивної потужності у трифазних електричних колах

Реактивна потужність характеризує інтенсивність обміну енергією між генератором і споживачем, і для однофазного споживача обчислюється за формулою

$$Q = UI \sin \phi. \quad (6.93)$$

У трифазних мережах реактивна потужність трифазного споживача дорівнює сумі реактивних потужностей усіх трьох фаз і визначається:

для споживача, з'єданого зіркою, за формулою

$$Q = U_A I_A \sin \phi_A + U_B I_B \sin \phi_B + U_C I_C \sin \phi_C, \quad (6.94)$$

для споживача, з'єданого трикутником, за формулою

$$Q = U_{AB} I_{AB} \sin \phi_{AB} + U_{BC} I_{BC} \sin \phi_{BC} + U_{CA} I_{CA} \sin \phi_{CA}. \quad (6.95)$$

Реактивну потужність вимірюють за допомогою: ватметрів активної потужності, увімкнених за спеціальними схемами; ватметрів активної потужності з додатковими

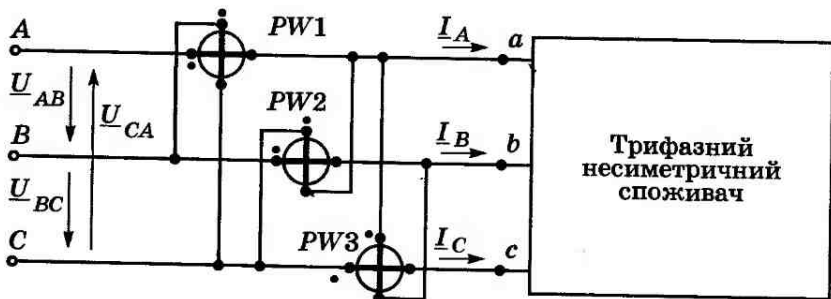


Рис. 6.40

елементами; спеціальних вимірювальних приладів реактивної потужності (варметрів).

Реактивну потужність несиметричного трифазного споживача, що живиться від трипровідної або чотирипровідної мережі, вимірюють *трьома ватметрами*, увімкненими за схемою, наведеною на рисунку 6.40.

Покази ватметрів дорівнюють:

$$\begin{aligned} P_{W1} &= U_{BC} I_A \cos(90^\circ - \varphi_A) = U_{BC} I_A \sin \varphi_A = \sqrt{3} U_\phi I_A \sin \varphi_A; \\ P_{W2} &= U_{CA} I_B \cos(90^\circ - \varphi_B) = U_{CA} I_B \sin \varphi_B = \sqrt{3} U_\phi I_B \sin \varphi_B; \\ P_{W3} &= U_{AB} I_C \cos(90^\circ - \varphi_C) = U_{AB} I_C \sin \varphi_C = \sqrt{3} U_\phi I_C \sin \varphi_C. \end{aligned} \quad (6.96)$$

Сума показів ватметрів

$$P_{W1} + P_{W2} + P_{W3} = \sqrt{3}(Q_1 + Q_2 + Q_3) = \sqrt{3}(Q), \quad (6.97)$$

звідки реактивна потужність дорівнює:

$$Q = (P_{W1} + P_{W2} + P_{W3}) / \sqrt{3}. \quad (6.98)$$

Вимірювання реактивної потужності трьома приладами застосовується в основному в лабораторних умовах. У промислових умовах застосовуються трифазні прилади, в яких в одному приладі об'єднано на одній осі три однофазні вимірювальні механізми.

Якщо *два ватметри* увімкнуті за схемою, наведеною на рисунку 6.41, а, то можна за показами цих ватметрів визначити реактивну потужність несиметричного трифазного споживача.

Враховуючи розміщення векторів струму і напруги на векторній діаграмі (рис. 6.41, б), сума показів ватметрів дорівнює

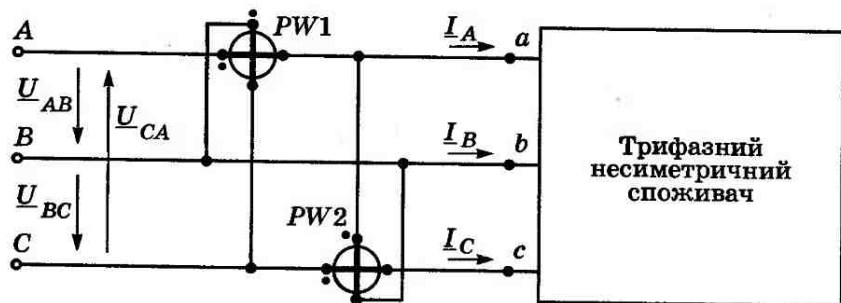
$$\begin{aligned} P_{W1} + P_{W2} &= U_{BC} I_A \cos(90^\circ - \varphi_A) + U_{AB} I_C \cos(90^\circ - \varphi_C) = \\ &= \sqrt{3} U_\phi (I_A \sin \varphi_A + I_C \sin \varphi_C). \end{aligned} \quad (6.99)$$

Якщо споживач симетричний

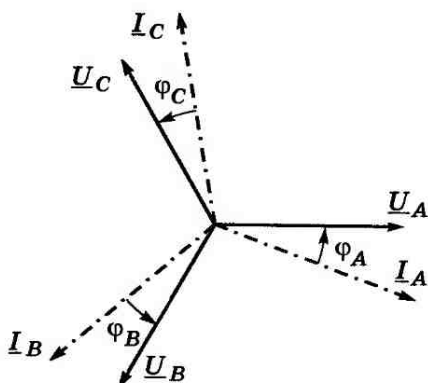
$$I_A = I_B = I_C = I_\phi; \quad \varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = \varphi_\phi, \quad (6.100)$$

то сума показів двох ватметрів дорівнює

$$P_{W1} + P_{W2} = 2\sqrt{3} U_\phi I_\phi \sin \varphi_\phi = (2/\sqrt{3}) Q. \quad (6.101)$$



а



б

Рис. 6.41

Отже, реактивну потужність трифазного симетричного споживача можна визначити за показами двох ватметрів:

$$Q = (\sqrt{3}/2)(P_{W1} + P_{W2}). \quad (6.102)$$

Слід зазначити, що і для несиметричного споживача формула (6.102) залишається справедливою.

Якщо за допомогою трьох додаткових резисторів R_1 , R_2 , R_3 , з'єднаних разом з паралельними вітками ватметрів, що мають опори R_A , R_B , симетричною зіркою ($R_1 + R_A = R_2 + R_B = R_3$), утворити штучну нейтральну точку, то реактивну потужність несиметричного трифазного споживача можна визначити за показами **двох ватметрів** зі штучною нейтральною точкою, увімкнених за схемою, наведеною на рисунку 6.42, а.

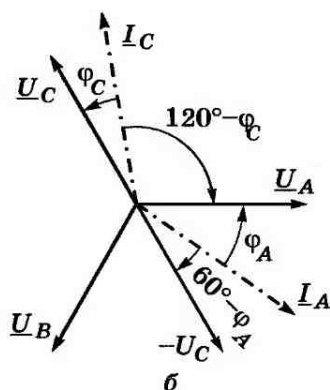
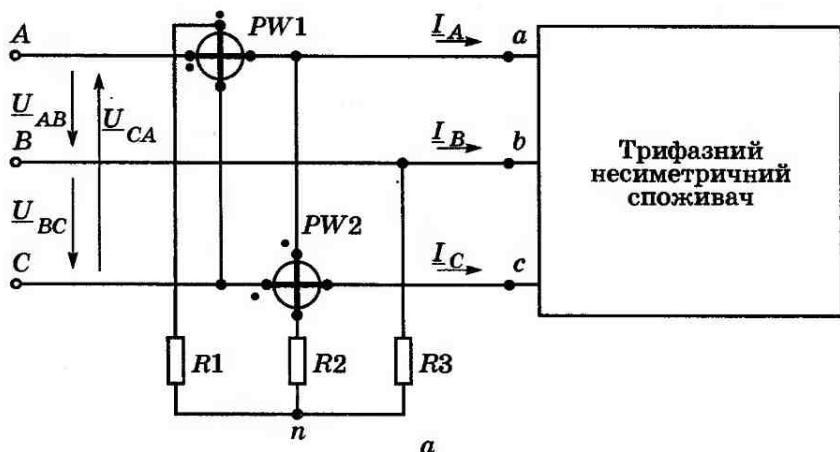


Рис. 6.42

Враховуючи розміщення векторів струмів та напруг на векторній діаграмі (рис. 6.42, б), суму показів двох ватметрів можна записати у такому вигляді:

$$\begin{aligned}
 P_{W1} + P_{W2} &= U_C I_A \cos(60^\circ - \varphi_A) + U_A I_C \cos(120^\circ - \varphi_C) = \\
 &= U_\Phi \left[I_A \cos(60^\circ - \varphi_A) + I_C \cos(120^\circ - \varphi_C) \right].
 \end{aligned} \quad (6.103)$$

Якщо споживач симетричний, тобто

$$I_A = I_B = I_C = I_\Phi; \quad \varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = \varphi_\Phi, \quad (6.104)$$

то сума показів двох ватметрів дорівнює

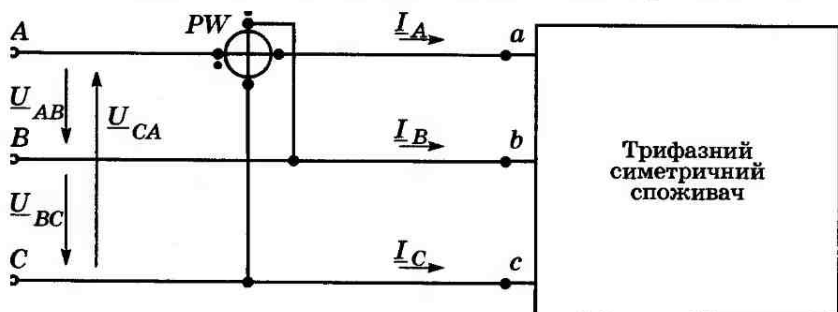
$$P_{W1} + P_{W2} = U_{\phi} I_{\phi} \left[\frac{1}{2} \cos \varphi_{\phi} + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi_{\phi} - \frac{1}{2} \cos \varphi_{\phi} + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi_{\phi} \right] = \\ = \sqrt{3} U_{\phi} I_{\phi} \sin \varphi_{\phi} = (1/\sqrt{3}) Q. \quad (6.105)$$

Можна довести, що і для несиметричного споживача ця формула залишається справедливою.

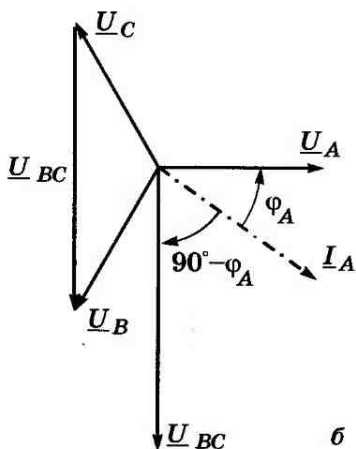
Таким чином, реактивну потужність трифазного споживача можна визначити за показами двох ватметрів, увімкнених за схемою зі штучною нульовою точкою, за формулою

$$Q = \sqrt{3}(P_{W1} + P_{W2}). \quad (6.106)$$

Якщо трифазний споживач симетричний (виконуються умови (6.90), (6.91)), то для вимірювання реактивної по-



а



б

Рис. 6.43

тужності достатньо *одного ватметра*, увімкненого за схемою, наведеною на рисунку 6.43, а.

Враховуючи розміщення векторів струмів та напруг за векторною діаграмою (рис. 6.43, б), показ ватметра дорівнюватиме:

$$P_W = U_{BC} I_A \cos(90^\circ - \varphi_A) = \sqrt{3} U_\Phi I_\Phi \sin \varphi_\Phi = (1/\sqrt{3}) Q. \quad (6.107)$$

Отже, реактивну потужність симетричного споживача можна визначити за формулою

$$Q = \sqrt{3} P_W. \quad (6.108)$$

Однофазні ватметри з додатковими елементами. Для того, щоб ватметром можна було б вимірювати реактивну потужність, необхідно зсунути струм у паралельній вітці ватметра на кут $90^\circ - \varphi$ відносно напруги. Для цього послідовно з паралельною віткою ватметра вмикають котушку з індуктивністю L і опором R_2 , а саму паралельну вітку ватметра шунтують опором R_1 (рис. 6.44, а).

Враховуючи розміщення векторів струмів та напруг на векторній діаграмі (рис. 6.44, б), показ ватметра дорівнює:

$$P_W = c I_H I_V \cos(90^\circ - \varphi) = k_W U I_H \sin \varphi = k_W Q \quad (6.109)$$

Таким чином, проградувавши ватметр в одиницях реактивної потужності, можна використовувати цей прилад для її вимірювання.

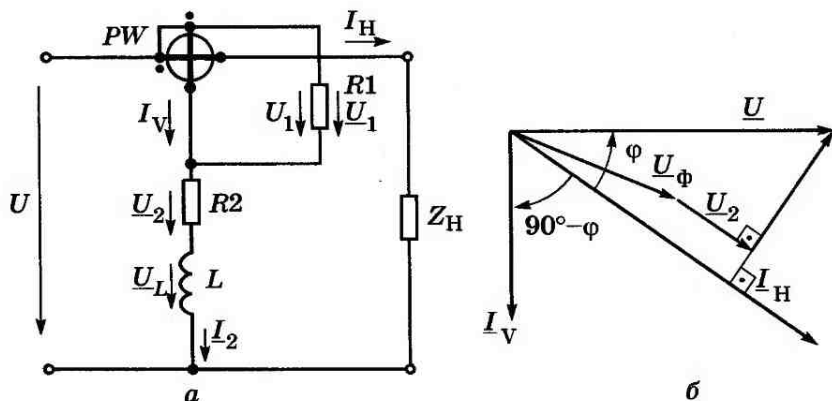


Рис. 6.44

6.6. Вимірювання електричної енергії. Електромеханічний індукційний лічильник електричної енергії

Електрична енергія, що споживається за інтервал часу t , визначається через активну потужність за формулою

$$W = Pt. \quad (6.110)$$

Пристрої для вимірювання електричної енергії називаються *лічильниками електричної енергії*.

Лічильник електричної енергії, відповідно до алгоритму (6.110), складається (рис. 6.45) з вимірювального перетворювача активної потужності і інтегратора, тобто накопичувача активної потужності за інтервал часу t .

У електронних вимірювальних перетворювачах активної потужності вихідною величиною є електрична величина (здебільшого напруга), яка перетворюється в частоту імпульсів за допомогою додаткового частотного перетворювача. Далі імпульси надходять, як правило, на кроковий електродвигун і перетворюються на кут повороту.

В електромеханічних, зокрема індукційних, вимірювальних перетворювачах активної потужності вихідною величиною є кутова швидкість обертання диска. За допомогою черв'ячної передачі обертання диска передається на механічний лічильний механізм кількості обертів, який являє собою механічний багатоступінчастий редуктор, аналогічний годинниковому механізму.

Слід зазначити, що інтегратор (накопичувач) виконує роль пам'яті, основною вимогою до якої є збереження показів у разі аварійного чи профілактичного вимикання.

Важливо підкреслити, що велику кількість видів вимірювальних перетворювачів активної потужності стало можливим реалізувати тільки з розвитком мікро-



Рис. 6.45

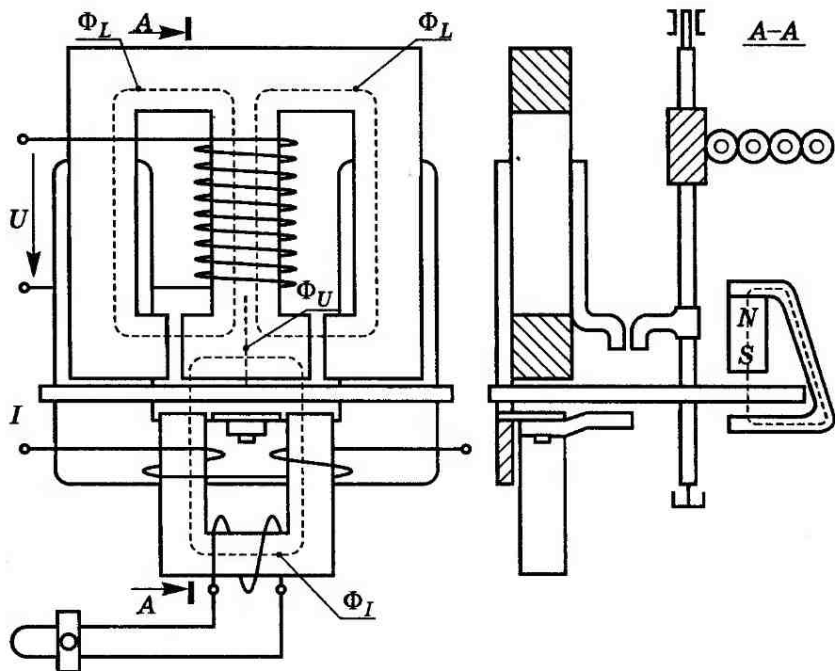


Рис. 6.46

електроніки, зокрема з появою інтегральних аналогових і цифрових мікросхем. До цього часу для вимірювання й обліку електроенергії застосовувалися здебільшого (за деякими винятками) електромеханічні індукційні лічильники. Широко застосовуються вони і дотепер, причому їх кількість тільки у побутовій сфері становить десятки мільйонів. Поступово вони витісняються прогресивними електронними і цифровими лічильниками електроенергії, побудованими на основі сучасних інтегральних мікросхем високого ступеня інтеграції і мікропроцесорів.

Основними частинами *індукційного лічильника електричної енергії* є електромагніт напруги, електромагніт струму, постійний магніт, легкий алюмінієвий диск, який може вільно обертатися на осі, черв'ячна передача та лічильний механізм (рис. 6.46).

Електромагніт напруги складається з магнітопроводу і обмотки, виконаної тонким мідним проводом в ізоляції з великою кількістю витків. Обмотка напруги вмикається паралель-

но споживачеві і призначена для створення магніторушійної сили у магнітопроводі. Магнітопровід електромагніту напруги має складну форму і призначений для створення двох магнітних потоків: робочого $\Phi_U(t)$ і неробочого $\Phi_L(t)$.

Електромагніт струму також має магнітопровід і обмотку, виконану товстим мідним проводом в ізоляції з невеликою (в межах одного, двох десятків) витків. Обмотка струму розділена на дві половини, розміщених симетрично на магнітопроводі, вмикається послідовно зі споживачем і призначена для створення магніторушійної сили у магнітопроводі. Магнітний потік у магнітопроводі розгалужується на неробочу частину $\Phi_S(t)$ і робочу частину $\Phi_I(t)$.

Електромагніти напруги і струму призначені для створення рушійного моменту, який діє на диск і приводить його в обертальний рух.

Постійний магніт створює магнітний потік, який перетинає зазор і розміщений у ньому диск. Взаємодія магнітного потоку постійного магніту з наведеними у диску струмами створює гальмівний момент, що діє на диск. Для регулювання кута зсуву фаз між магнітними потоками призначена *короткозамкнута обмотка* з петлею і хомутом. *Гачок*, прикріплений до осі диска, і *поводок* призначені для усунення самоходу диска.

До обмотки, що увімкнена паралельно споживачеві, прикладена змінна напруга $u(t)$ з циклічною частотою ω , під дією якої в обмотці з індуктивністю L_U , активним опором r_U і реактивним опором $X_L = \omega L_U$ проходить струм $i_U(t) = I_U \sqrt{2} \sin(\omega t - \psi_U)$, з середньоквадратичним значенням

$$I_U = \frac{U}{\sqrt{r_U^2 + (\omega L_U)^2}}, \quad (6.111)$$

і зсунутий відносно напруги $u(t)$ на кут

$$\psi_U = \arctg \frac{\omega L_U}{r_U}. \quad (6.112)$$

Струм $i_U(t)$ у витках w_U обмотки напруги створює магніторушійну силу $F_U(t) = w_U i_U(t)$. Під її дією збуджується змінний магнітний потік, який розгалужується на два по-

токи. Неробочий магнітний потік $\Phi_L(t)$ симетрично розгалужується на дві половини, що замикаються через центральний і два бокові стержні магнітопроводу. Для зменшення нелінійності в магнітопроводі виконано зазори. Робочий магнітний потік $\Phi_U(t)$ перетинає зазор і розміщений у ньому диск та замикається через протиполіус.

Амплітуда Φ_{Um} магнітного потоку $\Phi_U(t)$ визначається амплітудою $F_{Um} = \omega_U I_U \sqrt{2}$ магніторушійної сили, магнітними опорами магнітопроводу $R_{U\mu}$, зазору R_δ і диска R_d .

Різниця фаз ϵ_U між струмом $i_U(t)$ і робочим магнітним потоком $\Phi_U(t)$ зумовлена втратами енергії на перемагнічування і вихрові струми у магнітопроводі, зазорі і диску.

Струм споживача $i(t)$, протікаючи по w_I виткам послідовно увімкненої зі споживачем обмотки струму, створює магніторушійну силу $F_I(t) = w_I i(t)$. Під дією магніторушійної сили $F_I(t)$ у магнітопроводі збуджується магнітний потік, що розгалужується на дві частини. Неробоча частина магнітного потоку $\Phi_S(t)$ замикається через протиполіус. Робоча частина магнітного потоку $\Phi_I(t)$ двічі перетинає зазор і розміщений у ньому диск та замикається через нижню частину магнітопроводу напруги. Амплітуда Φ_{Im} магнітного потоку $\Phi_I(t)$ визначається амплітудою $F_{Im} = w_I I \sqrt{2}$ магніторушійної сили, магнітними опорами магнітопроводу $R_{I\mu}$, зазору R_δ і диска R_d .

Таким чином, диск перетинає магнітний потік $\Phi_U(t)$ і двічі (у протилежних напрямках) — магнітний потік $\Phi_I(t)$, тому можна розглядати, що диск перетинають два магнітні потоки: $\Phi_I(t)$ і $-\Phi_I(t)$.

Під дією змінних магнітних потоків $\Phi_U(t)$, $\Phi_I(t)$, $-\Phi_I(t)$ в диску наводяться, згідно з законом електромагнітної індукції, електрорушійні сили $e_U(t)$, $e_I(t)$, $-e_I(t)$. Середньоквадратичні значення E_U , E_I електрорушійних сил залежать від амплітуд Φ_{Um} , Φ_{Im} магнітних потоків і циклічної частоти ω коливання магнітного потоку.

Електрорушійні сили $e_U(t)$, $e_I(t)$ випереджають відповідні магнітні потоки $\Phi_U(t)$, $\Phi_I(t)$ на кут $\pi/2$. Під дією електрорушійних сил $e_U(t)$, $e_I(t)$, $-e_I(t)$ у диску проходять струми $i_{2U}(t)$, $i_{2I}(t)$, $-i_{2I}(t)$, діючі значення I_{2U} , I_{2I} яких залежать від діючого значення електрорушійних сил E_U , E_I і активного опору диска $R_d = c_d \rho / d$, який у свою чергу за-

лежить від питомого електричного опору матеріалу ρ , товщини диска d .

Оскільки реактивний опір диска набагато менший від активного, то можна вважати, що струми $i_{2U}(t)$, $i_{2I}(t)$, збігаються за фазою з відповідними електрорушійними силами: $e_U(t)$, $e_I(t)$.

На ділянку диска зі струмом $i_{2I}(t)$, яка знаходиться в межах сліду магнітного потоку $\Phi_U(t)$, діє сила Ампера $F_1(t)$. Сила Ампера $F_2(t)$, яка виникає від взаємодії струму ($-i_{2I}(t)$) з потоком $\Phi_U(t)$, має такий самий вираз і напрям, що і сила $F_1(t)$.

Взаємодія струму $i_{2U}(t)$ з магнітними потоками ($\Phi_I(t)$, $-\Phi_I(t)$) також спричинює сили Ампера, які мають однаковий напрям і однакові амплітуди. Оскільки сили Ампера: $F_1(t)$, $F_2(t)$, $F_3(t)$, $F_4(t)$ пропорційні добутку двох синусоїдних функцій магнітного потоку і струму, то можна показати, що вони мають дві складові: постійні складові F_{1c} , F_{2c} , F_{3c} , F_{4c} і змінні складові $F_{1\omega}(t)$, $F_{2\omega}(t)$, $F_{3\omega}(t)$, $F_{4\omega}(t)$, які змінюються з циклічною частотою, вдвічі більшою за циклічну частоту мережі ω .

Внаслідок того, що частота ω_0 власних коливань диска, зумовлена інерцією диска, набагато менша $\omega_0 \ll 2\omega$ за частоту коливань змінних складових, то обертальний рух диска спричинюватиметься середньою за період силою, тобто постійними складовими (F_{1c} , F_{2c} , F_{3c} , F_{4c}). Ці сили створюють відповідні моменти. Сумарний рушійний момент M цих сил дорівнює:

$$M = M_1 + M_2 + M_3 + M_4 = 2 \left[r_1 c_1 \omega^2 UI \cos(\psi_{\Phi U} - \psi_{2I}) + r_2 c_2 \omega^2 UI \cos(\psi_{\Phi I} - \psi_{2U}) \right]. \quad (6.113)$$

Рушійний момент M буде пропорційний активній потужності $P = UI \cos \varphi$ у тому разі, якщо виконуватимуться умови:

$$\psi_{\Phi U} - \psi_{2I} = (\psi_U + \varepsilon_U) - (\psi + \varepsilon_I - \pi/2) = \varphi \quad (6.114)$$

$$\psi_{\Phi I} - \psi_{2U} = (\psi + \varepsilon_I) - (\psi_U + \varepsilon_U - \pi/2) = \varphi, \quad (6.115)$$

або
$$\psi_U + \varepsilon_U - \varepsilon_I = \pi/2. \quad (6.116)$$

Якщо виконати умову (6.116), то рушійний момент (6.113) буде пропорційний активній потужності:

$$M = cUI \cos \varphi = cP. \quad (6.117)$$

Для виконання умови (6.116) здійснюють такі заходи. По-перше, необхідно, щоб значення різниці фаз ψ_U між напругою $u(t)$ і струмом $i_U(t)$ було якомога ближчим до $\pi/2$. Для цього магнітний потік розділяють на робочий $\Phi_U(t)$ і неробочий $\Phi_L(t)$ з метою збільшення індуктивності L_U обмотки напруги, а отже, індуктивного опору $X_L = \omega L_U$. Чим більший індуктивний опір X_L за активний r_U обмотки, тим ближчий кут до $\pi/2$.

Досягти виконання цієї умови, або як її ще називають умовою 90°-го зсуву фаз, можна регулюванням кутів ϵ_U , ϵ_I . Розрізняють *точно* і *грубо* регулювання кута втрат. Грубе регулювання кута втрат ϵ_I здійснюється за рахунок зміни кількості витків спеціальної короткозамкнутої обмотки, нанесеної на магнітопровід електромагніту струму. Ця обмотка замкнена петлею, уздовж якої переміщується хомут з гвинтом, змінюючи опір петлі, і, відповідно, струм у короткозамкнутій обмотці, від якого залежить кут втрат ϵ_I . Таким чином, здійснюється регулювання кута втрат. Способом точного регулювання кута втрат є розміщення у повітряному зазорі тонких мідних пластин, у яких під дією змінного магнітного потоку наводяться вихрові струми і зростають втрати електроенергії, а отже, і кут втрат. Змінюючи кількість мідних пластин, можна регулювати кут магнітних втрат.

Для створення гальмівного моменту призначений постійний магніт, магнітний потік якого пронизує зазор і розміщений у ньому диск. Обертаючись під дією рушійного моменту, диск перетинає магнітний потік і в ньому наводиться електрорушійна сила. Під дією наведеної електрорушійної сили в диску збуджуються вихрові струми, які взаємодіють з потоком постійного магніту, внаслідок чого виникає сила Ампера. Момент сили Ампера спрямований проти напрямку обертання диска, тобто цей момент є гальмівним. Його значення пропорційне добутку квадрату магнітного потоку на кутову швидкість обертання:

$$M_{\Gamma} = c_{\Gamma} \Phi_{\Gamma}^2 \omega, \quad (6.118)$$

де c_{Γ} — стала, яка залежить від геометричних розмірів постійного магніту, зазору і диска.

Рушійний момент $M = cP$ врівноважується гальмівним моментом $M_{\Gamma} = c_{\Gamma} \Phi_{\Gamma}^2 \omega$ і, згідно з другим законом Ньютона

($M=M_r \Rightarrow cP=c_r \Phi_r^2 \omega$), диск обертається зі сталою швидкістю

$$\omega = \frac{c_1}{c_r \Phi_r^2} P = cP. \quad (6.119)$$

Таким чином, кутова швидкість обертання диска пропорційна активній потужності споживача. У такому разі електрична енергія W буде пропорційною куту повороту диска:

$$\alpha = \omega t = cPt = cW. \quad (6.120)$$

Рівняння (6.120) є рівнянням вимірювального перетворення індукційного вимірювального перетворювача електричної енергії.

За допомогою черв'ячної передачі обертальний рух диска передається на лічильний механізм, який фіксує кут його повороту.

Лічильний механізм виконує функції аналого-цифрового перетворювача і механічного запам'ятовуючого пристрою. Лічильний механізм як запам'ятовуючий пристрій має дуже цінну властивість: зберігає значення кута повороту при вимиканні напруги живлення. Саме завдяки цій властивості індукційний вимірювальний механізм застосовується для вимірювання й обліку електроенергії і дотепер.

Похибки індукційного лічильника. На диск, крім рушійного і гальмівного моментів, діють паразитні моменти, що спричинює похибки вимірювання. Так, гальмівний момент тертя залежить від частоти n обертання диска:

$$M_{тр} = a + bn + cn^2, \quad (6.121)$$

де a , b , c — конструктивні сталі.

Для компенсації моменту тертя в індукційних механізмах створюється компенсаційний рушійний момент M_k за допомогою поводка, закріпленого до протиполюса. Частина магнітного потоку $\Phi_U(t)$ відгалужується на пластину і через зазор та розміщений у ньому диск замикається через поводок. Компенсаційний рушійний момент M_k виникає від взаємодії цього магнітного потоку з наведеними у диску вихровими струмами.

Компенсаційний момент M_k не залежить від швидкості обертання, а момент тертя залежить, тому повна компенсація моменту тертя здійснюється тільки на одній певній швидкості обертання, тобто за одного певного навантажен-

ня. Якщо ж навантаження змінюється, то неповна компенсація призводить до *самоходу*, тобто явища, коли диск здійснює обертальний рух під дією некомпенсованого моменту за відсутності струму в обмотці струму. Для усунення самоходу до осі кріпиться гачок, а до пластини кронштейн з магнітним'якого матеріалу. У разі наближення гачка до кронштейна між ними виникають магнітні сили притягання, які стримують подальше обертання диска.

Крім моменту тертя, на диск діють інші гальмівні паразитні моменти, які виникають під час руху диска, який пронизують магнітні потоки $\Phi_U(t)$, $\Phi_I(t)$, $-\Phi_I(t)$. Ці гальмівні моменти за природою аналогічні гальмівному моменту, створеному постійним магнітом, і тому вони пропорційні квадратам магнітних потоків і кутовій швидкості.

На диск діють також так звані трансформаторні паразитні моменти, які виникають від взаємодії магнітних потоків з вихровими струмами, наведеними цими змінними магнітними потоками.

Розглянуті паразитні моменти спричинюють похибки індукційного лічильника. Крім паразитних моментів, похибки індукційного лічильника зумовлені такими чинниками, як *температура, напруга живлення, коефіцієнт потужності, частота мережі*.

Із зміною температури змінюються активні опори котушок напруги і струму, активний опір диска і магнітний потік постійного магніту. Зміна активних опорів призводить до зміни як рушійних, так і гальмівних моментів, внаслідок чого їх дія дещо компенсується. Зміна магнітного потоку постійного магніту призводить до зміни гальмівного моменту.

Зі зміною напруги живлення змінюватимуться робочий магнітний потік $\Phi_U(t)$, від якого залежить рушійний момент, компенсаційний момент, гальмівний паразитний момент. Від напруги живлення залежить також різниця фаз між напругою і струмом $i_U(t)$.

6.7. Вимірювання надвисокочастотної потужності

Вимірювання потужності в діапазоні надвисоких частот має свої особливості. На відміну від вимірювання потужності на постійному струмові і на високих частотах, де миттєву та активну потужність визначають за

миттєвими значеннями струму і напруги, в надвисокочастотному діапазоні визначення потужності за значеннями напруги і струму пов'язане з певними труднощами. По-перше, напруга і струм на надвисоких частотах залежать не тільки від часу, а й від просторових координат. По-друге, на надвисоких частотах вплив вимірювального пристрою на режим роботи вимірюваного об'єкта набагато більший, ніж на постійному або низькочастотному струмі.

Зважаючи на ці особливості, в діапазоні надвисоких частот знайшли застосування методи, які ґрунтуються на перетворенні надвисокочастотної електромагнітної енергії у теплову енергію згідно з законом збереження енергії. До цих методів належать калориметричний, терморезистивний, термоелектричний.

Залежно від виду вимірюваної потужності методи поділяються на методи вимірювання *прохідної потужності*, тобто потужності, яка проходить каналом або лінією передач від генератора до споживача, і методи вимірювання *потужності, що поглинається*, тобто потужності, що споживається.

Калориметричний метод вимірювання ґрунтується на перетворенні надвисокочастотної електромагнітної енергії в теплову енергію у спеціальних пристроях — калориметрах і наступним вимірюванням температури. Слід зазначити, що калориметричним методом вимірюють порівняно великі потужності.

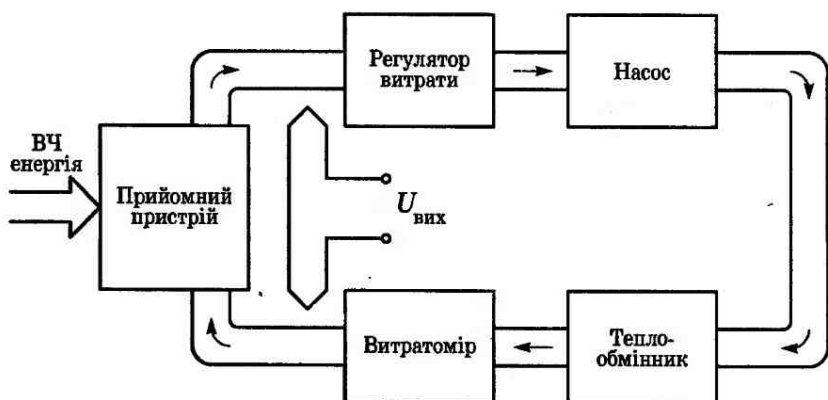


Рис. 6.47

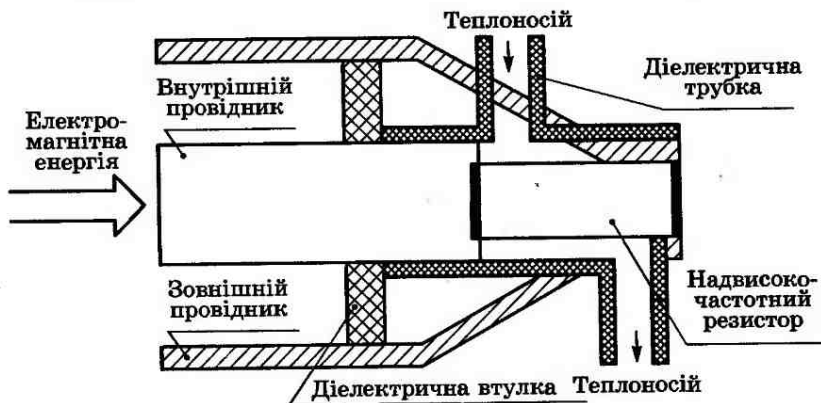


Рис. 6.48

Процес перетворення електромагнітної енергії в теплову супроводжується підвищенням температури робочого тіла. Як робоче тіло використовується вода або спеціальна кремнійорганічна рідина, теплоємність якої набагато менша за теплоємність води, тому чутливість приладів більша.

Розрізняють калориметри проточні, у яких теплова енергія передається потоку рідини, і статичні, у яких теплова енергія передається незмінному об'єму рідини або твердого тіла.

Проточний калориметр складається (рис. 6.47) з насоса, регулятора витрати, прийомного пристрою, витратоміра, теплообмінника. Конструкція прийомного пристрою наведена на рисунку 6.48.

Насос створює потік рідини, яка циркулює замкнутим контуром. За допомогою регулятора витрати регулюється інтенсивність теплообміну. Надвисоко-частотна електромагнітна енергія надходить коаксіальним кабелем у прийомний пристрій. Навантаженням служить надвисоко-частотний резистор, на якому розсіюється електромагнітна енергія. Конструкція резистора має забезпечувати узгодження навантаження з лінією передач без відбивання електромагнітних хвиль. Резистор омивається рідиною, яка служить теплоносієм.

За допомогою батареї термоелементів (термопар) різниці температур ΔT теплоносія на вході і виході прийомного пристрою перетворюється в електричну напругу.

Якщо знехтувати втратами теплоти на теплопровідність, конвекцію та випромінювання, то, згідно із законом збереження енергії, можна записати, що електромагнітна потужність P_{EM} перетворюється у теплову P_T

$$P_{EM} = P_T \Rightarrow P_{EM} = cg\Delta T. \quad (6.122)$$

де c — питома теплоємність; g — витрата теплоносія (рідини); ΔT — різниця температур на вході і виході прийомного пристрою.

Напруга U на виході батареї термопар з коефіцієнтом перетворення k буде пропорційною різниці ΔT температур:

$$U = k\Delta T. \quad (6.123)$$

Враховуючи попередні рівняння, для напруги можна записати:

$$U = k \frac{P_{EM}}{cg}. \quad (6.124)$$

Рівняння (6.124) є рівнянням вимірювального перетворення пристрою, який реалізує калориметричний метод.

Калориметричний вимірювальний перетворювач характеризується такими похибками: вимірювання витрати рідини; неузгодженості лінії передачі і навантаження; нелінійності характеристик термопар; втрат теплоти.

Для зменшення зазначених похибок у калориметрах реалізують метод порівняння. Для цього використовують два однакові проточні калориметри: *вимірювальний* і *опорний* (рис. 6.49). Обидва калориметри омиваються одним і тим самим потоком рідини, яка циркулює у замкнутій системі зі спільним теплообмінником. Теплообмінник охолоджує рідину і зрівнює її температуру на вході обох калориметрів. У калориметрах рідина (теплоносіє) отримує енергію і температура її підвищується. Температура рідини на виходах калориметрів діє на терморезистори R_1 та R_2 , які разом з резисторами R_3 та R_4 утворюють міст змінного струму, живлення якого через трансформатор здійснюється за допомогою генератора. Напруга з моста подається на фазочутливий випрямляч і підсилена підсилувачем потужності перетворюється в теплоту в опорному калориметрі. З рівноваги температур $T_{R1} = T_{R2}$, за умови однакової витрати рідини в обох калориметрах, впливає рівність $P_x = P_0$, електромагнітної надвисокочастотної потужності P_x , яка перетворюється

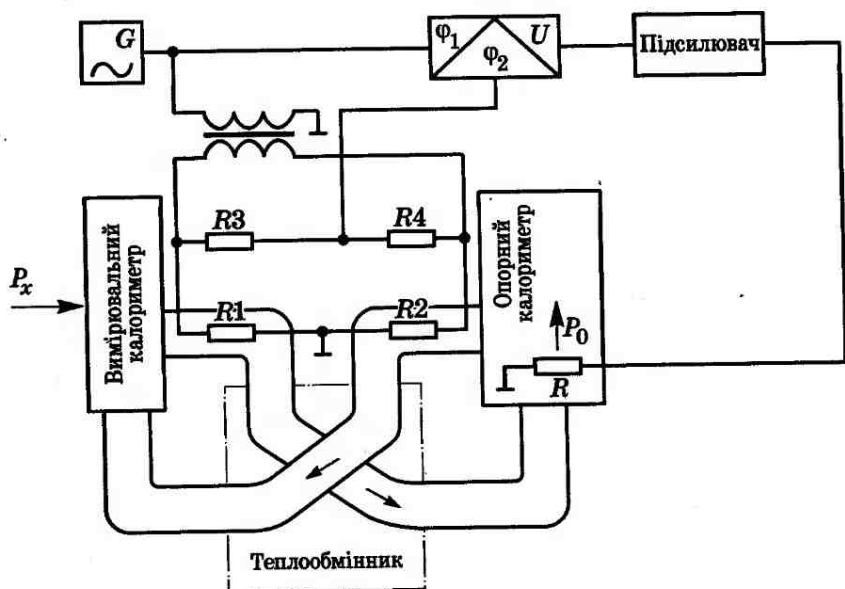


Рис. 6.49

на теплоту в першому калориметрі, і потужності P_0 в опорному калориметрі. Потужність P_0 в опорному калориметрі вимірюють за допомогою ватметра постійного струму.

Таким чином, за допомогою даного пристрою, у якому реалізований метод порівняння, вимірювання надвисоко-частотної електромагнітної потужності зводиться до вимірювання потужності на постійному струмові.

У статичних калориметрах надвисоко-частотна електромагнітна енергія перетворюється на теплову енергію у твердому тілі (так звані сухі калориметри) або у непроточній рідині.

Використання статичних, як і проточних калориметрів, ґрунтується на методі порівняння. Вимірювальний і опорний калориметри розміщені у тепловому екрані для зменшення похибки від втрат теплоти (рис. 6.50). Електромагнітна енергія надходить у вимірювальний калориметр і перетворюється у теплову. В опорному калориметрі у теплову енергію перетворюється електрична енергія на постійному струмові за допомогою нагрівальної спіралі. Температури обох калориметрів перетворюються у напругу за допомогою термоелектричних пере-

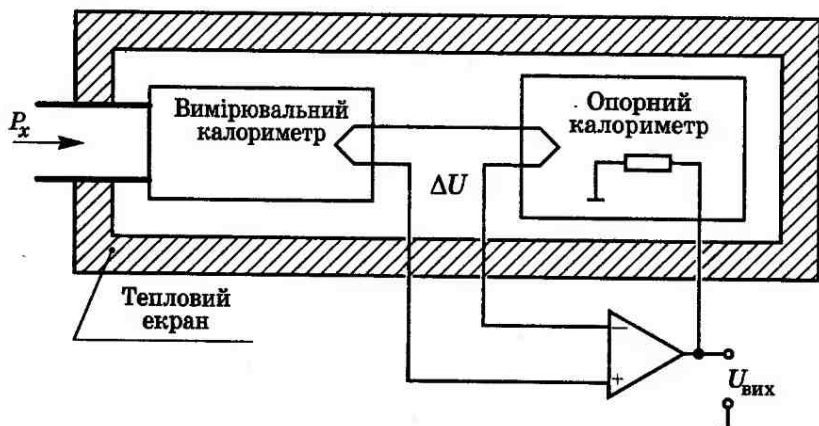


Рис. 6.50

творювачів (термопар), які ввімкнені послідовно і зустрічно. Різниця термоерс ($e_1 - e_2 = \Delta U$) підсилюється підсилювачем потужності і подається на нагрівальну спіраль, розміщену в опорному калориметрі. Таким чином, через нагрівальну спіраль і термоелектричний перетворювач замикається зворотний зв'язок, що автоматично підтримує із заданою точністю рівність температур вимірювального T_x і опорного T_0 калориметрів. За умови рівності теплоємностей та коефіцієнтів тепловіддачі вимірювального і опорного калориметрів з рівності температур $T_x = T_0$ випливає рівність $P_x = P_0$ електромагнітної потужності і потужності на виході підсилювача постійного струму.

Отже, вимірювання надвисокочастотної електромагнітної потужності замінюється вимірюванням потужності на постійному струмі.

Під час вимірювання надвисокочастотної потужності за допомогою терморезисторів, на відміну від



Рис. 6.51

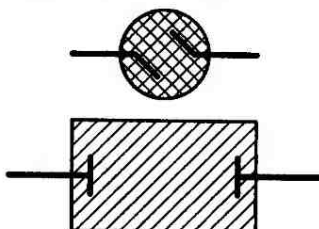


Рис. 6.52

калориметричного методу, електромагнітну надвисоко-частотну енергію підводять безпосередньо до терморезистора, опір якого змінюється від температури. Таким чином, за допомогою терморезистора здійснюється вимірювальне перетворення надвисоко-частотної електромагнітної енергії на приріст опору.

За знаком температурного коефіцієнта опору (ТКО) терморезистори поділяються на болометри, які мають додатні ТКО, і термістори, ТКО яких — від'ємні.

На практиці здебільшого застосовуються плівкові й ниткоподібні болометри. *Плівковий болометр* (рис. 6.51) — це тонка металева плівка, нанесена за допомогою спеціальної технології на діелектричну підкладку. Болометр з'єднують з електричним колом за допомогою контактних металізованих площадок. *Ниткоподібний болометр* виготовляють у вигляді тонкого дроту діаметром близько 1 мкм і завдовжки 1 мм. Такі болометри мають високу стабільність параметрів і застосовуються головним чином у зразкових ватметрах.

Термістори виготовляють з напівпровідникового матеріалу. Робоче тіло термістора має форму кульки діаметром 0,3...0,5 мм. або циліндра діаметром 0,2...0,3 мм і завдовжки 1...1,5 мм (рис. 6.52). Виводи виконують з платинового провідника діаметром 25...50 мкм.

Для вимірювання використовується залежність опору R_T болометрів і термісторів від електромагнітної потужності, яка розсіюється і підвищує їх температуру. Крім того, на опір R_T болометрів і термісторів впливає температура навколишнього середовища, яку слід розглядати як неінформативний чинник.

Основним метрологічним параметром терморезистора є *чутливість* S ($S_p = \Delta R / \Delta P$), тобто відношення приросту ΔR опору терморезистора, який спричинився збільшенням розсіяної на терморезисторі електромагнітної потужності до ΔP .

Чутливість болометрів лежить у межах 1...10 Ом/Вт, а чутливість термісторів — на порядок вище. Теплова стала τ_p характеризує теплову інерцію терморезистора і знаходиться в межах 0,1...1 с для плівкових болометрів і термісторів та в межах $5 \cdot 10^{-5}$... 10^{-4} с для ниткоподібних болометрів.

Терморезистори розміщують, як правило, в прийомних перетворювачах. Приймні перетворювачі забезпечують

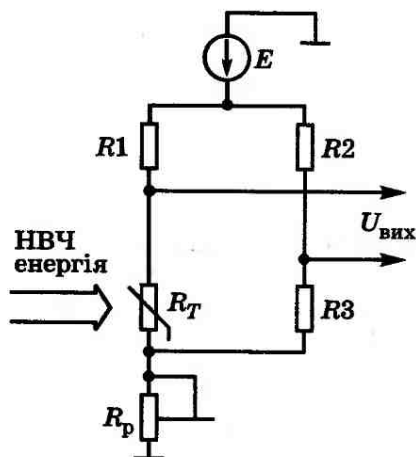


Рис. 6.53

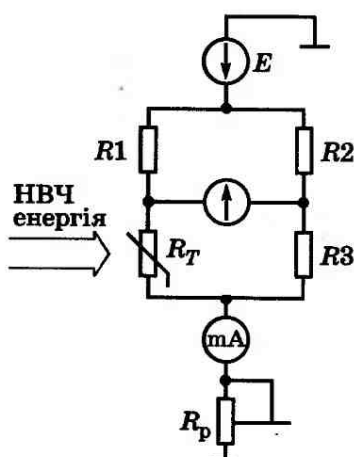


Рис. 6.54

підведення електромагнітної енергії до терморезистора і узгодження каналу передачі з навантаженням. Крім того, прийомні перетворювачі мають забезпечувати увімкнення терморезистора у вимірювальну схему.

Вимірювання надвисокочастотної електромагнітної потужності за допомогою терморезисторів здійснюють за методом заміщення, який реалізують, вмикаючи терморезистор у схему моста (рис. 6.53). Міст може працювати у двох режимах: неврівноваженому і врівноваженому.

Вимірювання за допомогою *неврівноваженого моста* здійснюють таким чином. Спочатку до увімкнення надвисокочастотної енергії міст врівноважують, змінюючи опір резистора R_p . Відтак на прийомний перетворювач подається надвисокочастотна електромагнітна енергія, температура терморезистора зростає, змінюється його опір і зростає напруга у діагоналі моста. У вузькому діапазоні значень вона лінійно залежатиме від НВЧ потужності, тому вимірювальний прилад у діагоналі моста можна проградувати в одиницях потужності. Недоліком неврівноваженого моста є незначний діапазон лінійності і значна похибка.

У *врівноваженому мості* значною мірою усунуто ці недоліки (рис. 6.54). Вимірювання за допомогою врівноваженого моста проводять у такій послідовності. На першому етапі міст врівноважують за допомогою резистора R_p і

вимірюють струм живлення моста міліамперметром. На другому етапі на терморезистор подають НВЧ енергію і баланс моста порушується. Зміною резистора R_p баланс відновлюють і вимірюють значення струму живлення. За даними двох вимірювань визначають надвисокочастотну електромагнітну потужність.

Термоелектричний метод вимірювання надвисокочастотної потужності ґрунтується на вимірюванні електрорушійної сили термопар, яка виникає під дією температури, зумовленої перетворенням надвисокочастотної електромагнітної енергії в теплову.

Термопари для вимірювання потужності виготовляють у вигляді плівок, нанесених на діелектричну підкладку (рис. 6.55). Вітки термопар інколи з'єднують за допомогою терморезистивного шару, завдяки чому досягається узгодження опору термопари з хвильовим опором лінії передач. Матеріали для термоперетворювача добирають з умови отримання лінійної залежності термоерс від температури, малого температурного коефіцієнта опору (ТКО) і високої чутливості.

Термопари розміщують у спеціальному прийомному пристрої, до якого підводиться надвисокочастотна енергія. Конструкція прийомного перетворювача має забезпечувати узгодження навантаження з лінією передач і можливість увімкнення термопари у вимірювальну схему. Приймний перетворювач характеризується коефіцієнтом передачі, який визначається як відношення електромагнітної потужності, що надійшла до термоперетворювача, до електромагнітної потужності на вході прийомного пристрою.

Важливою характеристикою прийомного перетворювача є коефіцієнт ефективності k_e , який визначається як відношен-



Рис. 6.55

ня коефіцієнта передачі $k_{\text{НВЧ}}$ прийомного перетворювача в діапазоні надвисоких частот до коефіцієнта перетворення k_0 на низьких частотах:

$$k_e = k_{\text{НВЧ}} / k_0. \quad (6.125)$$

Відхилення k_e від одиниці зумовлене тим, що не вся НВЧ енергія розсіюється на термоперетворювачі, частина її втрачається в елементах конструкції прийомного перетворювача.

Точність термоелектричного перетворювача НВЧ потужності обмежена такими чинниками: похибкою, що зумовлена відбиванням електромагнітних хвиль через неузгодженість тракту передачі і навантаження; похибкою визначення коефіцієнта передачі на низьких частотах; визначенням коефіцієнта ефективності прийомного перетворення; нелінійністю термопар.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ І ЗАВДАННЯ

1. У чому полягає принцип дії електродинамічного вимірювального перетворювача потужності?
2. Які основні галузі застосування індукційного вимірювального перетворювача?
3. Наведіть основні характеристики вимірювальних перетворювачів миттєвої потужності.
4. У чому полягає принцип дії перемножувальних цифроаналогових перетворювачів?
5. Як саме вимірюється потужність у колах постійного і однофазного змінного струмів?
6. Які опосередковані методи застосовуються для вимірювального перетворення потужності?
7. Яким чином вимірюється активна потужність у трифазних колах?
8. У чому полягають особливості вимірювання потужності несиметричних трифазних споживачів?
9. Проаналізуйте методи вимірювання реактивної потужності трифазних кіл.
10. Розкрийте принцип дії індукційного лічильника електричної енергії.

ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ І РАДІОТЕХНІЧНИХ ПРИСТРОЇВ

Основними параметрами електротехнічних пристроїв із зосередженими параметрами є активний опір, індуктивність і ємність. Вимірювання цих параметрів має самостійне значення. Крім того, часто вихідними величинами вимірювальних перетворювачів таких неелектричних величин, як температура, вологість, тиск, прискорення, також є опір, індуктивність і ємність.

Електричний опір характеризує незворотне перетворення електричної енергії в інші види енергії (теплову, механічну тощо).

Індуктивність — це фізична величина, яка визначає властивість електротехнічних пристроїв (котушок, обмоток, дроселів, соленоїдів тощо) нагромаджувати енергію в магнітному полі під час проходження по них електричного струму.

Електрична ємність — це фізична величина, що свідчить про здатність фізичних тіл нагромаджувати електричний заряд.

У реальних електротехнічних та радіотехнічних пристроях відбуваються складні перетворення енергії, тому ці пристрої характеризуються всіма параметрами: електричним опором, індуктивністю, ємністю. Для теоретичних досліджень доцільно користуватися *ідеальними елементами*, тобто такими абстрактними пристроями, які мають тільки один параметр. Такими ідеальними елементами є резистивний елемент (параметр якого — це лише електричний опір), індуктивний елемент (що характеризується тільки індуктивністю) і ємнісний елемент, для якого важливою властивістю є електрична ємність. Позначення цих ідеальних абстрактних елементів наведено на рисунку 7.1.

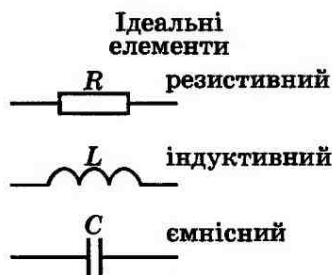


Рис. 7.1

Для дослідження складних електромагнітних процесів у реальних електротехнічних та радіотехнічних пристроях користуються схемами заміщення цих пристроїв. **Схема заміщення** реального пристрою як елемента електричного кола — це така сукупність ідеальних елементів (резистивного, індуктивного, ємнісного), яка адекватно відображає електромагнітні процеси у реальному пристрої. Якщо реальний пристрій як елемент електричного кола замінити його схемою заміщення, то струми і напруги у колі не зміняться. Схеми заміщення реальних пристроїв дають можливість краще зрозуміти і дослідити складні електромагнітні процеси у цих пристроях.

7.1. Міри електричного опору, ємності, індуктивності, взаємної індуктивності

Зразковими і робочими *мірами електричного опору* в колах постійного і змінного струмів є вимірювальні котушки і магазини опорів. Метрологічні характеристики мір опору здебільшого визначаються матеріалом і технологією виготовлення. Матеріал, з якого виготовляють міри опору, має характеризуватися: високим питомим опором, незначним температурним коефіцієнтом опору, незначною термоерс у парі з міддю, високою стабільністю опору. З відомих сплавів, що найбільше відповідають зазначеним вимогам, переважно використовують манганін (мідь — 84 %, марганець — 12 %, нікель — 3 % і домішки алюмінію і заліза). Питомий опір манганіну $(0,42...0,48)10^{-6}$ Ом·м.

Мірами ємності служать конденсатори постійної і змінної ємності і магазини конденсаторів. Конденсатори виготовляються плоскими або циліндричними з повітряним або твердим діелектриком. До конденсаторів ставляться такі вимоги: мінімальна залежність ємності від часу, температури і частоти; малі втрати в діелектрику, які характеризуються тангенсом кута втрат; високий опір і надійність ізоляції. Зокрема, таким вимогам відповідають повітряні конденсатори. Вони випускаються як постійної, так і змінної ємності. Через низьку діелектричну проникність повітря повітряні конденсатори мають великі габарити, навіть за малих значень ємності. У зразкових конденсаторах з великим значенням ємності використовується слюда.

Мірами індуктивності служать котушки індуктивності і магазини індуктивності. Котушки індуктивності виготовляються у вигляді обмоток з мідного дроту на ізоляційних каркасах.

Основними вимогами до котушок індуктивності є: стабільність параметрів, мінімальний активний опір, незалежність індуктивності від струму, частоти і температури. Котушки індуктивності, які випускаються промисловістю, мають номінальне значення індуктивності від 0,01 мкГн до 1 Гн. Похибка атестації мір при випуску з виробництва становить 0,01 % ... 2 %.

7.2. Вимірювання електричного опору на постійному струмі

Вимірювання електричного опору широко застосовується: в електротехніці для визначення параметрів електротехнічних пристроїв і машин, радіоелектронній промисловості у процесі виготовлення та випробування інтегральних мікросхем; експериментальній фізиці тощо.

7.2.1. Вимірювальні перетворювачі опору

Вимірювальний перетворювач опору в напругу зображено на рисунку 7.2. Вимірюваний опір R_x і опір R_0 , відомий з високим ступенем точності, утворюють подільник напруги. Вихідна напруга перетворювача визначається рівнянням перетворення:

$$U_x = ER_x / (R_x + R_0). \quad (7.1)$$

Якщо $R_0 \gg R_x$, то напруга U_x прямо пропорційна вимірюваному опоріві R_x .

Такі вимірювальні перетворювачі доцільно застосовувати для вимірювання невеликих опорів ($10^{-4} \dots 10^2$ Ом). Для вимірювання великих опорів резистори міняють місцями, і вихідна напруга буде обернено пропорційною вимірюваному опору.

Для поліпшення метрологічних характеристик вимірювальних перетворювачів опору в напругу застосовують операційний підсилювач (рис. 7.3). Вимірюваний резистор R_x вмикається у коло паралельного зворотного зв'язку за напругою. Якщо коефіцієнт підсилення операційного підсилювача достатньо великий, то вхідним струмом підсилювача можна знехтувати. У такому разі вихідна напруга

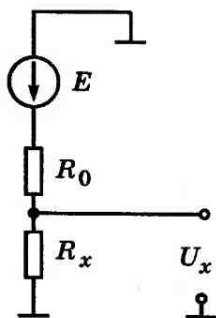


Рис. 7.2

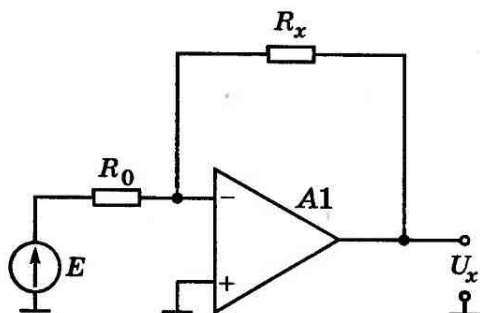


Рис. 7.3

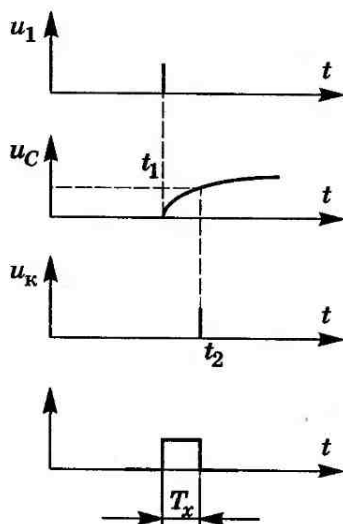
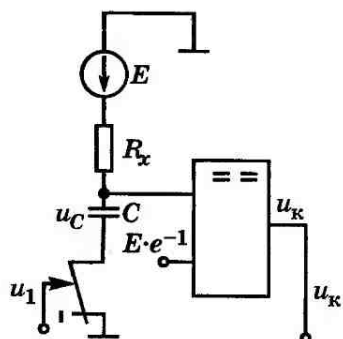


Рис. 7.4

операційного підсилювача прямо пропорційна вимірюваному опорові R_x :

$$U_x = E \cdot \frac{R_x}{R_0}. \quad (7.2)$$

Вимірювальний перетворювач опору в часовий інтервал складається з вимірюваного опору і зразкового конденсатора, ємність якого відома з високою точністю (рис. 7.4). Якщо послідовне з'єднання вимірюваного опору і зразкового конденсатора увімкнати під постійну напругу, то конденсатор заряджатиметься і напруга на ньому зростатиме за експонентою, зображеною на графіку, до досягнення заданого рівня. Момент досягнення цього рівня t_2 фіксується компаратором. Часовий інтервал від початку процесу до досягнення напругою заданого значення $T(x)$ дорівнюватиме сталій часу. Знаючи ємність конденсатора, можна визначити значення опору за формулою

$$R_x = \frac{T_x}{C}. \quad (7.3)$$

7.2.2. Вимірювання опору

Для вимірювання опору використовуються різні засоби вимірювання: електромеханічні, електронні та цифрові амперметри з попереднім перетворенням опору в напругу, струм, часовий інтервал та інші фізичні величини; одинарні або подвійні мости. Широко застосовуються також опосередковані методи вимірювання.

Вимірювання опорів за допомогою магнітоелектричного вимірювального механізму здійснюється з попереднім вимірювальним перетворенням опору або в струм (рис. 7.5, а) або в напругу (рис. 7.5, б). У першому випадку вихідна величина I_x вимірювального перетворювача з вхідною величиною R_x знаходиться у такій залежності (за законом Ома):

$$I_x = E / (R_x + R_A), \quad (7.4)$$

де R_A — опір магнітоелектричного амперметра. У другому випадку — залежність між вихідною величиною U_x і вхідною R_x описується формулою

$$U_x = \frac{E/R_{\text{дод}}}{1/R_x + 1/R_V + 1/R_{\text{дод}}}, \quad (7.5)$$

де $R_{\text{дод}}$ — опір додаткового резистора; R_V — опір магнітоелектричного вольтметра.

Аналіз формул (7.4) і (7.5) показує, що залежність між R_x та I_x , а також між R_x та U_x нелінійна, тому шкала цих приладів, проградуєваних в одиницях опору, нерівномірна. Крім того, точність вимірювання опору залежить від стабільності електрорушійної сили джерела і від стабільності опорів R_A , $R_{\text{дод}}$, R_V .

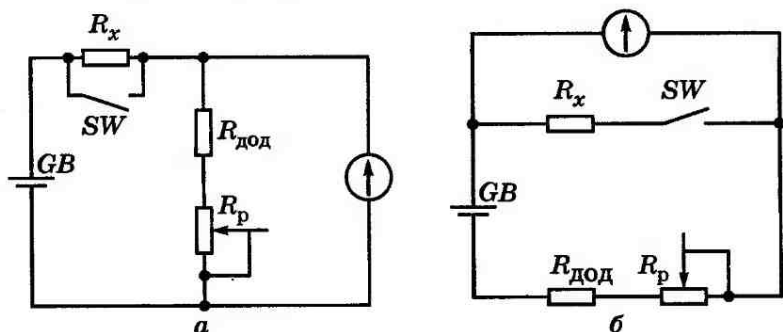


Рис. 7.5

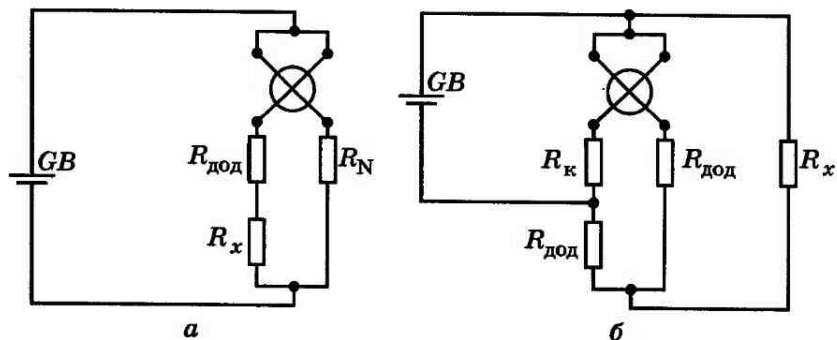


Рис. 7.6

Для усунення впливу нестабільності електрорушійної сили на результат вимірювання застосовують *логометричний магнітоелектричний механізм*, у якому, на відміну від звичайного магнітоелектричного механізму, момент протидії створюється не пружним елементом, а за допомогою додаткової рамки, яка жорстко скріплена з основною рамкою і створює момент протидії (рис. 7.6). Моменти, створені рамками, протилежно спрямовані, тому рівновага настає за умови рівності моментів. Кут відхилення рухомої частини залежить від співвідношення струмів у рамках. Якщо послідовно одній обмотці увімкнути відомий опір R_N , а послідовно другій — вимірюваний опір R_x , то кут відхилення рухомої частини залежить від співвідношення опорів: R_x/R_N . Схему, зображену на рисунку 7.6, *а*, доцільно застосовувати для вимірювання малих опорів, а на рисунку 7.6, *б* —

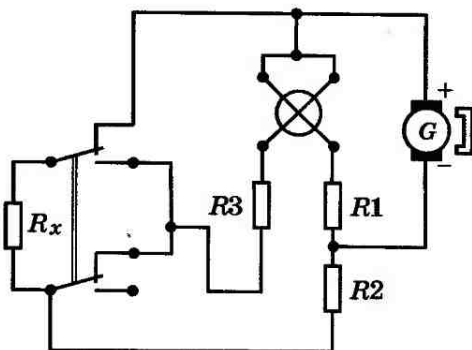


Рис. 7.7



Рис. 7.8

великих опорів. Оскільки результат вимірювання не залежить від напруги живлення, то живлення *омметрів з логометричним вимірювальним механізмом* здійснюється від генератора з ручним приводом, який входить до складу приладу (рис. 7.7).

Такі прилади застосовуються для вимірювання великих опорів, насамперед опору ізоляції, і називаються *мегомметрами*.

Омметри та мегомметри на основі магнітоелектричного механізму мають невисоку точність і невеликий діапазон вимірювання. Для розширення діапазону вимірювання і підвищення точності застосовують *електронні омметри*, в яких застосовують попередній вимірювальний перетворювач опору у напругу і подальше підсилення цієї напруги (рис. 7.8). До складу електронного вольтметра входять ті ж самі пристрої (за винятком перетворювача опору в напругу), що і до складу електронного вольтметра, тому доцільно виготовляти комбіновані прилади, які придатні до вимірювання напруг, струмів, опорів та інших фізичних величин.

Якщо до складу електронного омметра ввести аналого-цифровий перетворювач, то матимемо *цифровий омметр*, структуру якого наведено на рисунку 7.9. Цифровий омметр має кращі метрологічні характеристики, ніж аналоговий.

Для підвищення точності вимірювання застосовують *одинарні мости постійного струму* (рис. 7.10). Міст складається з двох вимірювальних перетворювачів опорів у напругу ($R_x \rightarrow U_x$, $R_N \rightarrow U_N$), ввімкнених паралельно під од-



Рис. 7.9

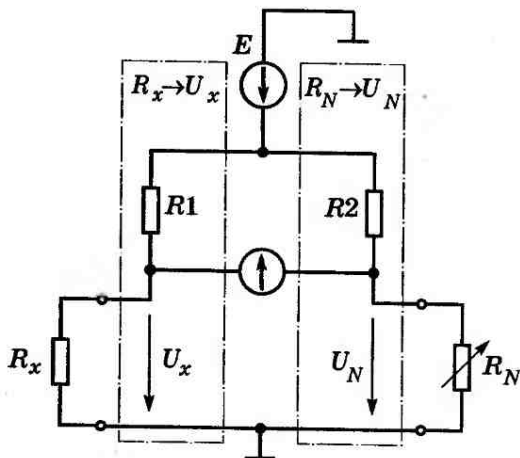


Рис. 7.10

ну напругу джерела E . Вихідні U_x та U_N і вхідні R_x та R_N величини вимірювальних перетворювачів пов'язані залежностями:

$$U_x = \frac{E}{R_x + R_1} \cdot R_x, \quad (7.6) \quad U_N = \frac{E}{R_N + R_2} \cdot R_N. \quad (7.7)$$

Змінюючи значення опору R_N , міст врівноважують, тобто домагаються рівності напруг:

$$U_x = U_N. \quad (7.8)$$

Компаратор призначений для індикації рівності вихідних напруг вимірювальних перетворювачів, тобто $U_x = U_N$. Залежність між вимірюваним опором R_x та іншими параметрами моста отримуємо з умови врівноваженості моста (7.8):

$$\frac{E}{R_x + R_1} \cdot R_x = \frac{E}{R_N + R_2} \cdot R_N. \quad (7.9)$$

Виконавши нескладні перетворення, дістанемо

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot R_N. \quad (7.10)$$

Резистори R_1 та R_2 моста називаються *плечима відношення*, а резистори R_x і R_N — *плечима порівняння*. Відношення опорів R_1/R_2 вибирають кратним $10^{\pm n}$. Опір R_N ви-

готовляється у вигляді кількох декад, і кожна з декад може змінюватися ступенями відповідно до десяткової системи числення. Опори в декадах оцифровані і тому після врівноваження моста результат вимірювання отримують безпосередньо. Діапазон вимірювання опорів за допомогою моста обмежений зверху впливом опору ізоляції, а знизу — впливом на результат вимірювання опорами контактів і з'єднувальних проводів.

Суть методу *вимірювання опорів методом заміщення* полягає в тому, що невідомий опір R_x за допомогою моста порівнюється зі зразковим опором R_N , значення якого відомо з великою точністю (наприклад, магазин опорів високого класу точності). Вимірювання складається з двох етапів. На першому етапі у схему моста вмикається невідомий опір R_x і міст врівноважується. На другому етапі замість R_x вмикається опір і міст знову врівноважується, але тепер зміною опором R_N . Якщо чинники, що впливають на результат і точність вимірювання (температура, опір з'єднувальних проводів, термоерс у контактах тощо), істотно не змінилися від першого врівноваження до другого, то вимірюваний опір R_x дорівнює опором заміщення R_N :

$$R_x = R_N. \quad (7.11)$$

Вимірювання опором подвійними мостами постійного струму. Для розширення діапазону вимірювання малих значень опором застосовуються подвійні мости (рис. 7.11).

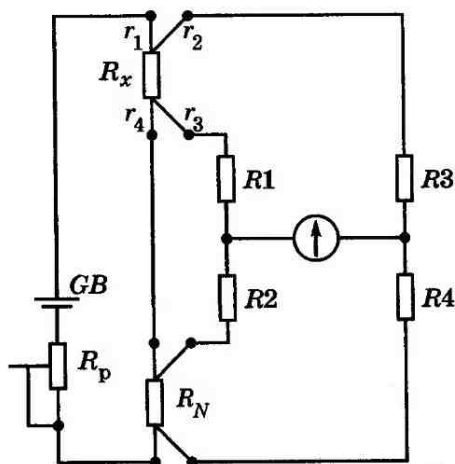


Рис. 7.11

Вимірюваний опір R_x вмикається в подвійний міст за допомогою чотирьох перемичок з опорами r_1, r_2, r_3, r_4 . Конструкція подвійного моста має такі особливості:

опори R_1, R_2, R_3, R_4 мають бути у залежності

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}; \quad (7.12)$$

опори R_1 і R_3 набагато більші за опори перемичок r_2 і r_3 , тобто $R_1 \gg r_2, R_3 \gg r_3$;

перемичку r_4 виготовляють з товстого і короткого провідника для зменшення опору до мінімально можливого.

Міст врівноважують, змінюючи ступенями опір R_N , до досягнення рівності вихідних напруг U_N і U_0 вимірювальних перетворювачів опору в напругу. Досягнення рівності $U_0 = U_N$ визначають за допомогою компаратора. З умови рівності напруг $U_0 = U_N$ випливає рівність відношення опорів:

$$\frac{R_x}{R_N} = \frac{R_1}{R_2}. \quad (7.13)$$

Отже, вимірюваний опір R_x прямо пропорційний опору R_N , значення якого відоме з високою точністю:

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot R_N. \quad (7.14)$$

Відношення опорів R_1/R_2 вибирають, як правило, таким, що дорівнює одиниці.

7.2.3. Опосередковане вимірювання опору за допомогою амперметра і вольтметра

Крім прямих вимірювань опорів електромеханічними, електронними, цифровими омметрами та мостами, застосовують *опосередковані вимірювання*, наприклад за допомогою амперметра і вольтметра.

На рисунку 7.12 наведено дві схеми опосередкованого вимірювання опору — за допомогою амперметра і вольтметра. Значення опору R_x визначають за результатами вимірювання струму I та напруги U відповідно до закону Ома:

$$R_x = \frac{U}{I}. \quad (7.15)$$

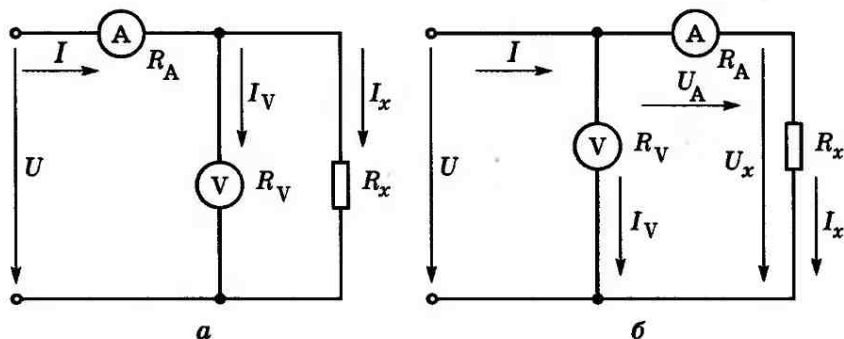


Рис. 7.12

Власне споживання енергії амперметром і вольтметром впливає на режим роботи електричного кола і призводить до методичної похибки взаємодії, відносно значення якої визначається

для схеми (а) за формулою:

$$\delta R_x = \frac{\frac{R_x \cdot R_V}{R_x + R_V} - R_x}{R_x} = -\frac{1}{1 + \frac{R_V}{R_x}}; \quad (7.16)$$

для схеми (б):

$$\delta R_x = \frac{(R_x + R_A) - R_x}{R_x} = \frac{R_A}{R_x}. \quad (7.17)$$

7.2.4. Вимірювання опору за допомогою компенсатора (потенціометра) постійного струму

Вимірювання опору R_x виконують у такій послідовності. Опір R_x і зразковий опір R_N з'єднуються послідовно і вмикаються під постійну напругу (рис. 7.13). Компенсатором вимірюють напруги U_x і U_N на послідовно з'єднаних опорах R_x і R_N . Тоді:

$$U_x = I \cdot R_x; \quad U_N = I \cdot R_N. \quad (7.18)$$

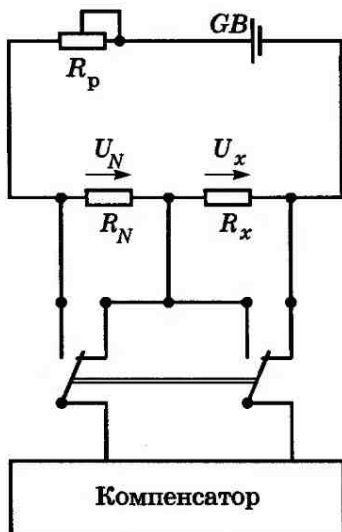


Рис. 7.13

Якщо струм за час вимірювання змінився на незначну величину, то

$$R_x = R_N \cdot \frac{U_x}{U_N}. \quad (7.19)$$

Таким чином, результат вимірювання опору за допомогою компенсатора не залежить від значення струмів у колі вимірюваного опору і колі компенсатора, тому точне значення струму компенсатора не потрібно встановлювати за допомогою нормального елемента, достатньо лише, щоб значення струму були стабільними, тобто істотно не змінювалися за час вимірювання.

Ще однією важливою перевагою компенсаційного методу вимірювання є майже повна відсутність впливу з'єднувальних провідників на результат вимірювання, оскільки опори з'єднувальних провідників впливають на значення струму, від якого результат вимірювання не залежить.

Відносна похибка вимірювання опору за допомогою компенсатора, як випливає з формули 7.19, складається з похибки зразкового опору δ_{R_N} і різниці відносних похибок $\delta_{U_x} - \delta_{U_N}$ показів компенсатора при вимірюванні опорів R_x і R_N :

$$\delta_x = \delta_{R_N} + \delta_{U_x} - \delta_{U_N}. \quad (7.20)$$

Відносні похибки вимірювання напруг $\delta_{U_x}, \delta_{U_N}$ у свою чергу складаються з похибок компенсаційних опорів $\delta_{R_x}, \delta_{R_N}$ і похибок квантування $\delta_{k_x}, \delta_{k_N}$, тому вираз (7.20) можна записати у вигляді

$$\delta_x = \delta_{R_N} + (\delta_{R_x} - \delta_{k_x}) - (\delta_{R_N} - \delta_{k_N}). \quad (7.21)$$

Похибку вимірювання можна зменшити, якщо опір зразкового резистора R_N вибирати за значенням якомога ближчим до опору R_x , тобто $R_N \cong R_x$, тоді $\delta_{R_N} \cong \delta_{R_x}$ і $\delta_{R_N} - \delta_{R_x} \cong 0$.

На результат вимірювання впливають паразитні ЕРС, спричинені контактною різницею потенціалів, градієнтом температур уздовж кола тощо. Щоб усунути вплив цих ЕРС, цикл вимірювань напруг на резисторах повторюють, змінюючи одночасно напрям робочого струму і струму компенсатора, і результати вимірювань визначають як середнє арифметичне показів компенсатора при різних напрямках струмів.

7.3. Вимірювання електричного опору, ємності, індуктивності мостами змінного струму

У колах змінного струму необхідно вимірювати, крім електричного опору, такі фізичні величини, як індуктивність, ємність, реактивний, активний та повний опори, добротність, кути втрат тощо. Для вимірювання таких параметрів широко застосовують мости змінного струму (рис. 7.14). Структура моста змінного струму аналогічна структурі моста постійного струму.

На відміну від моста постійного струму у мості змінного струму слід враховувати під час врівноваження мосту не тільки амплітудні, а й фазові співвідношення, що значно ускладнює процес урівноважування. Сучасні мости змінного струму — це складні вимірювальні комплекси, до складу яких входить мікропроцесор. Це дає змогу автоматизувати процес врівноважування, вибирати автоматично оптимальну схему заміщення і діапазон вимірювання та виконувати інші сервісні функції.

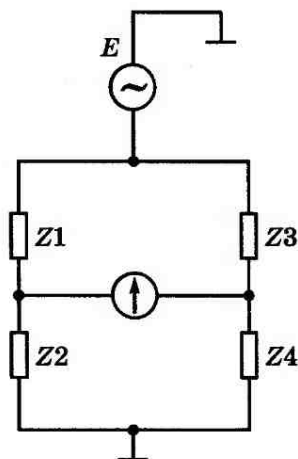


Рис. 7.14

7.3.1. Схеми заміщення

Схеми заміщення реальних котушок індуктивності, обмоток, соленоїдів. Індуктивність — це фізична величина, яка характеризує властивість електротехнічних пристроїв (котушок, обмоток, дроселів, соленоїдів тощо) нагромаджувати енергію в магнітному полі під час проходження по них електричного струму.

У реальних котушках, обмотках, соленоїдах, крім нагромадження енергії в магнітному полі, відбувається втрата електричної енергії на нагрівання, тому вони характеризуються двома параметрами: індуктивністю і активним опором.

На рисунку 7.15 наведено послідовну, а на рисунку 7.16 — паралельну схему заміщення реальної котуш-

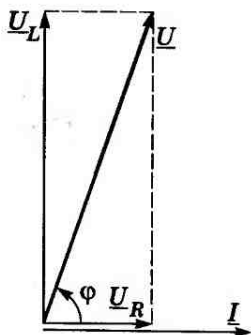
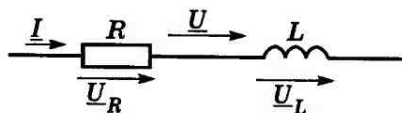


Рис. 7.15

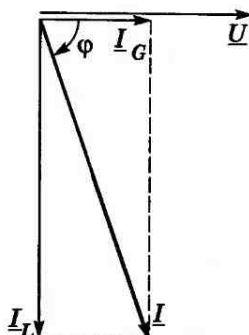
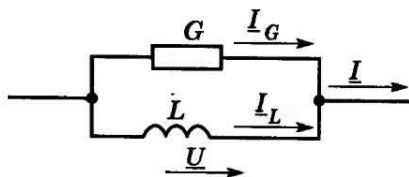


Рис. 7.16

ки чи обмотки. Добротність котушки Q — це параметр, який характеризує ступінь наближення реальної котушки до ідеальної і обчислюється за формулою

$$Q = \frac{\omega L_x}{R_x}. \quad (7.22)$$

Схеми заміщення реальних конденсаторів. Ємність — це фізична величина, яка характеризує здатність фізичних тіл нагромаджувати електричний заряд. Реальний конденсатор, крім ємності, характеризується втратою енергії і тому має схему заміщення з двох ідеальних елементів: ідеальних ємнісного та резистивного, які можуть з'єднуватися або послідовно (рис. 7.17) — послідовна схема заміщення, або паралельно (рис. 7.18) — паралельна схема заміщення.

Параметри схеми заміщення (C_x та G_x для паралельної і C_x та R_x для послідовної) вимірюють у більшості випадків за допомогою мостів змінного струму. Для конденсаторів з великими втратами доцільно застосовувати першу схему (див. рис. 7.17), а для конденсаторів з малими втратами — другу (див. рис. 7.18).

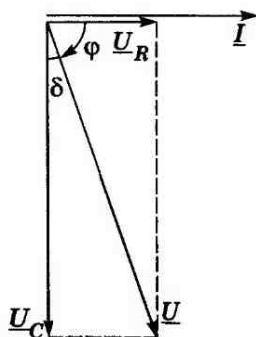
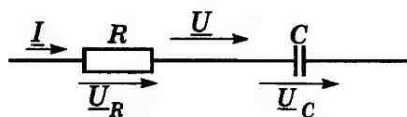


Рис. 7.17

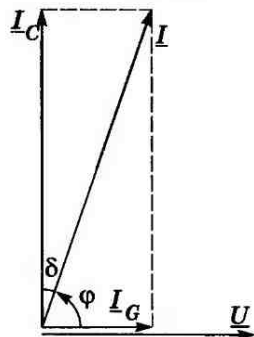
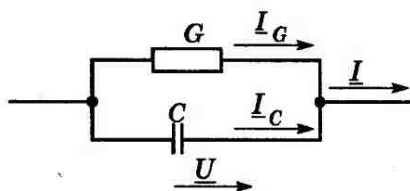


Рис. 7.18

7.3.2. Мости змінного струму

Застосування мостів для вимірювання параметрів конденсаторів. Міст (рис. 7.19) врівноважують, змінюючи ступенями ємність C_N послідовно за декадами, починаючи зі старшої і закінчуючи молодшою. Після зрівноваження моста вихідні напруги вимірювальних перетворювачів U_x і U_N стануть однаковими:

$$U_x = U_N. \quad (7.23)$$

Виразивши напруги U_x і U_N через параметри моста і підставивши їх у попереднє рівняння, отримаємо:

$$\frac{\mathcal{U} \cdot \left(R_x - j \frac{1}{\omega C_x} \right)}{R_1 + \left(R_x - j \frac{1}{\omega C_x} \right)} = \frac{\mathcal{U} \cdot \left(R_N - j \frac{1}{\omega C_N} \right)}{R_2 + \left(R_N - j \frac{1}{\omega C_N} \right)}. \quad (7.24)$$

Виконавши нескладні перетворення, матимемо:

$$C_x = \frac{R_2}{R_1} \cdot C_N; \quad (7.25)$$

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot R_N. \quad (7.26)$$

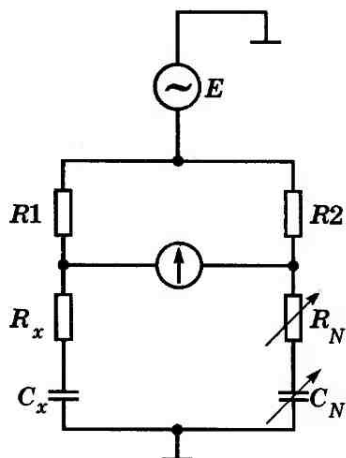


Рис. 7.19

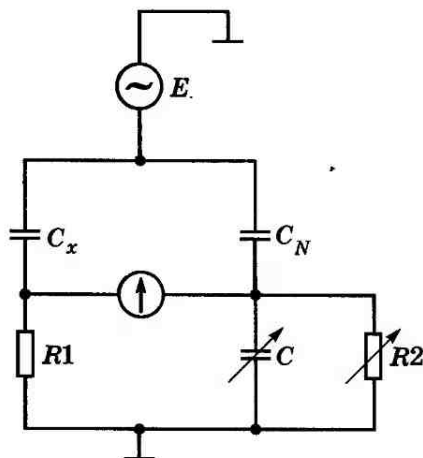


Рис. 7.20

Точність вимірювання C_x і R_x залежить від співвідношення опорів R_1 і R_2 і від точності, з якою відомі опір R_N та ємність C_N , і не залежить від напруги живлення. Аналогічні залежності можна отримати і для іншої схеми (рис. 7.20).

Мости змінного струму з тісними індуктивними зв'язками складаються з генератора змінного струму, що живить первинну обмотку трансформатора напруги (рис. 7.21).

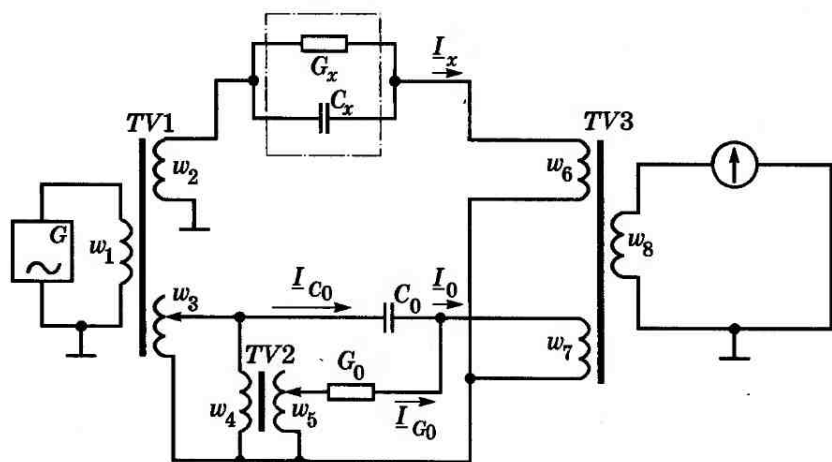


Рис. 7.21

У двох вторинних обмотках трансформатора напруги наводяться електрорушійні сили під дією одного і того самого магнітного потоку. До виходу однієї вторинної обмотки увімкнено об'єкт вимірювання, комплексний опір якого підлягає вимірюванню. До виходу другої вторинної обмотки вмикаються зразковий конденсатор і зразкова провідність. Струм через вимірюваний об'єкт і сумарний струм через зразковий конденсатор і зразкову провідність порівнюються на компараторі струмів. Компаратор струмів — це трансформатор з двома первинними обмотками і однією вторинною. Вторинна обмотка замкнена на високочутливий індикатор рівноваги.

Трансформатор напруги і компаратор струмів зібрані на тороїдальних феритових магнітопроводах з відносною магнітною проникністю, що перевищує 10 000.

Струм, який проходить через вимірюваний об'єкт:

$$\underline{I}_x = \underline{U} \cdot (w_2/w_1) \cdot (G_x + j\omega C). \quad (7.27)$$

Струм \underline{I}_{C_0} через зразковий конденсатор і \underline{I}_{G_0} через зразкову провідність дорівнює:

$$\underline{I}_{C_0} = \underline{U} \cdot (w_3/w_1) \cdot j\omega C_0; \quad \underline{I}_{G_0} = \underline{U} \cdot (w_3/w_1) \cdot (w_5/w_4) \cdot G_0. \quad (7.28)$$

Струми \underline{I}_x і \underline{I}_0 , що проходять відповідно обмотками w_6 , w_7 , створюють у магнітопроводі трансформатора $TV3$ магнітні потоки Φ_x і Φ_0 , спрямовані назустріч один одному. Різниця $\Phi_x - \Phi_0$ магнітних потоків наводить у вторинній обмотці трансформатора $TV3$ електрорушійну силу, під дією якої через гальванометр іде струм, і стрілка гальванометра відхиляється. Змінюючи кількість увімкнених витків вторинних обмоток трансформаторів, міст врівноважують, зводячи покази гальванометра до нуля. У врівноваженому мості параметри G_x і C_x вимірюваного об'єкта залежать від кількості витків трансформаторів:

$$\begin{aligned} G_x &= (w_3 \cdot w_7 \cdot w_5 / w_4) \cdot G_0; \\ C_x &= (w_3 \cdot w_7 / w_2 \cdot w_6) \cdot C_0; \end{aligned} \quad (7.29)$$

Вимірювання індуктивності і добротності. За допомогою моста (рис. 7.22) параметри реальної котушки L_x і R_x вимірюють методом порівняння зі зразковою котушкою з відомими параметрами L_N і R_N . Врівноважують такий міст зміною опору резистора R , який можна ввімкнути послідовно зі зразковою або із досліджуваною котушкою. У зрівноваженому мості параметри L_x і R_x досліджуваної

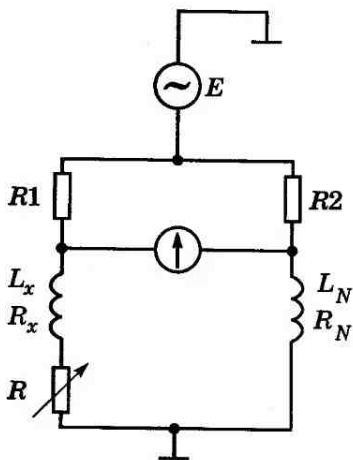


Рис. 7.22

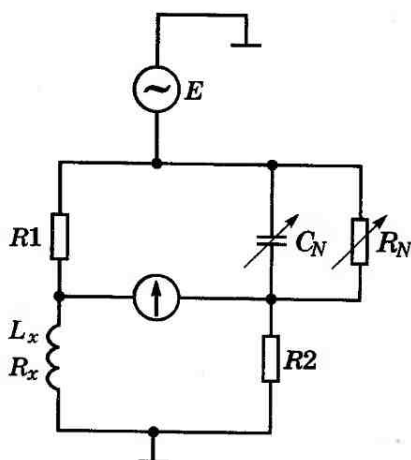


Рис. 7.23

котушки визначаються за параметрами зразкової котушки L_N і R_N згідно з залежностями

$$L_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot L_N; \quad (7.30)$$

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot (R_N + R). \quad (7.31)$$

Крім зразкової котушки, часто використовують також зразковий конденсатор, ємність якого зручніше змінювати ступенями, ніж індуктивність котушок (рис. 7.23). Врівноважують міст зміною опору R_N і ємності C_N . Параметри досліджуваної котушки визначаються за формулами

$$L_x = C_N R_1 R_2; \quad (7.32)$$

$$R_x = (R_1 \cdot R_2) / R_N. \quad (7.33)$$

Слід зауважити, що врівноваження цих мостів досить ускладнене (це є недоліком), тому часто застосовують шести-плечі мости (рис. 7.24). Їх врівноваження значно спрощується, порівняно з попередніми мостами (див. рис. 7.22, 7.23). Параметри досліджуваної котушки врівноваженого шестиплечого моста визначаються за формулами

$$L_x = (R_3 R_4 + R_5 \cdot (R_3 + R_4) \cdot R_2 C_N) / R_4; \quad (7.34)$$

$$R_x = (R_1 \cdot R_3) / R_4 \quad (7.35)$$

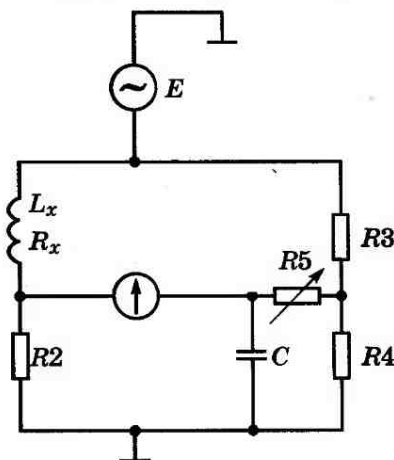


Рис. 7.24

Останнім часом дедалі частіше застосовують універсальні мости, за допомогою яких можна вимірювати такі параметри, як опір, ємність, індуктивність, втрати в конденсаторах, добротності котушок тощо. Такі мости, як правило, автоматичні, тобто врівноважування такого моста здійснюється не вручну, а автоматично — під керуванням мікропроцесора.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ І ЗАВДАННЯ

1. У чому полягає принцип дії електромеханічного омметра?
2. Опишіть принцип дії електронного омметра.
3. Які основні галузі застосування цифрових омметрів?
4. Наведіть основні характеристики одинарного моста постійного струму.
5. Назвіть особливості подвійних мостів постійного струму.
6. Як вимірюється опір за допомогою компенсатора постійного струму?
7. Як вимірюється опір за допомогою амперметра і вольтметра?
8. Розкрийте принцип побудови мостів змінного струму з тими ж індуктивними зв'язками.
9. Що таке схеми заміщення і для чого вони застосовуються?
10. Опишіть структуру мостів змінного струму.

ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ, ІНТЕРВАЛІВ ЧАСУ, ФАЗИ

Вимірювання частоти, інтервалів часу, фази має велике значення у таких галузях промисловості, як електроенергетика, транспорт, машинобудування та приладобудування. Особливо важливим є вимірювання цих параметрів у наукових експериментальних дослідженнях, оскільки вони вимірюються з найвищою, порівняно з іншими фізичними величинами, точністю. Наприклад, державний первинний еталон часу й частоти відтворює ці величини з відносною похибкою, яка не перевищує 10^{-13} .

У зв'язку з тим, що для вимірювання частоти й часових інтервалів створені високоточні засоби вимірювання, доцільно вимірювати різні фізичні величини з попереднім перетворенням їх у частоту, часовий інтервал або фазу, створивши для цього відповідні вимірювальні перетворювачі. Сучасні вимірювальні прилади — це складні універсальні вимірювальні комплекси, оснащені мікропроцесорами для автоматизації процесу вимірювання і здатні вимірювати частоти, відношення частот, періоди, інтервали часу, зсуви фаз між синусоїдними сигналами, кількість імпульсів.

8.1. Еталони і зразкові засоби вимірювання частоти, інтервалів часу

Діапазон частот, які доводиться вимірювати, дуже великий — від часток герца до десятків гігагерц. Висока точність, яку вдається досягти під час вимірювання частоти і інтервалів часу, великою мірою забезпечується широким застосуванням кварцових резонаторів, нестабільність частоти $\Delta f/f$ яких сягає значення 10^{-8} .

Кварцовий резонатор складається з тонкої пластини мінералу (кварцу або турмаліну) прямокутної або круглої форми, встановленої в кварцотримач. Як відомо, для кристала кварцу властивий п'єзоефект. Якщо кварцову пластину стискати, на протилежних гранях з'являються

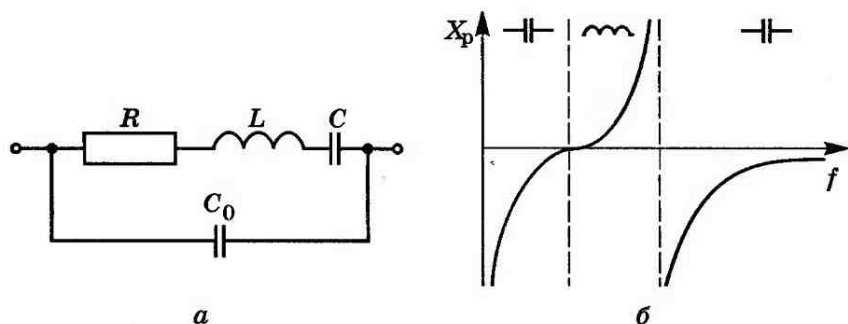


Рис. 8.1

різномірні електричні заряди; якщо ж пластину розтягувати — знаки зарядів на тих же гранях зміняться на протилежні (прямий п'єзоэффект).

Під дією змінного електричного поля в кварцовій пластині виникають механічні пружні коливання (зворотний п'єзоэффект), які, в свою чергу, спричиняють появу зарядів на її гранях.

Таким чином, кристал кварцу є електротехнічною системою з резонансними властивостями.

Кварцовий резонатор еквівалентний електричному коливальному контуру. Еквівалентна схема кварцового резонатора зображена на рисунку 8.1, а. У послідовному з'єднанні елементів L , C , R спостерігається резонанс напруг на кутовій частоті

$$\omega_H = 1/\sqrt{LC}. \quad (8.1)$$

Крім того, у паралельних вітках маємо резонанс струмів на частоті

$$\omega_H = \frac{1}{\sqrt{\frac{LCC_0}{C+C_0}}}. \quad (8.2)$$

Залежність реактивного опору кварцового резонатора від частоти наведено на рисунку 8.1, б.

Як зразкові засоби вимірювання частоти й інтервалів часу використовуються високостабільні генератори коливань, у яких коливальним контуром служить кварцовий резонатор. Короткотермінова нестабільність таких генераторів зумовлена тепловими шумами кварцового

резонатора і елементів генератора, дробовим шумом активних елементів (транзисторів), фліккер-шумом елементів генератора. Крім того, на короткотермінову нестабільність впливають напруга живлення і механічні вібрації. Довготермінова нестабільність визначається головним чином старінням кварцового резонатора і зміною його механічних властивостей під дією дестабілізуючих чинників: вологості і тиску повітря, вібрацій та радіаційного опромінення. Щоб зменшити дестабілізуючу дію вологості і тиску повітря, кварцовий резонатор розміщують у вакуумному балоні. Граничне значення відносної похибки відтворення частоти, зумовленої довготерміною нестабільністю кварцового резонатора, не перевищує 10^{-8} за добу або $5 \cdot 10^{-7}$ за рік. Для зменшення впливу температури генератор з кварцовим резонатором розміщують у термостаті, температуру якого підтримують стабільною.

Еталони часу і частоти. Час і частоту відтворюють з найвищою точністю за допомогою високостабільних молекулярних генераторів за структурою, наведеною на рисунку 8.2. Так, розмір секунди, який визначається як тривалість $9,192631770 \cdot 10^9$ коливань випромінювання при переході між двома рівнями атома цезію, відтворюється за

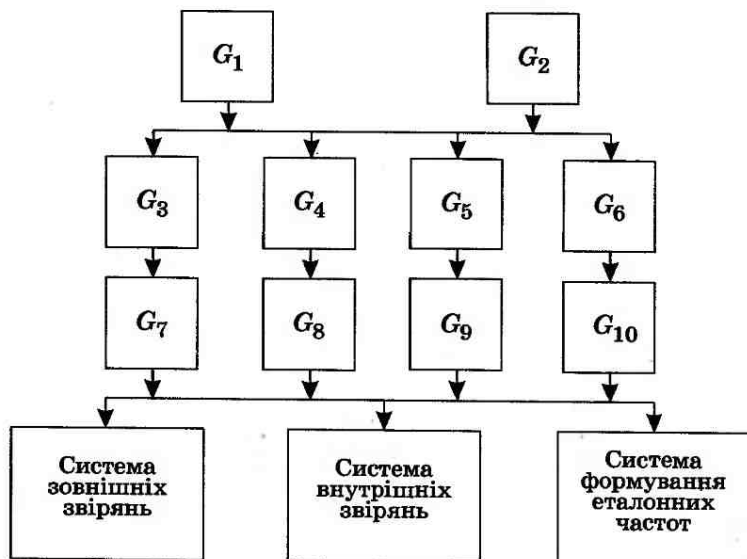


Рис. 8.2

допомогою двох цезієвих генераторів $G1$ і $G2$ з відносною похибкою $3 \cdot 10^{-13}$.

За частотою цезієвих генераторів періодично контролюють частоту водневих генераторів $G3...G6$, довготермінова стабільність частоти яких ($5 \cdot 10^{-14}$) вища, ніж у цезієвих генераторів.

Для неперервного зберігання частоти використовуються чотири водневі генератори $G7...G10$ — зберігачі частоти. З поміж них за допомогою схеми формувань робочих шкал вибирають найбільш стабільний генератор-зберігач і формують еталонні частоти і еталонні інтервали часу, які періодично порівнюються (звіряються) за допомогою системи внутрішніх звірянь з частотами генераторів-зберігачів. Система зовнішніх звірянь призначена для звіряння еталона з іншими еталонами. Еталонні сигнали можуть передаватися звичайними радіоканалами, каналами супутникового зв'язку, кабельними лініями.

8.2. Аналогові методи вимірювання частоти

8.2.1. Електромеханічні частотоміри

Для вимірювання частоти у вузькому діапазоні ($45...55$ Гц) з невисокою точністю (одиниці процентів) застосовуються електродинамічні й електромагнітні частотоміри.

В електродинамічних частотомірах застосовують логометричний вимірювальний механізм, який складається з двох рухомих котушок, закріплених на одній осі під деяким кутом одна до одної, яка може вільно обертатися у магнітному полі нерухомих котушки (рис. 8.3). Параметри рухомих котушок та елементів $R2$, $L2$, $C2$ добирають так, щоб резонансна частота

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (8.3)$$

припадала на середину вимірюваного діапазону частот.

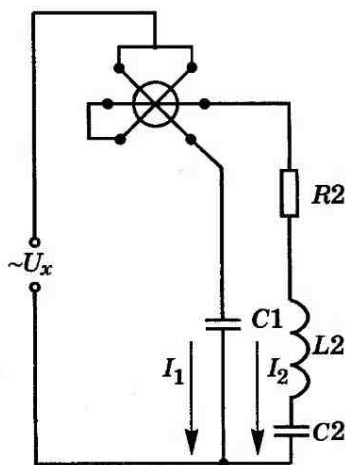


Рис. 8.3

У разі відхилення вимірюваної частоти від середини діапазону змінюються опори реактивних елементів $X_{C1} = 1/2\pi f_x C_1$, $X_{C2} = 1/2\pi f_x C_2$, $X_{L2} = 1/2\pi f_x L_2$ і співвідношення між струмами в котушках, унаслідок чого стрілка відхиляється на кут, пропорційний вимірюваній частоті f_x . Аналогічно працює й електромагнітний частотомір.

8.2.2. Вимірювальний перетворювач частоти в струм

В аналогових електронних частотомірах застосовується попереднє перетворення частоти в напругу. Принцип дії *вимірювального перетворювача частоти в напругу* ґрунтується на формуванні імпульсів, частота яких дорівнює вимірюваній частоті, а електричний заряд імпульсів є постійним. Середнє значення струму таких імпульсів пропорційне вимірюваній частоті.

Вимірювальний перетворювач частоти в напругу становить основу так званого конденсаторного частотоміра, спрощену схему якого наведено на рисунку 8.4. Періодичний сигнал із частотою f_x надходить на вхід формувача прямокутних імпульсів, частота яких дорівнює вимірюваній частоті. Прямокутні імпульси діють на перемикач, який з'єднує конденсатор із джерелом стабільної напруги. Упродовж часу тривалості імпульсу T_i конденсатор заряджається до напруги U_0 . Заряд, який накопичився за цей час на обкладках конденсатора, становитиме:

$$Q = U_0 C. \quad (8.4)$$

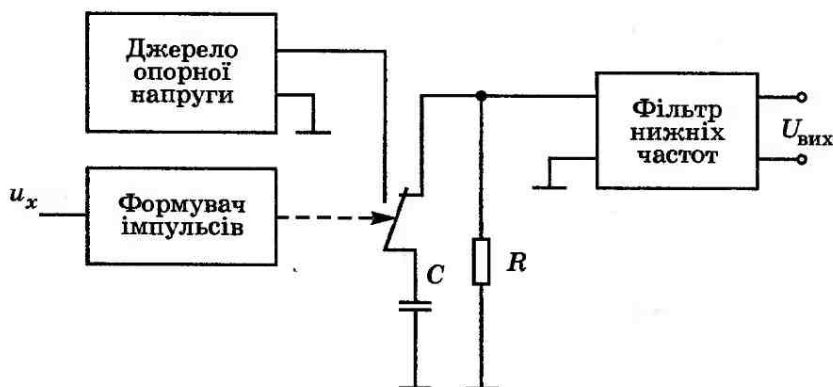


Рис. 8.4

Після закінчення дії імпульсу перемикач повертається у початковий стан і з'єднує конденсатор із резистором R . Конденсатор розряджається, і через резистор проходить струм розряду, середнє значення якого прямо пропорційне вимірюваній частоті:

$$I_x = \frac{Q_0}{T_x} = Q_0 f_x. \quad (8.5)$$

Напруга на резисторі R прямо пропорційна струму, тому середнє значення напруги на резисторі $U_x = RQ_0 f_x$ виділяється фільтром низької частоти і вимірюється вольтметром магнітоелектричної системи.

8.2.3. Резонансний метод вимірювання частоти

Принцип дії *аналогового резонансного частотоміра* (рис. 8.5) ґрунтується на порівнянні вимірюваної частоти f_x з частотою резонансного контуру f_p . Сигнал з частотою f_x , яку необхідно виміряти, через взаємно індуктивні елементи подається на коливальний контур LC_x . Резонансну частоту контуру можна змінювати, змінюючи ємність конденсатора C_x :

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_x}}. \quad (8.6)$$

За допомогою індикатора резонансу контур налаштовується у резонанс із вимірюваною частотою

$$f_x = f_p. \quad (8.7)$$

Індуктивність L заздалегідь відома із заданою точністю, а тому шкала конденсатора градуюється безпосередньо в одиницях частоти. На високих і надвисоких частотах коливальний контур частотоміра виготовляється у вигляді відрізка коаксіальної лінії або об'ємного резонатора.

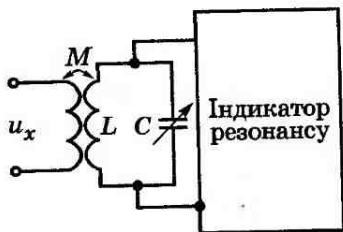


Рис. 8.5

8.2.4. Вимірювання частоти за допомогою осцилографа

Лінійна розгортка. У режимі лінійної розгортки сигнал із частотою, яку необхідно

виміряти, подається на вхід каналу вертикального відхилення. За допомогою синхронізації досягають стійкого зображення на екрані осцилографа. Частоту вимірюють, підраховуючи візуально кількість повних коливань за одиницю часу. Період коливань вимірюють також візуально за допомогою шкали, нанесеної на екрані осцилографа.

Якщо осцилограф двоканалний або двопроменевий, то можна виміряти зсув фаз між двома коливаннями однакової частоти, подаючи їх на входи каналів вертикального відхилення.

Зсув фаз можна виміряти також і за допомогою одноканалного осцилографа, якщо один сигнал подати на вхід вертикального відхилення, а другий — на вхід зовнішньої синхронізації.

Синусоїдна розгортка. Якщо сигнал з вимірюваною частотою подати на вхід каналу вертикального відхилення осцилографа, а сигнал із відомою зразковою частотою подати на вхід каналу горизонтальної розгортки, то на екрані осцилографа можна отримати так звані фігури Лісажу — складні траєкторії руху електронного променя, вигляд яких залежить від співвідношення частот f_x/f_0 і від кута зсуву фаз (рис. 8.6).

Циклічна розгортка. У цьому режимі на вхід горизонтального й вертикального каналів подаються сигнали однієї і тієї самої зразкової частоти, відомої із заданою точністю, і зсунуті один відносно одного на $\pi/2$. На екрані

осцилографа електронний промінь рухатиметься вздовж кола, причому тривалість одного оберту дорівнює періоду зразкового сигналу.

Сигнал із вимірюваною частотою f_x подається на модулятор електронно-променевої трубки і таким чином модулюється яскравість зображення — у додатний півперіод зображення яскравіше, а у від'ємний — менш яскраве. Якщо $f_x > f_0$, то у зображенні кола на екрані осцилографа з'являються світлі і

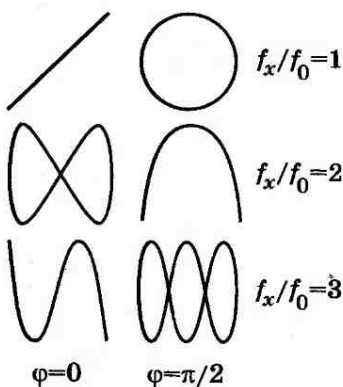


Рис. 8.6

темні ділянки. Кількість світлих або темних ділянок дорівнює кратності n вимірюваної f_x і зразкової f_0 частот

$$n=f_x/f_0, \quad (8.9)$$

звідки

$$f_x=nf_0. \quad (8.10)$$

Пунктирне зображення кола на екрані нерухоме тільки за умови кратності f_x/f_0 , тому візуально домагаються кратності, змінюючи зразкову частоту f_0 .

8.2.5. Гетеродинний вимірювальний перетворювач частоти

Перетворення частоти сигналу широко застосовується в різних радіотехнічних пристроях.

Суть *частотного перетворення сигналу* полягає у тому, що синусоїдний сигнал $u_x(t) = U_x \sqrt{2} \sin(2\pi f_x t + \psi_x)$ з вимірюваною частотою f_x перемножується із зразковим сигналом $u_0(t) = U_0 \sqrt{2} \sin(2\pi f_0 t + \psi_0)$ з відомою частотою f_0 :

$$u_y(t) = u_x(t)u_0(t) = 2U_x U_0 \sin(2\pi f_x t + \psi_x) \sin(2\pi f_0 t + \psi_0). \quad (8.11)$$

Як відомо з тригонометрії, добуток двох синусоїдних функцій виражається через різницю синусоїдних функцій:

$$\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)]. \quad (8.12)$$

Застосовуючи тригонометричну тотожність (8.12) до добутку (8.11), отримаємо

$$u_y(t) = u_x(t)u_0(t) = U_x U_0 \times \\ \times [\cos(2\pi(f_x - f_0)t + \psi_x - \psi_0) - \cos(2\pi(f_x + f_0)t + \psi_x + \psi_0)]. \quad (8.13)$$

Отже, на виході перемножувача буде сума двох коливань: одне з коливань має частоту $f_x - f_0$, а друге — частоту $f_x + f_0$. Пристрій, за допомогою якого здійснюється перемноження двох синусоїдних сигналів, називається «амплітудним модулятором», «змішувачем», «перемножувачем». За допомогою електронних фільтрів можна виділити із суми двох коливань (8.13) одне. Здебільшого на практиці виділяють коливання з різницевою частотою $f_x - f_0$. Якщо плавно змінювати частоту f_0 зразкового генератора, то частота $f_x - f_0$ наблизатиметься до нуля. Це

можна зафіксувати за допомогою осцилографа або на слух за допомогою головних телефонів за висотою тону.

8.3. Цифрові методи вимірювання частоти, періоду, інтервалів часу

Останнім часом усі розглянуті вище аналогові методи і засоби вимірювання частоти витісняються *цифровими*. Це пояснюється розробкою і впровадженням високостабільних мір частоти і часу на основі кварцових резонаторів, цифрових мікросхем високого ступеня інтеграції, мікропроцесорів для обробки вимірювальної інформації.

Частота f_x і період T_x — це взаємно обернені величини ($f_x=1/T_x$), тому вони вимірюються, як правило, одним приладом — універсальним частотоміром, який також може вимірювати відношення частот, відношення періодів, відхилення (девіацію) частот тощо.

За допомогою універсальних цифрових частотомірів здійснюють такі два основні методи вимірювання:

зіставлення N_x періодів T_x вимірюваної частоти f_x з відомим з високою точністю інтервалом часу T_N ;

зіставлення N_x періодів T_0 зразкової частоти f_0 з одним або кількома періодами T_x вимірюваної частоти f_x .

Структура цифрового частотоміра, яким реалізується перший метод, наведена на рисунку 8.7. Цифровий частотомір працює за таким принципом. Сигнал із частотою f_x , яку потрібно виміряти, надходить на формувач імпульсів, який генерує прямокутні імпульси з періодом повторення T_x , що дорівнює періоду повторення вхідних імпульсів і пов'язаний з вимірюваною частотою f_x залежністю

$$T_x = 1/f_x. \quad (8.14)$$

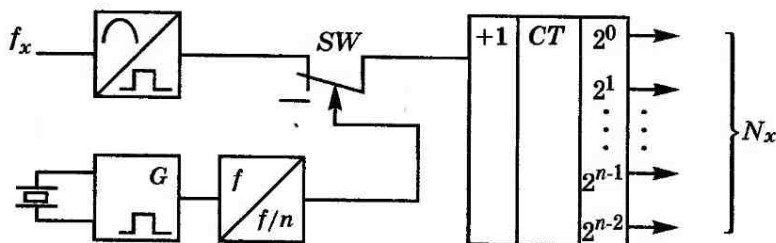


Рис. 8.7

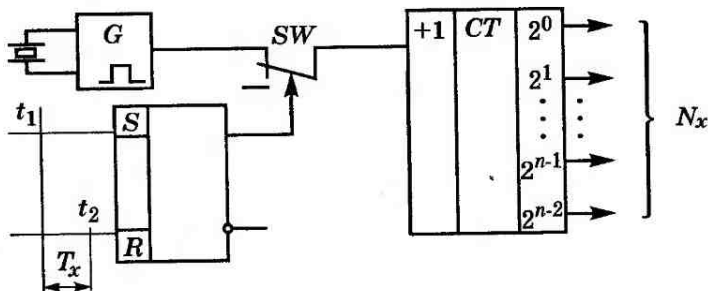


Рис. 8.8

Мірою частоти у цифровому частотомірі є кварцовий генератор стабільної частоти f_0 . Високі метрологічні характеристики, зокрема високу стабільність частоти генератора, забезпечує резонатор, виготовлений з кристала кварцу. Відносна нестабільність частоти кварцового резонатора $\Delta f/f_0 = 10^{-7}$. Імпульси кварцового генератора з періодом повторення $T_0 = 1/f_0$ подаються на подільник частоти. На виході подільника частоти формується імпульс, тривалість якого в n разів більша за тривалість вхідного імпульсу. Цей імпульс на час nT_0 вмикає перемикач, і імпульси з періодом T_x надходять на вхід електронного лічильника імпульсів. Кількість імпульсів з періодом, що підраховується лічильником упродовж часу nT_0 , дорівнює:

$$N_x = \frac{nT_0}{T_x} = nT_0 f_x. \quad (8.15)$$

Таким чином, число N_x , зафіксоване лічильником, прямо пропорційне вимірюваній частоті.

На рисунку 8.8 наведено структуру цифрового хронометра, який реалізує другий метод вимірювання. На цифровий хронометр надходять старт-імпульс і стоп-імпульс. Інтервал часу між ними необхідно виміряти. Формувач імпульсів формує імпульс, тривалість якого дорівнює T_x . Цей імпульс вмикає перемикач, і протягом часу T_x на електронний лічильник імпульсів подаються імпульси з періодом повторення T_0 з кварцового генератора. Число N_x , зафіксоване лічильником імпульсів, прямо пропорційне T_x :

$$N_x = \frac{T_x}{T_0} = f_0 T_x. \quad (8.16)$$

За своєю структурою прилади, наведені на рисунках 8.7 і 8.8, містять багато спільних елементів, і перехід від одного методу до другого можна здійснити за допомогою комутації.

8.3.1. Похибки вимірювання частоти і інтервалів часу

Вимірювання частоти і інтервалів часу супроводжується такими складовими похибок вимірювання: похибка квантування; похибка, зумовлена нестабільністю частоти генератора квантувальних імпульсів; похибка від нестабільності порогів спрацювання формувачів імпульсів.

Похибка квантування. Якщо генератор квантувальних імпульсів синхронізований з початком вимірюваного інтервалу часу (рис. 8.9, а), то похибка квантування Δt виникає в кінці вимірюваного інтервалу як різниця між результатом вимірювання $N_x T_0$ і вимірюваним інтервалом T_x :

$$\Delta t = N_x T_0 - T_x. \quad (8.17)$$

Оскільки вимірювана величина до вимірювання невідома, то кінець інтервалу T_x може з однаковою ймовірністю припасти на будь-який момент між сусідніми квантувальними імпульсами, тому похибку квантування Δt вважають випадковою і розподіленою за рівномірним несиметричним законом з граничним значенням T_0 (рис. 8.9, б). Математичне сподівання похибки квантування дорівнює $T_0/2$, а середнє квадратичне відхилення $\sigma = T_0/\sqrt{12}$.

Синхронізувати генератор квантувальних імпульсів з початком вимірюваного інтервалу T_x часто не вдається, тому похибка квантування виникає на початку Δt_1 і в кінці

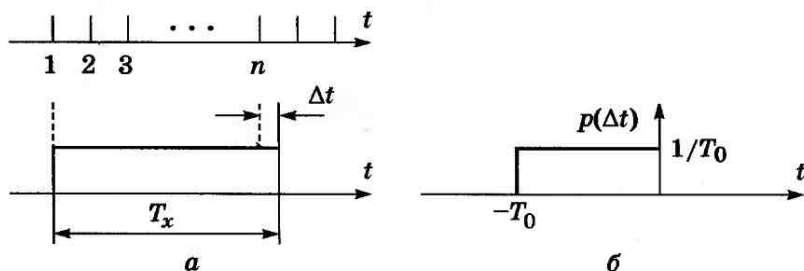


Рис. 8.9

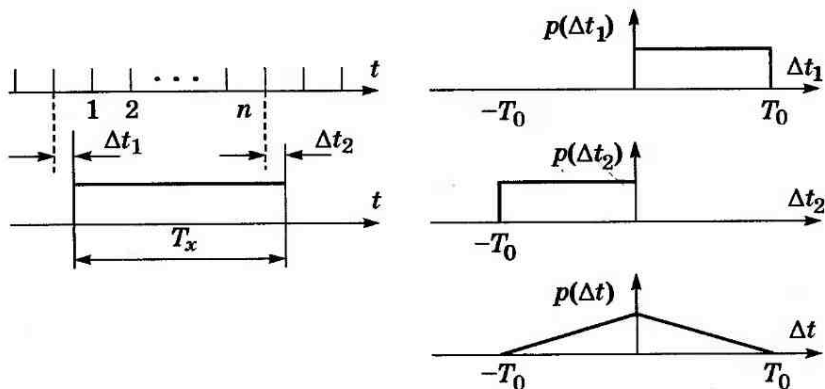


Рис. 8.10

Δt_2 вимірюваного інтервалу часу T_x (рис. 8.10). Похибки Δt_1 і Δt_2 розподілені за рівномірними несиметричними законами з граничним значенням T_0 . Сумарна похибка квантування $\Delta t = \Delta t_1 + \Delta t_2$ розподілена за трикутним законом (законом Сімпсона) з граничним значенням T_0 . Математичне сподівання сумарної похибки квантування дорівнює нулю, а середнє квадратичне відхилення $\sigma = T_0 / \sqrt{6}$.

Відносна гранична похибка квантування під час вимірювання частоти за визначений інтервал часу T_N дорівнює

$$\delta = \frac{T_x}{T_N} = \frac{T_x}{N \cdot T_0} = \frac{T_x}{N \cdot T_0 \cdot f_x}. \quad (8.18)$$

Отже, відносна гранична похибка квантування збільшується із зменшенням частоти. Для розширення частотного діапазону частотомірів у зону нижніх частот вдаються до таких заходів:

1. На нижніх частотах похибку квантування можна зменшити, збільшуючи $N \cdot T_0$, але це веде до збільшення тривалості вимірювання, тобто до зменшення швидкодії.

2. Застосувати множення вимірюваної частоти, в результаті чого вимірювана частота переноситься у зону високих частот.

3. Перетворити $T_x \Rightarrow U_x$, а далі відбувається визначення числового значення $1/U_x$.

4. Виміряти відносне відхилення вимірюваної частоти за допомогою цифрового відсоткового частотоміра.

5. Застосувати спеціальні пристрої для вимірювання похибок дискретності Δt_1 і Δt_2 .

6. Вимірювати період T_x з наступним перерахунком періоду в частоту f_x .

Відносна гранична похибка квантування у вимірюванні періоду дорівнює:

$$\delta = \frac{T_0}{T_x} = \frac{f_x}{f_0} = \frac{1}{N_x}. \quad (8.19)$$

Таким чином, відносна гранична похибка квантування збільшується зі збільшенням вимірюваної частоти f_x і зменшується зі збільшенням частоти квантувальних імпульсів f_0 .

Верхнє граничне значення частотного діапазону, якщо задано допустиме граничне значення похибки квантування, визначається швидкістю лічильника імпульсів, тобто максимальною частотою імпульсів f_0 , яку лічильник здатен підраховувати

$$f_{\max} = \delta \cdot f_0. \quad (8.20)$$

Похибка, зумовлена нестабільністю частоти генератора квантувальних імпульсів, виявляється в основному як повільний відхід частоти внаслідок старіння кварцового резонатора.

Похибка від нестабільності порогів спрацювання формувачів імпульсів зумовлена двома чинниками: зміщеннями рівнів формування в каналах і шумовими напруженнями, що діють на вхід формувача.

Похибка, зумовлена дрейфом порога спрацювання,

$$\Delta t = \frac{\Delta u}{v_x}, \quad (8.21)$$

де Δu — дрейф порога спрацювання формувача імпульсів; v_x — швидкість зміни вимірюваного сигналу.

Якщо сигнал синусоїдний з амплітудою U_m і частотою f_x , то максимальна швидкість зміни сигналу $v_x = 2\pi f_x U_m$. Якщо дрейф Δu виразити через швидкість дрейфу v_d і період T_x , тобто $\Delta u = v_d T_x$, то вираз (8.21) можна записати у такому вигляді:

$$\Delta t = \frac{\Delta u}{v_x} = \frac{v_d T_x}{2\pi f_x U_m} = \frac{v_d T_x^2}{2\pi U_m}. \quad (8.22)$$

Відносна похибка

$$\delta = \frac{\Delta t}{T_x} = \frac{v_d T_x}{2\pi U_m}. \quad (8.23)$$

Похибка, зумовлена впливом шуму із середнім квадратичним відхиленням σ_N на вхід формувача імпульсів,

$$\Delta t_N = \frac{\sigma_N \sqrt{2}}{V_x} = \frac{\sigma_N \sqrt{2}}{2\pi f_x U_m} = \frac{1}{\sqrt{2\pi f_x (U_m/\sigma_N)}} = \frac{T_x}{\sqrt{2\pi (U_m/\sigma_N)}}. \quad (8.24)$$

Відносна похибка:

$$\delta t_N = \frac{\Delta t_N}{T_x} = \frac{1}{\sqrt{2\pi (U_m/\sigma_N)}}. \quad (8.25)$$

Отже, відносна похибка, зумовлена впливом шуму, не залежить від вимірюваної частоти, а визначається відношенням сигнал/шум.

8.3.2. Вимірювання відношення двох частот

В універсальних цифрових частотомірах передбачена можливість *вимірювання відношення двох частот*: f_x і f_y . Сигнали вимірюваних частот подаються на формувачі імпульсів (рис. 8.11), які формують імпульси з крутими фронтами для зменшення похибки від дрейфу рівнів спрацювання.

Якщо одна з частот набагато більша за іншу ($f_x \gg f_y$), то імпульс тривалістю T_y з виходу формувача (рис. 8.11, а) відкриває ключ і імпульси тривалістю T_x надходять на вхід лічильника імпульсів упродовж часу T_y . Числовий відлік лічильника імпульсів дорівнюватиме:

$$N_x = \frac{T_y}{T_x} = \frac{f_x}{f_y}. \quad (8.26)$$

Якщо ж частоти f_x і f_y близькі за значенням, то імпульси з частотою f_y після формувача (рис. 8.11, б) подаються на подільник частоти з коефіцієнтом ділення n . Числовий відлік лічильника імпульсів у такому разі дорівнюватиме:

$$N_x = \frac{n \cdot T_y}{T_x} = \frac{n \cdot f_x}{f_y}. \quad (8.27)$$

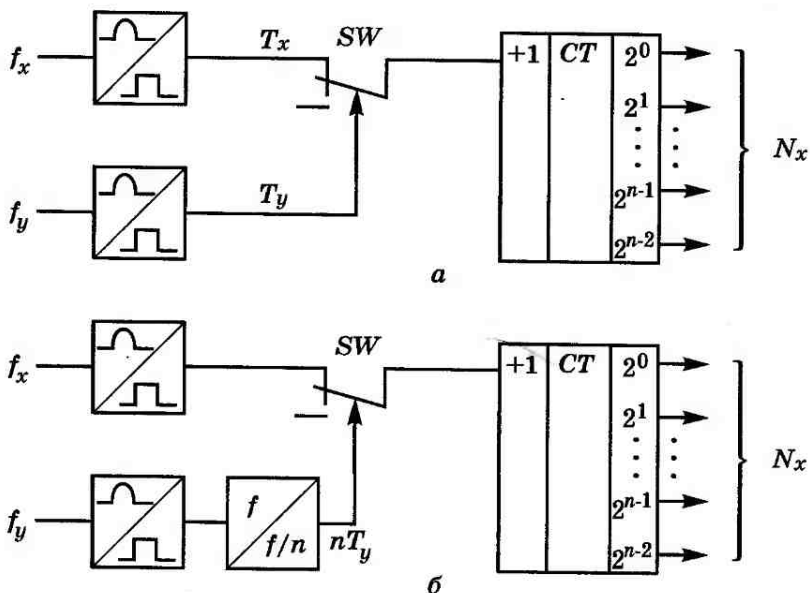


Рис. 8.11

Відсотковий частотомір. Сигнал частотою f_x надходить на формувач імпульсів (рис. 8.12), який формує імпульси нормованої амплітуди з крутими фронтами. Сформовані імпульси подаються на подільник частоти з коефіцієнтом ділення n_1 . З вихідного сигналу подільника частоти формується імпульс тривалістю $T_1 = n_1 T_x = n_1 / f_x$. Генератор стабільної частоти f_0 і другий подільник частоти з коефіцієнтом ділення n_2 формують другий імпульс три-

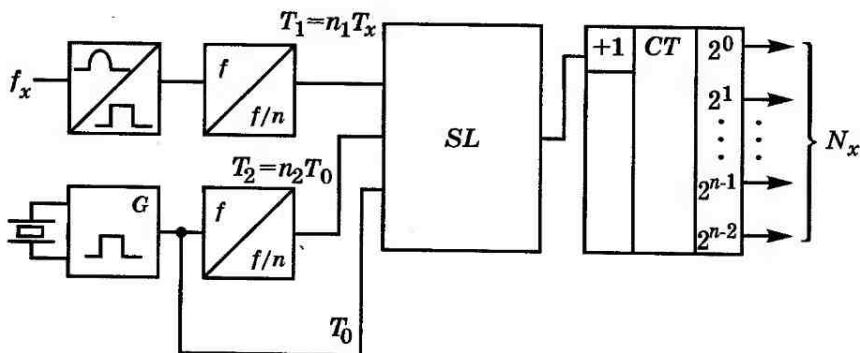


Рис. 8.12

валістю $T_2 = n_2 T_0 = n_2 / f_0$. Обидва імпульси подаються на ключ, який влаштований так, що він відкритий упродовж часу $\Delta T = T_2 - T_1$. За час ΔT на вхід лічильника імпульсів через ключ проходять імпульси з періодом T_0 . Покази лічильника в кінці вимірювання становлять:

$$N_x = \frac{\Delta T}{T_0} = \frac{T_2 - T_1}{T_0} = \frac{n_2 T_0 - n_1 T_x}{T_0}. \quad (8.28)$$

Якщо виконати умову

$$n_1 = n_2 \frac{T_0}{T_{\text{хном}}} = n_2 T_0 f_{\text{хном}}, \quad (8.29)$$

де $f_{\text{хном}}$ — номінальне значення частоти, то

$$\begin{aligned} N_x &= \frac{n_2 T_0 - n_1 T_x}{T_0} = \frac{n_2 T_0 - n_2 T_0 f_{\text{хном}} T_x}{T_0} = \\ &= n_2 \left(1 - \frac{f_{\text{хном}}}{f_x} \right) = n_2 \frac{\Delta f_x}{f_x} \cong n_2 \frac{\Delta f_x}{f_{\text{хном}}}. \end{aligned} \quad (8.30)$$

Якщо f_x близька до $f_{\text{хном}}$ і $n_2 = 100$, то N_x виражатиме наближено відхилення частоти від номінального значення у відсотках.

8.3.3. Частотомір із перетворенням похибки квантування в інтервал часу

Основною похибкою, яка обмежує точність частотомірів, є похибка квантування. *Перетворенням похибки квантування* Δt в електричний заряд q , а заряду в інтервал часу ΔT (у десятки разів більший за Δt) і наступним вимірюванням інтервалу ΔT можна в десятки разів підвищити точність вимірювання частоти. Цей спосіб застосовується у цифровому універсальному частотомірі ЧЗ-64, генератор квантувальних імпульсів якого має частоту 100 МГц. На першому етапі вимірювання вимірюваний інтервал часу T_x квантується імпульсами з періодом $T_0 = 1 \cdot 10^{-8}$ с. При цьому виникають похибки Δt_1 і Δt_2 . Сумарна похибка перетворюється в заряд конденсатора. Впродовж інтервалу Δt_1 відбувається заряджання, а протягом інтервалу Δt_2 — розряджання конденсатора струмом $1 \cdot 10^{-6}$ А. Далі конденсатор розряджається струмом $1 \cdot 10^{-7}$ А. Тривалість розряджання дорівнює $\Delta T = 10 \cdot \Delta t = 10 \cdot (\Delta t_1 - \Delta t_2)$. Потім ΔT квантується

імпульсами з періодом $T_0=1\cdot 10^{-8}$ с. Таким чином, похибка зменшується з $1\cdot 10^{-8}$ с до $1\cdot 10^{-9}$ с.

8.4. Вимірювання різниці фаз

Схему *електродинамічного фазометра* з логометричним механізмом наведено на рисунку 8.13. Логометричний електродинамічний механізм складається з однієї нерухомої котушки 1-1 і двох жорстко скріплених під певним кутом (90° , 60° , 30°) рухомих котушок 2-2 і 3-3.

Кут відхилення рухомої частини механізму залежить від відношення струмів рухомих котушок. У нерухомій котушці проходить струм споживача. Котушки рухомої частини увімкнені під напругу споживача, причому послідовно одній рухомій котушці увімкнено резистор з опором R , а послідовно другій — котушку з індуктивним опором X . Параметри електричних кіл дібрані таким чином, що струми I_1 та I_2 мають певний зсув фаз, наприклад 60° . Рухомі котушки мають бути жорстко скріплені під таким само просторовим кутом 60° . Для обертальних моментів рухомих котушок справедливі такі вирази:

$$\begin{aligned} M_1 &= k_1 I \cdot I_1 \cos(60^\circ - \varphi) \cos \alpha; \\ M_2 &= k_2 I \cdot I_2 \cos \varphi \cos(60^\circ - \alpha). \end{aligned} \quad (8.31)$$

Моменти M_1 і M_2 спрямовані назустріч один одному і рухома частина займе положення рівноваги, якщо $M_1=M_2$. Струми I_1 , I_2 і конструктивні коефіцієнти k_1 , k_2 виконуються рівними один одному, тоді з умови рівноваги

$$\frac{\cos(60^\circ - \varphi)}{\cos \varphi} = \frac{\cos(60^\circ - \alpha)}{\cos \alpha}, \quad (8.32)$$

звідки $\alpha=\varphi$.

Таким чином, відхилення рухомої частини α у кутових градусах дорівнюватиме різниці фаз φ в електричних градусах. Шкала може бути проградуїрована або в градусах (рівномірна шкала), або в значеннях $\cos \varphi$ (нерівномірна шкала).

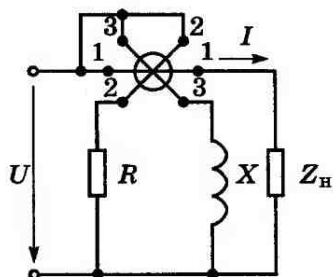


Рис. 8.13

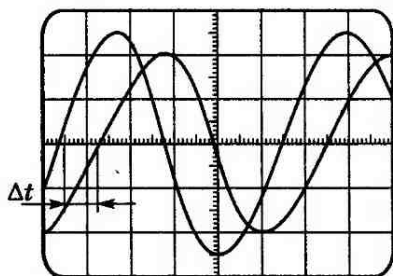


Рис. 8.14

Вимірювання різниці фаз між двома сигналами можна здійснити за допомогою двоканального, або двопробеневого осцилографа.

Лінійна розгортка. Якщо на один канал осцилографа подати сигнал $u_1(t) = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1)$, а на другий — $u_2(t) = U_{2m} \sin(\omega t + \varphi_2)$, вибрати масштаби на вертикальних осях так (рис. 8.14), щоб зображення обох сигналів займало майже весь екран, синхронізувати розгортку від одного з сигналів, прийнятого за опорний, то можна візуально зняти покази з екрана інтервалу часу Δt між характерними однойменними точками (наприклад, точками перетину горизонтальної осі при зростанні сигналів) осцилограм. Знявши також покази з екрана періоду коливань T , можна визначити різницю фаз сигналів:

$$\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \Delta t \frac{2\pi}{T}. \quad (8.33)$$

Режим X-Y осцилографа. У цьому режимі на вхід каналу X подається сигнал $u_1(t)$, а на вхід каналу Y — сигнал $u_2(t)$. Якщо масштаб на обох осях вибрати таким чином, щоб зображення амплітуд обох сигналів було однаковим, то на екрані осцилографа створюється зображення еліпса (рис. 8.15). Знявши з екрана покази довжини відрізків AB і CD, різницю фаз між сигналами $u_1(t)$ і $u_2(t)$ можна визначити за формулою

$$\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{l_{AB}}{l_{CD}}. \quad (8.34)$$

Якщо, наприклад, за допомогою одного вольтметра виміряти середні квадратичні напруги U_1 , U_2 сигналів,

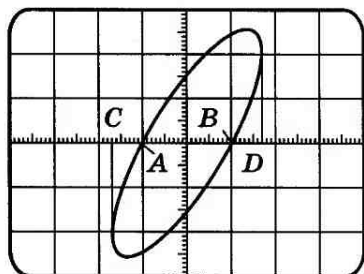


Рис. 8.15

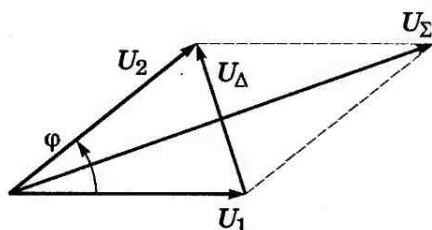


Рис. 8.16

а також сумарну U_{Σ} або різницеву U_{Δ} напругу, то *різницю фаз сигналів $u_1(t)$ і $u_2(t)$ можна визначити, користуючись векторною діаграмою напруг (рис. 8.16), за показами трьох вольтметрів:*

$$\begin{aligned} \varphi &= \arccos \left(\frac{U_{\Sigma}^2 - U_1^2 - U_2^2}{2U_1U_2} \right); \\ \varphi &= \arccos \left(\frac{-U_{\Delta}^2 + U_1^2 + U_2^2}{2U_1U_2} \right). \end{aligned} \quad (8.35)$$

Ці вирази значно спрощуються, якщо амплітуди імпульсів зробити однаковими ($U_1=U_2=U$):

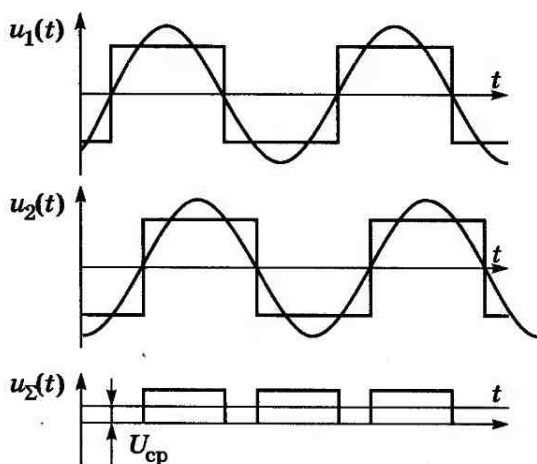


Рис. 8.17

$$\varphi = \arccos \left(\frac{U_{\Sigma}^2}{2U^2} - 1 \right);$$

$$\varphi = \arccos \left(1 - \frac{U_{\Delta}^2}{2U^2} \right).$$
(8.36)

Різновидом цього методу є метод перетворення напруг з синусоїдною формою у прямокутну форму (рис. 8.17).

8.4.1. Вимірювання різниці фаз перетворенням її у напругу, часовий інтервал

Фазометр на основі вимірювального перетворювача різниці фаз у середнє значення напруги (рис. 8.18) складається з формувачів імпульсів, тригера, джерела стабільної опорної напруги, ключа і фільтра нижніх частот.

Формувачі імпульсів у момент переходу через нуль досліджуваних напруг формують короткі імпульси (рис. 8.19), які подаються на тригер. Високий рівень сигналу на виході тригера триває впродовж часу t_x між моментами t_1 і t_2 переходу сигналів $u_1(t)$ і $u_2(t)$ через нуль, при переході від від'ємних значень до додатних. Вихідний сигнал тригера діє на ключ, який на час t_x подає опорну високостабільну напругу U_0 на вхід фільтра нижніх частот. Фільтр нижніх частот виділяє постійну складову U_x імпульсного сигналу $u_3(t)$ з амплітудою U_0 , тривалістю імпульсу t_x і періодом повторення T_x , який діє на його вихіді:

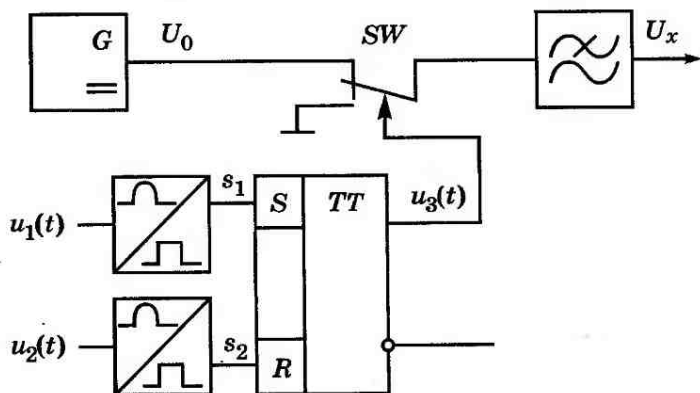


Рис. 8.18

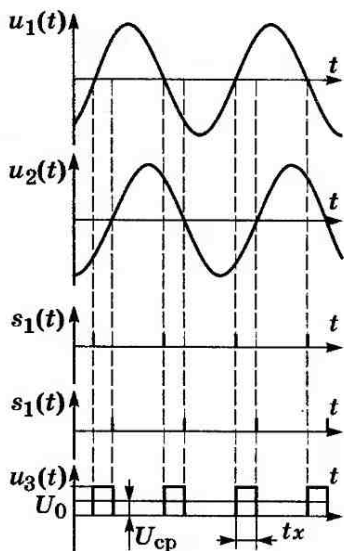


Рис. 8.19

$$U_x = U_0 \cdot \frac{t_x}{T_x} = U_0 \cdot \varphi_x. \quad (8.37)$$

Таким чином, напруга на виході фільтра нижніх частот U_x прямо пропорційна різниці фаз досліджуваних сигналів. Напругу можна далі вимірювати за допомогою цифрового вольтметра, тому часто до складу універсальних вольтметрів, мультиметрів входить *вимірювальний перетворювач різниці фаз у напругу*.

Вимірювальний перетворювач різниці фаз між сигналами $u_1(t)$ і $u_2(t)$ у часовий інтервал t_x складається з двох формувачів, які формують короткі імпульси в момент t_1 і t_2 переходу сигналів через нуль (рис. 8.20). Імпульси діють на входи тригера і встановлюють його вихід в активний стан на час t_x від t_1 до t_2 .

Таким чином, різниця фаз між сигналами перетворюється в часовий інтервал t_x . Далі цей інтервал вимірюється цифровим хронометром, тобто впродовж часу t_x лічильником підраховується кількість імпульсів кварцового генератора з періодом повторення T_0 . Кількість імпульсів, підрахована лічильником, дорівнює:

$$N_x = \frac{t_x}{T_0} = t_x \frac{2\pi}{T_x} \frac{T_x}{2\pi} f_0 = \varphi_x \frac{f_0}{2\pi f_x}. \quad (8.38)$$

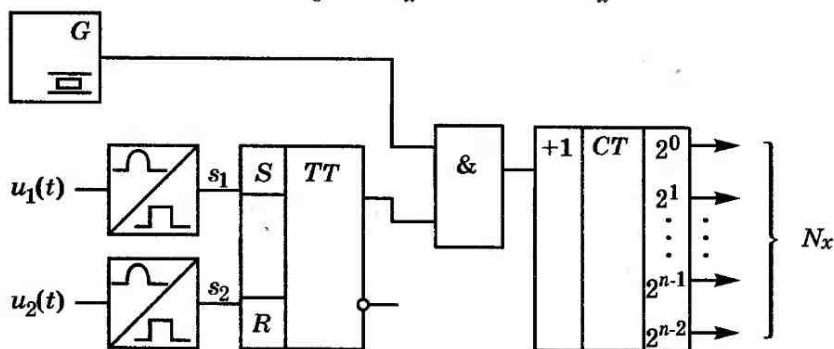


Рис. 8.20

За допомогою такого фазометра можна отримати результат вимірювання за один період досліджуваного сигналу, тобто *фазометр вимірює миттєву різницю фаз*. Як видно з формули (8.38), для визначення кута зсуву фаз потрібно знати частоту f_x , що є недоліком цього типу фазометрів. Таким фазометром можна вимірювати різницю фаз тільки на одній, заздалегідь відомій частоті.

Для вимірювання миттєвої різниці фаз у широкому діапазоні частот, тобто для усунення залежності результатів вимірювання від частоти досліджуваних сигналів, застосовуються такі прийоми:

вимірювання, крім інтервалу t_x , періоду T_x досліджуваного сигналу і подальше обчислення за допомогою мікропроцесора різниці фаз за даними вимірювання t_x і T_x ;

застосування вимірювального перетворювача частоти, який переносить вимірюваний зсув фаз на фіксовану частоту;

помноження частоти квантувальних імпульсів $f_0=1/T_0$ на f_x .

Фазометр середньої різниці фаз. Результат вимірювання цього фазометра не залежить від частоти вимірюваного сигналу (рис. 8.21). Сигнали $u_1(t)$ і $u_2(t)$, кут зсуву фаз між якими потрібно виміряти, подаються на формувачі імпульсів, що формують короткі імпульси при переході сигналів через нуль від від'ємних значень до додатних. Третій формувач формує імпульс, тривалість якого

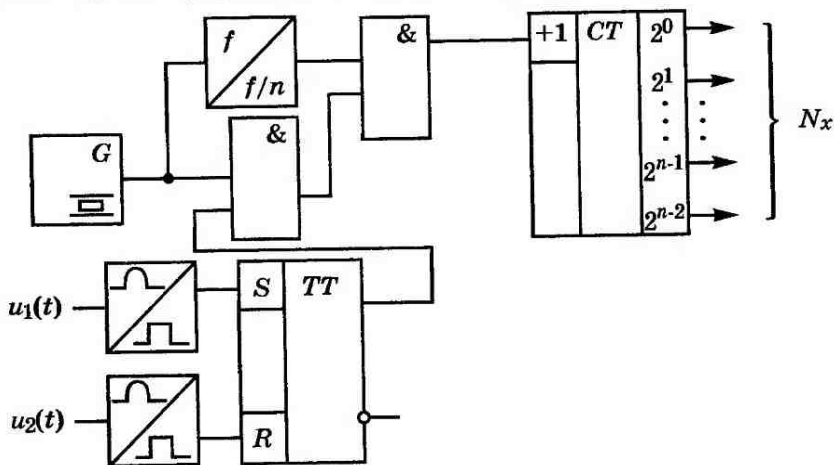


Рис. 8.21

дорівнює зсуву за часом одного сигналу $u_2(t)$ відносно іншого $u_1(t)$. На цей час t_x перший вимикач пропускає імпульси з періодом T_0 . Другий вимикач увімкнений на час nT_0 , протягом якого пропускає пачки імпульсів з періодом повторення пачок T_x . Лічильник підраховує число імпульсів у $N_{1x}=nT_0/T_x$ пачках, по $N_{2x}=t_x/T_0$ імпульсів у кожній пачці. Загальне число імпульсів, підраховане лічильником,

$$N_x = N_{1x}N_{2x} = \frac{nT_0}{T_x} \frac{t_x}{T_0} = \frac{n}{2\pi} \varphi_x. \quad (8.39)$$

Отже, число імпульсів N_x прямо пропорційне куту зсуву фаз φ_x і не залежить від частоти вимірюваного сигналу f_x .

Компенсаційні фазометри. Принцип дії компенсаційного фазометра полягає у врівноваженні (компенсації) вимірюваної різниці фаз різницею фаз, відтвореною керованою мірою фазового зсуву (рис. 8.22). Вимірюваний сигнал і вихідний сигнал міри подається на компаратор фази. Вихідний сигнал міри змінюють доти, поки компаратор не покаже нуль. Результатом вимірювання буде значення міри фазового зсуву, за якого відбулася компенсація. Похибка результату вимірювання визначається похибкою міри фазового зсуву і чутливістю компаратора.

Міру фазового зсуву в технічній літературі часто називають **фазообертачем**. Найпоширенішими з них є такі типи фазообертачів: індукційні; ємнісні; *RC*-фазообертачі.

Для надвисоких частот як міру фазового зсуву застосовують відрізки коаксіальних або хвилевидних ліній зі змінною довжиною.

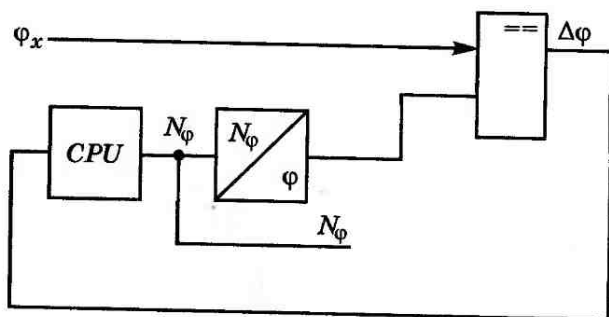


Рис. 8.22

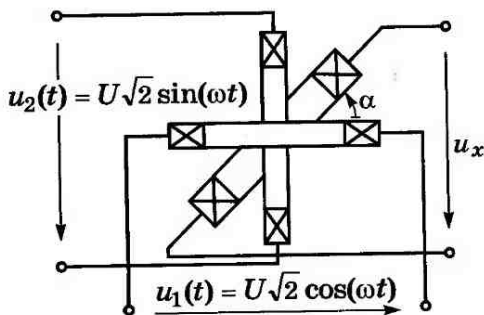


Рис. 8.23

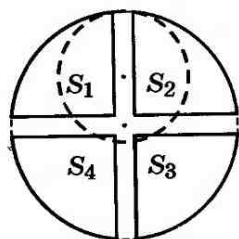


Рис. 8.24

Індукційний фазообертач складається з двох нерухомих обмоток (рис. 8.23), розміщених на статорі, і обмотки ротора, що може вільно обертатися на осі. Статорні обмотки, осі яких зсунуті у просторі на кут 90° , живляться синусоїдними струмами, зсунутими у часі один відносно одного на чверть періоду (фазовий кут 90°). Електрорушійна сила, що наводиться в обмотці ротора, зсунута на фазовий кут, який дорівнює кутовому переміщенню ротора відносно початкового положення.

Ємнісний фазообертач має чотири статорні пластини і роторну пластину круглої або кардіоїдної форми, яка ексцентрично обертається навколо осі (рис. 8.24). Окремі ємності між кожним сектором статора і роторною пластинною залежать від кутового переміщення ротора, тому вихідна напруга не залежить від частоти, а фаза пропорційна кутовому переміщенню ротора.

У **RC-фазообертачі** резистивний і резистивно-ємнісний подільники напруги з'єднані паралельно і увімкнені під вхідну напругу (рис. 8.25, а). Вхідна напруга ділиться резистивним подільником напруги пополам. Сума векторів напруги \underline{U}_R на змінному резисторі і \underline{U}_C на конденсаторі дорівнює вектору вхідної напруги, а кут між векторами становить 90° , тобто із зміною значення резистора точка b (рис. 8.25, б) переміщуватиметься вздовж півкола, радіус якого дорівнює половині довжини вектора вхідної напруги. Різниця фаз між вхідною і вихідною напругами визначається за формулою

$$\varphi = \arctg(1/\omega RC). \quad (8.40)$$

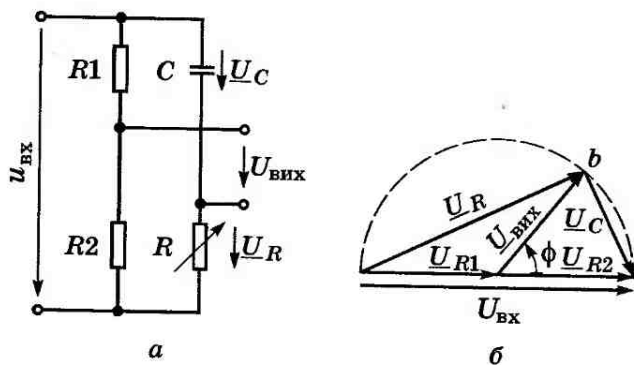


Рис. 8.25

Компаратор фаз, або індикатор різниці фаз, можна реалізувати різними способами. Найбільш поширені індикатори, які фіксують одне значення різниці фаз, найчастіше $\varphi=0^\circ$ або $\varphi=90^\circ$. Найпростішим індикатором різниці фаз може бути осцилограф у X-Y режимі. Вимірювана напруга і вихідна напруга калібратора фази подаються на X- і Y-входи осцилографа. Фазу вихідної напруги калібратора фази змінюють доти, доки різниця фаз не дорівнюватиме нулю, що фіксується перетворенням еліпса на екрані осцилографа у пряму лінію.

Широко застосовуються індикатори різниці фаз, які здійснюють порівняння суми і різниці двох напруг (рис. 8. 26). Такі пристрої в технічній літературі часто на-

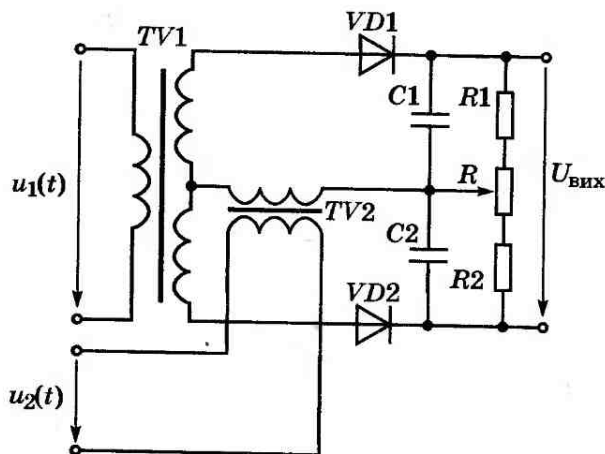


Рис. 8.26

зивають *фазовими детекторами*. Вимірюваний сигнал і вихідний сигнал калібратора фази подаються на пристрої додавання і віднімання. Сумарна і різницева змінні напруги перетворюються випрямлячами в однополярні пульсуючі, які, в свою чергу, подаються на пристрій віднімання. Середнє значення вихідної напруги пристрою віднімання, яке виділяється фільтром нижніх частот, дорівнює нулю у тому разі, якщо різниця фаз між вхідними напругами індикатора становитиме «нуль».

Як фазові детектори можуть використовуватися аналогові перемножувачі напруг, що випускаються електронною промисловістю у вигляді інтегральних мікросхем. Якщо на входи аналогового перемножувача подати напруги однієї частоти $u_1(t) = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1)$ і $u_2(t) = U_{2m} \sin(\omega t + \varphi_2)$, то вихідний сигнал перемножувача дорівнюватиме:

$$u(t) = 0,5 U_{1m} U_{2m} \cos(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) - 0,5 U_{1m} U_{2m} \cos(\varphi_1 - \varphi_2).$$

Постійну складову $0,5 U_{1m} U_{2m} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)$ цього сигналу виділяють за допомогою фільтра нижніх частот. Постійна складова дорівнюватиме нулю, якщо різниця фаз також дорівнює нулю: $\varphi_1 - \varphi_2 = 0$.

Таким чином, аналоговий перемножувач може служити індикатором нульового зсуву фаз між двома напругами.

Для індикації різниці фаз також можуть використовуватися фазочутливі перетворювачі змінної напруги (фазочутливі випрямлячі), вихідний сигнал яких залежить від різниці фаз між двома змінними напругами. Фазочутливий перетворювач напруги складається з ключа, який подає вимірюваний сигнал на вхід фільтра нижніх частот упродовж половини періоду вимірюваного сигналу. Моментом і тривалістю замикання ключа керує сигнал прямокутної форми, який формується формувачем з опорного синусоїдного сигналу. Момент замикання ключа зсунутий відносно переходу через нуль вимірюваної напруги на кут, що дорівнює різниці фаз між вимірюваною і опорною напругами. Вихідний сигнал фільтра нижніх частот залежить від різниці фаз

$$U_y = \frac{U_x}{\pi} \cdot \sin \varphi \quad (8.41)$$

і дорівнює нулю, якщо $\varphi = 0$. Діапазон частот такого індикатора фази визначається швидкодією ключа.

8.4.2. Перетворення частоти під час вимірювання різниці фаз

Для розширення частотного діапазону фазометрів і підвищення точності широко застосовують частотне перетворення вимірювальних сигналів, тобто перенесення різниці фаз з одного частотного діапазону на інший.

Гетеродинне перетворення частоти. Гетеродинний перетворювач частоти складається з генератора синусоїдного сигналу (гетеродина), двох змішувачів сигналів, фільтрів проміжної частоти (рис. 8.27). Вимірюваний сигнал $u_1(t) = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1)$ і опорний сигнал $u_2(t) = U_{2m} \sin(\omega t + \varphi_2)$ надходять на змішувачі частот. На другі входи змішувачів подається сигнал гетеродина $u_r(t) = U_{rm} \sin(\omega_r t + \varphi_r)$. На виході змішувачів отримують складові сигналу сумарної $\omega + \omega_r$ та різницевої $\omega - \omega_r$ частоти. Контур резонансного підсилювача проміжної частоти налагоджений на різницеву частоту $\omega - \omega_r$. Вихідні напруги підсилювачів проміжної частоти дорівнюють

$$\begin{aligned} u_{п1}(t) &= U_{п1} \sin[(\omega - \omega_r)t + \varphi_1 - \varphi_r + \Phi_1] \\ u_{п2}(t) &= U_{п2} \sin[(\omega - \omega_r)t + \varphi_2 - \varphi_r + \Phi_2], \end{aligned} \quad (8.42)$$

де Φ_1 і Φ_2 — фазові зсуви, які вносять перетворювачі і підсилювачі каналів.

Таким чином, різниця фаз вимірюваного і опорного сигналів $(\varphi_1 - \varphi_2)$ переноситься з частоти сигналу ω на різницеву

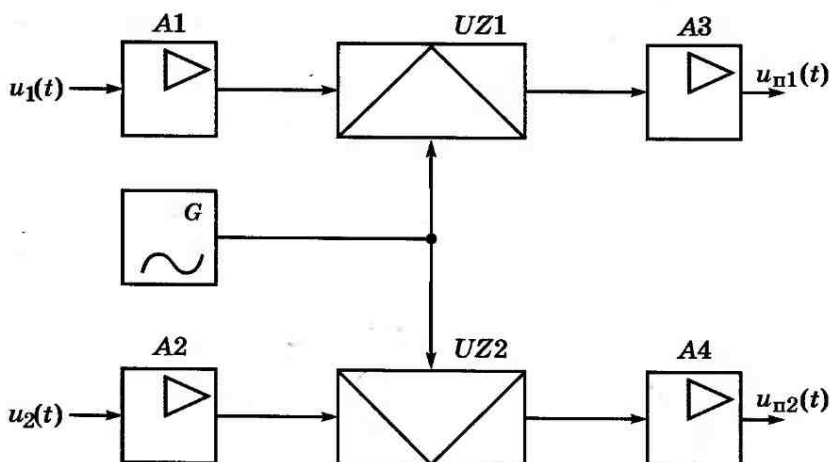


Рис. 8.27

частоту $\omega - \omega_r$ сигналів $u_{п1}(t)$ і $u_{п2}(t)$, різниця фаз між якими $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 + \Phi_1 - \Phi_2$ містить вимірювану різницю фаз $\varphi_1 - \varphi_2$.

Гетеродинне перетворення частоти з перенесенням різниці фаз на сигнал опорного генератора. Якщо необхідно вимірювати різницю фаз у широкому діапазоні частот, то доцільно перенести вимірювану різницю фаз на стабільну частоту опорного генератора (рис. 8.28). Вимірюваний сигнал $u_1(t) = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1)$ і сигнал гетеродина $u_r(t) = U_{rm} \sin(\omega_r t + \varphi_r)$ подаються на перший змішувач частоти. Фільтр Z1 виділяє з вихідного сигналу змішувача складову $u_{\varphi 1}(t) = U_{\varphi 1} \sin[(\omega - \omega_r)t + \varphi_1 - \varphi_r + \Phi_1]$ з різницевою частотою $\omega - \omega_r$. Вихідний сигнал фільтра $u_{\varphi 1}(t)$ і опорний сигнал $u_2(t) = U_{2m} \sin(\omega t + \varphi_2)$ надходять на другий змішувач частоти. Фільтр Z2 також виділяє з вихідного сигналу другого змішувача складову $u_{\varphi 2}(t) = U_{\varphi 2} \sin[\omega t - (\omega - \omega_r)t + \varphi_2 - \varphi_1 + \varphi_r + \Phi_2 - \Phi_1]$ з різницевою частотою $\omega - (\omega - \omega_r) = \omega_r$, яка дорівнює частоті гетеродина. Вимірювана різниця фаз $\varphi_2 - \varphi_1$ між вимірюваним і опорним сигналом переноситься з частоти сигналу ω на стабільну частоту гетеродина ω_r . Різниця фаз $\varphi_{\text{вих}} = (\varphi_2 - \varphi_1 + \varphi_r + \Phi_2 - \Phi_1) - \varphi_r = \varphi_2 - \varphi_1 + \Phi_2 - \Phi_1$ між вихідними сигналами гетеродинного перетворювача — вихідним сигналом другого фільтра $u_{\varphi 2}(t)$ і сигналом гетеродина $u_r(t)$ — складається з вимірюваної різниці фаз $\varphi_2 - \varphi_1$ і зсувів фаз $\Phi_2 - \Phi_1$, що вносяться каналами гетеродинного перетворювача. Вносячи свої зсуви фаз у вихідний сигнал, канали спричиняють похибку вимірювання.

Стробоскопічне перетворення частоти. Для вимірювання різниці фаз у частотному діапазоні з коефіцієнтом перекриття до тисяч разів доцільно застосовувати стробоскопічний перетворювач частоти, структу-

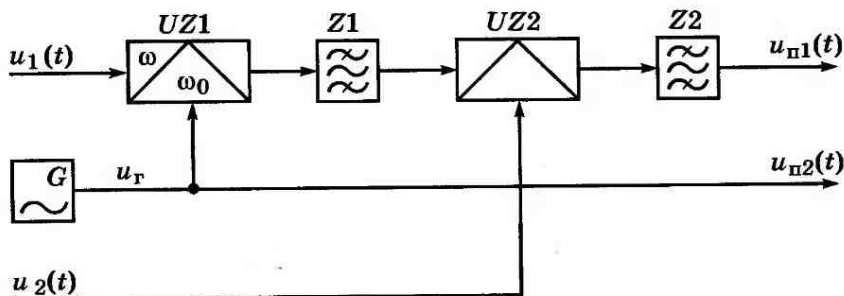


Рис. 8.28

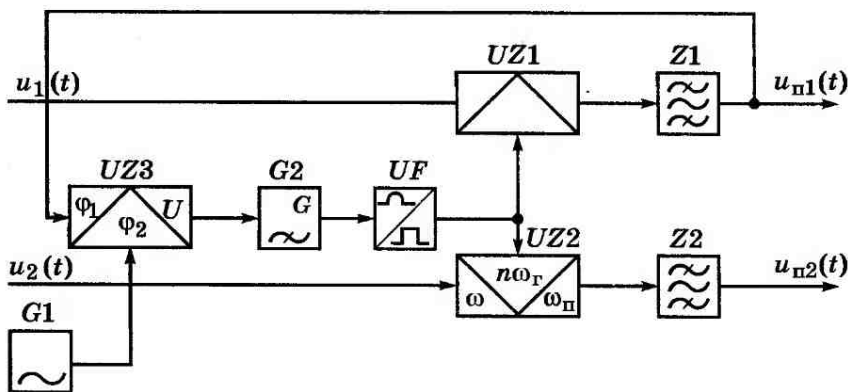


Рис. 8.29

ра якого наведена на рисунку 8.29. Вимірюваний $u_1(t) = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1)$ і опорний $u_2(t) = U_{2m} \sin(\omega t + \varphi_2)$ сигнали, різницю фаз $\varphi_x = \varphi_1 - \varphi_2$ між якими треба виміряти, подаються на змішувачі частоти $UZ1$ і $UZ2$. На другі входи змішувачів з формувача UF подається сигнал у вигляді коротких імпульсів. Ці імпульси формуються з вихідного сигналу генератора синусоїдного сигналу $G2$, частота ω_r якого за допомогою системи фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) змінюється таким чином, що різниця частот $\omega_0 = \omega - \omega_r$ між частотою сигналу ω і частотою генератора ω_r є сталою величиною і дорівнює центральній частоті $\omega_{пч}$ фільтрів проміжної частоти: $\omega_0 = \omega_{пч}$.

Система фазового автопідстроювання частоти генератора працює за таким принципом. Сигнал з виходу фільтра з проміжною частотою $\omega_{пч}$ і вихідний сигнал спеціального генератора, частота якого ω_0 стабілізована кварцовим генератором, надходять на входи фазового детектора. Якщо частоти вхідних сигналів фазового детектора однакові ($\omega_0 = \omega_{пч}$), то вихідний сигнал детектора дорівнює нулю. Якщо ж проміжна частота сигналу фільтра $\omega_{пч}$, внаслідок зміни частоти ω_r генератора $G2$, відхиляється від частоти ω_0 генератора $G1$, то на виході фазового детектора з'являється напруга, прямо пропорційна відхиленню частоти $\Delta\omega_r$. Вихідна напруга фазового детектора, діючи на генератор $G2$, змінює частоту ω_r доти, доки відхилення частоти не зведеться до нуля: $\Delta\omega_r = 0$.

Таким чином, вимірюваний сигнал, частота якого може змінюватися в широких межах, переноситься на сталу частоту, стабілізовану кварцовим резонатором. На цю ж сталу частоту переноситься і вимірювана різниця фаз між вимірюваним і опорним сигналом.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ І ЗАВДАННЯ

1. У чому полягають особливості частоти як фізичної величини?
2. Опишіть принцип дії вимірювального перетворювача частоти в струм.
3. Для чого застосовуються перетворювачі частоти?
4. Розкрийте принцип побудови конденсаторного частотоміра.
5. Як вимірюється частота за допомогою осцилографа?
6. Наведіть основні характеристики цифрових частотомірів.
7. Які основні галузі застосування цифрових хронометрів?
8. У чому полягає принцип дії вимірювального перетворювача різниці фаз у напругу?
9. Що таке стробоскопічні перетворювачі частоти і для чого вони застосовуються?
10. Опишіть структуру компенсаційного фазометра.

**ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ
І ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛІВ****9.1. Електронні осцилографи**

Електронно-променеві (електронні) осцилографи призначені для візуального спостереження, вимірювання та реєстрації електричних сигналів. Осцилограми сигналів мають велику інформативність і дають можливість під час аналізу сигналів виявляти складні закономірності, розпізнавати природу досліджуваних явищ, вимірювати параметри неперервних, імпульсних, періодичних і неперіодичних сигналів у широкому діапазоні частот.

Сучасні осцилографи, оснащені пристроями для керування й автоматизації процесу вимірювання (контролерами) на базі мікропроцесорів, аналого-цифровими й цифро-аналоговими перетворювачами, являють собою багатофункціональні вимірювальні комплекси, здатні вимірювати характеристики і параметри складних електрорадіотехнічних пристроїв.

Для візуалізації, аналізу, вимірювання й порівняння характеристик і параметрів одночасно кількох сигналів призначені багатопроменеві (здебільшого двопроменеві) осцилографи.

Останнім часом у деяких сучасних осцилографах передбачено, крім традиційних функцій зображення сигналів, функції вимірювання частоти, струму, напруги, опору (осцилограф-мультиметр).

Основними структурами осцилографа (рис.9.1) є:

електронно-променева трубка (ЕПТ) зі схемою фокусування променя, керування променем та високочольного живлення;

канал вертикального відхилення (канал Y);

канал горизонтального відхилення (канал X);

канал керування яскравістю променя (канал Z).

До складу осцилографа входять також калібратор амплітуди і тривалості та синхронізатор.

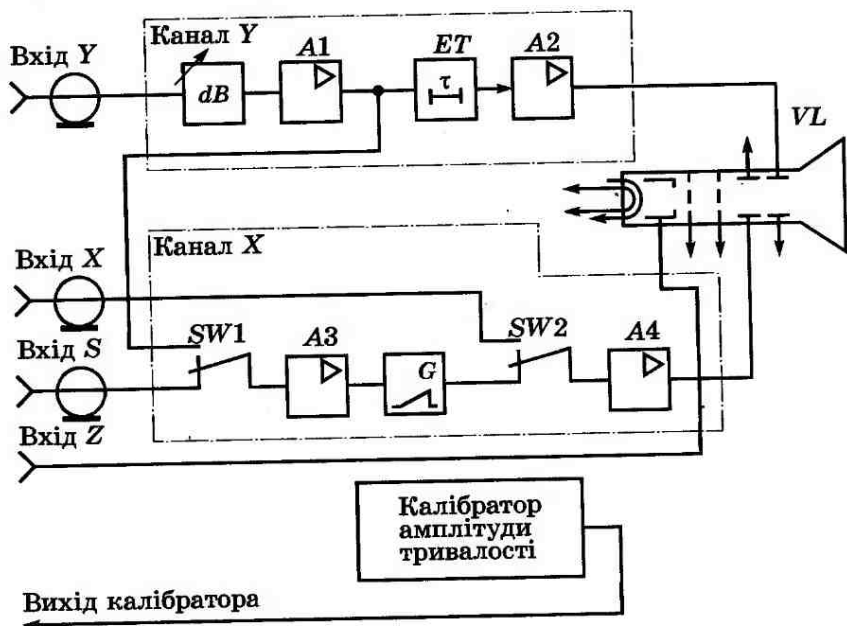


Рис. 9.1

Електронно-променева трубка. Скляний балон електронно-променевої трубки виготовляється у формі колби (рис. 9.2), у якій утворено високий вакуум. Електронний прожектор, або електронна гармата, складається з підігрівного катода, модулятора або керівного електрода та анодів, які фокусують електронний промінь на екрані. Підігрівний катод 2 — це нікельовий

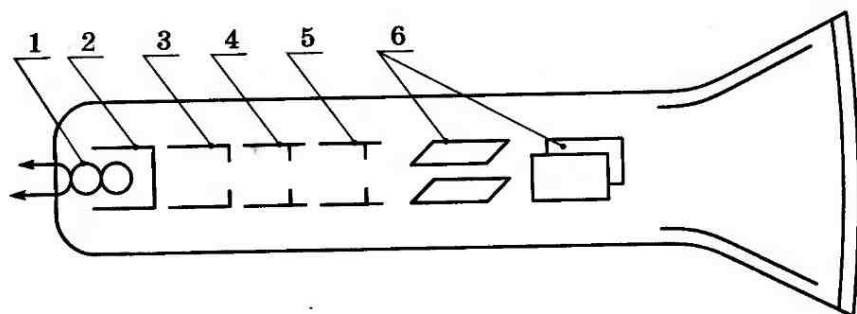


Рис. 9.2

циліндр, у середині якого розміщено вольфрамовий підігрівник 1. На торцевій частині катода із зовнішнього боку нанесено оксидний шар, що забезпечує емісію електронів у бік екрана. Катод оточений керівним електродом (модулятором) 3, який виготовляється у вигляді металевого циліндра з отвором у торці і призначений для регулювання густини електричного променя. На модулятор подається негативний відносно катода потенціал і електрони, що вилітають з катода й спрямовуються в бік модулятора, під дією електричного поля між катодом і модулятором змінюють напрямок свого руху, відхиляючись до осі променя.

Зі збільшенням негативного потенціалу модулятора частина електронів набуде великого відхилення і не пройде крізь отвір, тобто, змінюючи потенціал модулятора, можна регулювати густину променя та яскравість світної плями на екрані.

Для подальшого фокусування променя призначені аноди 4 та 5. Обидва вони циліндричні з діафрагмою для обмеження поперечного перерізу променя. У першого фокусувального анода позитивний потенціал відносно катода становить 200...500 В. Під дією сил електричного поля першого анода електронний промінь стискується (фокусується). Другий анод, прискорювальний, розміщений на певній відстані від першого на осі трубки і перебуває під позитивним потенціалом 1000...2000 В відносно катода. Між двома анодами виникає електричне поле, потрапивши в яке електрони відхиляються до осі променя й набувають прискорення у напрямі руху до екрана 7.

Екран електронно-променевої трубки покритий спеціальною сумішшю (люмінофором), яка світиться під дією ударів електронів (тобто коли сфокусований промінь потрапляє у певну точку екрана, ця точка починає світитися). Для виготовлення люмінофорів використовують оксиди цинку, берилійового цинку, суміш сульфату цинку із сульфатом кадмію тощо. Ці матеріали мають *післясвітіння* — вони продовжують світитися певний час після припинення дії електронного променя.

Частина енергії електронного променя перетворюється у світлову у вигляді світної плями діаметром менше за 1 мм. Решта енергії передається електронам екрана, зумовлюючи вторинну емісію. Вторинні електрони вловлюються провід-

ним графітним шаром (аквадагом), який частково покриває внутрішню циліндричну й конічну частини колби і з'єднаний з другим анодом.

Відхильні пластини 6 призначені для відхилення електронного променя від осі у двох взаємно перпендикулярних напрямках. Перша пара пластин відхиляє електронний промінь у вертикальній площині й називається вертикальними відхильними пластинами, а друга — у горизонтальній площині і називається горизонтальними відхильними пластинами. За допомогою системи відхильних пластин можна здійснити довільний рух променя, розклавши його на вертикальну і горизонтальну складову.

Електронно-променеві трубки з *магнітним керуванням* мають у своєму складі катод, модулятор та перший анод такої самої будови й призначення, що й у трубки з електронним керуванням. Роль другого анода виконує аквадаг. Для фокусування променя призначена спеціальна фокусувальна котушка. Відхильна система складається з двох пар відхильних котушок, осі яких взаємно перпендикулярні.

До основних характеристик електронно-променевих трубок належать чутливість, смуга пропускання, тривалість післясвітіння, робоча площа екрана та інші характеристики.

Чутливість трубки S визначається відхиленням l променя на екрані, спричиненим напругою U , прикладеною до відхильних пластин:

$$S = \frac{l}{U}.$$

Здебільшого чутливість трубок знаходиться в межах (0,5...5) мм/В. Зі збільшенням частоти чутливість трубок зменшується. Верхньою частотою смуги пропускання трубки вважається частота, на якій чутливість трубки зменшується у $\sqrt{2}$ раз (на 3 дБ) порівняно з чутливістю трубки на нижніх частотах. У більшості електронно-променевих трубок верхня частота дорівнює близько 100 МГц.

Тривалість післясвітіння характеризується інтервалом часу від моменту припинення дії електронного променя до моменту, коли яскравість зображення зменшиться до 1% від початкової яскравості. Щоб полегшити спостереження

короткотривалих поодиноких або повільних сигналів, застосовують трубки з тривалим післясвітінням (більшим за 0,1 с). Спеціальні запам'ятовуючі трубки дають змогу зберігати зображення сигналів на термін від кількох хвилин до кількох дб.

Робоча площа екрана визначається діаметром трубки. Колір зображення визначається типом люмінофора. Найбільшого поширення знайшли трубки із зеленим світінням. Для фотографування осцилограм більш прийнятні трубки з блакитним світінням.

Канал вертикального відхилення (канал Y). Канал вертикального відхилення складається з вхідного подільника напруги, вхідного підсилювача, лінії затримки, вихідного підсилювача.

Вхідний подільник напруги забезпечує високий вхідний опір осцилографа в широкому діапазоні частот і служить для узгодження вихідного опору джерела вимірюваного сигналу і вхідного опору підсилювача (рис.9.3). Для забезпечення можливості аналізу змінної складової сигналу з невеликою амплітудою за наявності великої постійної складової вхідний сигнал подається на вхід через розділовий конденсатор C_p .

Для зменшення залежності коефіцієнта ділення подільника напруги від частоти паралельно резисторам подільника вмикають конденсатори з таким розрахунком, щоб сталі часу $\tau_1 = R_1 \cdot C_1$; $\tau_2 = R_2 \cdot C_2$ були однаковими: $\tau_1 = \tau_2$, тоді $R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2$.

Вхідну напругу підводять до осцилографа за допомогою коаксіального кабелю, ємність якого залежно від довжини становить 50...150 пФ і додається до вхідної ємності осцилографа. Це призводить до збільшення спотворень сигналу і до зменшення смуги пропускання осцилографа. Щоб

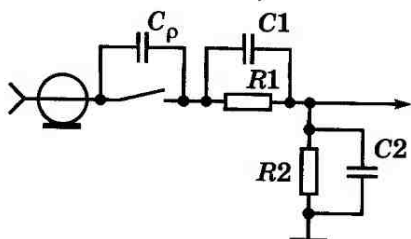


Рис. 9.3

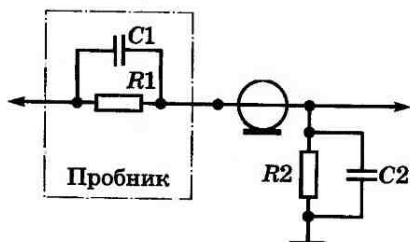


Рис. 9.4

зменшити негативний вплив ємності кабелю, застосовують додатковий подільник напруги (атенюатор), розміщений у виносному пробнику, який через зонд довжиною кілька сантиметрів вмикається безпосередньо у потрібну точку електричного кола (рис. 9.4).

Якщо тривалість фронтів досліджуваних імпульсів сумірна із затримкою сигналу в з'єднувальному кабелі, то для уникнення відбивання електромагнітних коливань від кінців хвильовий опір кабелю необхідно узгоджувати на вході і виході.

Основне підсилення досліджуваного сигналу здійснюється *попереднім підсилювачем* каналу вертикального відхилення. Підсилювач будують за схемою балансного (диференціального) підсилювача. Крім основної функції — підсилення, підсилювач виконує ще деякі допоміжні функції: плавну зміну коефіцієнта підсилення, балансування постійної складової, перетворення сигналу із несиметричного відносно землі у симетричний.

Лінія затримки забезпечує затримку досліджуваного сигналу відносно початку розгортки, що дає змогу спостерігати передній фронт імпульсу.

Вихідний підсилювач каналу забезпечує підсилення сигналу до значення, необхідного для відхилення променя в межах екрана.

Канал горизонтального відхилення (канал X). До складу каналу входить генератор розгортки, вихідний підсилювач, пристрій синхронізації і запускання розгортки.

Генератор розгортки призначений для формування пилоподібних імпульсів, необхідних для відхилення електронного променя по горизонталі, пропорційно часу. Генератор розгортки має три режими роботи: автоколивальний, очікувальний і одноразової розгортки.

Автоколивальний режим призначений для відображення періодичних імпульсних і синусоїдних сигналів. Сигнали зовнішньої або внутрішньої синхронізації надходять на генератор і забезпечують кратність частоти розгортки частоті сигналу.

Очікувальний режим використовується для відображення короткотривалих імпульсів низької частоти. Генератор у цьому режимі знаходиться у стані готовності до робочого ходу розгортки. Як тільки імпульс запуску є на вході,

починається робочий хід розгортки. Після закінчення робочого ходу генератор знову переходить на режим очікування нового робочого ходу. Яскравість зображення імпульсу на екрані пропорційна частоті імпульсів.

Режим одноразової розгортки призначений для запам'ятовування чи фотографування окремих поодиноких імпульсів. Генератор розгортки знаходиться у стані готовності до запуску. Натискуванням кнопки «Пуск» генератор запускається черговим імпульсом.

Щоб отримати зображення більшого масштабу, у багатьох осцилографіях передбачений режим *«розтягування»* у часі. Це досягається збільшенням коефіцієнта підсилення вихідного підсилювача каналу X у певну кількість разів. Яскравість зображення у такому разі зменшується.

Часто необхідно спостерігати частину імпульсу, яка з'являється значно пізніше за початок розгортки. Для цього використовують дві розгортки: повільну, яка дає змогу спостерігати весь імпульс і вибирати на ньому за допомогою спеціальної позначки потрібну ділянку сигналу, і швидку, яка запускається дещо раніше вибраної ділянки і тим самим забезпечує зображення більшого масштабу.

У більшості осцилографів поряд з режимом розгортки у часі використовується режим відхилення (*режим $X-Y$*) досліджуваного сигналу по горизонталі, аналогічно тому, як це виконується у каналі Y . Цей режим використовується для дослідження залежності одного сигналу від іншого, наприклад для дослідження вольт-амперних характеристик пристроїв.

Вихідний підсилювач каналу X за призначенням і будовою аналогічний вихідному підсилювачу каналу Y .

Пристрій синхронізації і запускання розгортки призначений для забезпечення стійкого зображення на екрані осцилографа. Для цього початок робочого ходу має точно збігатися з однією і тією самою характерною точкою досліджуваного сигналу. У автоколивальному режимові цей процес прив'язування початку розгортки до початку сигналу називається *синхронізацією*, а при очікувальному та разовому запуску — *запуском розгортки*. Для забезпечення синхронізації і запуску розгортки пристрій синхронізації генерує імпульс з крутим фронтом в момент часу, коли вхідний сигнал досягає заданого рівня. Цим

імпульсом коригується тривалість зворотного ходу розгортки або її запуск.

Канал керування яскравістю променя (канал Z), або керування струмом електронного променя, служить для встановлення яскравості зображення на екрані трубки. Регулювання виконується як вручну (змінюючи напругу на модуляторі), так і за допомогою підсилювача, на вхід якого подають зовнішній або внутрішній сигнали і підсвічують важливі їх ділянки. Основне призначення каналу Z полягає у підсвічуванні робочого ходу розгортки, для чого під час робочого ходу на вхід підсилювача подається прямокутний імпульс підсвічування, що створюється генератором розгортки і після підсилення подається на модулятор трубки.

Калібратор амплітуди і тривалості — це спеціальний генератор, як правило, прямокутних коливань у формі меандра, амплітуда і тривалість яких відомі із заданою точністю. Маючи на екрані зображення такого еталонного сигналу, можна за допомогою регулювальних пристроїв встановлювати необхідні параметри осцилографа.

Принцип дії осцилографа полягає у перетворенні досліджуваних електричних сигналів у видиме зображення (осцилограму) на екрані електронно-променевої трубки. Сигнал вимірювальної інформації подається на вхід Y каналу вертикального відхилення. Подільник напруги разом з вхідним і вихідним підсилювачем забезпечують широкий діапазон амплітуд досліджуваних сигналів. Коефіцієнт подільника напруги, а також коефіцієнт підсилення можна змінювати в широких межах ступенями. Пропорційний за амплітудою сигнал з вихідного підсилювача надходить на пластини вертикального відхилення електронно-променевої трубки. Відхилення променя по вертикалі прямо пропорційне амплітуді змінного сигналу A :

$$y = k \cdot A.$$

Коефіцієнт пропорційності залежить від коефіцієнта подільника напруги і коефіцієнтів підсилення вхідного і вихідного підсилювача і має низку фіксованих значень. За допомогою перемикача на передній панелі осцилографа можна вибрати і встановити будь-яке фіксо-

ване значення коефіцієнта пропорційності k . Значення коефіцієнта підсилення проградуєвані за напругою, яка припадає на одну вертикальну поділку (позначення «вольт/поділку»).

Синхронізатор. Щоб отримати на екрані зображення сигналу, розгорнутого за часом, на горизонтальні пластини електронно-променевої трубки потрібно подавати напругу, яка лінійно зростає з плином часу. Така пилоподібна напруга формується генератором розгортки, підсилюється підсилувачем каналу X і подається на горизонтальні пластини.

Зображення періодичного сигналу на екрані осцилографа буде стійким у тому разі, коли тривалість розгортки кратна періоду сигналу. Для досягнення цієї кратності служить синхронізатор, за допомогою якого можна змінювати тривалість розгортки.

Синхронізатор працює в режимі «внутрішня синхронізація», якщо він «запускається» імпульсами досліджуваного сигналу. В режимі «зовнішня синхронізація» синхронізатор запускається імпульсами зовнішнього сигналу, який подається на вхід синхронізатора.

Зміни тривалості розгортки в широких межах виконують ступенями. Перемикач, на якому проградуєвано горизонтальну шкалу осцилографа, знаходиться на передній панелі.

Для підвищення точності вимірювання горизонтальну й вертикальну шкали осцилографа необхідно періодично калібрувати за допомогою калібратора напруги і калібратора тривалості.

Для спостереження, реєстрації та вимірювання параметрів одноразових сигналів чи сигналів з великим періодом повторення призначені запам'ятовуючі осцилографи, зображення на яких може зберігатися довгий час (до кількох годин).

9.2. Основні характеристики і параметри осцилографа. Похибки осцилографа

Коефіцієнт відхилення (m_U) — це відношення напруги вхідного сигналу U_x до відхилення променя l_x , спричинене цією напругою, тобто: $m_U = U_x / l_x$. У найбільш поширених осцилографах коефіцієнт відхилення знаходиться у

діапазоні 50 мкВ/поділку...10 В/поділку. Коефіцієнт відхилення — це параметр, обернений до *чутливості осцилографа* S_U за напругою:

$$S_U = I_x / U_x = 1 / m_U.$$

Смуга пропускання — це діапазон частот, в межах якого коефіцієнт відхилення зменшується не більше, ніж 3 дБ (у 0,707 раза) порівняно з коефіцієнтом відхилення на деякій середній (опорній) частоті. Для низькочастотних осцилографів смуга пропускання знаходиться в межах від нуля до 5 МГц; для універсальних осцилографів верхня частота діапазону досягає десятків мегагерц, для високо-частотних — сотень мегагерц.

Час наростання перехідної характеристики (τ) — час, упродовж якого промінь проходить від 0,1 до 0,9 усталеного значення, якщо на вхід осцилографа діє стрибок напруги.

Коефіцієнт розгортки (m_t) — відношення інтервалу часу Δt до відхилення променя l під дією напруги розгортки за цей час: $m_t = \Delta t / l_x$. Сучасні осцилографи мають широкий діапазон коефіцієнтів розгортки від сотих часток мікросекунд на поділку до одиниць секунд на поділку.

Вхідний опір осцилографа визначається опором вхідного подільника напруги. Для зменшення похибки взаємодії вхідний опір має бути якомога більший.

Вхідний опір і вхідна ємність осцилографа характеризують ступінь впливу осцилографа на режим роботи досліджуваного електричного кола і визначають *похибку взаємодії*. Щоб зменшити цю похибку, необхідно збільшувати вхідний опір і зменшувати вхідну ємність.

Підсилювачі каналу Y вносять *амплітудну* і *фазову* динамічні похибки, зумовлені обмеженістю смуги пропускання підсилювачів. Нелінійність амплітудних характеристик підсилювачів також спотворює форму сигналу.

Візуальний відлік параметрів сигналів за осцилограмами призводить до похибок, зумовлених паралаксом, кінцевою шириною променя і дискретністю відліку за шкалою. *Паралакс* може виникнути у процесі відліку за шкалою, розміщеною на деякій відстані від екрана трубки. У сучасних осцилографах застосовуються безпаралаксні екрани зі шкалою, нанесеною на внутрішній поверхні екрана трубки. *Похибка, зумовлена шириною променя*, оцінюється

ся половиною його ширини, а *похибка дискретності* — половиною ціни поділки шкали.

9.3. Аналізатори спектра

Аналіз сигналів у часовому діапазоні, тобто аналіз напруги як функції часу, можна здійснювати за допомогою осцилографа. Проте у багатьох галузях науки і техніки необхідно аналізувати сигнали, які (як функції часу) мають вигляд хаотичних непередбачуваних шумів. Такого роду сигнали доцільно розкласти на низку елементарних сигналів.

Одним з найпоширеніших методів є розкладання складних сигналів на гармонічні коливання, що описуються тригонометричними функціями. Кожне з елементарних гармонічних коливань, на які розкладено досліджуваний сигнал, характеризується частотою, амплітудою і початковою фазою. Зображення амплітуд гармонічних складових на відповідних частотах на осі частот називається *амплітудним спектром сигналу*. Аналогічне зображення початкових фаз гармонічних складових називається *фазовим спектром сигналу*.

Потужність гармонічного коливання, як відомо, прямо пропорційна квадрату амплітуди коливання, тому потужність сигналу також розкладається на потужності гармонічних складових. Зображення потужності гармонічних складових (квадратів амплітуд) з відповідними частотами на осі частот називається *спектральною густиною потужності сигналу*.

Розкладання сигналу на складові здійснюється за допомогою аналізатора спектра. За формою сигналу аналізатори спектра поділяються на аналогові і цифрові, а за структурою — на послідовні й паралельні.

У *послідовному аналоговому аналізаторі спектра* здійснюється супергетеродинне перетворення частоти досліджуваного сигналу (рис. 9.5). Частота гетеродина змінюється з плином часу за лінійним законом. За таким самим лінійним законом змінюється пилкоподібна напруга, яка подається на горизонтальні відхильні пластини осцилографа. Сигнал різницевої частоти прямує на вузькосмуговий фільтр, який виділяє зі складу досліджуваного сигналу компоненту з поточною частотою. Сигнал з виходу фільтра надходить на демодулятор, який виділяє обвідну сигналу.

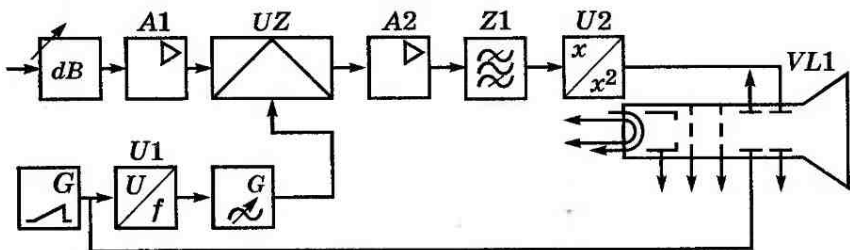


Рис. 9.5

Таким чином, переміщуючи частотний діапазон досліджуваного сигналу відносно центральної частоти фільтра, можна послідовно з плином часу одну за одною виділити всі спектральні компоненти сигналу.

Досліджуваний сигнал у *паралельному аналізаторі спектра* подається на набір фільтрів з вузькою смугою пропускання, які перекривають заданий частотний діапазон сигналів (рис.9.6). Кожен з фільтрів пропускає тільки ту складову сигналу, яка потрапляє в його смугу пропускання. Вихідні сигнали фільтрів демодулюються, тобто у вихідних сигналів виділяється обвідна, яка несе інформацію про амплітуду відповідної складової. Якщо тепер вивести амплітуди складових у послідовності їх розміщення на осі частот на осцилограф, то на екрані відбиватиметься амплітудний спектр досліджуваного сигналу.

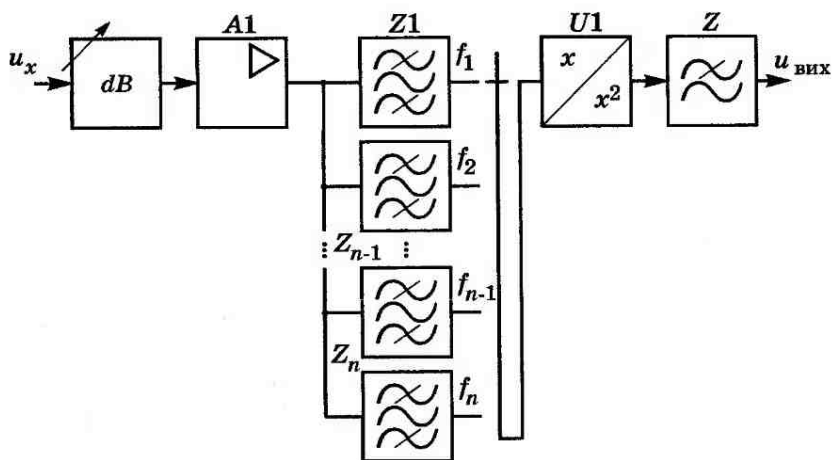


Рис. 9.6

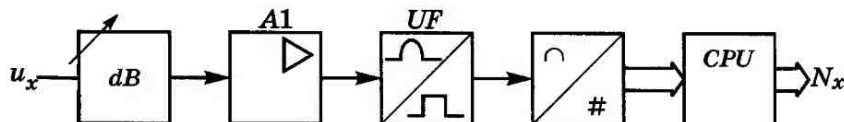


Рис. 9.7

Сигнал, перетворений в цифрову форму, можна аналізувати за допомогою набору цифрових фільтрів.

Для здійснення *дискретного перетворення Фур'є* аналоговий сигнал необхідно дискретизувати, тобто перетворити в послідовність дискретних значень сигналу. Щоб уникнути спотворень, частоту дискретизації слід вибирати щонайменше вдвічі більшою за верхню межу діапазону частот сигналу. Кожне дискретне значення сигналу за допомогою аналого-цифрового перетворювача перетворюється в цифрову форму, тобто відрізок аналогового сигналу подається послідовністю чисел (рис.9.7). Послідовність чисел, яка є відрізком досліджуваного сигналу, перемножується з послідовностями значень синусної і косинусної функцій.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ І ЗАВДАННЯ

1. Зазначте основні галузі застосування електронних осцилографів.
2. Опишіть структуру електронного осцилографа.
3. Наведіть основні характеристики електронних осцилографів.
4. Як вимірюється амплітуда, частота, період коливань за допомогою осцилографа?
5. Для чого призначена система синхронізації осцилографа?
6. У чому полягають особливості стробоскопічних осцилографів?
7. Опишіть принцип дії цифрових осцилографів.
8. У чому полягає принцип дії аналізатора спектра?
9. Розкрийте принцип побудови послідовного аналізатора спектра.
10. Що таке дискретне перетворення Фур'є і для чого воно застосовується?
11. Опишіть структуру цифрового аналізатора спектра.

ВИМІРЮВАННЯ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН

Сучасні технології стають все більш складними і вимагають вимірювання великої кількості різних фізичних величин. Різко зростають вимоги до точності, чутливості та інших метрологічних характеристик засобів вимірювання.

Вимірювання електричних величин є однією з найбільш розвинутих галузей вимірювальної техніки, де створені засоби вимірювання з високими метрологічними характеристиками. Крім того, електричні засоби вимірювання добре узгоджуються із засобами автоматизації, комп'ютерними пристроями, засобами телекомунікації. Зважаючи на все це, доцільно вимірювати неелектричні величини, перелік яких постійно зростає, електричними засобами вимірювання, оскільки тут уже створено відповідну базу.

Для вимірювання неелектричних величин електричними засобами вимірювання необхідно мати вимірювальні перетворювачі неелектричних величин в електричні. Здебільшого неелектричні величини перетворюють у частоту, напругу або струм.

Вимірювальні перетворювачі (датчики) неелектричних величин в електричні поділяються на параметричні і генераторні.

У *параметричних* вимірювальних перетворювачах неелектрична величина перетворюється на параметр електричного кола: опір, ємність, індуктивність, взаємну індуктивність. Здебільшого параметричний вимірювальний перетворювач вмикається в мостову схему вимірювання.

У *генераторних* вимірювальних перетворювачах неелектрична величина перетворюється в частоту, напругу, струм.

Розглянемо перетворювачі, які найчастіше застосовуються на практиці.

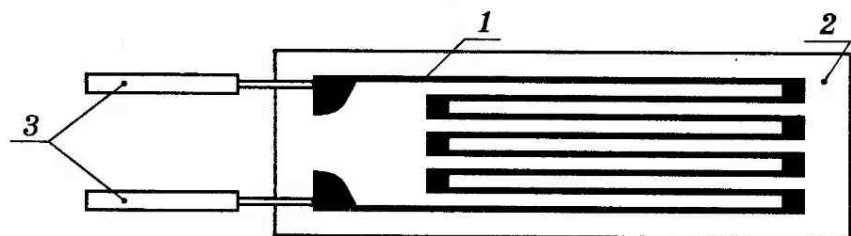


Рис. 10.1

10.1. Тензоперетворювач (тензорезистор)

Принцип роботи *тензорезистора* ґрунтується на тензо-ефекті, який полягає в зміні опору провідника або напівпровідника під дією механічної напруги і деформації. Під дією механічної сили виникає деформація тензорезистора, яка спричинює зміну його опору:

$$\Delta R/R = S \cdot \Delta l/l, \quad (10.1)$$

де $\Delta l/l$ — відносна деформація тензорезистора; $\Delta R/R$ — відносна зміна опору тензорезистора; S — коефіцієнт тензочутливості, який залежить від геометричних розмірів тензорезистора і матеріалу, з якого його виготовлено.

Конструкція тензорезистора наведена на рисунку 10.1. Тензорезистор 1 виготовляють з константанового дроту діаметром 0,02...0,05 мм, зигзагоподібно викладають, приклеюють до смужки паперу 2 і з'єднують з вимірювальною схемою за допомогою виводів 3. Тензорезистор наклеюють на поверхню досліджуваної деталі таким чином, щоб напрямком деформації збігався з напрямком поздовжньої осі тензоперетворювача.

10.2. Терморезистивний перетворювач (терморезистор)

Опір провідників і напівпровідників, як відомо, залежить від температури, і це явище використовується для вимірювання температури. *Терморезистивний перетворювач* виготовляється з платинового або мідного провідника. Часто застосовують також напівпровідникові терморезистори (термістори). Залежність опору металевого тер-

морезистора від температури, як правило, виражають лінійною функцією:

$$R(t) = R_0(1 + \alpha t), \quad (10.2)$$

де R_0 — опір терморезистора при 0°C ; α — температурний коефіцієнт опору (ТКО), значення якого для міді дорівнює $\alpha_{\text{Cu}} = 4,28 \cdot 10^{-3} \text{K}^{-1}$, а для платини $\alpha_{\text{Pt}} = 3,91 \cdot 10^{-3} \text{K}^{-1}$.

Залежність опору напівпровідникового резистора (термістора) від температури апроксимують виразом

$$R(T) = A \exp(B/T), \quad (10.3)$$

де $R(T)$ — опір термістора при температурі T ; A , B — сталі, значення яких залежать від напівпровідникового матеріалу і технології виготовлення.

На рисунку 10.2 показано структуру приладу для вимірювання температури.

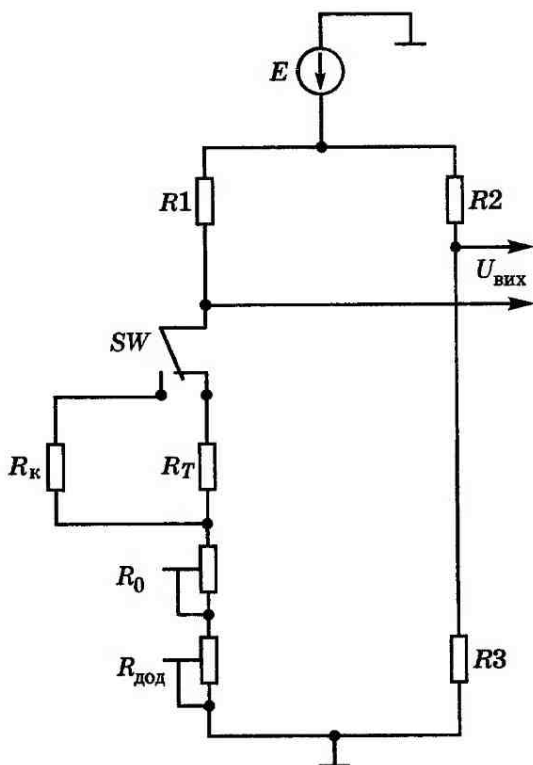


Рис. 10.2

Терморезистор R_T увімкнений в одне з плечей мостової схеми. У інші три плеча увімкнені манганінові резистори R_1, R_2, R_3 . Резистор R_0 призначений для врівноважування моста при початковій температурі. Резистор $R_{\text{дод}}$ (врівноважувальний) доповнює опір проводів до значення, прийнятого під час градування (5 або 15 Ом).

Для встановлення значення опору $R_{\text{дод}}$ у схемі передбачено контрольний резистор R_k , опір якого дорівнює опору терморезистора в контрольній точці шкали. Увімкнувши резистор R_k замість R_T , змінюють $R_{\text{дод}}$ до досягнення контрольної точки.

10.3. Індуктивний перетворювач

Принцип дії *індуктивного перетворювача* ґрунтується на залежності індуктивності L_x або взаємної індуктивності M_x від положення, геометричних розмірів і магнітного стану ділянок магнітного кола. Індуктивність або взаємна індуктивність змінюються, наприклад, від зміни довжини чи поперечного перерізу повітряного зазору в магнітопроводі у результаті переміщення рухомого якоря 1 (рис. 10.3) відносно нерухомого осердя 2 або введення електропровідної пластинки 3 у повітряний зазор.

Індуктивні перетворювачі застосовують у приладах неруйнівного контролю якості металовиробів: для вимірювання товщини електропровідних і діелектричних покриттів, виявлення дефектів у структурі металу, визначення марки сталі тощо. У цих приладах ділянка деталі, яка підлягає контролю, замикає полюси магнітопроводу. Зі

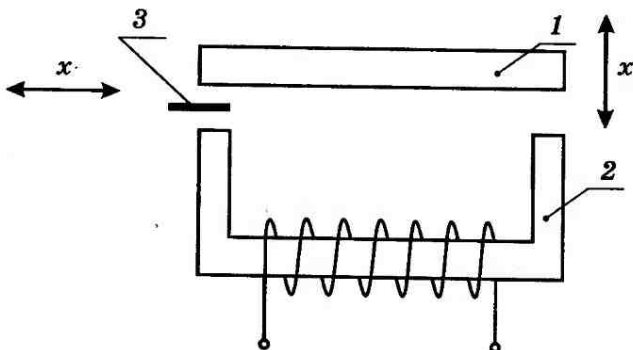


Рис. 10.3

зміною контрольованого параметра змінюються магнітні характеристики деталі (магнітна проникність, втрати від вихрових струмів), а отже, магнітний опір магнітопроводу.

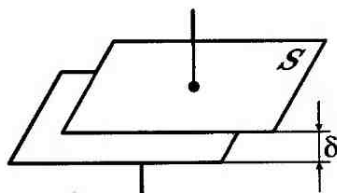


Рис. 10.4

10.4. Ємнісні перетворювачі

Принцип дії *ємнісного перетворювача* ґрунтується на залежності ємності конденсатора від розмірів і взаємного розміщення пластин та від діелектричної проникності матеріалу між пластинами. Як ємнісний перетворювач часто застосовують плоский конденсатор (рис. 10.4), ємність якого визначається за формулою

$$C = \frac{\epsilon \epsilon_0 S}{\delta}, \quad (10.4)$$

де δ — відстань між пластинами; S — площа пластин; ϵ — відносна проникність діелектрика, що знаходиться між пластинами; ϵ_0 — діелектрична стала, $\epsilon_0 = (1/36\pi) \cdot 10^{-9} \text{Ф/м}$.

Ємнісний перетворювач вмикається або у коливальний контур, або у мостову схему. Ємнісні перетворювачі застосовують для вимірювання мікропереміщень, рівнів рідини (рівнемір), неруйнівного контролю якості діелектриків тощо.

10.5. Реостатні перетворювачі

Реостатний перетворювач — це точний (прецизійний) реостат, повзунок якого переміщується під дією вимірюваної величини.

Вхідною величиною реостатного перетворювача є лінійне або кутове переміщення рухомого контакта, а вихідною — опір реостата. Реостатні перетворювачі використовуються як лінійні перетворювачі з лінійною залежністю між вхідною і вихідною величинами, а також як нелінійні.

Будову перетворювача показано на рисунку 10.5. Він складається з каркасу 1, на який намотаний провід 2, виготовлений з матеріалу з високим питомим опором, і рухомого контакта (повзунка) 3, закріпленого на осі 4.

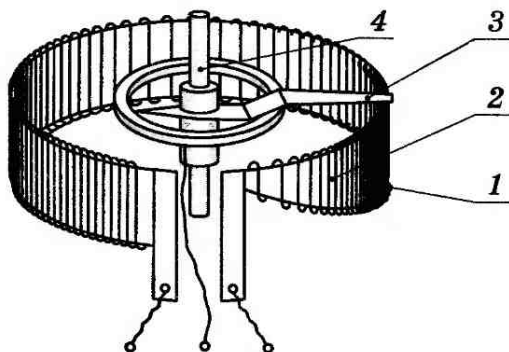


Рис. 10.5

Реостатний перетворювач застосовується для вимірювання переміщень, рівня рідини та інших механічних величин.

10.6. Термоелектричні перетворювачі

Термоелектричним перетворювачем, або термопарою, називають з'єднання двох провідників, виготовлених з різних матеріалів або сплавів (наприклад, сплав хрому і кобальту). Принцип дії термопари ґрунтується на так званому ефекті Зеєбека, який полягає у тому, що у точці з'єднання (спаї) двох різнорідних провідників виникає електрорушійна сила (термоерс), яка залежить від температури і фізичних властивостей цих двох провідників.

Для виготовлення термопар здебільшого застосовують спеціальні сплави хрому (хромель), кобальту (копель), алюмінію (алюмель), платинородієвий сплав, вольфрамо-ренійовий сплав. Один спай термопари (гарячий спай) розміщують безпосередньо на об'єкті, а провідники виводять і приєднують до вторинного вимірювального приладу. ЕРС, створювані термопарами, сягають одиниць мілівольт, тому для їх вимірювання доцільно застосовувати такі вимірювальні прилади, як потенціометри постійного струму, цифрові та аналогові мілівольтметри. За допомогою термопар можна вимірювати температуру до тисяч градусів Цельсія.

Термопари застосовують для вимірювання температур у камерах згоряння реактивних двигунів, у металургії та інших галузях.

10.7. Індукційні перетворювачі

Принцип дії *індукційного перетворювача* ґрунтується на законі електромагнітної індукції, згідно з яким змінне магнітне поле наводить у довільному контурі, що знаходиться в цьому полі, електрорушійну силу, значення якої прямо пропорційне швидкості зміни магнітного поля. На рисунку 10.6 наведено, як приклад, конструкцію індукційного перетворювача швидкості вібрації в електрорушійну силу. Перетворювач складається з магнітопроводу 1, кільцевого магніту 2 і полюсного наконечника 3. Магнітний потік постійного магніту замикається через магнітопровід, кільцевий полюсний наконечник і проходить через повітряний зазор. У циліндричному магнітному зазорі міститься котушка 4, намотана на каркас 6. Котушка з каркасом через вал 5 сполучена з джерелом вібрації.

Вібрація через вал передається на котушку, внаслідок чого котушка переміщується в магнітному полі і в ній наводиться ЕРС, пропорційна швидкості вібрації. Наведена ЕРС вимірюється вторинним вимірювальним приладом, наприклад цифровим або аналоговим вольтметром.

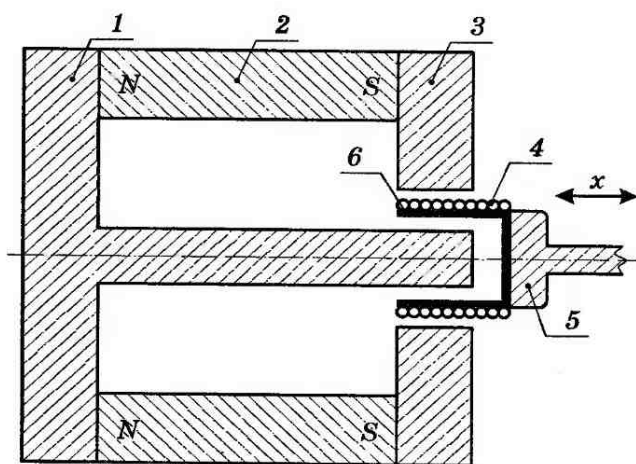


Рис. 10.6

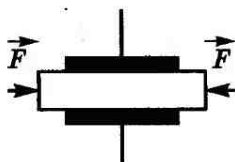


Рис. 10.7

10.8. П'єзоелектричні перетворювачі

Принцип дії *п'єзоелектричних перетворювачів* ґрунтується на явищі п'єзоефекту, який полягає у тому, що під дією си-

ли на кристали деяких речовин (наприклад, кристали кварцу) на гранях кристалу виникають електричні заряди. П'єзоелектричні перетворювачі застосовують для вимірювання сили, тиску, звукового тиску, моменту.

П'єзоелектричний перетворювач — це пластина (рис. 10.7), виготовлена з п'єзоелектричного матеріалу, на якій нанесено два ізольовані один від одного електроди. Якщо на п'єзокристал діяти силою F , то на його гранях з'явиться заряд q , пропорційний силі F :

$$q = d_{11}F, \quad (10.5)$$

де d_{11} — п'єзоелектричний модуль, який залежить від матеріалу і його стану.

П'єзокристал разом з електродами утворює конденсатор, ЄРС якого

$$E = \frac{q}{C}. \quad (10.6)$$

Якщо підставити (10.5) в (10.6), матимемо:

$$E = \frac{d_{11}}{C} \cdot F. \quad (10.7)$$

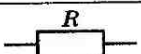
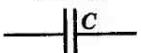
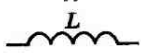
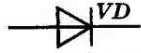




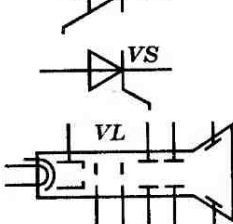
Вихідною величиною п'єзоелектричного перетворювача є електрорушійна сила, а вхідною — механічна сила.

Недоліком п'єзоелектричного перетворювача є значні похибки під час вимірювання сталої сили, оскільки заряд, що з'явився на обкладках п'єзокристала, може стікати через вхідний опір вторинного приладу, тому п'єзоелектричні перетворювачі доцільно застосовувати для вимірювання змінної сили.







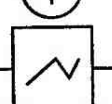
КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ І ЗАВДАННЯ

1. У чому полягають особливості вимірювання механічних зусиль?
2. Що таке тензорезистори і для чого вони застосовуються?
3. Дайте визначення температури.
4. Наведіть основні характеристики терморезисторів.
5. Назвіть основні галузі застосування індуктивних перетворювачів.
6. Опишіть принцип дії ємнісних перетворювачів.
7. У яких галузях застосовують ємнісні перетворювачі?
8. У чому полягає принцип дії реостатного перетворювача?
9. Яким чином вимірюються параметри механічних вібрацій за допомогою індукційного перетворювача?
10. Розкрийте принцип побудови п'єзоелектричного перетворювача.

1. Умовні графічні позначення на схемах

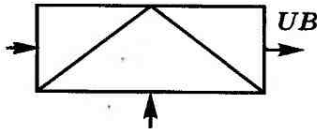
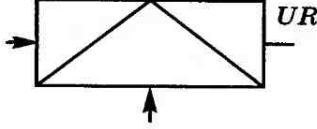
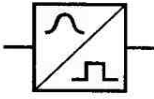
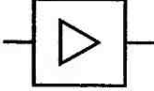



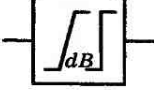

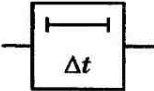

Назва	Позначення
1. Резистор	
2. Конденсатор	
3. Котушка індуктивності	
4. Діод	
5. Транзистор біполярний	
6. Транзистор уніполярний (польовий)	
7. Тиристор з керуванням по аноду	
8. Тиристор з керуванням по катоду	
9. Електронно-променева трубка	

2. Умовні графічні позначення вимірювальних приладів

1. Датчик вимірюваної величини	
2. Амперметр	
3. Вольтметр цифровий	
4. Вольтметр аналоговий	
5. Ватметр	
6. Гальванометр	
7. Осцилограф	

3. Умовні графічні позначення на функціональних схемах

Назва	Позначення
1. Генератор коливань частотою 250 Гц	
2. Генератор синусоїдних коливань зі змінною частотою	
3. Генератор прямокутних імпульсів	
4. Генератор пилкоподібних коливань	
5. Перетворювач (загальне позначення)	
6. Випрямляч	
7. Інвертор	
8. Перетворювач постійного струму у змінний	
9. Перетворювач частоти f_1 в f_2	
10. Перетворювач полярності імпульсів (інвертор)	
11. Перемножувач частоти	
12. Подільник частоти	

Назва	Позначення
13. Частотний перетворювач (модулятор)	
14. Частотний перетворювач (демодулятор)	
15. Формувач імпульсів	
16. Підсилювач	
17. Фільтр нижніх частот	
18. Фільтр верхніх частот	
19. Фільтр смуговий	
20. Вирівнювач (коректор) підсилення	
21. Вирівнювач (коректор) частотний	
22. Лінія затримки	
23. Фазообертач	

4. Умовні позначення цифрових і аналогових мікросхем

Назва	Позначення
1. Логічний елемент «АБО»	
2. Логічний елемент «І»	
3. Логічний елемент «АБО—НІ»	
4. Логічний елемент «І—НІ»	
5. D-тригер	
6. JK-тригер	
7. Лічильник імпульсів	
8. Регістр	
9. Підсилювач	

ЗМІСТ

Вступ	3
Розділ 1. МЕТРОЛОГІЯ — НАУКА ПРО ВИМІРЮВАННЯ	5
1.1. Фізична величина	5
1.2. Вимірювання фізичних величин	7
1.3. Сигнали вимірювальної інформації	10
1.4. Завади, шуми, наводки у каналах вимірювальних пристроїв	12
Контрольні запитання і завдання	16
Розділ 2. ПОХИБКИ ВИМІРЮВАННЯ	17
2.1. Основні поняття та особливості	17
2.2. Систематичні похибки. Способи зменшення систематичних похибок	20
2.3. Випадкові похибки вимірювання	22
2.4. Основна і додаткова похибки	27
2.5. Динамічні похибки вимірювання	27
2.6. Підвищення точності засобів вимірювання	29
Контрольні запитання і завдання	32
Розділ 3. ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ	33
3.1. Основні положення	33
3.2. Засоби вимірювання, за допомогою яких здійснюють операції вимірювання	33
3.3. Засоби вимірювання, за допомогою яких здійснюють процедуру вимірювання	36
3.4. Метрологічні характеристики і класи точності засобів вимірювання	37
3.5. Структури засобів вимірювання	42
Контрольні запитання і завдання	47
Розділ 4. МЕТРОЛОГІЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ВИМІРЮВАННЯ ..	48
4.1. Основні поняття	48
4.2. Еталони одиниць фізичних величин	49
4.3. Державна система забезпечення єдності вимірювань	50
Контрольні запитання і завдання	52

Розділ 5. ВИМІРЮВАННЯ СТРУМІВ ТА НАПРУГ 53

5.1. Міри та зразкові засоби вимірювання струму і напруги	.53
5.2. Вимірювальні генератори59
5.2.1. Генератори синусоїдного сигналу61
5.2.2. Генератори імпульсних сигналів69
5.2.3. Універсальні генератори71
5.3. Вимірювальні перетворювачі струму і напруги72
5.3.1. Електромеханічні вимірювальні перетворювачі74
5.3.2. Масштабні вимірювальні перетворювачі струму і напруги83
5.3.3. Вимірювальні підсилювачі87
5.3.4. Вимірювальні трансформатори струму і напруги104
5.3.5. Вимірювальні перетворювачі параметрів змінних струмів і напруг108
5.3.6. Вимірювальні перетворювачі струмів і напруг в частоту та часовий інтервал116
5.3.7. Аналого-цифрові (АЦП) та цифроаналогові (ЦАП) перетворювачі120
5.4. Вимірювання струмів і напруг приладами прямої дії128
5.5. Вимірювання струмів і напруг компенсаторами (потенціометрами) постійного та змінного струмів134
5.6. Особливості вимірювання великих значень струмів і напруг135
Контрольні запитання і завдання143

**Розділ 6. ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ПОТУЖНОСТІ
І ЕНЕРГІЇ 144**

6.1. Основні положення144
6.2. Вимірювальні перетворювачі миттєвої потужності (перемножувачі)146
6.2.1. Вимірювальні перетворювачі миттєвої потужності, що реалізують прямі методи перемноження146
6.2.2. Вимірювальні перетворювачі миттєвої потужності, що реалізують опосередковані методи перемноження168
6.3. Вимірювання потужності у колах постійного та однофазного змінного струмів176
6.3.1. Вимірювання активної потужності прямими методами176
6.3.2. Опосередковане вимірювання потужності178
6.4. Вимірювання активної потужності у трифазних електричних колах180

6.5.Вимірювання реактивної потужності у трифазних електричних колах	186
6.6.Вимірювання електричної енергії. Електромеханічний індукційний лічильник електричної енергії	192
6.7.Вимірювання надвисокочастотної потужності	199
Контрольні запитання і завдання	208

Розділ 7. ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ І РАДІОТЕХНІЧНИХ ПРИСТРОЇВ 209

7.1.Міри електричного опору, ємності, індуктивності, взаємної індуктивності	210
7.2.Вимірювання електричного опору на постійному струмі	211
7.2.1.Вимірювальні перетворювачі опору	211
7.2.2.Вимірювання опору	213
7.2.3.Опосередковане вимірювання опору за допомогою амперметра і вольтметра	218
7.2.4.Вимірювання опору за допомогою компенсатора (потенціометра) постійного струму	219
7.3.Вимірювання електричного опору, ємності, індуктивності мостами змінного струму	221
7.3.1.Схеми заміщення	221
7.3.2.Мости змінного струму	223
Контрольні запитання і завдання	227

Розділ 8. ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ, ІНТЕРВАЛІВ ЧАСУ, ФАЗИ 228

8.1.Еталони і зразкові засоби вимірювання частоти, інтервалів часу	228
8.2.Аналогові методи вимірювання частоти	231
8.2.1.Електромеханічні частотоміри	231
8.2.2.Вимірювальний перетворювач частоти в струм	232
8.2.3.Резонансний метод вимірювання частоти	233
8.2.4.Вимірювання частоти за допомогою осцилографа	233
8.2.5.Гетеродинний вимірювальний перетворювач частоти	235
8.3.Цифрові методи вимірювання частоти, періоду, інтервалів часу	236
8.3.1.Похибки вимірювання частоти і інтервалів часу	238
8.3.2.Вимірювання відношення двох частот	241
8.3.3.Частотомір із перетворенням похибки квантування в інтервал часу	243
8.4.Вимірювання різниці фаз	244

Навчальне видання

*ГУРЖІЙ Андрій Миколайович
ПОВОРОЗНЮК Назар Іванович*

ЕЛЕКТРИЧНІ І РАДІОТЕХНІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ

Посібник для педагогічних працівників
та учнів професійно-технічних
навчальних закладів

Допущено

Міністерством освіти і науки України

Редактор *Е. О. Кучерова*

Художній редактор *І. П. Савицька*

Коректори: *Л. І. Гузь, О. А. Сергієнко*

Здано до набору 21.11.2001. Підписано
до друку 05.04.2002. Формат 60x90/16. Папір офс.
Гарнітура шкільна. Друк офс. Ум. друк. арк. 18,0.

Ум. фарбовідб. 72,50. Обл.-вид. арк. 18,4.

Тираж 35 000 прим. Вид № 15. Зам. № 039/012

ТОВ «Навчальна книга»

04053, Київ, Львівська площа, 14

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру
суб'єктів видавничої справи ДК № 386 від 28.03.2001р.

Віддруковано з готових діапозитивів

ТОВ «Навчальний друк»

61001, Харків, вул. Державінська, 38