

681,5
K76

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Науково-методичний центр вищої освіти

Національний аерокосмічний університет ім. М.С. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут»

М.Д. КОШОВИЙ

ПРОЕКТУВАННЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

ПЕРЕОБЛІК 2006р.

Рекомендовано Міністерством освіти і науки

ПЕРЕОБЛІК 16р.

України як навчальний посібник
для студентів вищих навчальних

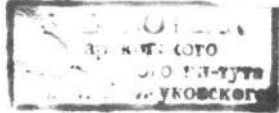
закладів

Научно-техническая
библиотека
"ХАИ"



mt0056471

56471 M



Харків ФАКТ-ХАІ 2000

001.63(075.8)
УДК 681.586.007.2(035.5)

Проектування вимірювальних перетворювачів / М.Д.Коповий. - Павч.
посібник для студентів вищих навчальних закладів. - Харків: ФАКТ -
Нац. аерокосмічний ун-т "Харк. авіац. ін-т", 2000. - 152 с.

ISBN 966-637-010-7

Викладено принципи побудови перетворювачів кутових і лінійних переміщень у цифровий код, а також перетворювачів з частотним виходом. Розглянуто питання проектування основних типів перетворювачів аналогових величин у цифровий код і перетворювачів з частотним виходом.

Для студентів приладобудівних і радіотехнічних спеціальностей при виконанні курсового та дипломного проектування.

Рис. 78. Табл. 1. Бібліогр.: 33 назви

Рецензенти: д-р техн. наук, проф. В.В. Буланов,
д-р техн. наук, проф. М.І. Підлісний

© Національний аерокосмічний університет ім. М.С. Жуковського
ISBN 966-637-010-7 «Харківський авіаційний інститут», 2000

ВСТУП

У будь-якій реальній системі керування з цифровою обчислювальною машиною (ЦОМ) завжди є об'єкти, які видають або приймають інформацію в безперервній формі. Тому при проектуванні таких систем виникає задача реалізації зв'язку між ЦОМ і такими об'єктами. Розв'язати зазначену задачу можна двома шляхами:

1) створенням пристроїв, які здійснюють перетворення інформації з безперервної (аналогової) форми у цифрову та з цифрової у безперервну;

2) створенням первинних вимірювальних перетворювачів, які видають інформацію безпосередньо у цифровому коді, який надходить у ЦОМ.

У першому випадку необхідно проектувати або використовувати стандартні аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) та цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП). Вони є найскладнішими частинами пристроїв обміну інформацією і значною мірою визначають якість та ефективність функціонування системи керування в цілому.

У другому випадку для спрощення приладів первинної інформації з ЦОМ вихідний сигнал датчика має бути поданий у дискретній формі, зручній для введення в ЦОМ. Цю умову задовольняють цифрові та частотні датчики. Цифрові датчики видають сигнал, який відображає вимірювану величину у вигляді числа, поданого у формі одного з цифрових кодів,

найпоширенішими з яких є часоімпульсний, одиничний, двійковий та десятковий. Частотні датчики мають вихідний сигнал у вигляді синусоїдної електричної напруги, частота якої пропорційна або функціонально залежить від вимірюваної величини. До того ж частота легко перетворюється в послідовний одиничний код шляхом формування імпульсів з періодом проходження, що дорівнює або кратний періоду коливань. Перевагою частотних датчиків є їх висока перешкодозахищеність.

У даному навчальному посібнику викладаються питання проектування вимірювальних перетворювачів з цифровим і частотним виходами.

1. ПРОЕКТУВАННЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІЗ ЦИФРОВИМ ВИХОДОМ

При розробці систем автоматичного керування різними об'єктами виникає актуальна задача, яка пов'язана з проектуванням цифрових перетворювачів переміщень (ЦПП) рухомих органів. До зазначених перетворювачів як лінійних, так і кутових переміщень ставляться такі вимоги: велика точність, значна швидкість, малі габаритні розміри та маса, низьке енергоспоживання, висока надійність, технологічність і низька вартість.

Конструктивно сучасний ЦПП складається з первинного вимірювального перетворювача (ПВП) і електронного вузла. При цьому ПВП, використовуючи той чи інший фізичний принцип, безпосередньо сприймає вимірюване переміщення, а електронний вузол оброблює одержану інформацію і видає її у цифровій формі.

1.1. Принципи побудови перетворювачів кутових і лінійних переміщень у цифровий код

1.1.1. Класифікація первинних перетворювачів переміщень (ППП)

Перетворювачі переміщень (ПП) базуються на різних фізичних і структурних принципах і класифікуються за такими оз-

наками, характер вимірюваних переміщень, фізичний принцип дії чутливого елемента, структура побудови, вигляд вихідного сигналу (рис. 1.1).

Здійснено порівняльний аналіз ЦПП, побудованих за різними фізичними принципами, які дозволяють конструктору цілеспрямовано вибирати первинний перетворювач для кожної конкретної розробки [1].

Електростатичні перетворювачі, зокрема ємнісні, основані на ефекті періодичної зміни ємності, мають високу чутливість і добротність, малу нелінійність характеристики (порядку 0,00001...0,0001%), малі теплові втрати. До недоліків, які обмежують їх широке застосування, слід віднести: великий вхідний опір, необхідність у жорсткій герметизації, труднощі усунення впливу паразитних ємностей.

Електромагнітні перетворювачі, в яких застосовують, наприклад, ефект періодичної зміни індуктивності або взаєміндуктивності, поступаються ємнісним за чутливістю і лінійністю характеристики, але переважають над ними за вихідною потужністю, перевкодостійкістю, надійністю у виробничих умовах.

Перевагами електромеханічних електророз'язкових перетворювачів, основаних на ефекті різкої зміни опору парних електроконтактів при їх замиканні і розмиканні, є простота конструкції, велика потужність і амплітуда вихідних сигналів. До недоліків слід віднести гірші, порівняно з розглянутими вище типами ПЦ,

статичні та динамічні метрологічні характеристики.

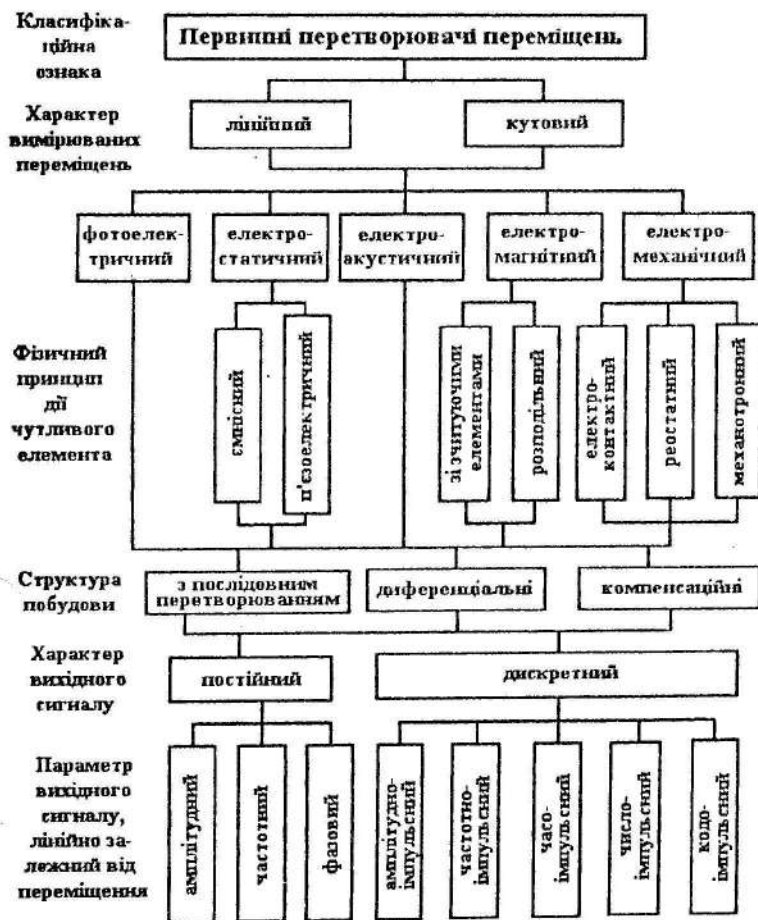


Рис. 1.1. Класифікаційна схема первинних перетворювачів переміщень

Фотоелектричні перетворювачі переміщень, оснований на ефекті періодичної зміни освітленості, мають найбільшу точність серед існуючих перетворювачів, найвищу роздільну здатність,

відзначаються високою чутливістю та швидкістю, простотою та надійністю конструкції, малими габаритами та масою, відсутністю механічного зв'язку з об'єктом, який контролюється, малою інерційністю, можливістю дистанційного вимірювання та контролю практично без вимірювального зусилля. До недоліків фотоелектричних ПП слід віднести чутливість до сторонніх джерел випромінювання, недостатню стабільність і надійність.

Електромеханічні механотронні ПП, які базуються на механічному керуванні електронним струмом електровакуумних приладів шляхом безпосереднього механічного переміщення їх електродів, мають високу чутливість (порядку 0,3 В/мкм), досить малу нелінійність (порядку 0,05...0,01%), велику швидкість, низький вихідний опір, просту електронну схему. Недоліками механотронів є велика, порівняно з індуктивними, ємнісними та фотоелектричними ПП, потужність споживання, відносна конструктивна складність електромеханічної частини, принципова неможливість вимірювання кутових переміщень.

Електроакустичні ПП, які використовують, наприклад, ефект зміни енергії поверхневої акустичної хвилі (ПАХ), потребують тільки ретельної обробки робочої поверхні, по якій поширюється акустична хвиля, мають високу чутливість, малі габаритні розміри, але й значну нелінійність та гістерезис характеристик, наприклад, для ПАХ-датчиків тиску [2] зазначені параметри відповідно знаходяться у межах 0,1...0,3 і 0,06...0,3%.

За структурою побудова залежно від способу з'єднання еле-

ментів розрізняють три структурні схеми: з послідовним перетворенням, диференціальні та компенсаційні.

Схема з послідовним перетворенням, яка являє собою послідовне з'єднання чутливого елемента, підсилювально-перетворювальної ланки і вихідного перетворювача, досить проста й надійна. Однак перетворювачам, побудованим за даною схемою, властиві мультиплікативні та адитивні похибки, а тому й низька точність.

Диференціальні перетворювачі переміщень складаються з двох кіл з послідовним перетворенням, які підключені до органу порівняння так, щоб корисні сигнали склалися, а шкідливі дії віднімалися. Тому в зв'язку з компенсацією похибок вони мають вищу точність, більшу лінійність характеристики керування та вищу чутливість.

У компенсаційних ПП вимірюване переміщення X , яке сприймається чутливим елементом, після попереднього перетворення у підсилювально-перетворювальній ланці порівнюється в органі порівняння з компенсуючим сигналом, який надходить із кола зворотного зв'язку. Різницевий сигнал з виходу органу порівняння подається на проміжний перетворювач.

Перевагами компенсаційних ПП є компенсація мультиплікативних похибок, пов'язаних з нестабільністю характеристик ланок, незначне споживання енергії на вході, утворення вихідного сигналу потрібної потужності. До недоліків цих перетворювачів слід віднести більш складну схему і наявність адитивних похибок.

Залежно від вигляду параметра вихідного сигналу перетворювачі переміщень дискретної дії можуть бути амплітудно-імпульсними, частотно-імпульсними, часоімпульсними, числоімпульсними і кодоімпульсними.

Амплітудно-імпульсні ПП мають найпростішу конструкцію та електронну схему, високу надійність і достатню швидкодію. Основний їх недолік - низька перешкодозахищеність.

Частотно-імпульсні і часоімпульсні ПП вільні від цього недоліку, оскільки амплітуда їх вихідного сигналу стала і не залежить від вимірюваного переміщення. До їх позитивних характеристик слід також віднести більш високу точність, лінійність характеристики керування, швидкодію, а до недоліків - більш складні конструкції та електронні схеми, меншу надійність порівняно з амплітудно-імпульсними ПП.

Найвищу точність мають фазоімпульсні перетворювачі на базі обертових трансформаторів і селсінів (похибка порядку кількох кутових секунд). Крім того, вони мають високу роздільну здатність, швидкодію, надійність і найбільшу перешкодозахищеність. Слід також зазначити, що з використанням імпульсних перетворювачів переміщень порівняно з аналоговими (амплітудними, частотними, фазовими) можна простіше перетворювати у цифрову форму вихідні сигнали. Серед них за вказаними властивостями особливо виділяються часоімпульсні, числоімпульсні і кодоімпульсні перетворювачі переміщень.

1.1.2. Метод послідовної лічби та метод зчитування

Перетворювачі перемішень у коди будуються на основі двох класичних методів аналого-цифрового перетворення: послідовної лічби і зчитування.

За методом послідовної лічби вхідна аналогова величина зрівнюється сумою однакових мінімальних еталонів, які називаються квантами. Момент рівноваги вхідної величини та суми еталонів визначається за допомогою одного пристрою порівняння. Результат перетворення характеризується числом квантів, що використовуються при перетворенні та подаються у вигляді послідовного одиничного коду, який за допомогою лічильника перетворюється у позиційний двійковий код (ПДК).

Прикладами таких перетворювачів є перетворювачі кута в код, які поділяються на дві групи: нагромаджуючі, що підсумовують приріст вхідного кута, і циклічні, які перетворюють повні значення вхідного кута.

У першій групі перетворювачів, що вимірюють приріст, рух вхідної осі умовно поділяється на одиничні прирости - кванти, на появу яких реагує чутливий елемент. При зміні вхідного кута на квант чутливий елемент виробляє імпульс, який надходить на лічильник. Таким чином, код на лічильнику характеризуватиме суму приростів, яка відповідає кутовому положенню вхідної осі відносно деякого положення, яке приймається за початкове.

Недоліками нагромаджуючих перетворювачів є можливість

появи систематичної похибки при зникненні одного або кількох сигналів чутливого елемента і необхідність постійного підмикання чутливого елемента до лічильника, що виключає можливість побудови багатоканального аналого-цифрового перетворювача (АЦП) цього типу. Характерно, що систематична похибка матиме місце в усіх результатах перетворення після втрати сигналів чутливого елемента. Через цей недолік такі перетворювачі використовуються в основному тоді, коли необхідно визначити не абсолютну величину переміщення, а його приріст. При проєктуванні таких перетворювачів необхідно ускладнити схему і конструкцію чутливого елемента з метою забезпечення можливості реагування на знак переміщення і перемикання лічильника з режиму додавання на режим віднімання і навпаки.

Таким чином, основними конструктивними елементами нагромаджуючого перетворювача кута у код є: задавальний елемент або квантована шкала; чутливий або зчитуючий елемент; елемент, який визначає напрямок вхідної осі, та реверсивний лічильник.

Циклічні перетворювачі кута в код у кожному циклі перетворення видають код, який відповідає поточному значенню вхідного кута і не залежить від перетворювань у попередніх циклах. У таких перетворювачах здійснюється циклічна розгортка вхідного кута у просторі або у часі. У першому випадку, який використовується, наприклад, в оглядових радіолокаційних станціях, чутливий елемент періодично (у кожному циклі) проходить від фіксованого кутового положення, яке приймається за нульове, до поточного значення кута. При цьому на лічильник від чутливого елемента надхо-

дять імпульси, число яких дорівнює числу пройдених квантів.

У другому випадку кут між початком відліку і поточним положенням осі за допомогою чутливого елемента, який обертається з постійною швидкістю, перетворюється у часовий інтервал, а той потім – у цифровий код.

При методі зчитування використовується набір із $2^n - 1$ еталонів, причому молодший еталон дорівнює одному кванту, наступний – двом квантам, а старший – 2^{n-1} квантам. Вхідна величина за допомогою $2^n - 1$ пристроїв порівняння одночасно порівнюється з усіма еталонами.

Результат перетворення фіксується за числом пристроїв порівняння, які визначають рівність або перевищення вхідної величини відносно даного еталона. Цей результат є паралельним одиничним кодом у вигляді сигналів на виходах пристроїв порівняння, який потім перетворюється у вихідний ПДК.

У перетворювачах кута в код використовується удосконалений порівняно з класичним метод зчитування. Раціоналізація полягає в тому, що замість однієї шкали з поділками, що відстоять на q , береться n шкал з діапазоном перетворення $2^n q$, на яких поділки наносяться через $2^i q$, де i – номер даної шкали ($i=0,1,2,\dots,n-1$). Тоді з кожної шкали може бути одержана цифра даного розряду коду, і водночас при цьому потрібно тільки n пристроїв порівняння (чутливих елементів), що визначають цифру відповідно до розряду коду.

Таким чином, перетворювачі даного типу складаються з таких основних частин: задавального елемента (квантованої шкали), чут-

ливих елементів (пристроїв порівняння), елементів підсилення й перетворення первинного сигналу.

1.1.3. Методи підвищення точності та перешкодозахищеності

Вихідна інформація аналого-цифрових перетворювачів (АЦП), як правило, подається у вигляді одиничного або позиційного двійкового коду (ПДК).

При цьому одиничний код, що є послідовністю одиниць, залежно від типу перетворювача може бути одержаний на виході перетворювача як у послідовній, так і в паралельній формах. Послідовний одиничний код утворюється в тих АЦП, які побудовані за класичним методом послідовної лічби, наприклад, перетворювачі інтервалу часу в код [3], перетворювачі переміщень в код [1]. Паралельний одиничний код утворюється в АЦП, побудованих за класичним методом зчитування, наприклад, послідовно-паралельні перетворювачі напруги в код [4]. Оскільки в позиційних кодах ефект від створення цифр залежить від позиції створеної цифри, а одиничний код не є позиційним, то він має високу перешкодозахищеність внаслідок однакової ваги розрядів. Створення у будь-якому розряді коду призводить до однакового ефекту, що оцінюється в один квант, тобто відповідає одній одиниці молодшого розряду.

Для позиційного двійкового коду (табл. 1.1) характерно, що при переході від одного числа натурального ряду до сусіднього

можуть змінюватися декілька цифр у двійкових розрядах, починаючи з молодшого. У зв'язку з цим може виникнути специфічна похибка, що називається похибкою неоднозначності зчитування.

Таблиця 1.1

Десяткове число	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
ПДК	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010
ВДК	0000	0001	0011	0010	0110	0111	0101	0100	1100	1101	1111

Наприклад, при використанні позиційного двійкового коду для побудови кодувчої маски (рис. 1.2, а) індуктивного перетворюю-

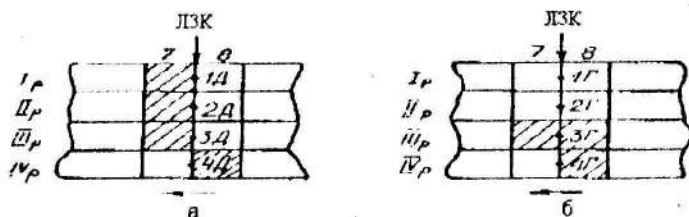


Рис. 1.2. Фрагменти кодових масок, виконаних у двійковому кодї (а) та кодї І'рея (б)

вача кута повороту в код похибка, пов'язана з неоднозначністю зчитування, може досягти 50% максимальної величини, що знімається з перетворювача. На рис. 1.2, а зчитуючі елементи (1Д-4Д) знаходяться на межі між положеннями 0111 (7) і 1000 (8). Незначні технологічні відхилення у виготовленні маски або розташуванні чутливих елементів можуть призвести до того, що чутливий

елемент старшого розряду "обжене" інші елементи. Через це з перетворювача буде зчитаний код 1111 (15) замість 0111 (7). Якщо ж, навпаки, зчитуючий елемент у старшому розряді трохи "відстане" від інших елементів, то з перетворювача зчитуватиметься код 0000 (0) замість 1000 (8). Такі похибки при зчитуванні інформації, звичайно, неприпустимі. І немає надії, що зменшення допусків виготовлення кодуєчої маски і встановлення зчитуючих елементів дозволить уникнути похибок неоднозначності зчитування, оскільки їх виникнення пов'язано з розглянутою вище властивістю ПДК.

Одним з найпоширеніших і ефективніших засобів зменшення похибки неоднозначності є використання відбитого двійкового коду (ВДК) або коду Грея (див. табл. 1.1). В коді Грея два сусідніх числа відрізняються цифрою тільки в одному розряді, причому ця цифра може бути тільки на одиницю більша або менша за цифру в однойменному розряді сусіднього числа, тобто немає одночасної зміни цифр в декількох розрядах, характерної для ПДК. Таким чином, при зчитуванні інформації на межі між положеннями, що відповідають двом сусіднім числам, максимальна похибка дорівнюватиме 1. Наприклад, при виготовленні кодуєчої маски з використанням коду Грея похибка неоднозначності зчитування для випадку, наведеного на рис. 1.2, б, дорівнюватиме 1, тобто буде зчитане або число 7, або число 8.

Виділяють такі методи підвищення точності та перешкодозахищеності при перетворенні аналогової величини в цифровий код:

- 1) використання фізичних принципів і принципів побудови.

що дозволяють одержувати вихідну інформацію у вигляді послідовного або паралельного одиничного коду;

2) надання переваги принципам побудови, що дозволяють одержувати вихідну інформацію в коді Грея, наприклад, застосування кодових масок, виконаних у коді Грея, в індуктивних перетворювачах кута повороту в код;

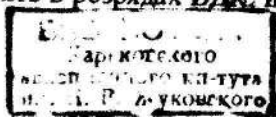
3) використання спеціальних схемних рішень, що забезпечують виправлення всіх випадків одиничного перебою, наприклад, схеми виділення старшої одиниці в послідовно-паралельному перетворювачі напруги в код [3,4].

Оскільки для застосування результатів перетворення в ЦОМ необхідно подати їх у вигляді ПДК, слід використовувати перетворювачі одиничного коду в ПДК і коду Грея в ПДК. Перетворення одиничного коду в ПДК виконується звичайним лічильником ПДК. Для перетворення коду Грея в ПДК розроблено спеціальні перетворювачі.

1.1.4. Перетворення коду Грея в позиційний двійковий код

Для перетворення відображеного двійкового коду (коду Грея) в ПДК необхідно користуватися такими правилами:

- цифри в старших розрядах відображеного і позиційного двійкового кодів завжди повинні збігатися;
- для одержання цифр у решті розрядів ПДК слід скласти за модулем 2 всі цифри, що стоять в розрядах ВДК, починаючи з пер-



ного і закінчуючи старшим розрядом, тобто

$$a_i = \bigoplus_{l=i}^n b_l, \quad (1.1)$$

де a_i - цифра в i -му розряді ПДК; b_l - цифра в l -му розряді ВДК;

n - старший розряд; \oplus - знак суми за модулем 2.

Наприклад, враховуючи властивості операції "сума за модулем 2"

$$0 \oplus 0 = 1 \oplus 1 = 0; \quad (1.2)$$

$$0 \oplus 1 = 1 \oplus 0 = 1,$$

число 1100101, подане у ВДК, у позиційному двійковому коді матиме вигляд 1000110.

З урахуванням теоретичних викладок розглянемо комбінаційні перетворювачі ВДК в ПДК. При їх використанні необхідно, щоб ВДК надходив на схему в паралельній формі та протягом циклу перетворення зберігався в елементах пам'яті, що не входять до схеми перетворювача. Такі перетворювачі основані на рекурентному співвідношенні (1.1), яке подається у вигляді системи рівнянь:

$$\begin{cases} a_n = b_n; \\ a_{n-1} = b_n \oplus b_{n-1}; \\ \dots\dots\dots \\ a_2 = b_n \oplus b_{n-1} \oplus \dots \oplus b_2; \\ a_1 = b_n \oplus b_{n-1} \oplus \dots \oplus b_2 \oplus b_1. \end{cases} \quad (1.3)$$

На рис. 1.3 наведено комбінаційну схему, що використовує суматори за модулем 2. Оскільки схемна реалізація суматорів за модулем 2 ускладнюється в міру збільшення числа входів, то застосування цієї схеми обмежене при великій кількості розрядів (входів).

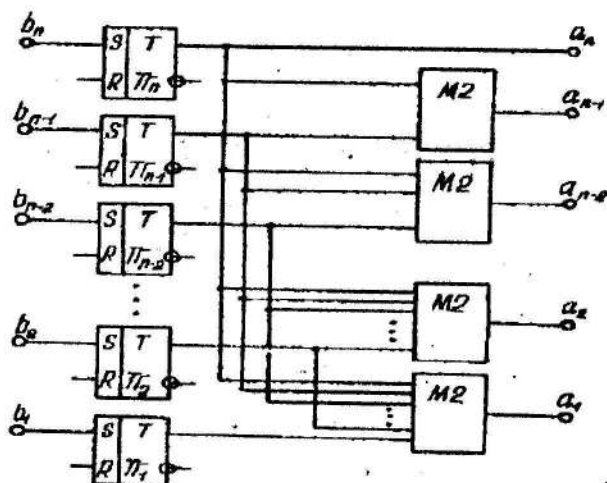


Рис. 1.3. Схема комбінацийного пристрою перетворення ВДК в ПДК

Для створення апаратури, побудованої з використанням серійних інтегральних мікросхем, які реалізують операцію додавання за модулем 2 для двох змінних, систему рівнянь (1.3) подають таким чином:

$$\begin{cases} a_n = b_n; \\ a_{n-1} = b_n \oplus b_{n-1} = a_n \oplus b_{n-1}; \\ a_{n-2} = b_n \oplus b_{n-1} \oplus b_{n-2} = a_{n-1} \oplus b_{n-2}; \\ \dots \\ a_1 = a_2 \oplus b_1. \end{cases} \quad (1.4)$$

У загальному вигляді запишемо

$$a_i = a_{i+1} \oplus b_i. \quad (1.5)$$

На рис. 1.4 наведено схему перетворювача ВДК у ПДК, яка реалізує відношення (1.5). Ця схема має більш низьку швидкість

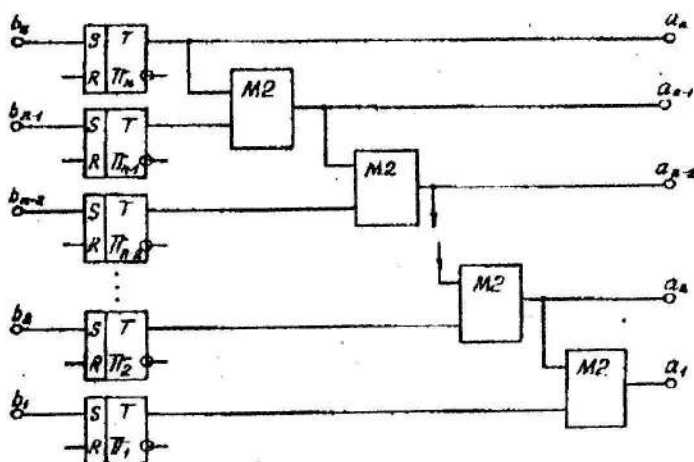


Рис. 1.4. Схема перетворення ВДК в ПДК з використанням двохходових суматорів за модулем 2

порівняно зі схемою, зображеною на рис. 1.3. Однак зменшення швидкодії не таке важливе, оскільки у більшості випадків час виконання аналого-цифрового перетворення значно більший, ніж час перетворення ВДК у ПДК.

1.2. Індуктивні та трансформаторні перетворювачі кута повороту в код

1.2.1. Принципи побудови індуктивних і трансформаторних перетворювачів кута повороту в код

Індуктивні перетворювачі кут - код відзначаються високою

експлуатаційною надійністю, тривалим строком служби, порівняно невеликим обсягом допоміжного обладнання, хоча й мають більш низьку роздільну здатність порівняно з фотоелектричними перетворювачами.

В індуктивних і трансформаторних перетворювачах принцип одержання цифрового сигналу базується на зміні або результуючого магнітного потоку в магнітному колі контуру чутливих елементів через утворення струмів збурення в кодувальному пристрої з немагнітного електропровідного матеріалу, або магнітного опору магнітопроводу чутливих елементів при кодувальному пристрої з матеріалу з високою магнітною проникністю. Перший принцип покладено в основу роботи

трансформаторного перетворювача (рис. 1.5), що складається з кодового диска з поперемінними вікнами та перемичками й чутливих елементів трансформаторного типу. При перекритті повітряного зазору перемичкою кодового диска в ній утворюється струм збурення у випадку проходження імпульсу струму через обмотку першого осердя. Струми збурення призводять до розмагнічування основного магнітного потоку, внаслідок чого зменшується ЕРС у другій обмотці ("0" у вихідному коді).

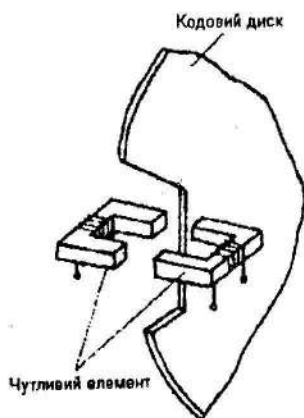


Рис. 1.5. Конструктивна схема трансформаторного перетворювача

В іншому випадку на обмотці другого осердя наводиться ЕРС, що відповідає "1" у вихідному коді. Через високу чутливість до вібрації та зміни температури навколишнього середовища, а також мале значення відношення сигнал - перешкода трансформаторні перетворювачі останнім часом використовуються порівняно рідко.

Другий принцип покладено в основу роботи індуктивних перетворювачів кута в код. Такий перетворювач конструктивно складається із кодувального барабана, на зовнішній поверхні якого виконано виступи та западини кодових доріжок, що утворюють відповідний код (двійковий або код Грея), і індуктивних зчитуючих (чутливих) елементів. До того ж над кожною дорізкою встановлюється по одному чутливому елементу, який кріпиться до корпусу перетворювача.

При зчитуванні коду в обмотку опитування ω_0 подається імпульсна напруга, а вихідний сигнал знімається з обмотки компенсації ω_k і робочої обмотки ω_p , з'єднаних послідовно і зустрічно (рис 1.6). При зміні кутового положення кодувального барабана

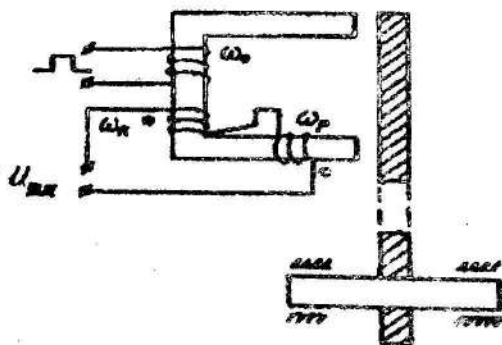


Рис. 1.6. Схема індуктивного перетворювача кута в код

відносно зчитуючого елемента змінюється магнітний опір кола цих елементів, що, в свою чергу, призводить до зміни амплітуди вихідних сигналів чутливих елементів. Оскільки число витків обмотки компенсації при настройці підбирається таким чином, щоб при розімкненому магнітопроводі ЕРС, що виникають в обмотці компенсації та робочій обмотці, взаємно компенсувалися, то при проходженні вікон кодової доріжки поблизу полюсів на виході елемента з'явиться сигнал перешкоди, який дорівнює некомпенсованій частині ЕРС і за своїм рівнем близький до напруг, відповідних "0" двійкового коду.

Якщо перемички кодової доріжки проходять поблизу полюсів, то вони замикають магнітопровід зчитуючого елемента і ЕРС, які виникають в робочій обмотці та обмотці компенсації, не будуть однаковими. При цьому на виході елемента з'являється значний за амплітудою сигнал, що дорівнює різниці цих ЕРС і відповідає "1" двійкового коду. Вихідний код знімається в паралельній формі з усіх робочих обмоток розрядних чутливих елементів.

Конструкцію серійного промислового індуктивного перетворювача типу ДП-5, що видає 8-розрядний вихідний код, описано в працях [3,4], а перетворювача типу ДП-2М - в [5,6]. Перетворювач ДП-2М, що випускається серійно, створює 11-розрядний вихідний код. Він має секції точного (ТВ) (шість двійкових розрядів) і грубого (ГВ) (п'ять двійкових розрядів) відліків. Конструкція вказаних секцій аналогічна конструкції перетворювача ДП-5. Різниця полягає в методі кодування доріжок на кодовому барабані, оскільки в

перетворювачі ДП-5 використовується код Грея, а в ДП-2М - метод

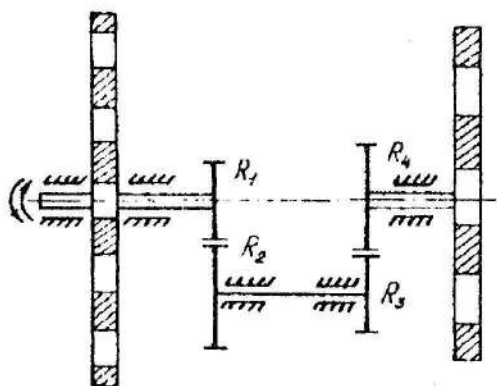


Рис. 1.7. Кінематична схема перетворювача ДП-2М

V-розгортки. Секція ТВ з'єднується з секцією ГВ за допомогою малогабаритного знижувального редуктора (передаточне відношення 32:1) за кінематичною схемою, наведеною на рис. 1.7. Секції та редуктор розміщені в одному загальному корпусі.

1.2.2. Загальні вимоги до конструювання трансформаторних та індуктивних перетворювачів

Незалежно від принципу роботи перетворювача кодовий диск (барaban) є найскладнішою і найвідповідальнішою частиною конструкції. Основним конструктивним параметром трансформаторного перетворювача є діаметр D кодового диска. При заданій дискретності перетворювача q цей параметр визначається за співвідношенням

$$D = \Delta l_{\min} \frac{2}{q_g} \quad (1.6)$$

де Δ_{\min} - лінійна дискретність кодового диска (мінімальна довжина виступу на доріжці молодшого розряду (рис. 1.8)); q_g - кутова дискретність кодового диска.

При цьому

$$q = \frac{360^\circ}{2^n}; \quad q \leq q_g, \quad (1.7)$$

де n - кількість розрядів.

Параметр q_g - це кутовий розмір найменшої градації кодової маски Δ_{\min} . Наприклад, якщо в перетворювачі використано код Грея, то $q = 0,5q_g$, а для звичайного двійкового коду $q = q_g$.

Експериментальним шляхом виявлено, що товщина виступів кодових доріжок $\Delta \delta \geq 0,2$ мм (див. рис. 1.8) і зв'язана з величиною проміжку δ_b магнітопроводу чутливого елемента залежністю

$$\delta_b \geq 1,5 \Delta \delta. \quad (1.8)$$

При додержанні вказаних співвідношень конструкція буде технологічна, жорстка і стійка до впливів механічних і температурних факторів.

Величина лінійної дискретності кодового диска обчислюється так:

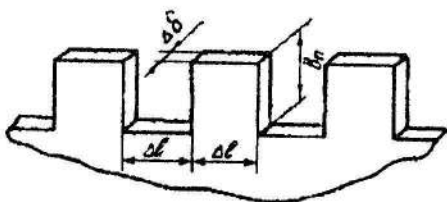


Рис. 1.8. Фрагмент кодової доріжки

$$\Delta_{\min} = (0,7 \dots 0,8)(h + \lambda_x \delta_b), \quad (1.9)$$

де h - висота осердя чутливого елемента; λ_x - умовна провідність, яка залежить від величини повітряного проміжку δ_b і визначається за графіком (рис. 1.9); δ_b - повітряний проміжок.

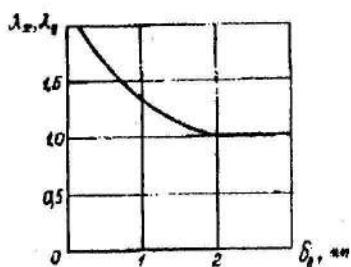


Рис. 1.9. Графік залежності умовної провідності λ_x від величини повітряного проміжка δ_b

При розгляді типових розмірів основних марок феритів, що випускаються промисловістю, доведено, що слід вибирати $h \geq 0,35$ мм. Діаметр D диска, розрахований за формулою (1.6), визначає і діаметр перетворювача. Інші

параметри перетворювача (висота, вага тощо) знаходяться конкретним конструктивним виконанням тієї або іншої схеми.

За діаметром D розраховують довжину L розгортки кодового диска, на яку наноситься кодова маска:

$$L = \pi D. \quad (1.10)$$

Програму розрахунку параметрів перетворювачів на алгоритмічній мові ФОРТРАН наведено в праці [4]. На рис. 1.10 показано розгортку чотирирозрядної ($n=4$) маски ($I_p - IV_p$) індуктивного перетворювача для того, щоб зобразити положення задавального пристрою у звичайному двійковому коді та спроектовані на цю маску чутливі елементи 1Д-4Д разом з лінією зчитування коду (ЛЗК). Заштриховані частини маски відповідають одиницям, світлі - нулям коду. При зміні положення маски відносно нерухомої ЛЗК чутливі елементи фіксують ці зміни з точністю до 1/16 повного діапазону переміщення і видають відповідні їм числа в двійковому коді від 0000 (0) до 1111 (15). Якщо в перетворювачі

	ПВ							ЛЗК								
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
I_p	1Г	Ш		Ш		Ш		Ш	1Д	Ш		Ш		Ш		Ш
\bar{I}_p		2Г	Ш	Ш			Ш	Ш	2Д		Ш	Ш			Ш	Ш
\bar{I}_p			3Г		Ш	Ш	Ш	Ш	3Д			Ш	Ш	Ш	Ш	Ш
\bar{I}_p	5Г				4Г				4Д	Ш	Ш	Ш	Ш	Ш	Ш	Ш

Рис. 1.10. Розгортка чотирирозрядної кодової маски для зображення положення задавального пристрою у двійковому коді

використовується звичайний двійковий код, то при одночасній зміні коду в декількох розрядах, наприклад, при переході від 0111 (7) до 1000 (8), виникає неоднозначність зчитування, зумовлена похибками нанесення кодових позначок на маску, і встановлення чутливих елементів (див. підрозд. 1.1.3).

Для виключення цієї неоднозначності використовують кодову маску, основу на застосуванні коду Грея, або кодову маску з розміщенням чутливих елементів за методом Баркера (V-розгортки).

На рис. 1.11 зображено розгортку п'ятирозрядної маски в коді Грея зі спроектованими на неї чутливими елементами (1Г-5Г) і ЛЗК. Маску в коді Грея можна сформувати з маски в двійковому коді, якщо зсунути кодові доріжки відносно початку відліку (ПВ) в напрямку позитивного переміщення маски на половину "ваги" відповідних розрядів. При цьому потрібно враховувати, що порівняно з розгорткою, показаною на рис. 1.10, в розгортці,

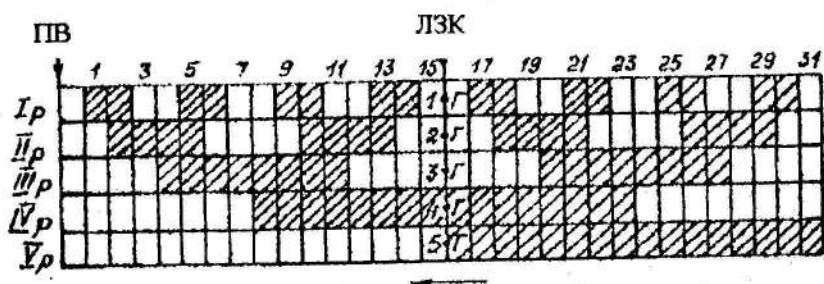


Рис. 1.11. Розгортка п'ятирозрядної маски в кодї Грея

зображений на рис. 1.11, у випадку однакої дискретності доріжки молодшого розряду число різних кодових комбінацій в два рази більше, тобто "вага" кванта молодшого розряду в два рази менша, а позначки двох старших розрядів за "вагою" однакові та зміщені одна відносно іншої на половину дискретності. Оскільки зсув кодових доріжок вихідної маски (див. рис. 1.10) на половини "ваги" відповідних розрядів еквівалентний зміщенню чутливих елементів на таку ж величину відносно вихідної ЛЗК, але в напрямку, протилежному початковому зсуву маски, то схему формування п'ятирозрядної маски в кодї Грея можна виконати на чотирирозрядній масці в звичайному двійковому кодї (чутливі елементи 1Г-5Г див. на рис. 1.10). Для цього чутливі елементи необхідно зсувати відносно вихідної ЛЗК на половини дискретностей відповідних розрядів у напрямку позитивного зростання відліку, а для утворення $(n+1)$ -го розряду встановити додатковий чутливий елемент, розміщений ідентично чутливому елементу n -го розряду маски в двійковому кодї.

Метод Баркера (V-код) базується на використанні двох чутливих елементів у всіх розрядах, крім молодшого. При цьому підрозряди групи А і В V-коду утворюються шляхом зміщення чутливих елементів старших розрядів (починаючи з другого) відносно ЛЗК на відстань

$$l_n = \pm \frac{q}{2} 2^{n-2}, \quad (1.11)$$

де n - номер розряду ($n=2,3,4,\dots$); $q = \frac{360^\circ}{2^n}$.

На рис. 1.12 зображено чотирирозрядну кодову маску з розміщенням чутливих елементів за методом Баркера.

Зчитування інформації, закодованої V-кодом, здійснюється за таким алгоритмом: якщо в попередньому (молодшому) розряді - код "0", то у наступному старшому розряді зчитування ведеться з підрозряду групи А, якщо код "1" - то з підрозряду В. Неоднозначність зчитування в V-кодї може виникнути тільки в молодшому розрядї.



Рис. 1.12. Розгортка чотирирозрядної кодової маски з розміщенням чутливих елементів за методом Баркера

1.2.3, Перетворювач кута в код на магнітному барабані

Перетворювач кута в код на магнітному барабані являє собою індукційний перетворювач, побудований за методом послідовної лічби. Конструктивно він складається з обертового магнітного барабана, що має дві доріжки, трьох магнітних головок МГ1–МГ3 і електронної схеми, яка містить RS-тригер, логічний елемент І і двійковий лічильник (рис. 1.13). На першій доріжці через однакові

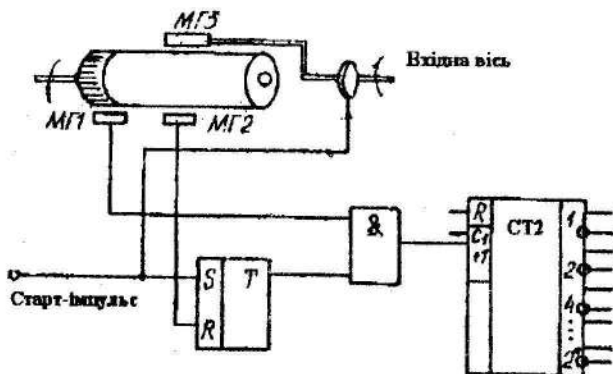


Рис. 1.13. Циклічний перетворювач кута в код на магнітному барабані

кутові проміжки нанесено позначки, які є постійно намагніченими ділянками мінімального розміру. Над цією доріжкою розміщується магнітна головка МГ1, вихідні імпульси з якої через логічну схему І надходять на лічильник. На другій доріжці немає постійно записаних позначок, і над нею розташована магнітна головка МГ2, закріплена на вхідній осі, кут обертання якої необхідно перетворити в код. Над другою доріжкою розташована інертуєма магнітна го-

ловка МГ2, яка зчитує вихідний сигнал, що з'являється при проходженні позначки, записаної голівкою МГ3. При подачі на голівку МГ3 старт-імпульсу на другій доріжці з'являється позначка, кутове положення якої відповідає поточному значенню кута повороту вхідної осі. Одночасне надходження старт-імпульсу відкриває схему збігу І, і імпульси з голівки МГ1 починають надходити на двійковий лічильник. Коли записана на другій доріжці позначка досягає нерухомої голівки МГ2, вихідний імпульс цієї голівки «перекине» тригер в нульове положення, припинивши таким чином надходження імпульсів з голівки МГ1 на лічильник.

Отже, число імпульсів, зафіксованих лічильником, буде пропорційне куту повороту голівки МГ3, тобто куту повороту вхідної осі. В кінці кожного циклу позначка на другій доріжці стирається і зчитуються показання лічильника.

Точність перетворення залежить від густини запису позначок на першій доріжці, а також від довжини цієї доріжки, тобто фактично визначається діаметром барабана. Характерно, що для забезпечення точності перетворення немає необхідності в постійній частоті обертання барабана, що є великою перевагою перетворювача.

1.3. Перетворювачі інтервалів часу в код

Перетворювачі інтервалів часу в код використовуються як самостійні пристрої в найрізноманітніших системах вимірювання і керування, наприклад, в системах вимірювання інтервалів часу, що

характеризують висоту польоту літака, відстані до об'єкта, а також в інших системах сучасної радіолокації та радіонавігації. Крім того, вони можуть бути складовою частиною в інших видах АЦП: переміщень в код, напруги в код, частоти і фази в код. В зазначених типах перетворювачів відбувається подвійне перетворення вимірюваної величини: вимірювальна величина - інтервал часу - код.

1.3.1. Методи побудови перетворювачів часового інтервалу в код

В перетворювачах інтервалу часу в код використовується класичний метод послідовної лічби, при якому перетворюваний інтервал часу заповнюється імпульсами тактового генератора стабільної частоти, а його величина визначається підрахунком числа імпульсів, що укладаються у вказаний інтервал. Найпростішу схему такого перетворювача показано на рис. 1.14, а. При надходженні старт-імпульсу тригер Т встановлюється в положення 1. Після цього схема І починає пропускати імпульси від генератора ПІ на двійковий лічильник. Стоп-імпульс переводить тригер в положення 0, після чого схема І не пропускає імпульси від генератора ПІ на лічильник. Таким чином, інтервал часу між старт- і стоп-імпульсами визначається числом імпульсів, що надійшли на лічильник. Часові діаграми, що характеризують роботу перетворювача, показано на рис. 1.14, б. При подачі імпульсу зчитувача на логічні схеми І показання двійкового лічильника можуть бути ви-

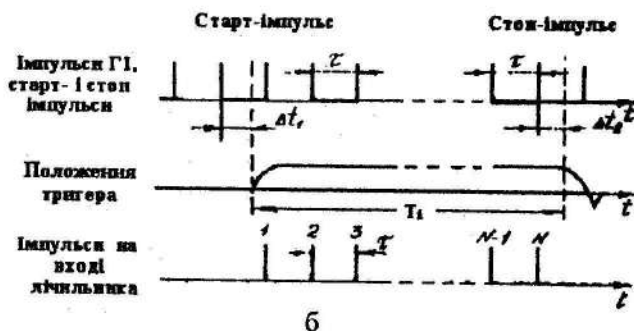
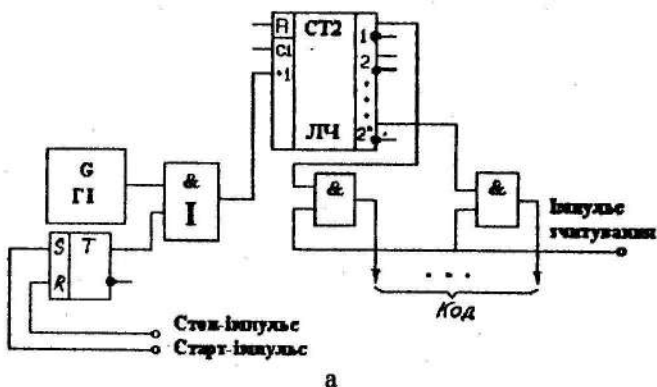


Рис. 1.14. Принцип побудови перетворювача інтервалу часу в код: а - схема перетворювача; б - часові діаграми

дані на індикаторний пристрій або введені в запам'ятовуючий пристрій ЦОМ. Для підготовки перетворювача до нового вимірювання інтервалу часу необхідно обнулити лічильник (коло встановлення лічильника в нуль на рис. 1.14, а не показане).

Невизначеність в розміщенні старт- і стоп-імпульсів відносно імпульсів ГІ призводить до похибок Δt_1 і Δt_2 у визначенні інтервалу часу (див. рис. 1.14, б). Тоді дійсне значення інтервалу часу

$$T_1 = N\tau - \Delta t_1 + \Delta t_2, \quad (1.12)$$

де N - число імпульсів, що надійшли на двійковий лічильник.

Максимальну похибку в перетворенні інтервалу часу одержуємо, коли одна з похибок (Δt_1 або Δt_2) дорівнює нулю, а друга має максимальне значення, тобто дорівнює $\pm \tau$.

Існують такі методи, спрямовані на усунення або зменшення розглянутих похибок:

- 1) синхронізація старт-імпульсу з імпульсами генератора ГІ;
- 2) збільшення частоти генератора імпульсів ГІ;
- 3) використання схемних рішень, що дозволяють фіксувати момент появи стоп-імпульсу відносно не тільки основної сітки ГІ, але й додаткових сіток імпульсів, що створюються.

Перший метод дозволяє усунути похибку Δt_1 . При цьому існують два способи синхронізації старт-імпульсу з імпульсами ГІ. Перший полягає в одночасній подачі старт-імпульсу на тригер Т і генератор з ударним збудженням, який править за генератор імпульсів ГІ. Недолік способу – в тому, що генератор з ударним збудженням має меншу стабільність частоти імпульсів порівняно з генератором з незалежним збудженням. Стабільність же частоти генератора імпульсів значною мірою визначає точність перетворювача.

При другому способі імпульси ГІ надходять на подільник частоти з коефіцієнтом ділення, що дорівнює відношенню частоти імпульсів ГІ і старт-імпульсів. Потім імпульси з виходу подільника частоти використовуються як старт-імпульси. Спосіб знайшов використання в радіолокаційних і радіонавігаційних системах.

Другий і третій методи спрямовані на зменшення похибки Δt_2 ,

яку в принципі усунути неможливо, оскільки стоп-імпульс та імпульси ГІ надходять незалежно.

При перетворенні одиничних інтервалів часу великої тривалості найпростішим і природним шляхом зменшення похибки Δt_2 є використання другого методу. Однак слід пам'ятати, що підвищення частоти генератора ГІ (зменшення величини інтервалу t між імпульсами) потребує використання генераторів з високою кварцовою стабілізацією і підвищення швидкодії перших каскадів лічильника.

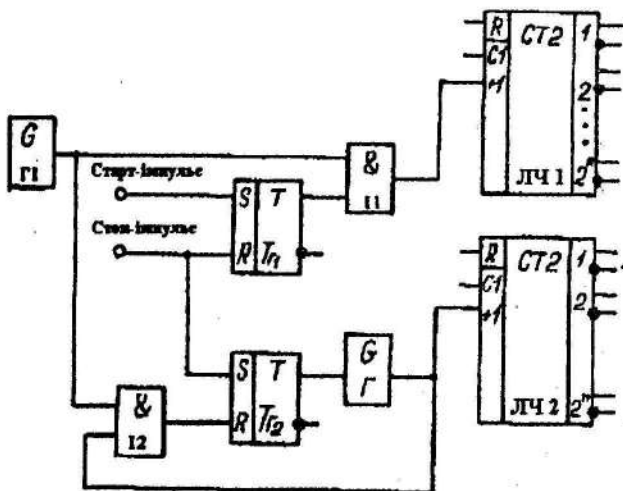
У випадку, якщо збільшення частоти ГІ неможливе, застосовують третій метод, що оснований на використанні схем перетворювачів, в яких створюються сітки імпульсів, що повторюють імпульси ГІ, але з зсувом на долю періоду. Фіксуючи момент появи стоп-імпульсу відносно не тільки основної сітки ГІ, але й цих додаткових сіток, можна зменшити похибку Δt_2 . При цьому використовують схему електронного ноніуса (рис. 1.15, а) і схему з лініями затримки (рис. 1.16).

Основною частиною схеми електронного ноніуса є проста схема класичного перетворювача, роботу якого описано вище.

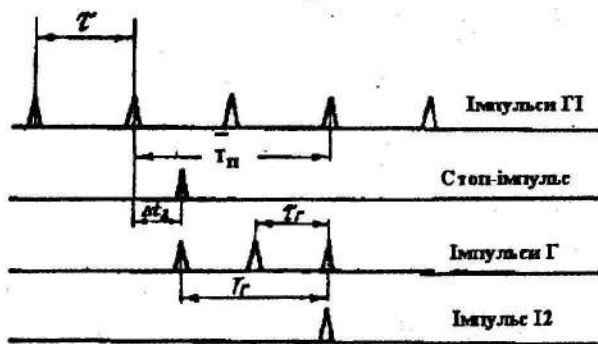
Крім цього, стоп-імпульс, припиняючи доступ імпульсів ГІ на основний двійковий лічильник ЛЧ1, водночас через тригер Тг2 запускає допоміжний генератор ударного збудження Г, частота якого визначається як

$$f_r = \frac{2^k}{2^k - 1} f_{r1}, \quad (1.13)$$

де $f_{Г1}$ - частота імпульсів генератора Г1; k - ціле число.



а



б

Рис. 1.15. Принцип дії схеми електронного ноніусу: а - схема перетворювача часового інтервалу в код з електронним ноніусом; б - часові діаграми

Імпульси допоміжного генератора Г подаються на двійковий лічильник ЛЧ2 і логічну схему І2, на яку також надходять імпульси

генератора Г1. При збігу імпульсу Г1 і одного з імпульсів допоміжного генератора Г елемент І2 видає імпульс на тригер Тг2, який припиняє коливання в Г. Показання допоміжного лічильника ЛЧ2 дають уточнене значення величини Δt_2 .

На рис. 1.15, б показано діаграми часу для випадку $k=2$. На підставі цього рисунка

$$\Delta t_2 = T_{Г1} - T_{Г}, \quad (1.14)$$

$$\begin{aligned} \text{а} \quad T_{Г1} &= (N_{ЛЧ2} - 1)\tau; \\ T_{Г} &= (N_{ЛЧ2} - 1)\tau_{Г}, \end{aligned} \quad (1.15)$$

де $N_{ЛЧ2}$ - число імпульсів генератора Г, що надійшли на лічильник ЛЧ2; τ - період проходження імпульсів Г1; $\tau_{Г}$ - період проходження імпульсів допоміжного генератора Г.

Враховуючи, що

$$\tau = \frac{1}{f_{Г1}}; \quad \tau_{Г} = \frac{1}{f_{Г}}, \quad (1.16)$$

після підстановки в рівняння (1.14) відповідних величин одержуємо

$$\Delta t_2 = (N_{ЛЧ2} - 1) \left(\frac{1}{f_{Г1}} - \frac{1}{f_{Г}} \right). \quad (1.17)$$

Оскільки схема електронного носіуса розрізняє інтервали часу тривалістю

$$\Delta \tau = \frac{\tau}{2^k}, \quad (1.18)$$

їй властиві такі недоліки:

- 1) обмеження на збільшення коефіцієнта k , оскільки він ви-

значає рівень вимог до ряду параметрів схеми, наприклад, жорсткі вимоги до стабільності частоти допоміжного генератора, яких важко додержатись для генератора ударного збудження;

2) жорсткі вимоги до тривалості та форми імпульсів обох генераторів, оскільки вказані параметри впливають на збіг або незбіг потрібних імпульсів основного і допоміжного генераторів. Тривалість імпульсів повинна визначатися за виразом $\tau/2^k$.

Оскільки схема електронного піонуса в принципі дозволяє підвищити точність перетворення інтервалу часу в 2^k разів, то слід вибирати значення коефіцієнта k , що забезпечує підвищення точності за рахунок стабільності як частоти допоміжного генератора, так і форми й тривалості імпульсів обох генераторів.

У схемі з лініями затримки (рис. 1.16) імпульси генератора П

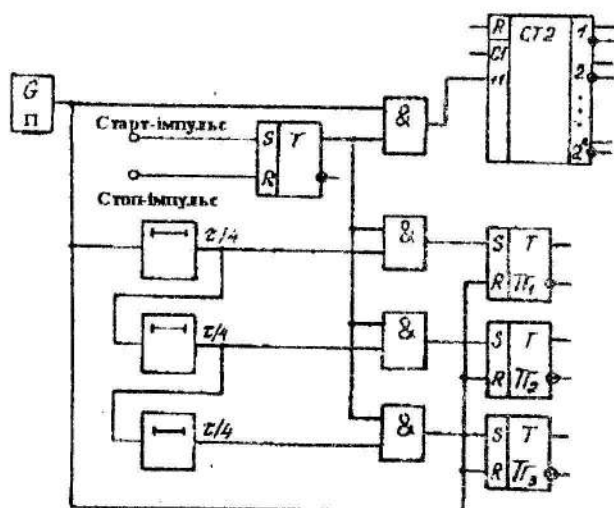


Рис. 1.16. Схема перетворювача інтервалу часу в код, в якій для підвищення точності використовуються лінії затримки

пропускаються крізь ряд послідовно ввімкнених ліній затримки. Число ліній вибирається таким, що дорівнює $2^k - 1$, а кожна лінія має затримку $\tau/2^k$ (на рис. 1.16 наведено схему для випадку $k=2$). Положення тригерів $Tg1$, $Tg2$, $Tg3$ змінюється залежно від надходження імпульсів з ліній затримки на входи S, а імпульсів ГІ – відповідно на входи R. Стоп-імпульс припиняє надходження імпульсів генератора ГІ не тільки на основний лічильник, але й на тригери $Tg1$, $Tg2$, $Tg3$. Залежно від величини похибки Δt_2 змінюватиметься число тригерів, що знаходяться в такому ж положенні, що й тригер у молодшому розряді лічильника, і, таким чином, допоміжні тригери начебто утворюють додаткові розряди лічильника і дозволяють в 2^k разів зменшити похибку Δt_2 . На рис. 1.17 показано діаграми часу для випадку $k=2$. Крім недоліків, зазначених у схемі електронного ноніуса, в цій схемі необхідна ще й компенсація спотворень імпульсів, пов'язаних з їх проходженням по лініях затримки.

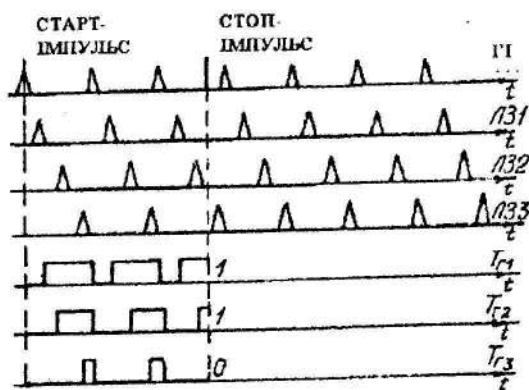


Рис. 1.17. Часові діаграми, що характеризують принцип дії перетворювача з лініями затримки

1.3.2. Особливості перетворення однократних інтервалів малої тривалості в код

Такими інтервалами є проміжки часу, для яких відношення між мінімальними значеннями T_i і значенням τ більше допустимої відносної похибки перетворення. Тому при їх перетворенні немає можливості у використанні класичного методу, що полягає в підрахунку числа імпульсів ГІ, які вміщуються в перетворюваному інтервалі часу T_i .

Для перетворення малого однократного інтервалу часу в код використовується зміна масштабу за часом, при якій початковий інтервал часу ніби множиться на деякий коефіцієнт. З цією метою початковий інтервал часу T_i за допомогою генератора пилоподібної напруги типу інтегратора і схеми запам'ятовування перетворюється в напругу

$$U_y = k_1 T_i, \quad (1.19)$$

де k_1 - масштабний коефіцієнт інтегратора, що вимірюється у вольтах на секунду і

дорівнює $\frac{U_{y \max}}{T_{i \max}}$; $U_{y \max}$ і $T_{i \max}$ - максимальні значення відповід-

но керуючої напруги й інтервалу часу.

Одержана напруга за допомогою модулятора часу перетворюється в інтервал часу:

$$T_{\max} = \frac{U_y}{k_2}, \quad (1.20)$$

де k_2 - масштабний коефіцієнт модулятора, що визначається за ви-

разом $\frac{U_{y \max}}{T_{\text{вих max}}}$; $U_{y \max}$ і $T_{\text{вих max}}$ - максимальні значення відпо-

відно керуючої напруги і розтягнутого інтервалу часу.

Після підстановки співвідношення (1.19) у формулу (1.20) дістанемо

$$T_{\text{вих}} = \frac{k_1}{k_2} T_i = k_{\text{заг}} T_i, \quad (1.21)$$

де $k_{\text{заг}}$ - загальний масштабний коефіцієнт, що характеризує зміни масштабу інтервалу часу T_i і залежить від підбору значень масштабних коефіцієнтів k_1 і k_2 .

Таким чином, перетворення однократних інтервалів малої тривалості в код відбувається за схемою час - напруга - час - код. При цьому у першій частині циклу перетворення постійна напруга підмикається на вхід першого інтегратора, інтегрується протягом проміжку часу, що дорівнює тривалості початкового інтервалу часу T_i , який визначається надходженням старт- і стоп-імпульсів, і одержана напруга U_y запам'ятовується для наступного порівняння. У другій частині циклу відбуваються підмикання стоп-імпульсом другого інтегратора і створення пилкоподібної напруги U_n до моменту спрацьовування схеми порівняння. Межі розтягнутого інтервалу часу $T_{\text{вих}}$ визначаються надходженням стоп-імпульсу і моментом спрацьовування схеми порівняння при рівності напруг U_y і U_n . Одночасно відбувається генерація і підрахунок імпульсів

ГІ, що уклалися в одержаний інтервал часу $T_{\text{вих}}$.

Схему такого перетворювача показано на рис. 1.18, а, а діаграми часу, що характеризують його роботу - на рис. 1.18, б.

Після подачі старт-імпульсу, що відповідає початку інтервалу часу T_1 , тригер Тг1 запускає генератор пилоподібної напруги ГПН1, на виході якого після подачі стоп-імпульсу з'явиться напруга U_y , яка пропорційна T_1 і подається на схему порівняння СП. Одночасно стоп-імпульс надходить до генератора ГПН2, що починає створювати пилоподібну напругу U_n , і тригер Тг2, який відкриває елемент І, і імпульси генератора ГІ надходять на двійковий лічильник. В момент, коли напруги U_y і U_n однакові, спрацьовує схема порівняння СП і своїм імпульсом «перекидає» тригер Тг2 в нульове положення, припиняючи таким чином надходження імпульсів ГІ на лічильник. Одержаний код на лічильнику буде пропорційний інтервалу часу $T_{\text{вих}}$, який залежністю (1.21) зв'язаний з вимірюваним інтервалом T_1 .

1.4. Перетворювачі фаза - код

1.4.1. Класифікація перетворювачів фаза – код

Основними перевагами таких перетворювачів є:

♦ висока перешкодозахищеність фазового параметра при значному (декілька десятків метрів) віддаленні первинного перетворювача на контрольованому об'єкті від системи відліку

(електронної схеми);

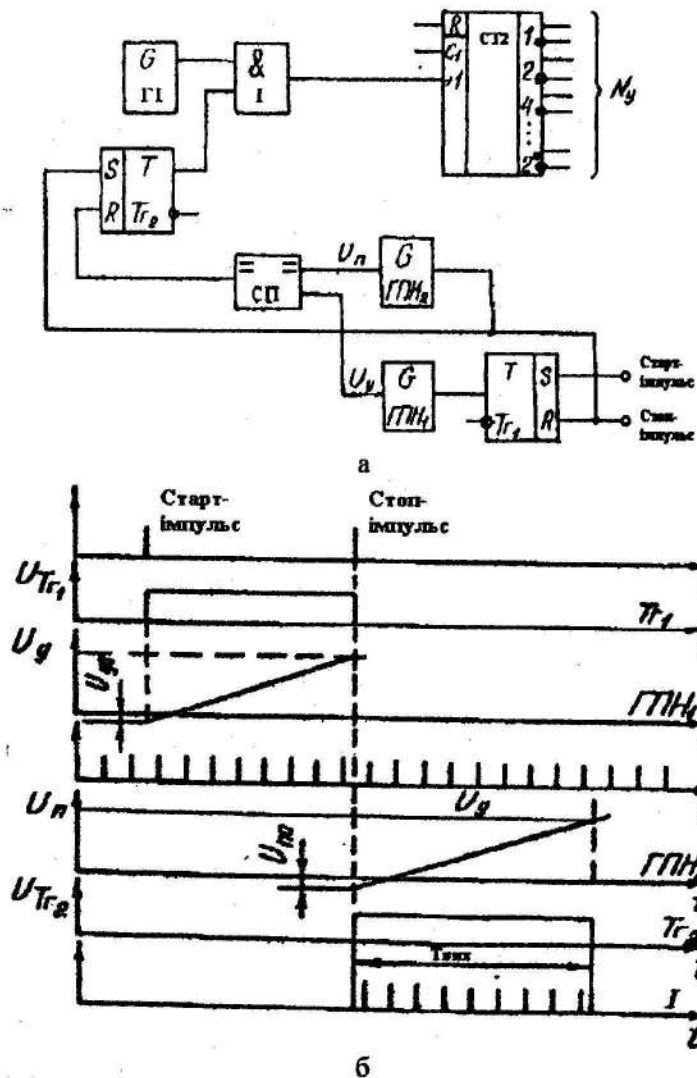


Рис. 1.18. Принцип побудови перетворювача однократних інтервалів малої тривалості в код: а - схема перетворювача ; б - часові діаграми

- ◆ найвища точність порівняно з іншими ІЦПІ;
- ◆ простота здійснення багатоканального перетворення і з'єднання первинного перетворювача переміщень з електронною схемою;
- ◆ високий рівень уніфікації та технологічності.

За структурою побудови перетворювачі фаза - код (ПФК) поділяються на ПФК прямого перетворення і компенсаційні. ПФК прямого вимірювання, що відносяться до перетворювачів циклічного типу, в свою чергу, поділяються на три групи: з проміжним перетворенням в напругу (або частоту), з часоімпульсним перетворенням і з перетворенням частоти. Найширше використання знайшли ПФК прямого вимірювання, оскільки при досить високій точності вони мають значно простішу конструкцію порівняно з ПФК компенсаційного типу. Через простоту конструкції та високу точність часто застосовуються перетворювачі з часоімпульсним перетворенням. Вони, як правило, побудовані за схемою фазовий зсув - часовий інтервал - код і класифікуються таким чином: ПФК з вимірюванням миттєвого значення фази і ПФК з постійним часом вимірювання (інтегруючі).

1.4.2. Перетворювачі фаза - код з вимірюванням миттєвого значення фази

Перетворювачі такого типу розглянемо на прикладі циклічного перетворювача кут - фаза - часовий інтервал - код (рис.

1.19, а). Для перетворення кута повороту осі у зсув фаз застосовуються фазообертачі, за які правлять обертаючі трансформатори або сельсини [1].

На виході обертаючого трансформатора одержуємо дві напруги, що знімаються відповідно з синусної та косинусної обмоток:

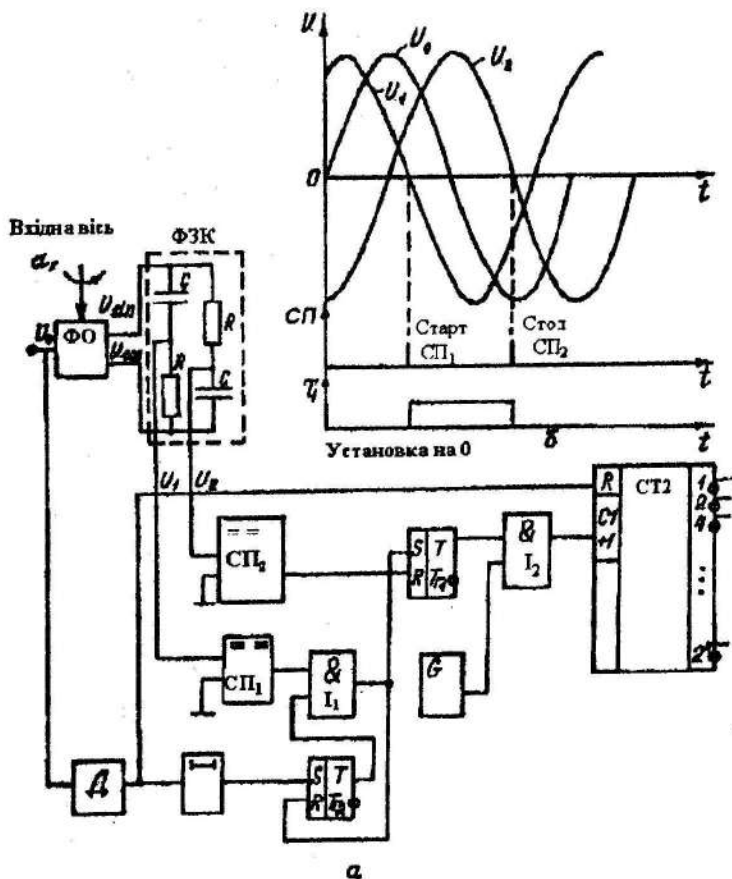


Рис. 1.19. Циклічний перетворювач типу кут - зсув фаз - часовий інтервал-код: а - схема перетворювача; б - часові діаграми

$$\begin{aligned}
 U_{\sin}(t) &= U_0 k \sin \alpha_x \sin \omega t ; \\
 U_{\cos}(t) &= U_0 k \cos \alpha_x \cos \omega t ,
 \end{aligned}
 \tag{1.22}$$

де U_0 - амплітуда живильної напруги; k - коефіцієнт трансформації в обертаючому трансформаторі; ω - частота живильної напруги.

Ці напруги пропускають крізь спеціальне фазозсувне коло (ФЗК). При цьому, якщо параметри елементів ФЗК підбрані так, що $\omega RC = 1$, то загальний зсув фаз між напругами U_1 і U_2

$$\varphi_{1,2} = 2\alpha_x - \pi/2 .
 \tag{1.23}$$

Указаний зсув фаз за допомогою схем порівняння (комparatorів) СП₁ і СП₂ перетворюється в інтервал часу. З цієї метою компаратори визначають моменти часу, в які напруги U_1 і U_2 проходять крізь нуль у певному напрямку, наприклад, з позитивної області в негативну (рис. 1.19, б). Інтервал часу, межі якого визначаються старт- і стоп-імпульсами, сформованими компараторами СП₁ і СП₂, буде пропорційний зсуву фаз, а тому й куту повороту вхідної осі α_x . Цей інтервал перетворюється в код класичним перетворювачем, що містить тригер Тг1, генератор імпульсів G, схему збігу I2 і двійковий лічильник, причому старт-імпульс потрапляє на тригер Тг1 із схеми порівняння СП1 через схему збігу П, а стоп-імпульс - із схеми порівняння СП2. В схему перетворювача ввімкнено датчик циклів Д, сигнал з виходу якого встановлює в нульове положення лічильник на початку кожного періоду живильної напруги U_0 , а після деякої затримки - тригер Тг2 в одиничне положення, підготовляючи, таким чином, схему П для подачі старт-імпульсу. Після подачі старт-імпульсу тригер Тг2 переходить в нульове по-

ложення, перешкоджаючи хибному старт-імпульсу надійти на схему П1 у той же самий цикл перетворення. Величина кванта в такому перетворювачі визначатиметься відношенням частот живильної напруги U_0 і злічених імпульсів від генератора G, а також діапазоном вимірювання вхідного кута.

Перетворювачам такого типу властиві певні недоліки:

1) відсутність однозначності у визначенні вхідного кута в межах повного оберту ротора фазообертача; недолік усувається введенням схеми формування ознаки півперіоду за показаннями лічильника і знаками фаз напруг $U1$ і $U2$;

2) низька точність перетворення, зумовлена впливом зміни частоти живильної напруги, оскільки при цьому змінюється інтервал часу при незмінному куті повороту вхідної осі;

3) для забезпечення високої точності перетворення необхідно запобігти похибці, спричиненої елементами схеми, або хоча б зменшити її.

1.4.3. Перетворювачі фаза - код з постійним часом вимірювання

Для підвищення точності перетворення фази в код використовується метод усереднення при побудові схеми ПФК. Метод розглянемо на прикладі спрощеної функціональної схеми інтегровального ПФК (рис. 1.20). Тут частина схеми, що містить фазообертач ФО, нуль-органи НО1 і НО2, ключ Кл1 і генератор імпульсів Г1, являє собою ПФК із заміром миттєвого значення

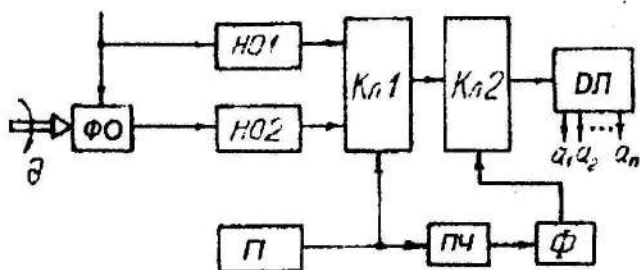


Рис. 1.20. Функціональна схема ПФК з постійним часом вимірювання

фази. Принцип роботи перетворювача полягає в тому, що вихідна напруга фазообертача ФО, фаза якого пропорційна кутовому зміщенню θ , подається на нуль-орган НО2, а опорна напруга $U_{\text{оп}}$ надходить на нуль-орган НО1. Нуль-органи фіксують моменти проходження вказаних напруг крізь нуль, наприклад, при проходженні від позитивної півхвилі до негативної, і видають короткі імпульси, що надходять на тригер ключа Кл1. На виході тригера формується інтервал часу, пропорційний фазовому зсуву між вказаними вище напругами. Перетворення інтервалу часу в число імпульсів здійснюється генератором імпульсів П і схемою збігів І, що входять до складу ключа Кл1. При цьому число імпульсів на виході ключа Кл1 визначається як

$$N = \frac{\theta}{2\pi} \frac{f_{\text{Гі}}}{f_{\text{оп}}}, \quad (1.24)$$

де θ - кутове переміщення вхідної осі; $f_{\text{Гі}}$ і $f_{\text{оп}}$ - відповідно частоти генератора П і живильної напруги фазообертача ФО.

Інтервал часу, за який відбувається усереднення, одержують у схемі за рахунок введення подільника частоти ПЧ, на вхід якого подаються імпульси ГІ, а вихід його через формувач Ф під'єднується до ключа КЛ2. Цей інтервал знаходиться за формулою

$$T_{yc} = \frac{K}{f_{ГІ}}, \quad (1.25)$$

де K – коефіцієнт ділення ПЧ.

Пачки імпульсів з виходу КЛ1 надходять на ключ КЛ2, який відкривається на час T_{yc} . Таким чином, число імпульсів N_2 , що підраховуються двійковим лічильником ДЛІ, буде у загальному випадку в n разів більше за число імпульсів N :

$$N_2 = N \cdot n = \frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{f_{ГІ}}{f_{оп}}, \quad (1.26)$$

де n – число періодів вхідного сигналу, які укладаються в інтервалі T_{yc} :

$$n = \frac{T_{yc}}{T_{оп}} = T_{yc} \cdot f_{оп}. \quad (1.27)$$

Тоді, підставляючи (1.25) у формулу (1.27), а (1.27) – у вираз (1.26), одержуємо

$$N_2 = \frac{\theta K}{2\pi}. \quad (1.28)$$

Отже, число імпульсів, що підраховуються двійковим лічильником ДЛІ, пропорційне вимірюваному кутовому переміщенню θ , не залежить від частоти генератора ГІ, а при великій кількості періодів n – ще й від частоти вхідного сигналу.

Підвищення точності перетворення ПФК у даному випадку здійснюється за рахунок зниження швидкодії схеми, що є серйозним недоліком методу усереднення.

Розглянуті ПФК з часоімпульсним перетворенням відносяться до одновідлікових багаторозрядних ПФК, тобто здійснюють перетворення кутового переміщення вала в межах одного оберту ($0 \dots 360^\circ$). Побудова багатовідлікових перетворювачів передбачає наявність каналів грубого (ГВ) і точного (ТВ) відліків, причому канал ГВ дозволяє відлічувати число обертів перетворювача ТВ. Принципи побудови таких перетворювачів розглянуто в праці [1].

1.5. Цифро-аналогові перетворювачі код - напруга

Розгляд принципів побудови пристроїв цифро-аналогового перетворення зумовлений тим, що вони є основою для створення аналого-цифрових перетворювачів напруга - код.

1.5.1. Перетворювачі паралельного двійкового коду в напругу

Суть перетворення паралельного двійкового коду в напругу полягає у створенні напруги U на виході перетворювача код - напруга (ПКН), пропорційної вхідному двійковому числу

$$N = a_0 2^0 + a_1 2^1 + \dots + a_{n-1} 2^{n-1} = \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i, \quad (1.29)$$

де a_i - елементи, що складають вхідне двійкове число

$\{a_{n-1} a_{n-2} \dots a_1 a_0\}$; n - кількість розрядів числа. Враховуючи, що напруга, яка відповідає оди́нці вхідного числа, дорівнює

$$U(1) = \frac{U_{\max}}{N_{\max}}, \quad (1.30)$$

де U_{\max} - максимальна вихідна напруга ПКН; N_{\max} - максимальне вхідне число, що дорівнює $2^n - 1$, операцію, яку виконує ПКН, запишемо у вигляді

$$U(N) = U(1)N = \frac{U_{\max}}{N_{\max}} N = U_{\max} \sum_{i=0}^{n-1} \frac{2^i}{2^n - 1} a_i = \sum_{i=0}^{n-1} U_i a_i, \quad (1.31)$$

де $U_i = U_{\max} \frac{2^i}{2^n - 1} \approx \frac{U_{\max}}{2^{n-i}} = U_{\max} K_i$, оскільки $2^n \gg 1$.

Таким чином, з виразу (1.31) випливає, що операція перетворення код - напруга зводиться до додавання елементарних напруг U_i , які утворюються шляхом ділення деякої еталонної напруги U_{\max} за допомогою резистивних подільників з коефіцієнтом передачі $K_i = 1/2^{n-i}$. При цьому з операції додавання виключаються ті доданки U_i , які відповідають нульовим значенням елементів a_i , що складають вхідне двійкове число $\{a_{n-1} a_{n-2} \dots a_1 a_0\}$. Для реалізації цього принципу перетворення використовують такі різновиди схем: 1) ПКН з двійково-зваженими резистивними колами (рис. 1.21, а); 2) ПКН з багатокільцевим резистивним колом типу R-2R (рис. 1.21, б). В обох схемах при появі одиниці в i -му розряді двійкового числа ($a_i = 1$) еталонна напруга U_{\max} проходить через відповідний замкнений ключ і резистивне коло на вихід. Різниця між схемами полягає

у формуванні потрібного коефіцієнта ділення еталонної напруги за допомогою резистивної матриці.

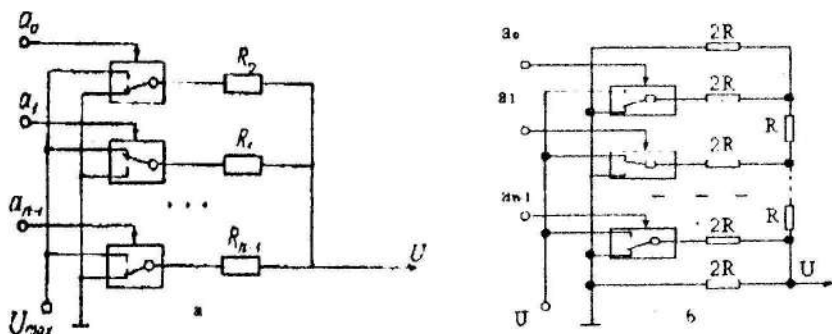


Рис. 1.21. Схема ПКН, побудованого за принципом підсумовування напруг: а - з матрицею на вагових опорах; б - з матрицею типу R-2R

У ПКН з двійково-зваженими резистивними колами значення опорів R , задаються таким чином:

$$R_{n-1}=R, R_{n-2}=2R, \dots, R_1=2^{n-1}R, \dots, R_0=2^{n-1}R. \quad (1.32)$$

При цьому якщо в i -му розряді коду буде 1, то ключ K , під'єднує резистор $2^{n-i}R$ на вхід ПКН, якщо ж - 0, то до "землі".

Недолік перетворювача з ваговими опорами полягає в необхідності підбору опорів з різноманітними номіналами, які слід витримувати з високою точністю. Це створює певні труднощі, особливо при реалізації ПКН за допомогою інтегральної технології.

Перевагою ПКН з матрицею типу R-2R є використання резисторів тільки двох номіналів, що, в свою чергу, спрощує задачу одержання інтегральної матриці опорів. Це особливо важливо при великій розрядності ПКН. Саме тому даний тип ПКН тепер є основним і виконується у вигляді інтегральних мікросхем, наприклад серії 252, 265, 307 [7].

Час виконання операції перетворення у розглянутих схемах ПКН визначається швидкістю ключових схем і перехідними процесами в резистивних колах, зумовленими наявністю паразитних ємностей. Якщо порівняти їх за швидкістю, то ПКН з матрицею типу R-2R має більш низьку швидкість, ніж ПКН з ваговими опорними, оскільки має більше паразитних ємностей і в ньому використовується багатокільцевий принцип передачі напруги.

Для забезпечення більш високої швидкості перетворення на практиці застосовуються схеми ПКН, що базуються на принципі підсумовування струмів. На рис. 1.22 наведено дві такі схеми, які відрізняються від схем підсумовування напруг (див. рис. 1.21) розміщенням ключових елементів.

Значення напруги на вході та струму вхідному колі операційного підсилювача наближаються до нуля. Тому всі струми i_k ($k=0, \dots, n-1$), що протікають через елементи резистивного кола, зрівноважуються струмом I_n , що протікає в колі зворотного зв'язку, а вихідна напруга ПКН дорівнюватиме

$$U_{\text{ПКН}}(N) = R_n I_n = R_n \sum_{k=0}^{n-1} a_k i_k. \quad (1.33)$$

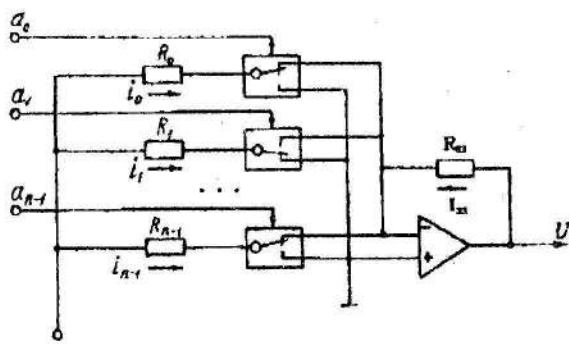
Таким чином, операційний підсилювач виконує операцію підсумовування струмів, які знаходяться за значеннями опорів у тих розрядах ПКН, де $a_k=1$. При цьому в схемі, зображеній на рис. 1.22, а, опори вибираються згідно з правилом

$$R_k = R_{n-1} 2^{n-k-1}. \quad (1.34)$$

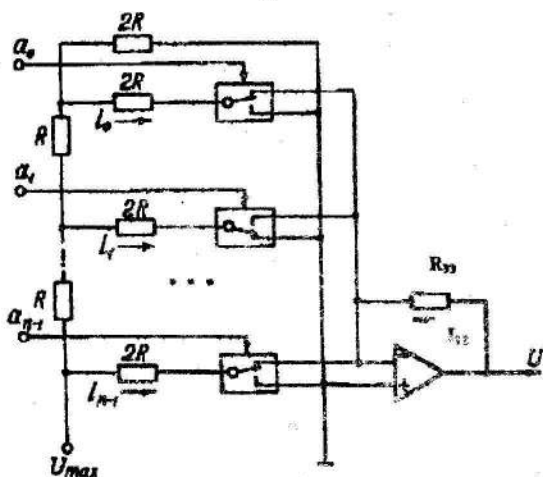
У перетворювачах (див. рис. 1.22) за допомогою опорів R_n

можна змінювати масштаб перетворення, тобто

$$K_{np} = \frac{U(N_{max})}{U_{max}} = \frac{2R_{23}}{R_{n-1}} \quad (1.35)$$



a



б

Рис. 1.22. Схема ПКН, побудованого за принципом підсумовування струмів: а - з матрицею на вагових опорах; б - з матрицею типу R-2R

Порівняно з ПКН, побудованими за принципом підсумовування напруг, ПКН, основані на принципі

підсумовування струмів, мають більш високу швидкодню. При цьому час перетворення визначається швидкістю ключових елементів і частотними властивостями операційного підсилювача. Однак вони відрізняються складнішою схемою електронних перемикачів, оскільки необхідно здійснювати комутацію слабких електричних сигналів у вхідному колі операційного підсилювача, ізольованого від "землі" і джерела живлення.

1.5.2. Перетворювачі послідовного двійкового коду в напругу

ПКН такого типу є найменш швидкодієвими порівняно з перетворювачами паралельного двійкового коду в напругу. Вони використовуються у тих випадках, коли вхідний двійковий код надходить у послідовній формі або коли пристрій, увімкнений у вихід ПКН, має велику константу часу, через що до швидкодії ПКН не ставляться високі вимоги. Однак послідовні ПКН дозволяють значно простіше здійснювати багатоканальний режим роботи. Дійсно, якщо необхідно послідовно в часі перетворювати десять десятирозрядних двійкових кодів, то для увімкнення цих кодів до послідовного ПКН потрібно тільки 10 ключових схем, у той час коли для їх увімкнення до паралельного ПКН необхідно 100 таких схем, тобто за вартістю та обсягом обладнання послідовні ПКН мають значні переваги порівняно з паралельними.

Розглянемо такі перетворювачі на прикладі двоконден-

саторного ПКН (рис. 1.23), в якому повний цикл перетворення - це

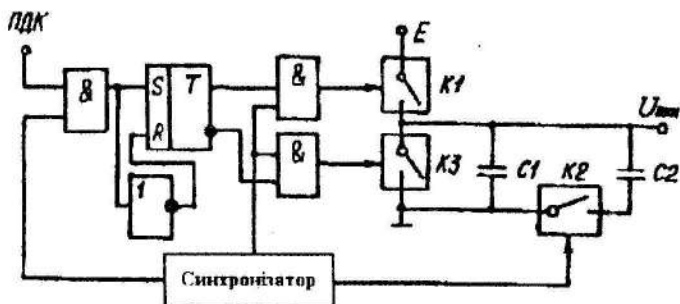


Рис. 1.23. Схема послідовного ПКН на двух конденсаторах

п однакових тактів, причому кожний з них складається з двох половин. При цьому на виході ПКН має бути напруга

$$U_{\text{ПКН}} \approx E \cdot \sum_{i=0}^{n-1} \frac{a_i}{2^{n-i}} \quad (1.36)$$

Якщо у розряді перетворюваного коду буде 1, то замикається ключ $K1$ і протягом першої половини такту конденсатор $C1$ заряджається до напруги E . У другій половині такту ключ $K1$ роз'єднується, а ключ $K2$ замикається, внаслідок чого відбувається перерозподіл зарядів між конденсаторами $C1$ і $C2$ доти, доки напруги на них не стануть однаковими. Якщо ж в даному розряді перетворюваного коду буде 0, то в першій половині такту замикається ключ $K3$, закорочуючи коло розрядження конденсатора $C1$, і наприкінці такту напруга на цьому конденсаторі дорівнюватиме нулю. У другій половині такту ключ $K3$ розмикається, а ключ $K2$ замикається, що призведе до розрядження на конденсатор $C1$ натрамадженого на $C2$ заряду до тих пір, поки вони не дорівнюватимуть один одному. Ча-

сові моменти відповідних тактів та їх половин визначаються подачею синхронізуючим пристроєм сигналів 1 або 0 на схеми збігу і ключ К2. Після проходження всіх розрядів послідовного двійкового коду через тригер Т на конденсаторі С2 зберігатиметься напруга, пропорційна коду.

Точність перетворення таких ПНК визначається параметрами смностей і ключів, а також темпом роботи перетворювача.

1.6. Аналого-цифрові перетворювачі напруга - код

Оскільки цифро-аналогові перетворювачі випускаються серійно у вигляді однієї або декількох великих інтегральних мікросхем [8], то розглянемо основні принципи їх побудови і роботи, необхідні та достатні для цілеспрямованого вибору найкращого типу перетворювача при розробці конкретних електронних пристроїв. Різноманітні варіанти виконання перетворювачів напруга - код (ПНК) за принципами перетворення, що визначають алгоритм функціонування та структуру пристрою, можна звести до таких типів [9]:

- 1) ПНК, побудовані за методом послідовної лічби;
- 2) ПНК, побудовані за методом порозрядного кодування;
- 3) ПНК зчитування;
- 4) послідовно-паралельні ПНК.

1.6.1. Перетворювачі напруги в код, побудовані за методом послідовної лічби

Схему такого перетворювача зображено на рис. 1.24. Принцип дії

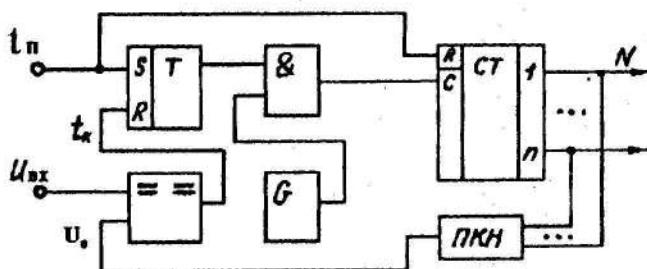


Рис. 1.24. Схема перетворювача напруги в код послідовної лічби

перетворювача базується на порівнянні входної напруги $U_{вх}$ з послідовно наростаючою еталонною напругою $U_c(t)$, що є сумою

квантів ΔU (рис. 1.25). При цьому ступенева напруга $U_c(t)$ формується за допомогою двійкового лічильника. Імпульс запуску в момент часу t_n (початок операції перетворення) обнуляє двійковий лічильник і одночасно встановлює тригер T в одиничне положення, підготовляючи, таким чином, елемент I для пропускання на лічильник імпульсів тактового генератора G .

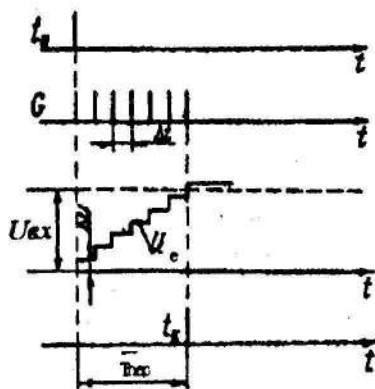


Рис. 1.25. Часові діаграми роботи ПКН

Оскільки всі розряди лічильника з'єднані з розрядами ПКН, то напруга на виході ПКН збільшується за ступеневим пилоподібним законом. У момент збігу еталонної напруги

$$U_e(t_k) = N \Delta U \quad (1.37)$$

із вхідною напругою $U_{вх}$ (з точністю до кванта ΔU) схема порівняння виробляє імпульс, що зупиняє лічильник шляхом подачі забороняючого сигналу з тригера Т на елемент І. Момент часу t_k відповідає закінченню операції перетворення.

Основним недоліком такого ПНК є порівняно великий час перетворення $T_{пер}$, що залежить від величини вхідної напруги й швидкодії лічильника та ПКН. Перевага ПНК - простота конструкції. Оскільки ПНК послідовної лічби за швидкістю гірше інших типів перетворювачів, то вони все рідше використовуються в сучасних схемах систем і пристроїв, а якщо й використовуються, то у конструкціях, для яких вимога швидкодії не є основною, наприклад, в багатоканальних і слідкувальних ПНК.

1.6.2. Перетворювачі напруги в код, побудовані за методом порозрядного кодування

У перетворювачах такого типу вхідна напруга порівнюється з сумою еталонних напруг, створених усередині ПНК, причому ця сума змінюється доти, доки з заданою точністю не стане дорівнювати вхідній напрузі. Код, що знімається з виходу ПНК у

момент рівності суми еталонних і вхідної напруг, і буде шуканим результатом перетворення.

Перетворювачі напруги у код порозрядного кодування поділяються на дві групи:

1) ПНК, виконані у вигляді замкнених систем із зворотним зв'язком, що охоплює весь перетворювач і містить ПКН, який перетворює паралельний двійковий код у постійну напругу або струм;

2) ПНК, побудовані у вигляді розімкнених систем, тобто таких, що не мають зворотного зв'язку, який охоплює весь перетворювач.

Розглянемо принцип дії ПНК порозрядного кодування, що належать до першої групи. Принцип порозрядного кодування полягає у формуванні цифровим способом еталонної напруги U_e шляхом послідовного наближення її до вхідної напруги $U_{вх}$. Цей принцип пояснюється структурною схемою перетворювача (рис. 1.26) і графом переходів (рис. 1.27), який відображає алгоритм керування положенням

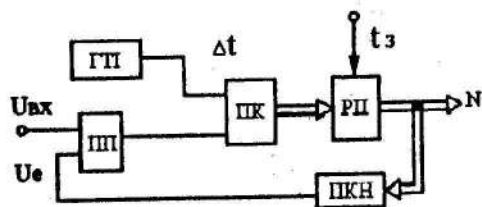


Рис. 1.26. Схема перетворювача напруги в код порозрядного кодування

регістра пам'яті (РП), необхідний для реалізації методу послідовного наближення еталонної напруги, що знімається з виходу ПНКН, до вхідної напруги. Вузли графа характеризують положення регістра

пам'яті, тобто двійкове число, що утримується в ньому в кожний момент порівняння напруг U_e і $U_{вх}$. Напрямок переходу задається при-

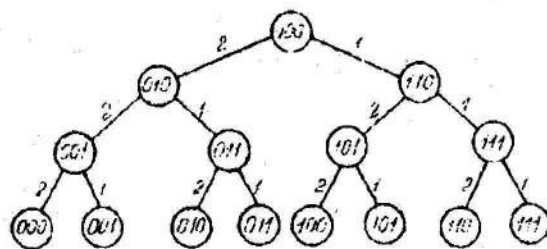


Рис. 1.27. Граф переходів, що характеризує зміну положення регістра пам'яті

стром керування (ІК) залежно від вхідного сигналу з ПП.

У момент запуску схеми t_0 регістр встановлюється в положення 100, при якому значення U_e визначається вагою старшого розряду вхідного двійкового числа N . Потім здійснюється n тактів послідовного наближення напруги U_e до значення вхідної напруги $U_{вх}$. На кожному такті можливі два варіанти, які визначають керуючі впливи для зміни положення регістра: 1) якщо $U_e < U_{вх}$, то відбувається встановлення чергового молодшого розряду в 1 при збереженні положень усіх попередніх старших розрядів; 2) якщо $U_e > U_{вх}$, то встановлення молодшого розряду в 1 супроводжується скиданням попереднього старшого розряду в 0. По закінченні n тактів керування еталонна напруга U_e наблизиться до напруги $U_{вх}$ з точністю до внеску самого молодшого розряду, тобто

$$U_e = \sum_{i=0}^{n-1} a_i U_{ei} \cong U_{вх}, \quad (1.38)$$

де n – число розрядів регістра; a_i – цифри в розрядах вихідного двійкового коду; U_{ei} – еталонні напруги, що знімаються з розрядів ІКІІ.

Церевагою розглянутого ПНК порівняно з ПНК послідовної лічби є значно менший час перетворення

$$T_{\text{пер}} = nM, \quad (1.39)$$

де M - тривалість одного такту керування, що задається генератором тактових імпульсів (ГТІ). Однак ця перевага досягається за рахунок значного ускладнення схеми ПНК.

1.6.3. Перетворювачі напруги в код, побудовані за методом зчитування

Дані перетворювачі дозволяють підвищити швидкість перетворення за рахунок того, що в них використовується паралельний набір можливих значень еталонної напруги, які одночасно порівнюються з вхідною напругою.

Схема ПНК зчитування (паралельного ПНК) (рис. 1.28) має m резистивних подільників еталонної напруги і стільки ж схем

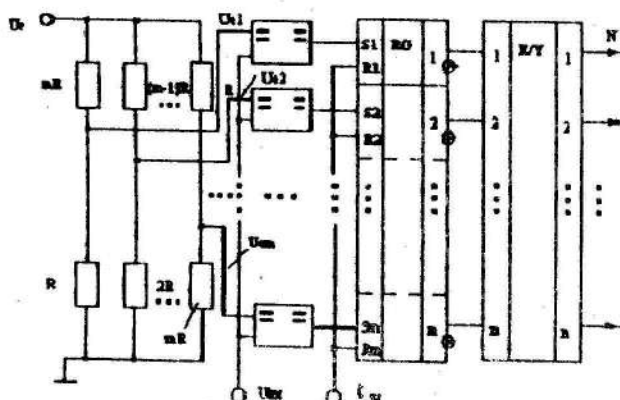


Рис. 1.28. Схема ПНК зчитування

порівняння. При цьому

$$m = 2^n - 1, \quad (1.40)$$

де m - кількість розрядів.

Напруги еталонних подільників задовольняють відношення

$$U_{ei} = U_e i / (m+1), \quad (1.41)$$

де $i = 1, 2, \dots, m$.

Перетворювач працює таким чином. У момент початку перетворення t_n усі елементи регістра RG встановлюються в положення "0". При подачі вхідної напруги $U_{вх}$ на інші входи схем порівняння відбувається її порівняння з еталонними напругами U_{ei} , що надходять на перші входи відповідних схем порівняння. При цьому якщо напруга $U_{вх}$ перевищує значення U_{ei} , то спрацьовують ті схеми порівняння, на які подаються еталонні напруги U_{ei} , $U_{e,i-1}$, ..., U_{e1} , оскільки $U_{ei} > U_{e,i-1} > \dots > U_{e1}$. Вихідні сигнали схем порівняння, що спрацювали, встановлюють в одиничне положення відповідні елементи m -розрядного запам'ятовуючого регістра RG. У регістрі утворюється число у вигляді одиничного позиційного коду, пропорційне вхідній напрузі $U_{вх}$. За необхідності кодовим перетворювачем X/Y виконується операція перетворення цього коду у паралельний двійковий код.

Даний перетворювач має максимальну швидкість порівняно з рештою типів перетворювачів. Тривалість операції перетворення визначається часом спрацьовування пристроїв порівняння та швидкістю цифрових елементів, що складають запам'ятовуючий регістр і кодовий перетворювач. Однак ця перевага паралельного ПНК досягається за рахунок великих апаратних витрат, оскільки кількість подільників напруги, схем порівняння та елементів

пам'яті в таких перетворювачах зростає пропорційно 2^n , де n - число двійкових розрядів перетворювача. Тому цей принцип використовується тільки для побудови швидкодіючих ПНК малої розрядності (до $n=6...7$).

1.6.4. Послідовно-паралельні ПНК

Дані перетворювачі виконуються у вигляді k послідовно з'єднаних каскадів, кожний з яких побудовано за класичним методом зчитування, причому $k \leq 3$.

Розглянемо приклад двохетапного послідовно-паралельного ПНК (рис. 1.29). Перший етап перетворення здійснюється пара-

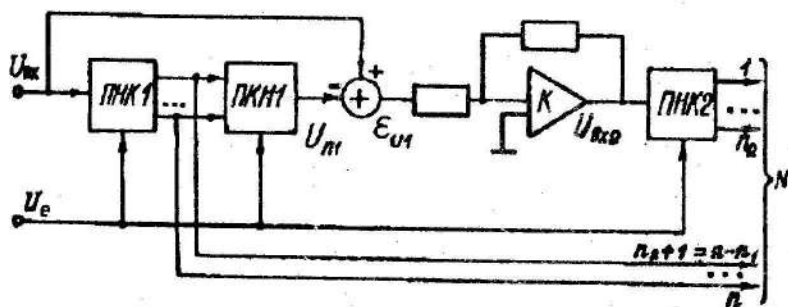


Рис. 1.29. Структура двохетапного послідовно-паралельного ПНК

лельним ПНК1, що має n_1 двійкових розрядів. Через похибки дискретизації ПНК1 після першого етапу перетворення утворюється остаточна напруга

$$E_{в1} = U_{вх} - U_{п1}, \quad (1.42)$$

де $U_{вх}$ - вхідна напруга; $U_{п1}$ - результат зворотного перетворення n_1 -розрядного числа в напругу, що виконується ПНК1. Причому значення ϵ_{u1} не перевищує величину дискрета перетворення

$$\Delta U_1 = U_e / 2^{n_1}, \quad (1.43)$$

де U_e - еталонна напруга.

Залишкова напруга ϵ_{u1} підсилюється операційним підсилювачем у $k=2^{n_1}$ разів і подається на другий паралельний перетворювач ПНК2, що має n_2 двійкових розрядів. Після другого етапу перетворення, що здійснюється ПНК2, одержуємо двійкове число, що становить молодші розряди вихідного числа N , в якому старші розряди були утворені в результаті першого етапу перетворення, що здійснюється в ПНК1. Похибка перетворення після другого етапу не перевищує значення

$$\Delta U_2 = \Delta U_1 / 2^{n_2} = U_e / 2^{n_1+n_2}. \quad (1.44)$$

Послідовно-паралельний принцип перетворення порівняно з паралельним ПНК дозволяє значно скоротити апаратні витрати при незначному погіршенні швидкодії, оскільки у цьому випадку повний час перетворення визначається як сума вельми малих тривалостей усіх етапів.

1.7. Фотоелектричні перетворювачі переміщень

Принцип дії фотоелектричного перетворювача переміщень (ФПП) полягає у перетворенні лінійного x або кутового θ пе-

реміщення в зміну інтенсивності світлового потоку, що надходить до приймача випромінювання, наприклад фотоприймача.

Усі існуючі фотоелектричні перетворювачі переміщень за характером впливу світлового потоку на фотоприймач можна поділити на три групи [1]: 1) ФПП з перекриванням світлового потоку; 2) растрові ФПП; 3) ФПП з кодовими масками. Перші дві групи використовуються в ЦПП послідовної лічби, причому як в нагромаджуючих перетворювачах, так і в циклічних. Третя група ФПП відноситься до ЦПП зчитування.

1.7.1. ФПП з перекриванням світлового потоку

Із цих перетворювачів найпростішим і найнадійнішим є амплітудний ФПП з перекриванням світлового потоку за допомогою заслінки, шторки або прапорця. Один із варіантів побудови такого ФПП наведено на рис. 1.30. Шток 4, зв'язаний одним кінцем з об'єктом, лінійне переміщення x якого необхідно виміряти, має на

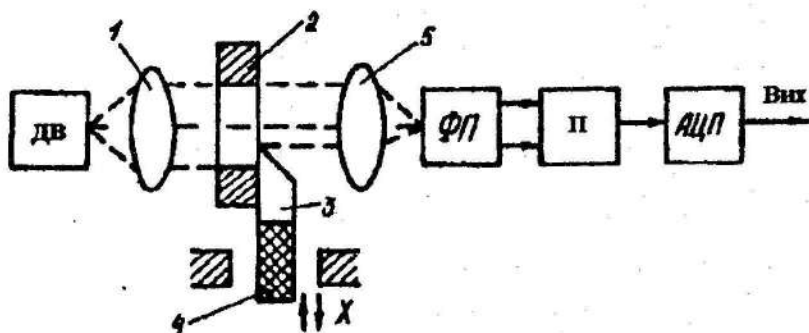


Рис. 1.30. Схема ФПП з перекриванням світлового потоку

другому кінці заслінки 3. Переміщуючись, заслінка 3 перекриває отвір діафрагми 2, внаслідок чого змінюється величина світлового потоку, що проходить від джерела випромінювання ДВ з конденсором 1 до об'єктива 5 і фотоприймача ФП. Далі напруга з виходу фотоприймача підсилюється підсилювачем П і за допомогою АЦП перетворюється в двійковий код, величина якого пропорційна переміщенню x .

До недоліків такого перетворювача слід віднести невисоку точність і нестабільність показань, зумовлених зміною в часі характеристик джерела випромінювання та фотоприймача.

Більш високу точність мають диференціальні амплітудні ФПП, наприклад, схема, показана на рис. 1.31. У цьому перетворювачі дзеркальна призма П, зв'язана з об'єктом, що переміщується, розщеплює світловий потік від джерела випромінювання ДВ з конденсором 1 на дві частини, які через об'єктиви 2,3 надходять на фо-

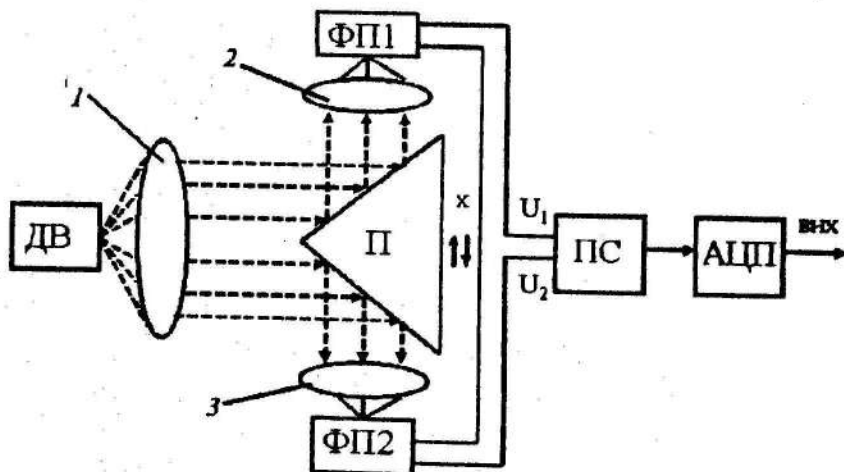


Рис. 1.31. Схема диференціального амплітудного ФПП

топриймачі ФП1 і ФП2. Перед початком вимірювань переміщення x встановлення призми П шляхом настроювання здійснюється таким чином, щоб обидві частини світлового потоку були однакові, тобто щоб сигнал на виході перетворювача дорівнював нулю. При переміщенні призми П на величину x , наприклад уверх, нижня частина світлового потоку збільшується, а верхня – зменшується. При цьому підвищується напруга U_2 і знижується U_1 , тобто на вхід підсилювача ПС надходить різниця напруг $U_1 - U_2$, яка після підсилення перетворюється АЦП у двійковий код. Оскільки перед початком вимірювань постійні напруги на виходах ФП1 і ФП2 компенсуються ($U_1=U_2$), то компенсуються й похибки через нестабільність живильної напруги, світлового потоку, темнових струмів фотоприймачів та ін. Крім того, лінійність характеристики керування у такій схемі зберігається для більших переміщень x , ніж у попередній схемі.

Основна складність при розробці диференціальних ФП1 - підбір пари фотоприймачів, що мають ідентичні характеристики.

Для визначення кутових переміщень з урахуванням напрямку обертання часто використовують схему нагромаджуючого типу (рис. 1.32), яка працює таким чином. Кодовий диск КД з прорізами, виконаними з кроком, що дорівнює величині кванта $\Delta\theta$, жорстко закріплюється на валу, кутове положення θ якого необхідно вимірювати. З обох боків кодового диска встановлено джерела світла ДВ1, ДВ2 і фотоприймачі ФП1, ФП2.

Якщо при повороті диска на деякий кут θ між i -м фотоприймачем ФП і джерелом ДВ з'явиться просвіт, то на виході

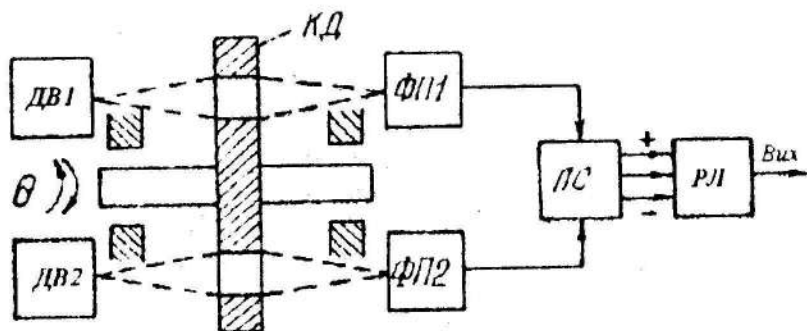


Рис. 1.32. Схема ФІП нагромаджуючого типу для визначення кутових переміщень

відповідного ФП виникне імпульс, який надходить на один із входів логічної схеми ЛС. Імпульс з другого ФП надходить на другий вхід ЛС. Логічна схема, порівнюючи черговість надходження цих імпульсів, визначає напрямку повороту диска КД, тобто знак приросту θ . Фотоприймачі конструктивно розміщують таким чином, щоб у випадку обертання КД у позитивному напрямку першим видавав на ЛС імпульс ФП1, а при негативному напрямку - ФП2. При одержанні пари імпульсів від ФП1 і ФП2 логічна схема видає один імпульс на лічильний вхід реверсивного лічильника РЛ і одночасно - сигнали на два входи керування напрямком лічби.

Таким чином, даний перетворювач підраховує усі зміни кута θ на величину кванта $\Delta\theta$, алгебраїчно додаючи їх з урахуванням знака.

Перевагами такої схеми є висока швидкість та простота практичної реалізації, недоліками - ймовірність виникнення систематичної похибки та малі перешкодостійкість і надійність.

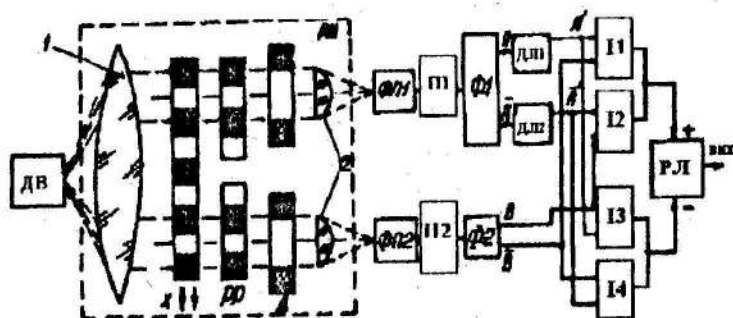
Існують схеми без указаних недоліків, наприклад, перетворювач, описаний в працях [1,10].

1.7.2. Растрові фотоелектричні перетворювачі переміщень

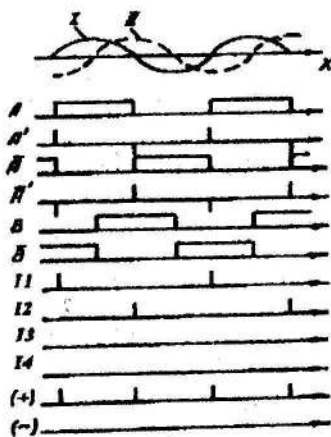
Основним вузлом будь-якого растрового ФПП є оптичний модулятор, що являє собою спряження вимірювального (радіального або лінійного) та індикаторного (нерухомого) елементів.

Принцип дії растрових ФПП такий. При переміщенні (кутовому або лінійному) вимірювального растра відносно нерухомого індикаторного растра відбувається модуляція світлового потоку за амплітудою у функції переміщення, тобто періодична зміна освітленості чутливого елемента, розміщеного поза полем растрового спряження. При цьому освітленість фотоприймача максимальна при збігу штрихів вимірювального та індикаторного растрів і мінімальна, коли штрихи одного растра закривають прозорі ділянки іншого. Повний цикл зміни освітленості фотоприймача відбувається при переміщенні растра на величину кроку.

Розглянемо принцип дії ФПП нагромаджуючого типу (рис. 1.33, а). Для того щоб забезпечити реверсивну лічбу, растровий модулятор РМ, який розташовується між джерелом випромінювання ДВ і фотоприймачами ФП1, ФП2 і містить конденсор 1, растрові решітки РР, діафрагми Д та два об'єктиви 2, повинен видавати два сигнали, зсунуті за просторовою фазою на $\pi/2$ відносно один одного (рис. 1.33, б). Це досягається шляхом розміщення діафрагм у растровому полі або зсувом індикаторних растрів відносно один одного. Від фотоприймачів ФП1 і ФП2 синусоїдальні сигнали І та



а



б

Рис. 1.33. Растровий ФГП: а - функціональна схема; б - часові діаграми

П, підсилені у відповідних підсилювачах П1 і П2, надходять на формувачі Ф1 і Ф2.

Формувачі виробляють прямокутні імпульси напруги з тією ж фазою, що й вхідний синусоїдальний сигнал, а також інвертовані сигнали. Результатом роботи формувачів є чотири прямокутні напруги А, В і \bar{A} , \bar{B} , з яких сигнали А і \bar{A} подаються на дифе-

ренційючі кола ДЦ1 і ДЦ2, а сигнали В і \bar{B} на відповідні входи схем збігу П-14 (див. рис. 1.33, а). Продиференційовані імпульси Λ' і Λ також надходять на відповідні входи схем збігу П-14 (див. рис. 1.33, а). При русі вимірювального растра у прямому напрямку імпульси виробляються на шині прямого ходу (виходи схем П1, П2) і надходять на вхід (+) реверсивної лічби РЛ. Якщо вимірювальний растр рухається в зворотному напрямку, лічильні імпульси з'являються на шині зворотного ходу (виходи схем П3, П4) і потім надходять на вхід (-) РЛ. При цьому переміщення растра на один крок відповідає надходженню на лічильник двох імпульсів, тобто даний ФІП має роздільну здатність, що відповідає 1/2 кроку растра.

Принцип дії розглянутої схеми ФІП ілюструється часовими діаграмами (рис. 1.33, б).

Сучасна технологія дозволяє створювати точні й надійні растрові нагромаджуючі ФІП з роздільною здатністю 1/8 кроку растра. При цьому роздільна здатність досягає 1...2 мкм для растрів з кроком 8 мкм і поділом кроку на 4 або 8 частин.

1.7.3. Фотоелектричні перетворювачі переміщень

з кодовими масками

Основним елементом такого перетворювача (ФІП, побудованого за методом зчитування) є диск 2 з нанесеною на нього кодовою маскою, виконаною відповідно прийнятому коду (рис. 1.34). Кодувальний диск виготовляється звичайно з оптичного скла, на

яке фотохімічним способом наносять кодову маску у вигляді концентричних доріжок з прозорими й непрозорими ділянками. Кількість таких доріжок і ширина кодових ділянок залежить від роздільної здатності ФШП і виду вибраного коду. Диск 2 кінематично зв'язаний з обертаючим валом 5, кутове переміщення якого треба вимірювати. Світловий

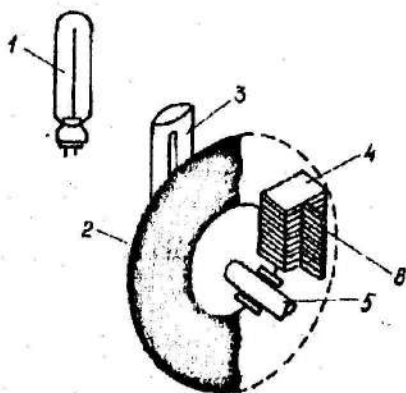


Рис. 1.34. Ескіз конструкції фотоелектричного перетворювача кута в код

потік від джерела випромінювання 1, наприклад, СМН8-60, СМН6-150, через оптичну систему 3 і прозорі ділянки кодової маски надходить на фотоприймачі 4, які звичайно розміщуються вздовж радіуса диска. Підсилені дискриміновані сигнали приймаються за двійкові одиниці, а відсутність сигналів на інших фотоприймачах, перекритих непрозорими ділянками кодової маски, відповідає двійковим нулям. Таким чином, кожному куту повороту вала 5 відповідатиме своя комбінація електричних сигналів на виході фотоприймачів, що є цифровим виразом даного коду.

При виборі джерел світла та фотоприймачів слід прагнути до узгодженості їх спектральних характеристик.

1.7.4. Волоконно-оптичні функціональні перетворювачі

Такі перетворювачі належать до класу оптоелектронних ІЦП

геометричного (просторового) кодування і являють собою пристрої, які перетворюють кутове θ або лінійне x переміщення сформованого світлового променя на межі двох оптичних середовищ і зображення сяючих або підсвічуваних об'єктів в електричні коди функцій $f(x)$ або в сукупності оптичних сигналів, які визначають результат перетворення.

Вхідні величини (переміщення x) волоконно-оптичних перетворювачів (ВОП) паралельного зчитування задаються координатами вхідного сформованого променя Π , які квантуються, а відповідні їм рівні квантування кодується у перетворювачі з урахуванням заданої функції перетворення. При цьому оптичний код на виході ВОП для кожного значення координати вхідного променя Π є комбінацією випромінюючих і не випромінюючих світлових потоки 4 вихідних торців 3,

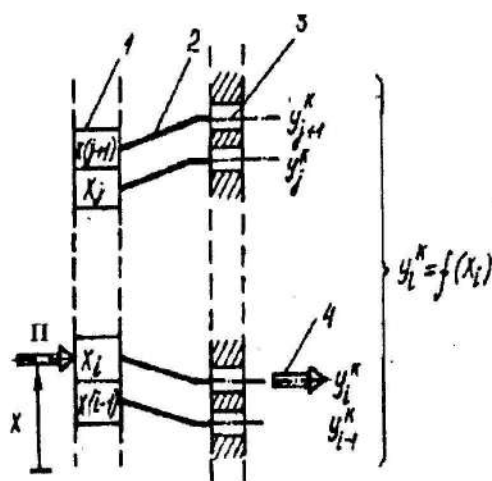


Рис. 1.35. Схема розкладки джгутів найпростіших кодувальних елементів

кожний з яких має відповідний розряд вихідного позиційного коду. На рис. 1.35 показано розкладку торців окремих джгутів 2 найпростіших кодувальних елементів 1 по вихідних торцях 3 окремих розрядів ВОП для одержання оптичного одиничного

коду. Перехід від одного виду коду до іншого здійснюється заміною розрядів, що присвоюються вхідним торцям 3 ВОП, і відповідною заміною розкладки джгутів 2 найпростіших кодувальних елементів 1. Наприклад, для зображення значення координати рівня квантування 5 вхідного променя П у двійковому коді 4-розрядного ВОП необхідно торці джгута від найпростішого кодувального елемента, що відповідає цій координаті, розташувати по вихідних торцях 1-го і 3-го розрядів ВОП, а в кодї Грея - по вихідних торцях 1-го, 2-го і 3-го розрядів.

Для волоконно-оптичних функціональних перетворювачів характерна похибка від неоднозначності кодування переміщення, що є наслідком одночасного часткового засвічення вхідним променем двох суміжних вхідних торців найпростіших кодувальних елементів на вході ВОП, що призведе до утворення правильного оптичного коду або зображення цифр. Для усунення вказаної похибки використовують методи виключення можливості одночасного засвічення променем двох суміжних вхідних торців, які описані в праці [1].

Нині волоконно-оптичні перетворювачі є одним з нових напрямків приладобудування і використовуються при проектуванні таких цифрових приладів, як паливоміри, акселерометри та ін. Елементна база ВОП являє собою скляні та полімерні світловоди, різноманітні джерела й приймачі оптичного випромінювання, електронно-логічні схеми й схеми керування на мікросхемах різних серій.

1.8. П'єзоелектричні перетворювачі з цифровим виходом

1.8.1. Фізичні основи та сфера використання п'єзоелектричних перетворювачів

П'єзоелектричними називаються кристали і текстури, що електризуються під дією механічних напруг (прямий п'єзо ефект) і деформуються в електричному полі (зворотний п'єзо ефект). П'єзоелектричні властивості мають багато кристалічних речовин [11]: кварц, турмалін, ніобат літію, сегнетова сіль тощо, а також п'єзокераміки [12]: титан барію, титан свинцю, цирконат свинцю та ін.

Великою перевагою п'єзо ефекту є його знакочутливість, яка характеризується зміною знаків заряду при заміні стискування розтягненням і зміною знаку деформації при зміні напрямку електричного поля.

Фізичну природу п'єзо ефекту розглянемо на прикладі найпоширенішого п'єзоелектричного кристала - кварцу. На рис. 1.36, а показано форму електричної чарунки кристалічної структури кварцу. В електрично нейтральній чарунці кварцу виділяють три напрямки, які проходять через центр і з'єднують два різнополярні іони. По цих електричних осях X направлені вектори поляризації P_1, P_2, P_3 . Якщо до кристала кварцу вздовж осі X прикладається сила F_x (рис. 1.36, б), яка рівномірно розподілена по грані, перпендикулярній до цієї осі, то внаслідок деформації елементарної чарунки

її електрична нейтральність порушується. При цьому у деформованому стані чарунки сума проєкцій векторів P_2 і P_3 на вісь X стає меншою (при стисненні) або більшою (при розтягненні) вектора P_1 . В результаті виникає рівнодіюча вектора поляризації, якій відповідають поляризаційні заряди на гранях, знаки яких для деформації стиску показано на рис. 1.36, б. У цьому випадку де-

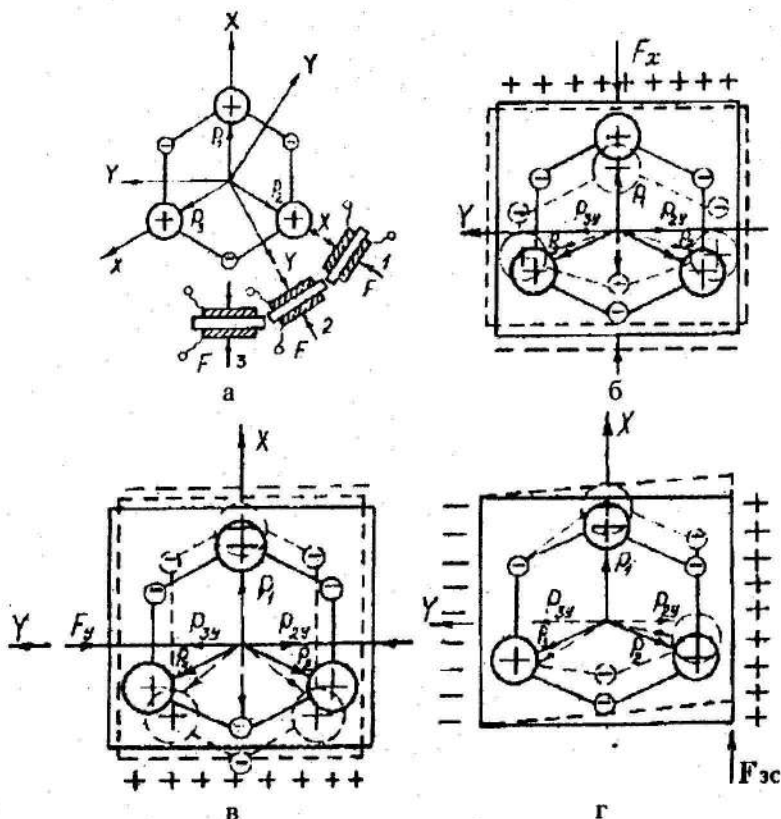


Рис. 1.36. Фізична природа п'єзоєфекту на прикладі кварцу:
 а - форма елементарної чарунки кристалічної структури кварцу;
 б - поздовжній п'єзоєфект, в - поперечний п'єзоєфект,
 г - зсув елементарної чарунки

формація чарунки не впливає на її електричний стан уздовж осі Y , оскільки сума проєкцій векторів поляризації дорівнює нулю, тому що $P_{2y} = P_{3y}$. Явище утворення поляризаційних зарядів на гранях, перпендикулярних до осі X при дії сили по цій осі, називається по-здовжнім п'єзо ефектом.

При дії механічних напруг від сили F_y , яка прикладається вздовж однієї з механічних осей Y , на гранях п'єзоелемента, перпендикулярних до осі Y , поляризаційні заряди не виникають, але з'являються заряди на гранях, перпендикулярних до осі X (рис. 1.36, в). Це зумовлено тим, що сума проєкцій векторів поляризації P_2 і P_3 на вісь Y дорівнює нулю, а $P_{1y} = 0$. Водночас сума проєкцій векторів P_2 і P_3 на вісь X не дорівнюватиме вектору P_1 . Наприклад, при стисненні п'єзоелемента (див. рис. 1.36, в) указана сума перевищує P_1 , що приводить до утворення на нижній грані позитивних зарядів, а на верхній - негативних. Розглянутий ефект утворення зарядів на гранях, перпендикулярних до навантажених граней, називається поперечним п'єзо ефектом.

При механічних напругах зсуву, що утворюються силою F_x , геометрична сума проєкцій векторів P_2 і P_3 на вісь X дорівнює вектору P_1 , спрямованому по осі X , і тому на гранях, перпендикулярних до осі X , заряд не з'являється. Однак проєкції векторів P_2 і P_3 на вісь Y не однакові, що спричиняє виникнення на гранях, перпендикулярних до осі Y , відповідних зарядів (рис. 1.36, г).

При рівномірному навантаженні кристала кварцу з усіх боків (наприклад, гідростатичне стиснення) він залишається електрично нейтральним. Таке ж саме явище спостерігаємо і при навантаженні

кристала кварцу вздовж оптичної осі Z .

Характерні особливості п'єзоefекту (рис. 1.37):

1) при поздовжньому п'єзоefекті заряд не залежить від розміру п'єзоелементів;

2) при поперечному п'єзоefекті заряд може бути збільшений відповідним вибором розмірів п'єзоелемента, тобто довжин ребер, орієнтованих по осях X і Y . При цьому довжину ребра, орієнтованого по осі Y , потрібно збільшувати, а по осі X - зменшувати.

Сфера використання п'єзоелектричних перетворювачів дуже різноманітна:

1) перетворювачі, в яких використовується прямий п'єзоefект, застосовують у приладах для вимірювання сили, тиску, прискорення;

2) перетворювачі, де використовується зворотний п'єзоefект, застосовують як випромінювачі ультразвукових коливань, перетворювачі напруги в деформацію, наприклад, у п'єзоелектричних реле, виконавчих елементах автоматичних систем, що переміщують

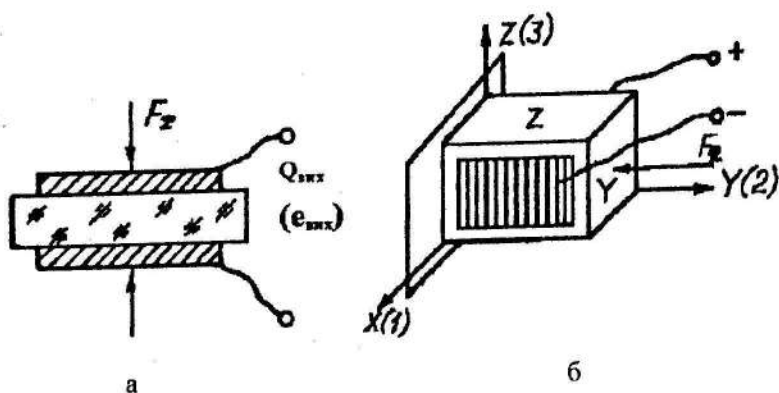


Рис. 1.37. П'єзопластини, в яких виникають явища поздовжнього та поперечного п'єзоefектів

дзеркала оптичних приладів, зворотних перетворювачах приладів зрівноваження тощо;

3) перетворювачі, в яких одночасно використовується прямий і зворотний п'єзоefекти, називають п'єзрезонаторами і застосовують як фільтри, що пропускають вузьку полосу частот, керовані резонатори використовуються в частотно-цифрових приладах як перетворювачі неелектричних (температура, тиск, прискорення та ін.) величин у частоту.

До складу п'єзоелектричного перетворювача з цифровим виходом, що належать до першого типу за наведеною класифікацією, входять п'єзоелемент, підсилювач і АЦП. Як п'єзоелементи використовуються кварц і різні типи п'єзокераміки [11,12]. При їх виборі слід пам'ятати, що п'єзокераміки мають більш високі за величиною, ніж кварц, п'єзомодулі, але гірші пружні властивості. Всі матеріали мають п'єзоелектричні властивості лише в певному температурному діапазоні, межі якого визначаються точкою Кюрі. При цьому для кварцу точка Кюрі $\theta_K = 530^\circ \text{C}$, а для п'єзокерамік ці температури значно нижчі.

Оскільки для невеликих п'єзоелементів вихідна напруга звичайно становить одиниці мілівольт, то вимірювані кола п'єзодатчиків виконуються у вигляді підсилювачів напруги з високоомними входами або підсилювачів заряду, які розглядатимуться у наступному розділі.

Для перетворення вихідної аналогової величини в цифровий код слід використовувати стандартні АЦП (див. підрозд. 1.6).

П'єзоелектричні перетворювачі другого і третього типів будуть проаналізовані в підрозд. 2.2.

1.8.2. П'єзоелектричні перетворювачі сили, тиску та прискорення

Перевагами п'єзоелектричних перетворювачів є малі габарити, простота конструкції, надійність у роботі, спроможність вимірювання швидкозмінних величин, дуже висока точність перетворення механічних напруг в електричний заряд. Наприклад, для кварцу перетворення механічної напруги в електричний заряд здійснюється з похибкою $10^{-4} \dots 10^{-6}$. У зв'язку з цим п'єзоелектричні перетворювачі – це в перспективі найточніші перетворювачі для датчиків тиску, прискорення, сил.

На рис. 1.38 схематично зображено пристрій п'єзоелектричного перетворювача тиску. Тиск P , що вимірюється, діє на мембрану 1, яка є дном корпусу перетворювача. Мембрана, в свою чергу, діє на кварцові пластини Х-зрізу 2, з'єднані паралельно. Поверхневі обкладки кварцових пластин заземляються, а середня обкладка - латунна фольга 3 - ізолюється відносно корпусу самим кварцем, що має дуже високий питомий опір. Сигнал з кварцових пластин знімається екранованим кабелем 5. Для зручності з'єднання виводу від латунної фольги з внутрішньою жилою кабелю в корпусі перетворювача передбачено отвір, закритий пробкою 4. Перетворювач герметизується з метою захисту його від вологи й забруднення. Оскільки вихідна потужність п'єзоелектричного перетворювача дуже мала, на його виході має бути ввімкнений підсилювач з великим вхідним опором.

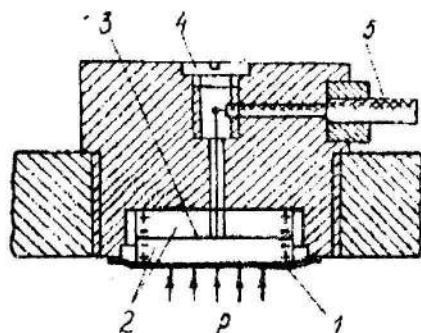


Рис. 1.38. Пристрій п'єзоелектричного перетворювача тиску

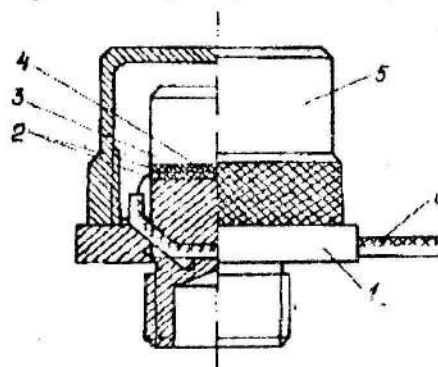


Рис. 1.39. Конструкція п'єзоелектричного датчика прискорень

латунної фольги 4, з'єднаного з кабелем 6.

Кабель кріпиться до основи за допомогою пайки. Датчик закривається кришкою 5, загвинченою на основу 1, на якій нарізана різьба для кріплення датчика на об'єкті. До кабеля, що з'єднує датчик акселерометра з підсилювачем, ставляться такі вимоги: великий опір ізоляції, мала ємність між жилою та екраном, гнучкість, антивібраційність. Цим вимогам найкраще відповідає кабель типу АВК-3.

На рис. 1.39 показано конструкцію п'єзоелектричного датчика прискорень. Усі елементи датчика кріпляться до основи 1, виготовленої з титану. П'єзоелектричний перетворювач 2 складається з двох кварцових п'єзоелементів Х-зрізу, ввімкнених паралельно. Для зменшення габаритів датчика інерційна маса 3 виготовляється з легкооброблюваного сплаву ВІМЗ-2 з високою густиною (18 г/см^3). З'єднання пластин з основою та інерційною масою в датчику здійснюється за допомогою пайки. Вихідний сигнал знімається з кварцових пластин за допомогою виводу з

Основні технічні характеристики датчика [13]: робочий діапазон вимірюваних прискорень – $1 \dots 150 \text{ м/с}^2$, маса датчика – 35 г. Для підвищення чутливості датчиків використовують такі конструктивні рішення:

1) використання п'єзоелементів з кераміки, що мають п'єзомодулі, значно вищі порівняно з кварцем;

2) п'єзоелемент виготовляється у вигляді ряду паралельно з'єднаних за допомогою металічних прокладок 2 п'єзопластин 1 (рис. 1.40);

3) застосування поперечного п'єзоефекту;

4) використання перетворювачів з біморфними п'єзоелементами (що складаються з двох пластин), які працюють на перегин, причому пластини залежно від напрямку позитивних осей можуть з'єднуватися як паралельно, так і послідовно (рис. 1.41);

5) застосування п'єзоелементів, що працюють на зсув.

Найвища чутливість, досягнута в п'єзоакселерометрах, складає до $1000 \text{ пКл/(м}\cdot\text{с}^{-2})$.

Вимірювальні кола п'єзодатчиків виконуються або у вигляді підсилювачів напруги з високоомним входом, або у вигляді підсилювачів заряду.

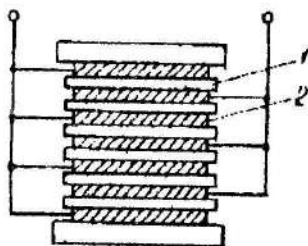
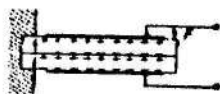


Рис. 1.40. Конструкція п'єзоелемента



а



б

Рис. 1.41. Конструкції біморфних п'єзоелементів

Схему підсилювача напруги з високоомним входом зображено на рис. 1.42, а. Основний недолік схеми - залежність вихідної на-

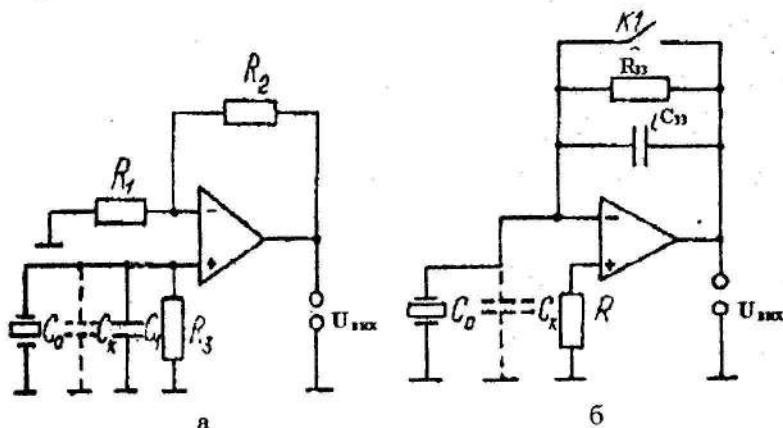


Рис. 1.42. Схеми вимірювальних кіл п'єзодатчиків: а - підсилювач напруги, б - підсилювач заряду

пруги і чутливості датчика від ємності кабелю C_K (70...150 пФ на кожний метр довжини), яка може значно змінюватися залежно від положення кабелю, температури, вологості.

Ємність п'єзокварцового датчика C_0 дуже стабільна і не перевищує 5...50 пФ. Стабільна ємність C_1 вмикається паралельно входу підсилювача для зменшення нестабільності чутливості.

Величина γ визначається за допустимою похибкою чутливості:

$$\gamma_n = (\Delta C_0 + \Delta C_K) / (C_0 + C_K + C_1), \quad (1.45)$$

де ΔC_K - нестабільність ємності кабелю; ΔC_0 - нестабільність ємності п'єзоелемента.

Вихідна напруга підсилювача підвищується через збільшення його коефіцієнта підсилення

$$k = 1 + R_2/R_1. \quad (1.46)$$

Опір R_3 стабілізує рівень вхідної напруги підсилювача, що визначається його вхідним струмом. Оскільки вхідний струм підсилювача не перевищує 10^{-11} А, а допустимий рівень постійної напруги на вході підсилювача – до 1 В, то $R_3 \approx 10^{11}$ Ом.

На рис. 1.42, б показано схему підсилювача заряду. Коефіцієнт підсилення підсилювача $k=10^4 \dots 10^5$; вхідний опір $R=10^{10} \dots 10^{11}$ Ом. Основними перевагами схеми є: 1) незалежність вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ від ємності $(C_0 + C_K)$; 2) можливість збільшення чутливості при зменшенні ємності $C_{\text{зв}}$, причому ємність $C_{\text{зв}}$ не повинна бути менше 50...100 пФ, оскільки в цьому випадку помітний вплив починають створювати паразитні ємності; 3) можливість забезпечення великих констант часу ($10^4 \dots 10^5$ с). У даній схемі ключ К1 використовується для швидкого встановлення нульової початкової напруги на виході. Замикаючи ключ К1, оператор розряджає конденсатор $C_{\text{зв}}$.

Для одержання інформації в цифровому коді до виходів підсилювачів під'єднуються АЦП.

1.9. Цифрові прилади з напівпровідниковими перетворювачами

До складу цифрових приладів з напівпровідниковими перетворювачами входять: первинний вимірювальний напівпровідниковий перетворювач, підсилювач (може бути відсутній) і аналого-цифровий перетворювач (АЦП). Як первинний

вимірювальний перетворювач використовуються напівпровідникові елементи, оскільки їх параметри (опір, ємність, струми, що протікають, тощо) залежать від таких факторів, як температура, тиск, деформація, електрична напруга, магнітна індукція та ін.

Перевагами напівпровідникових перетворювачів є висока чутливість, спроможність роботи без підсилення та ін. До недоліків слід віднести залежність вихідних характеристик від декількох величин і недостатню стабільність.

Якщо, наприклад, опір напівпровідника (напівпровідникового резистора) залежить від одного з переважних факторів (температури T , тиску або сили P , напруги U , світлового потоку Φ і магнітної індукції B), то маємо перетворювач з характеристиками терморезистора $R(T)$, тензорезистора $R(P)$, варистора $R(U)$, фоторезистора $R(\Phi)$, магніторезистора $R(B)$. Отже, терморезистори використовуються як чутливі елементи в термометрах, термореле, регуляторах температури тощо. Тензорезистори є первинними перетворювачами широкого класу приладів для вимірювання сил, тисків, деформацій, механічних напруг і прискорень.

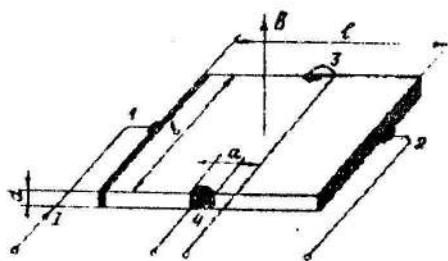


Рис. 1.43. Перетворювач Холла

Цікаві властивості мають також датчики Холла (холлострени), які виготовляються у вигляді прямокутних напівпровідникових пластинок з двома парами виходів 1-2 і 3-4 (рис. 1.43).

Якщо пластину помістити у магнітне поле таким чином, щоб магнітний потік з магнітною індукцією B був перпендикулярний до її площини, а через пластину в напрямку затискачів 1-2 пропустити струм I , то на затискачах 3-4 виникне ЕРС e , яку можна визначити за формулою

$$e = k_0 \cdot B \cdot I, \quad (1.47)$$

де k_0 - коефіцієнт пропорційності.

Холлзотрон використовують для перемноження двох величин, модуляції, вимірювання магнітної індукції B , малих переміщень і струмів.

Напівпровідникові елементи виготовляють не тільки з монокристалів, а й напилюються у вигляді шівок. При створенні термо- і тензорезисторів у вигляді шівок слід застосовувати мостові схеми, терморезистори для термокомпенсації та інші елементи, які напилюються на кристал кременю. Наприклад, на рис. 1.44 подано схему датчика абсолютного тиску, що складається з вимірювальної кремнієвої мембрани 4 з внутрішньою камерою 1.

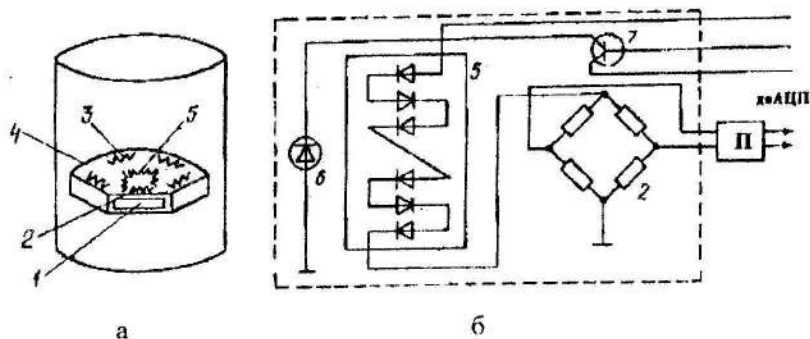


Рис. 1.44. Схема датчика тиску: а - схема датчика абсолютного тиску; б - принципова схема перетворювача

На поверхні мембрани напиленням наносяться плівковий міст 2, балансні елементи 3 для температурної компенсації та термочутливий елемент 5. До принципової схеми перетворювача входять також стабілітрон 6, датчик температури 7 і підсилювач П. Обведені на принциповій схемі пунктирною лінією елементи розташовуються на кремнієвій мембрані. Сигнал з виходу підсилювача П, пропорційний тиску, що вимірюється, надходить на АЦП для одержання інформації в двійковому коді. Тензочутливість S напівпровідникових перетворювачів визначається як

$$S = (\Delta\rho/\rho) / \epsilon, \quad (1.48)$$

де ρ - питомий опір; ϵ - відносна деформація.

Можна навести ряд інших напівпровідникових перетворювачів, сфера використання яких безперервно поширюється [14].

1.10. Датчики тиску з цифровим виходом

Датчики тиску з цифровим виходом широко застосовуються у вимірниках висоти, швидкості та інших авіаційних приладах, що з'єднуються з бортовою цифровою обчислювальною машиною.

Розглянемо ряд таких датчиків, запропонованих на кафедрі приладів літальних апаратів Харківського авіаційного інституту [15-20].

Функціональну схему одного з датчиків тиску [15] зображено на рис. 1.45. Датчик тиску має пружний чутливий елемент 1, розташований у герметичному корпусі 2 і шарнірно з'єднаний з

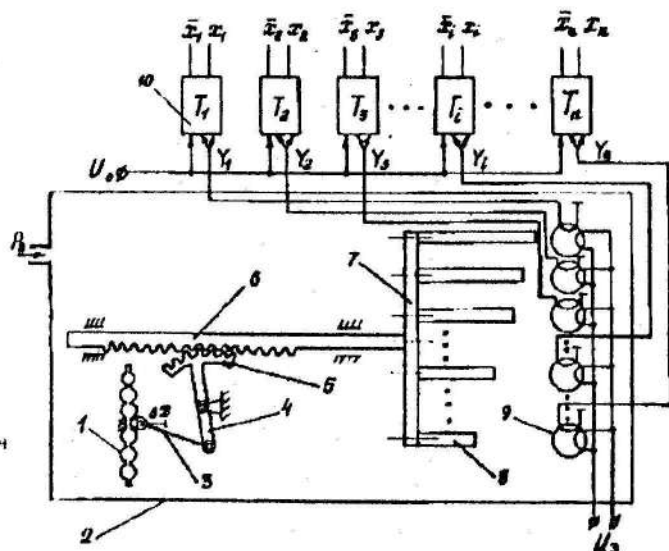


Рис. 1.45. Функціональна схема датчика тиску

вошипно-шатунним механізмом, що складається з шатуна 3 та кривошипа 4. Кривошипно-шатунний механізм має зубчастий сектор 5, що взаємодіє з зубчастою рейкою 6. До одного кінця рейки приєднана пластина 7 із стрижневими осердями 8, які спроможні входити у вікна відповідних феритових осердь 9. При цьому обмотки збудження феритових осердь підімкнуті до шин живлення, а вихідні обмотки – одним кінцем до лічильного входу відповідного тригера 10, а другим - до шини заземлення. Нульові входи усіх тригерів з'єднані з загальною шиною керування. Із внутрішньої порожнини чутливого елемента відкачано повітря ($P_1=0$).

Датчик тиску працює таким чином. При надходженні тиску P_2 в корпус 2 приладу чутливий елемент 1 прогинається, його рухомий центр переміщується на деяку величину, яка залежить від зна-

чення P_2 . Потім кривошипно-шатунний механізм перетворює поступальний рух в обертальний рух зубчастого сектора 5. Зубчастий сектор 5 перетворює обертальний рух в поступальний рух зубчастої рейки 6, встановленої в опорах. Оскільки стрижневі осердя жорстко закріплюються на прямокутній пластині 7, яка, в свою чергу, жорстко з'єднується з кінцем зубчастої рейки 6, то при переміщенні рейки на деяку величину Δl осердя також переміщуватимуться на таку саму величину.

Стрижневі осердя мають різну довжину l_i , що залежить від аналогових значень тиску, які необхідно перетворити у цифровий код. При деякому переміщенні Δl рейки верхнє стрижневе осердя входить у вікно відповідного феритового осердя 9, до обмотки збудження якого прикладена напруга U_z .

Внаслідок цього у вихідній обмотці феритового осердя з'являється сигнал, достатній для "перекидання" відповідного тригера 10 з одного положення в інше. Вказаний сигнал надходить на лічильний вхід тригера T_i . Оскільки під дією спеціального встановлюючого сигналу U_0 , що надходить по загальній шині керування, усі тригери T_i знаходяться в початковому положенні, тобто $\bar{X}_i = 0$, $X_i = 1$, то перший тригер T_1 через надходження сигналу керування на його лічильний вхід переходить у положення $\bar{X}_1 = 1$ і $X_1 = 0$. При подальшому збільшенні тиску аналогічно переходять у положення $\bar{X}_i = 1$ і $X_i = 0$ та інші тригери. Із зменшенням тиску, навпаки, відповідні стрижневі осердя виходять з вікон відповідних феритових осердь, причому сигнали з їх вихідних об-

моток будуть "перекидати" відповідні тригери T_i в положення $X_i = 0$ і $X_i = 1$. Таким чином, перетворення сигналу зміни тиску в цифровий код дозволяє з'єднувати датчик з цифровою обчислювальною машиною та використовувати його в цифрових системах контролю й керування.

З метою поширення сфери використання датчика шляхом формування вихідного сигналу у вигляді позиційного двійкового коду і підвищення надійності за допомогою схемного контролю датчик тиску обладнується двома групами двохходових елементів $П12$ і $П13$ по n елементів в кожній групі, шифратором 14, виходи якого утворюють виходи 15 позиційного двійкового коду [16]. Вхідна клемма синхронізації 16 з'єднана з першими входами елементів $П12_1$ і $П13_1$. Вихід $П12_n$ з'єднаний з вихідною клемою контролю 17. З'єднання перелічених елементів між собою і з основним пристроєм, позначеним позицією 11, здійснюється згідно зі схемою, зображеною на рис. 1.46.

Даний датчик тиску працює аналогічно розглянутому раніше. Різниця полягає в тому, що при обміні інформацією з ЦОМ або іншим пристроєм обробки інформації, що вимірюється, на вхідну клему 16 синхронізації подається сигнал "1". При цьому сигнал на виході елемента $П12$ дорівнюватиме "1", якщо тригер T_i знаходиться в положенні "1". Аналогічні процеси відбуваються в усіх послідовно з'єднаних елементах $П12$, тобто сигнал зі вхідної клеми синхронізації 16 поширюватиметься за схемою доти, доки який-небудь тригер T_k не займе положення "0". Після цього сигнал припиняє своє поширення. У цьому випадку на виходах елементів $П13$

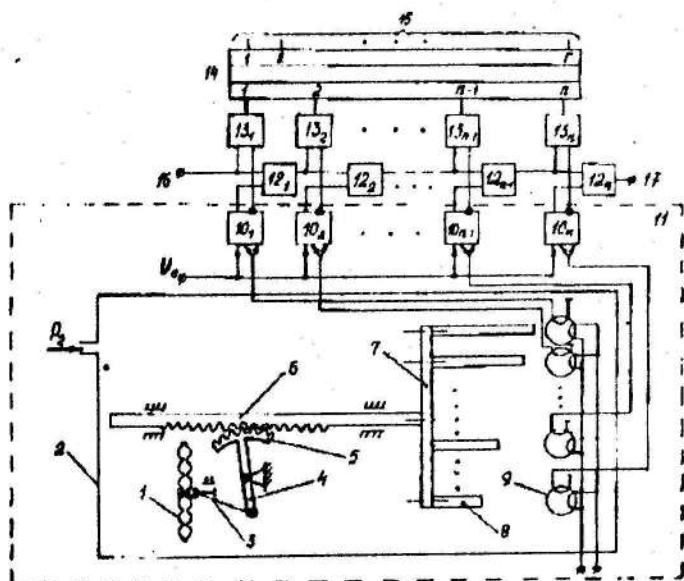


Рис. 1.46. Функціональна схема датчика тиску з вихідним сигналом у вигляді позиційного двійкового коду

крім k -го елемента з'явиться сигнал "0", на виході елемента 113_k – сигнал "1". Таким чином, на виходах елементів 113 формується унітарний код, який перетворюється в позиційний двійковий код шифратором 14 . Кількість виходів шифратора r (i , відповідно, довжина позиційного двійкового коду) визначається так:

$$r = \lceil \log_2 n \rceil, \quad (1.49)$$

де [...] означає найближче ціле, не менше, ніж значення в дужках.

Прилад дозволяє також здійснювати контроль працездатності датчика в робочому діапазоні, тобто коли хоча б один тригер знаходиться в положенні "0". Якщо через порушення нормального функціонування датчика сигнали на виходах усіх тригерів 10 дорівнюють "1", то сигнал зі вхідної клемі синхронізації 16 пройде

через елементи П2 на вихідну клему контролю 17. Наявність сигналу на вихідній клемі контролю 17 свідчить про несправність датчика. Таким чином, описаний датчик перетворює тиск в позиційний двійковий код і здійснює контроль функціонування.

З метою підвищення точності вимірювання тиску запропоновано прилад для вимірювання тиску [17], функціональну схему якого зображено на рис. 1.47. Пристрій має два ідентичних пружних чутливих елементи 1 і 2, переважно у вигляді сільфонів. Чутливий елемент 1 знаходиться в порожнині 3 герметичного корпусу 4, в яку подається тиск P_1 , що вимірюється. Чутливий елемент 2 розташовується у порожнині 5 герметичного корпусу, в якій підтримується постійний тиск P_0 . Порожнини 3 і 5 герметично ізолюються теплопроводною перетинкою 6, на якій жорстко закріплюється чутливий елемент 2. Чутливий елемент 1 встановлюється на перетинці 7, що має отвори. Чутливі елементи 1 і 2 з'єднуються між собою трубкою 8, виготовленою з діелектричного матеріалу, наприклад скла. У трубку 8 з певним кроком вмонтовані електроди 9. Виводи 5-8 електродів під'єднуються до входів логічних елементів 10, за які правлять логічні елементи І-АБО, реалізовані на мікросхемі К561ЛС5. Виводи 1-4 електродів під'єднуються до входів логічних елементів І-АБО через інвертори 11, реалізовані, наприклад, на мікросхемі К561ЛЕ5. Чутливі елементи 1 і 2 та трубка 8 заповнюються речовиною, що проводить струм, наприклад, ртуттю, яка ізоляційною перетинкою 12 розділяється на два рівних об'єми. Як розділяюча перетинка 12 використовується діелектричний матеріал або рідина. До частини рідини, що знаходиться у чутливому елементі 1, прикладається напруга U_n , величина якої мусить забезпе-

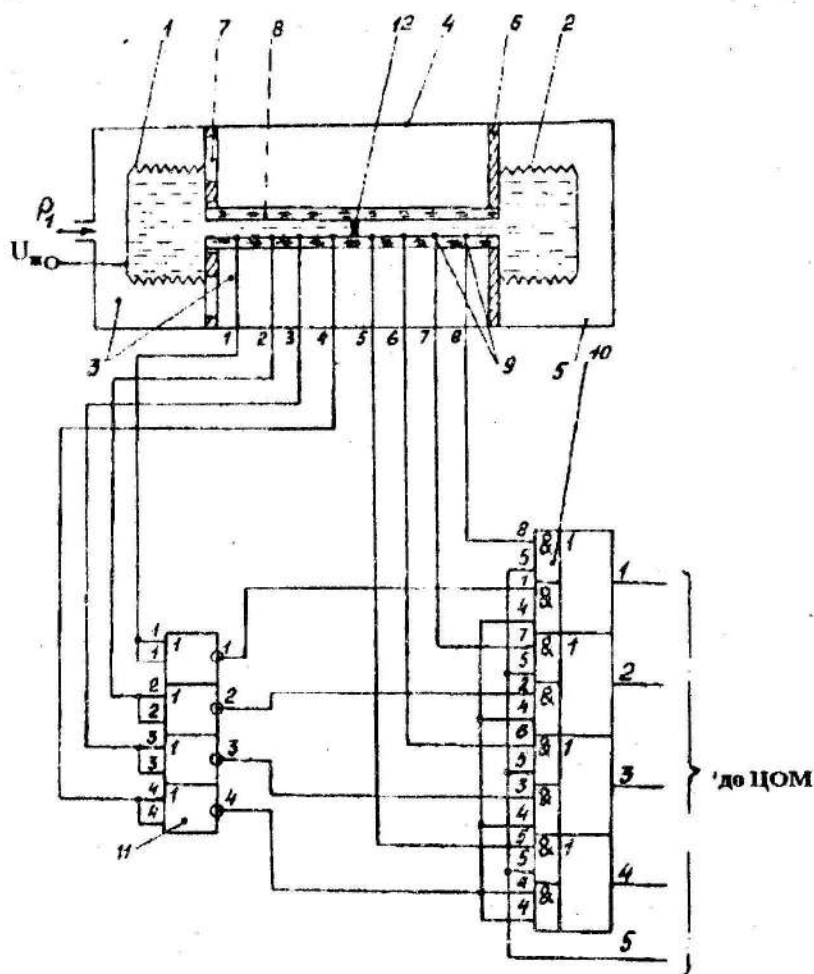


Рис. 1.47. Функціональна схема пристрою для вимірювання тиску

чити рівень "1" на відповідних входах логічних елементів.

Пристрій працює таким чином. При рівності тисків P_1 і P_0 щетинка 12 займає положення, показане на рис. 1.47. У цьому випадку електроди 5-8 мають нульовий потенціал, а до електродів 1-4

підводиться потенціал, що відповідає рівню "1". Сигнали з електродів 1-4 надходять на відповідні входи схеми 11, а з електродів 5-8 - відповідно на входи схеми 10. В результаті на виході схеми 10 буде код 0000, що відповідає рівності тисків P_1 і P_0 . При зміні тиску P_1 можливі два випадки.

Із збільшенням тиску P_1 чутливий елемент 1 стискається і його рухома основа переміщується на деяку величину. Внаслідок цього частина струмопровідної рідини витискується в трубку 8, що приводить до переміщення ізоляційної перегородки 12, величина якої пропорційна тиску P_1 . При досягненні тиском P_1 деякого значення переміщення ізоляційної перегородки 12 досягає такої величини, що на електрод 5 через струмопровідну рідину подається потенціал, який відповідає рівню "1".

У цьому випадку сигнал з електрода 5 надходить на відповідні входи схеми 10. На виході схеми 10 маємо код 0001, що визначає величину тиску P_1 . Крім того, сигнал, що знімається з електрода 5, використовується для визначення знаку різниці тисків P_1 і P_0 . Для розглянутого випадку ця різниця позитивна, й тому сигнал "1" з електрода 5 надходить на ЕОМ. При подальших збільшенні тиску P_1 і переміщенні ізоляційної перегородки 12 струмопровідна рідина досягає наступних електродів, що викликає появу "1" в наступних розрядах вихідного коду.

Із зменшенням тиску P_1 чутливий елемент 1 розтягується і його рухома основа переміщується на деяку величину, що приводить до збільшення внутрішнього об'єму чутливого елемента 1. Внаслідок цього частина струмопровідної рідини надходить з труб-

ки в порожнину чутливого елемента 1, що викликає переміщення ізоляційної перетинки 12 на величину, пропорційну тиску P_1 . При досягненні тиском P_1 певного значення ізоляційна перетинка 12 перекриває електрод 4. Електрод 4 потрапляє в ізоляцію, а з нього на вхід схеми 11 надходить сигнал рівня "0". На виході схеми 11 маємо код 0001, який надходить на відповідні входи схеми 10. Оскільки сигнал, що знімається з виходу 4 схеми 11, має рівень "1", то на вихід схеми 10 код 0001 надходить без змін. Сигнал з електрода 5, що має рівень "0", визначає негативність різниці тисків P_1 і P_0 . При подальшому зменшенні тиску P_1 ізоляційна перетинка 12 досягає наступних електродів і перекриває їх, що приведе до виникнення "1" в наступних розрядах вихідного коду.

Компенсація температурної похибки, а також похибок гістерезису і пружного впливу післядії здійснюється завдяки використанню чутливого елемента 2, ідентичного чутливому елементу 1. При зміні температури середовища в порожнині 3 об'єм рідини в чутливому елементі 1 змінюється. Але оскільки чутливий елемент 2 заповнений тією ж рідиною і, крім того, реагує на зміни температури, а тиск в порожнині 5 постійний, то ізоляційна перетинка при постійному тиску P_1 і зміні температури не переміщується.

Для усунення похибки вимірювання, що виникає при висхідній прискорення, спрямованого паралельно осі симетрії чутливих елементів (сильфонів) і передавального каналу, в датчик тиску вводиться обмотка 13 електромагніту, яка охоплює чутливий елемент 2, а рідина, що заповнює чутливі елементи 1 і 2 та передавальний канал, має бути магнітопровідною [18]. При цьому на обмотку 13

електромагніту надходить сигнал з акселерометра, що вимірює прискорення \vec{a} (рис. 1.48).

За відсутності прискорення \vec{a} пристрій працює так, як і описаний вище. При виникненні прискорення \vec{a} , зазначеного на схемі (рис. 1.48) напрямком, на рідину вливає сила, під дією якої вона, а

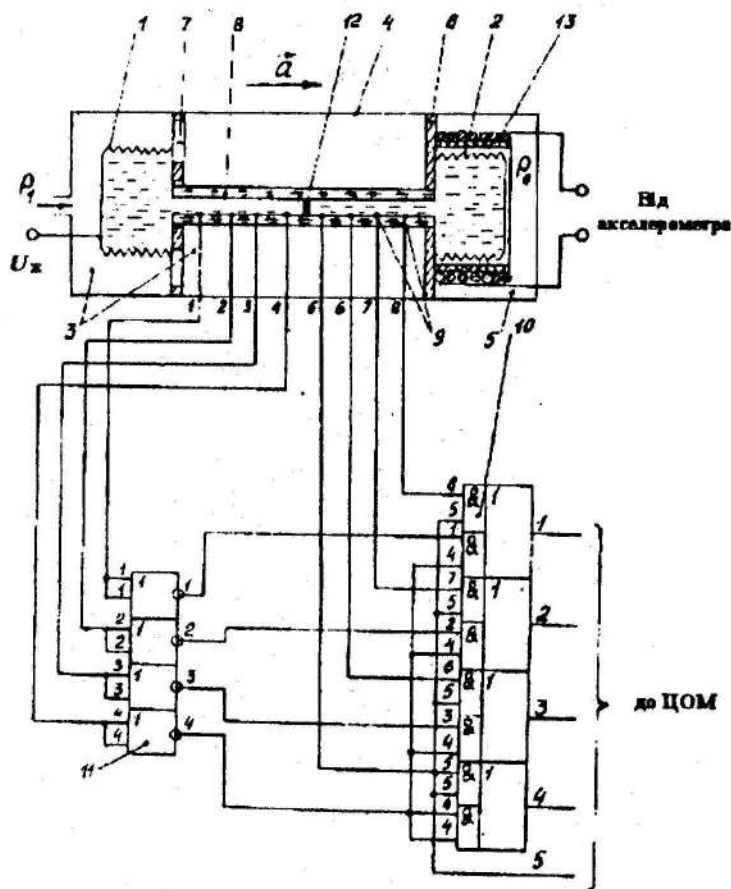


Рис. 1.48. Функціональна схема пристрою для вимірювання тиску, в якому усувається похибка, що виникає внаслідок дії прискорення

тому й ізоляційна перетинка 12 переміщуються у протилежному напрямку, що призводить до похибки в показаннях приладу. У цьому випадку частина рідини залишає чутливий елемент 2. На обмотку 13 електромагніту подається напруга, величина якої пропорційна діючому на датчик прискоренню. В обмотці 13 з'являється електричний струм, що усередині обмотки утворює магнітне поле, яке намагнічує феромагнітну рідину. У результаті взаємодії магнітних полів електромагніту і намагніченої феромагнітної рідини остання втягується в чутливий елемент 2, тобто сила, що примушує рідину переміщуватися, зрівноважується силами взаємодії двох магнітних полів. Якщо ж прискорення \ddot{a} має протилежний напрямок, на обмотку 13 електромагніту подається напруга протилежного знаку, і тому сила взаємодії магнітних полів спрямовується у протилежний бік.

Даний пристрій забезпечує можливість його використання на рухомих об'єктах, наприклад літальних апаратах.

Для спрощення конструкції та зменшення інерційності запро-

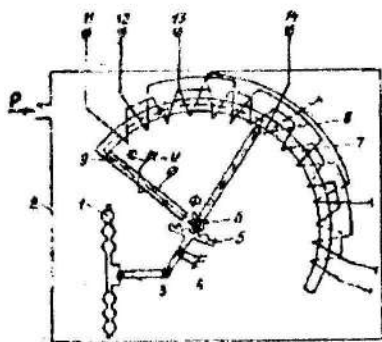


Рис. 1.49. Функціональна схема датчика тиску з 4-розрядним вихідним кодом

поновано датчик тиску [19], функціональну схему якого зображено на рис. 1.49. Датчик має пружний чутливий елемент 1, розташований в герметичному корпусі 2 і шарнірно з'єднаний з кривошипно-шатунним механізмом, що складається з шатуна 3, кривошипа 4, зубчастого сектора 5, який знаходиться в зачепленні з трибкою 6.

Між трибкою 6 і феромагнітним осердям 7, що являє собою незамкнене кільцеве осердя, розташовані рухомий магнітопровід 8, жорстко зв'язаний з трибкою 6, і нерухомий магнітопровід 9, на якому розташована обмотка 10 живлення. Вихідні обмотки 11-14, виконані у вигляді секцій, розміщуються на незамкненому кільцевому осерді 7 з однаковим кроком. Число вихідних обмоток дорівнює кількості розрядів вихідного коду (на рис. 1.49 показано варіант датчика з 4-розрядним вихідним кодом). Секції вихідної обмотки вмикаються послідовно, кожна секція з'єднується з сусідньою секцією даної обмотки зустрічно. Вихідна обмотка 11 першого розряду містить секції непарних номерів, тобто 1, 3, 5, 7, 9, 11 та ін. Вихідна обмотка 12 другого розряду включає секції, номери яких 2, 6, 10, 14 тощо. Вихідна обмотка 13 третього розряду містить 4-у і 12-у секції. Вихідна обмотка 14 четвертого розряду включає 8-у, 24-у та інші секції. Номер секцій, ввімкнених в кожному з вихідних обмоток, можна визначити за виразом $2^{m-1}(1+2i)$, де m - номер розряду коду, що знімається з відповідної вихідної обмотки; $i=0, 1, 2, 3, \dots$ - натуральний ряд чисел. Обмотка 10 живиться змінною напругою U . Вихідний сигнал у вигляді коду Грея знімається з вихідних обмоток 11-14. Наявність напруги у вихідній обмотці відповідає кодовому символу «1», а відсутність - кодовому символу «0».

Прилад працює таким чином. При подачі тиску P в корпус 2 приладу чутливий елемент 1 прогинається, його рухомий центр переміщується поступально на деяку величину, що залежить від значення P . Далі кривошипно-шатунна передача 3 і 4, зубчастий сек-

тор 5 і трибка 6 перетворюють поступальний рух чугунного елемента 1 у обертальний рух рухомого магнітопроводу 8. Напруга U , прикладена до обмотки 10 живлення, створює магнітний потік Φ , який замикається через нерухомий магнітопровід 9, частину кільцевого незамкненого магнітопроводу 7 і рухомий магнітопровід 8. У секціях вихідних обмоток, які перетинаються магнітним потоком Φ , наводиться напруга, а в секціях, які ним не перетинаються, напруга не наводиться. Таким чином, напруга наводиться в секціях, розташованих на ділянці кільцевого магнітопроводу, величина якої пропорційна куту повороту рухомого магнітопроводу, а тому й вимірюваному тиску. Секції вихідних обмоток з'єднані між собою зустрічно й послідовно. Тому в вихідній обмотці наводиться напруга, якщо на ділянці кільцевого осердя, розташованого між рухомим і нерухомим магнітопроводами, знаходиться непарна кількість секцій, увімкнених в дану обмотку. Якщо на ділянці кільцевого магнітопроводу, розташованого між рухомим і нерухомим магнітопроводами, міститься парне число секцій, що входять в одну з вихідних обмоток, то напруга в цій обмотці відсутня, оскільки секції увімкнені зустрічно і напруги в них компенсуються. Якщо на ділянці кільцевого магнітопроводу, розташованого між рухомим і нерухомим магнітопроводами, нема секцій, на виході формується код 0000. Якщо на цій ділянці знаходиться одна секція, то формується вихідний код 0001, дві - 0011, три - 0010, чотири - 0110, п'ять - 0111, шість - 0101 тощо, тобто з вихідних обмоток знімається код Грея.

Для розширення функціональних можливостей датчика за раху-

нок одержання вихідної інформації і в двійковому коді датчик тиску [20] додатково забезпечується вихідними обмотками 15, 16, 17, 18, ..., виконаними у вигляді секцій, увімкнених зустрічно-послідовно і розташованих на кільцевому магнітопроводі 7 (рис. 1.50).

Кількість вихідних обмоток дорівнює кількості розрядів вихідного двійкового коду, а в кожну з вихідних обмоток увімкнені секції, номери яких визначаються за виразом $2^{n-1}(1+i)$, де n - номер розряду вихідного двійкового коду, що знімається з відповідної

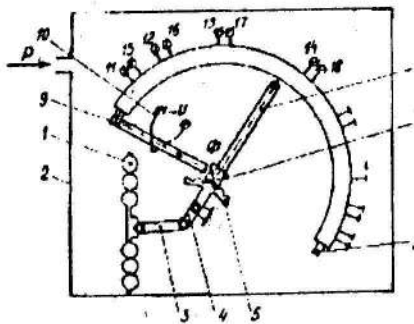


Рис. 1.50. Функціональна схема датчика тиску

вихідної обмотки; $i=0, 1, 2, 3, \dots$ - натуральний ряд чисел. Таким чином, вихідна обмотка 15 першого розряду двійкового коду містить секції усіх номерів, тобто 1, 2, 3, 4, 5 і т.д. Вихідна обмотка 16 другого розряду двійкового коду включає секції, номери яких дорівнюють 2, 4, 6, 8, 10 тощо. Вихідна обмотка 17 третього розряду двійкового коду містить 4-, 8- і 12-у секції. До складу вихідної обмотки 18 четвертого розряду двійкового коду входять 8-, 16-а та інші секції. Усі вихідні обмотки розташовуються на кільцевому магнітопроводі відповідно рис. 1.51.

При подачі тиску P в корпус 2 приладу з вихідних обмоток 11, 12, 13, 14 знімається код Грея, а з додаткових обмоток 15, 16, 17, 18 - двійковий код. Отже, якщо на ділянці кільцевого магнітопроводу, розташованого між рухомим і нерухомим магнітопроводами, немає

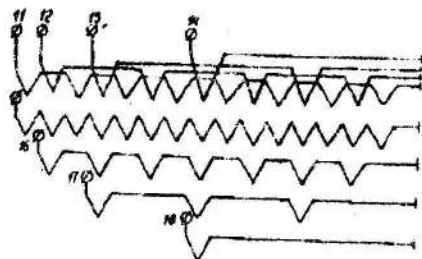


Рис. 1.51 : хема взаємного розташування і підмикання секцій $(m+n)$ вихідних обмоток

секцій, то на виході обмоток 11-14 і 15-18 формується вихідний код 0000. Якщо ж на цій ділянці знаходиться одна секція, то на виходах обмоток 11-14 і 15-18 формується вихідний код 0001, дві – на виходах обмоток 11-14 – код 0011, а на виходах обмоток 15-18 – код 0010, три – на об-

мотках 11-14 – код 0010, а на обмотках 15-18 – код 0011, чотири – на обмотках 11-14 – код 0110, а на обмотках 15-18 – код 0100, п'ять – на обмотках 11-14 – код 0111, а на обмотках 15-18 – код 0101, шість – на обмотках 11-14 – код 0101, а на обмотках 15-18 – код 0110 тощо.

Використання запропонованого датчика тиску в приладових комплексах дозволяє, по-перше, здійснювати введення інформації про тиск безпосередньо в БЦОМ без проміжного перетворення, по-друге, підвищити надійність датчика тиску за рахунок наявності дублюючого вихідного каналу з перепикодозахистом вихідним кодом.

Порівняльний аналіз розглянутих датчиків тиску з цифровим виходом наведено в праці [21].

1.11. Вимірювачі постійного струму і густини струму з цифровим виходом

Для вимірювання постійних струмів і густини струмів в елек-

троїті використовується пристрій [22, 23], що має безконтактний магніточутливий первинний вимірювальний перетворювач і цифрову мікросхему, обладнану логічними елементами «НІ».

Принципову схему пристрою зображено на рис. 1.52. Пристрій для вимірювання густини струму в електроліті має чутливий елемент S , що являє собою безконтактний магніточутливий первинний перетворювач з обмоткою живлення L , три логічних елементи «НІ» $D1$, $D2$, $D3$ і конденсатор зворотного зв'язку C .

При зануренні чутливого елемента S в гальванічну ванну через його внутрішнє вікно проходить струм, пропорційний площині вікна $S_{\text{ВІК}}$ і локальній густині струму гальванічної ванни j . Цей струм наводить в осерді чутливого елемента магнітний потік

$$\Phi_j = jS_{\text{ВІК}} / R_M, \quad (1.49)$$

де R_M - магнітний опір осердя, що визначається його геометричними параметрами та магнітною проникністю.

Пристрій являє собою двотактний генератор, що створює на виході прямокутні уніполярні імпульси напруги (рис. 1.53). Якщо потік Φ_j , що наводиться струмом гальванічної ванни з густиною j , відсутній, то відношення тривалості імпульсу $T1$ та цілості $T2$ дорівнюватиме початковому значенню. При $j \neq 0$ відношення трива-

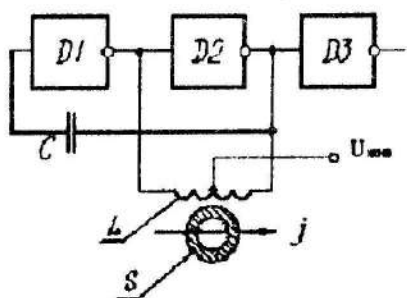


Рис. 1.52. Принципова схема пристрою

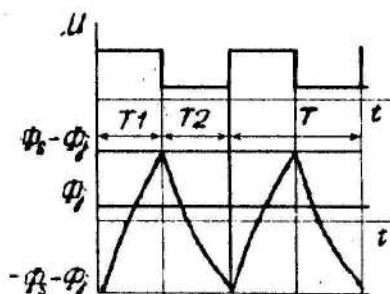


Рис. 1.53. Енвори вихідної напруги і магнітних потоків

напруги, що відповідає рівням логічних «0» і «1», може бути поданий у будь-який мікропроцесорний пристрій. Він сприймає даний сигнал як цифровий код, оскільки вихідна напруга, фронти і спади імпульсів відповідають вимогам цифрових мікросхем.

Залежність відношення T_1/T_2 від потоку Φ_1 наводиться, описується рівняннями, поданими в праці [24].

Ємність конденсатора вибирається з такої умови:

$$\frac{T_1 - T_2}{2\pi C} \ll R_M. \quad (1.51)$$

При використанні цифрового індикатора як пристрою відображення інформації сигнал датчика густини струму можна перетворити за такою схемою (рис. 1.54).

У блоці 3 сигнал датчика 1 підсумовується з сигналом генератора опорних імпульсів 2, а потім пряма та інверсна суми надходять на відповідні входи реверсивного лічильника 4, на виході якого з'являється струм, що відповідає різниці тривалостей імпульсу та щільності. Даний код через дешифратор 5 подається на індикатор 6

лостей T_1 і T_2 змінюється, тобто на виході логічних елементів D1 і D2 формуватиметься широтно-модульований сигнал, що має високу перешкодозахисність. По каналу зв'язку широтно-модульований сигнал, що являє собою уніполярні імпульси

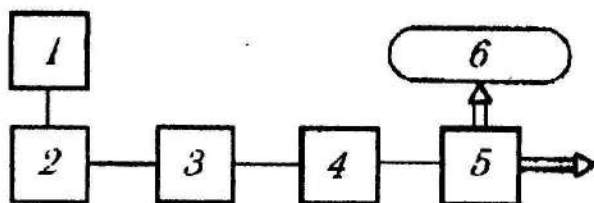


Рис. 1.54. Функціональна схема пристрою відображення інформації

та інші зовнішні цифрові пристрої.

Для вимірювання постійного струму ізольований провідник необхідно пропустити через вікно чутливого елемента.

Розроблений пристрій може знайти широке використання в АСУТП гальванічних виробництв, а також в системах контролю електронної апаратури.

1.12. Перетворювачі частоти в код

1.12.1. Методи перетворення частоти в код

При перетворенні частоти в код за вимірювану величину безпосередньо можуть правити частота, період невідомої частоти та приріст фази за скінченний інтервал часу.

Найпростішим способом безпосереднього перетворення частоти в код є підрахунок числа періодів невідомої частоти на фіксованому інтервалі часу T_{ϕ} , величина якого вибирається з умови

$$T_{\phi} \geq \frac{1}{\delta_{\max} \Gamma_{\min}}, \quad (1.52)$$

де δ_{\max} - максимальна похибка перетворення; Γ_{\min} - мінімальне значення перетворюваної частоти.

Недоліки даного методу:

- 1) складно досягти високої точності перетворення;
- 2) точність перетворення для різних частот діапазону – різна.

Точність перетворення частоти в код можна підвищити за допомогою таких методів:

- 1) використанням множників частоти, що збільшують вихідну частоту в задану кількість разів;
- 2) перетворенням невимірної частоти періоду в код шляхом заповнення її тактовими імпульсами стабільної частоти;
- 3) розтягненням невимірної частини періоду і заповненням розтягнутого інтервалу періодами перетворюваної частоти;
- 4) використанням принципу електронного поніуса.

Для виключення другого недоліку в перетворювач вводиться схема автоматичного вибору фіксованого інтервалу часу залежно від значення перетворюваної частоти.

При використанні другого способу для побудови перетворювачів частоти в код здійснюється перетворення періоду, відповідного даному значенню частоти. При цьому враховується зворотно-пропорційна залежність між частотою і періодом, а перетворення періоду в код є окремим випадком перетворення інтервалу часу в код. Потім здійснюється перехід від коду, пропорційного періоду, до коду, пропорційного частоті. Для реалізації

цього переходу застосовуються такі методи: 1) перетворення періоду в код за допомогою функціонального перетворювача, що забезпечує безпосереднє одержання коду, пропорційного частоті; 2) перетворення коду, одержаного при замірі періоду, в код, пропорційний частоті.

Перший метод слід використовувати тільки при малих діапазонах зміни перетворюваної частоти. У цьому випадку застосовується функціональний перетворювальний пристрій, оснований на гіперболічному законі зміни зрівноважувальної величини залежно від часу [25].

Оскільки множення періоду перетворюваної частоти на саму частоту f дорівнює

$$T \cdot f = 1, \quad (1.53)$$

то для другого методу справедливі співвідношення

$$N_T \cdot N_f = N_0 = \text{const}; \quad N_f = N_0 / N_T, \quad (1.54)$$

де N_T - код, пропорційний періоду; N_f - код, пропорційний частоті.

З виразу (1.54) випливає, що для визначення N_f можна домножувати код N_T на деяке число N_i до одержання коду N_0 . При цьому фактично виконуватиметься багатократне підсумовування коду N_T . Число просумованих кодів N_T до рівності або перевищення N_0 і дає шуканий код N_f .

Вибір N_0 визначається потрібною точністю перетворення частоти. Можна також ділити постійний код N_0 на код N_T . При цьому фактично відбуватиметься багатократне віднімання коду N_T від N_0 до одержання нуля або від'ємного значення. Величину коду N_f дає число віднятих кодів N_T . Цей метод перетворення використовується

дуже часто і реалізується за допомогою спеціалізованого обчислювального пристрою на базі мікропроцесора.

Третій спосіб побудови перетворювачів частоти в код базується на тому, що частота може бути визначена через відношення приросту фази $\Delta\psi$ до відрізка часу Δt , за який відбувся приріст:

$$f = \Delta\psi / 2\pi \cdot \Delta t . \quad (1.55)$$

Таким чином, виконавши два перетворення фази в код на відомому і строго фіксованому інтервалі часу, можна знайти значення частоти. Слід пам'ятати, що це справедливо тільки практично при синусоїдальному вхідному сигналі.

Розглянемо деякі види перетворювачів частоти в код.

1.12.2. Цифровий частотомір прямого перетворювання

У такому перетворювачі (рис. 1.55) кількість періодів вимірюваної частоти f_x підраховується за відомий інтервал часу $T_{ц}$. Для цього формувач Φ перетворює напругу частоти f_x в послідовність імпульсів $T_x = 1 / f_x$. З метою одержання інтервалу часу $T_{ц}$ використовують генератор тактових імпульсів Γ з періодом їх повторення T_0 і подільник частоти імпульсів $ДІ$, на виході якого одержуємо інтервал часу між імпульсами $T_{ц} = kT_0$. Тут k - коефіцієнт ділення подільника $ДІ$. Імпульси з виходу подільника керують ключом $Кл$, відкриваючи його на час $T_{ц}$. За цей час імпульси T_x надходять на лічильник $ЛЧ$, який підраховує їх число:

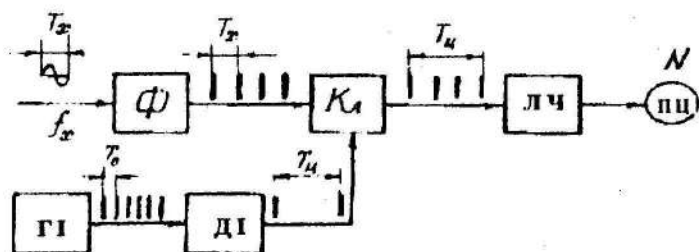


Рис. 1.55. Схема частотомера прямого перетворення

$$N = T_{ц} / T_x = T_{ц} \cdot f_x, \quad (1.56)$$

звідки

$$f_x = N / T_{ц}, \quad (1.57)$$

тобто частотомір показує середнє значення частоти за час $T_{ц}$, який відображається на цифровому показнику ПЦ.

1.12.3. Перетворювачі частоти в код на інтеграторах з послідовним переносом

Спрощену схему такого перетворювача показано на рис. 1.56. Робота перетворювача здійснюється в два етапи. На першому етапі за допомогою пристрою керування ПК, генератора опорної частоти ГОЧ, схеми збігу I_2 і лічильника імпульсів ЛЧ N_T відбувається квантування одного або декількох періодів досліджуваної частоти f_x .

Результатом першого етапу перетворення є число N_T , пропорційне тривалості періоду частоти f_x . На другому етапі число N_T перетворюється в число N_f , пропорційне значенню частоти. Початок перетворення задається сигналом пристрою керування ПК, що

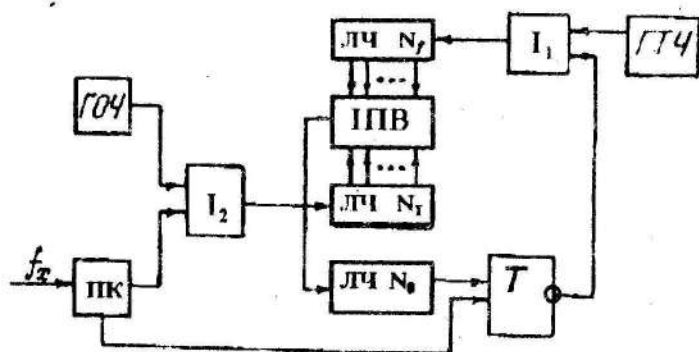


Рис. 1.56. Спрощена схема перетворювача частоти в код

встановлює тригер T в одиничне положення. При цьому відкривається схема збігу I_1 і імпульси генератора тактової частоти ГТЧ починають надходити на лічильник ЛЧ N_f . Останній за допомогою групи імпульсно-потенціальних вентилів ІПВ опитує розряди лічильника ЛЧ N_T . Імпульси з виходів ІПВ надходять на вхід лічильника ЛЧ N_0 до його повного заповнення. Імпульси переповнення лічильника ЛЧ N_0 "перекидають" тригер T в початкове положення, внаслідок чого подача тактових імпульсів на вхід лічильника ЛЧ N_f припиняється. При цьому кількість імпульсів тактової частоти, що надійшли на лічильник ЛЧ N_0 , визначатиметься за залежністю [25]

$$N_f = A^{2n-1} / N_T, \quad (1.58)$$

де A - основа системи відліку; n - розрядність лічильників.

Таким чином, код N_T , пропорційний періоду, перетвориться в код N_f , пропорційний досліджуваній частоті f_x .

2. ПРОЕКТУВАННЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІЗ ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ

2.1. Класифікація перетворювачів з частотним виходом

У перетворювачах з частотним виходом неелектрична величина перетворюється в частоту синусоїдальних коливань або послідовність імпульсів. Вони мають високу перешкодозахищеність, можливість уніфікації, а також прості в одержанні цифрового коду.

Перетворювачі з частотним виходом (ПЧВ) класифікуються таким чином:

- за фізичною природою – механічні, акустичні, коріускулярні та ін.
- за принципом дії – резонаторні, частотно-залежні, розгортаючі та інтеграторні;
- за режимом роботи – такі, що працюють в режимі вільних коливань, автоколивань і змущених коливань;
- за типом використовуваних елементів – із зосередженими та розподіленими параметрами.

У найпростішому випадку ПЧВ має резонатор Рез, систему збудження Збуд, приймач Пр сигналів резонаторного контуру, генератор Г сигналів і цифровий частотомір ЦЧ. Часто вимірюваний сигнал X впливає на параметри резонатора через попередній перетворювач (ПШ).

При роботі ПЧВ у режимі вільних коливань (рис. 2.1, а) резонатор збуджується від генератора Г за допомогою подачі коротких імпульсів. У резонаторі після припинення дії імпульсу встановлю-

ються вільні згасаючі коливання, частота яких визначається за співвідношенням

$$\omega_c = \omega_0 \sqrt{1-d^2}, \quad (2.1)$$

де ω_0 - частота власних коливань резонатора; d - коефіцієнт відносного згасання.

На частотомір подаються сигнали від генератора Γ через лінію затримки ЛЗ і від резонатора – через приймач сигналів Пр. Частотомір вимірює частоту ω_c шляхом перетворення згасаючих коливань в серію коротких імпульсів. При цьому частота ω_c залежить від вимірюваної величини X .

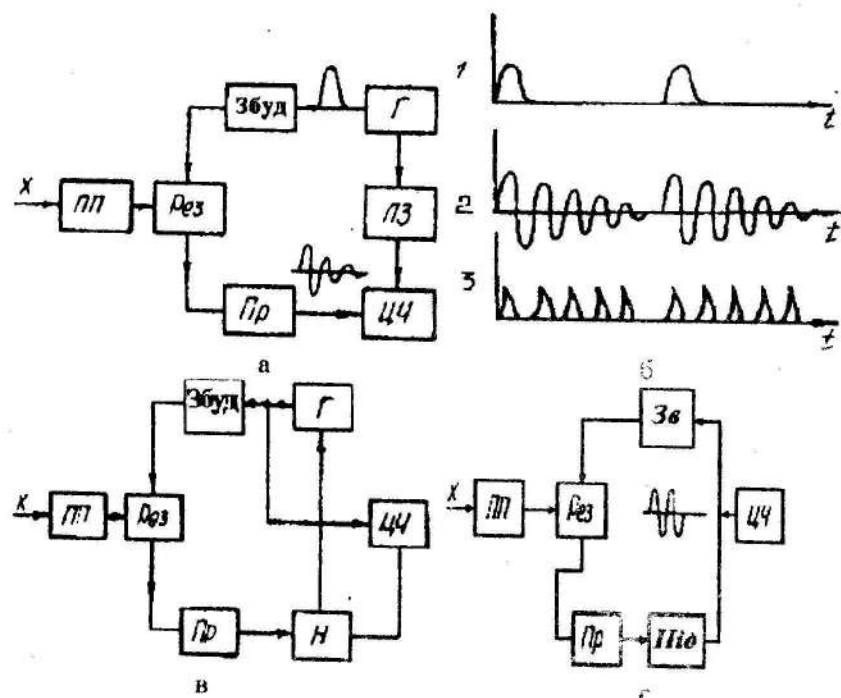


Рис. 2.1. Функціональні схеми перетворювачів з частотним виходом

На рис. 2.1, б показано картину процесів збудження імпульсом 1 вільних коливань 2. У цифровому частотомірі за допомогою коливань 2 створюються імпульси 3, число яких в одиницю часу дорівнює ω_c .

У ПЧЗ, що працюють у режимі змусених коливань, синусоїдальні коливання з генератора Г надходять на резонатор, з виходу якого знімається сигнал, що подається в цифровий частотомір ЦЧ і на настройку П генератора (рис. 2.1, в).

На практиці найпоширенішими є ПЧЗ, що працюють у режимі автоколивань (рис. 2.1, г). У такому перетворювачі сигнал з виходу резонатора після підсилення в підсилювачі Під надходить через зворотний перетворювач Зв на резонатор. При цьому реалізується позитивний зворотний зв'язок. Якщо коефіцієнт відносного згасання $d \ll 1$, резонатор збуджується практично на власній частоті, яка залежить від вимірюваної величини X. На частотомір ЦЧ подаються сигнали автоколивань.

2.2. Автогенераторні перетворювачі

Найпростіший варіант автогенераторного датчика має електронний генератор, в якому один з елементів схеми змінюється під дією вимірюваної величини. Це, в свою чергу, призводить до зміни частоти сигналів, що генеруються. В таких перетворювачах характерними будуть зміни опорів, ємностей, індуктивностей під впливом вхідних (вимірюваних) величин X. Залежно від використовуваного перетворювача вхідними величинами можуть бути сила, тиск, переміщення, швидкість, прискорення, густина, рівень, магнітна індукція тощо.

Приклади автогенераторних перетворювачів, що працюють у режимі автоколивань, – перетворювачі з резонансним контуром, зібрані за автогенераторною схемою. В контурі цих перетворювачів можуть змінюватися індуктивність або ємність. Для частотно-залежних перетворювачів, зібраних на мостових схемах, змінними є опори R , ємності C та індуктивності L . Наприклад, частота перетворювача, показаного на рис. 2.2, є функцією змінної індуктивності L , яка залежить від вимірюваного параметра X :

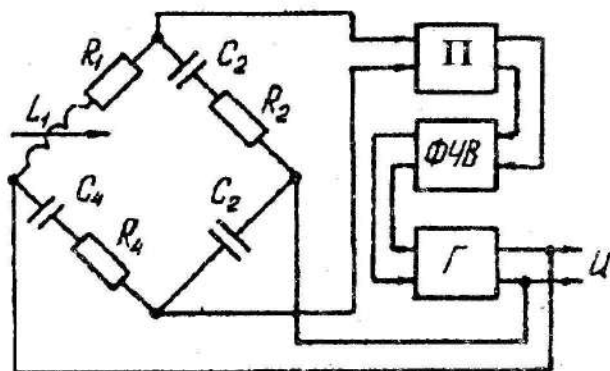


Рис. 2.2. Функціональна схема ПЧВ на частотно-залежних елементах типу мостових схем

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{C_2 C_4 \left(R_2 R_4 - \frac{L(X)}{C_3} \right)}} \quad (2.2)$$

У перетворювачах з тригером за входні величини можуть правити опори R_1 і R_2 або ємності C_1 і C_2 . При цьому перетворювач видає прямокутні імпульси, частота яких пропорційна входній величині. Існують перетворювачі, зібрані на камертонах. Збудження камертона

і зняття сигналів здійснюються кварцовими пластинами або використовуються електростатичне збудження та зняття сигналів. Дуже поширеними є перетворювачі з кварцовими автогенераторами, в яких вимірювані неелектричні величини впливають на кварцову пластину, яка вмикається або в мостову схему, що складається з активних опорів і термістора, або в зворотний зв'язок.

Зазначені та інші автогенераторні перетворювачі детальніше описано в праці [14].

2.3. Датчики зі струнними та стрижневими резонаторами

У ряді існуючих перетворювачів [26] використовується зміна параметрів віброуючих струн, стрижнів і мембран, що виникає при їх розтягненні. Розглянемо найпростіший варіант такого перетворювача (рис. 2.3). Металева струна, встановлена між двома тримачами, розтягнута деяким попереднім навантаженням. Положення одного тримача зафіксоване, до другого прикладається вимірюване навантаження або переміщення. Поблизу струни розташовано електромагнітний збуджувач коливань струни та електромагнітний приймач. Сигнал з виходу приймача подається на підсилювач зворотного зв'язку, який формує вихідний сигнал і одночасно живить збуджувач. Початкове збудження коливань струни звичайно створюється електромеханічним пристроєм, що відтягає струну при подачі електричного імпульсу. Після цього струна продовжує вібрувати на власній частоті, що залежить від її довжини та прикладеного навантаження. Конгур, що містить електромагнітний приймач, підсилювач зворотного

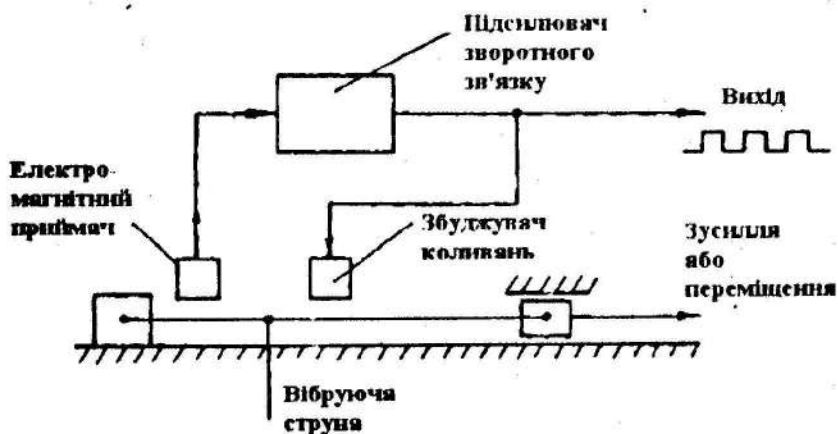


Рис. 2.3. Функціональна схема струнного перетворювача

зв'язку та збуджувач коливань, забезпечує підтримання коливань постійної амплітуди. Будь-які зміни навантаження на струну змінюватимуть її натяг, а тому й власну частоту коливань. Таким чином, частота сигналів на виході підсилювача зворотного зв'язку одночасно пов'язана з вимірюваним зусиллям.

Другим прикладом є перетворювач, в якому вібруюча струна ввімкнена в мостову схему (рис. 2.4). При впливі зусилля X змінюється натягнення струни, а тому й параметри, які приводять

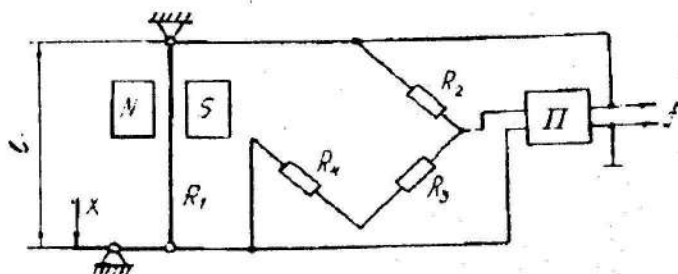


Рис. 2.4. Вібраційний струнний датчик

до збільшення або зменшення опору струни R_1 . Сигнал, що знімається з мостової схеми, підсилюється підсилювачем П і, оскільки він є вихідним сигналом перетворювача, одночасно забезпечує постійну амплітуду коливань.

Таким чином, зазначений ПЧВ працює в режимі автоколивань, а його частота визначається залежністю

$$f_n = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{X}{\rho S}}, \quad (2.3)$$

де n - номер гармоніки коливань струни; l - довжина струни; X - вимірювана величина; ρ - густина матеріалу струни; S - площина перетину струни.

2.4. Перетворювачі з віброючим циліндром

Принцип дії таких перетворювачів базується на використанні власних коливань циліндра, частота яких є функцією його фізичних властивостей. Вона залежить від форми і розмірів циліндра, пружності матеріалу та індукованих механічних напруг, маси, а також від розподілу мас, що беруть участь у коливаннях. Вимірюваний параметр впливає на циліндр, варіюючи одну з його характеристик. При цьому значення вимірюваного параметра визначає частоту коливань стінок циліндра. Ця залежність у більшості випадків нелінійна (рис. 2.5).

Зараз за даним принципом створено два типи датчиків: 1) датчик тиску, в якому зміни тиску викликають зміни механічних напруг в циліндричному резонаторі і, як наслідок, - зміну частоти; 2) датчик

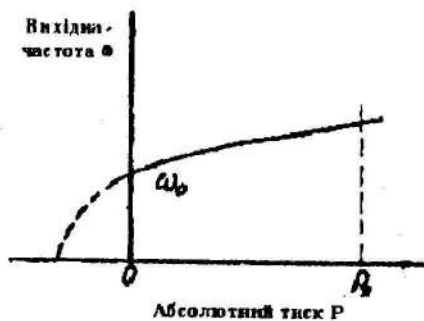


Рис. 2.5. Залежність тиск - частота при фіксованій температурі

густини, в якому маса газу, що примикає до стінок циліндра, додається до віброуючої маси. При зміні густини газу вимірюється загальна коливна маса, а тому й власна частота коливань резонатора.

Функціональну схему перетворювача з тонкостінним пружним циліндром зображено на рис. 2.6.

Для визначення вимірюваного параметра за частотою коливань датчики потребують попереднього калібрування.

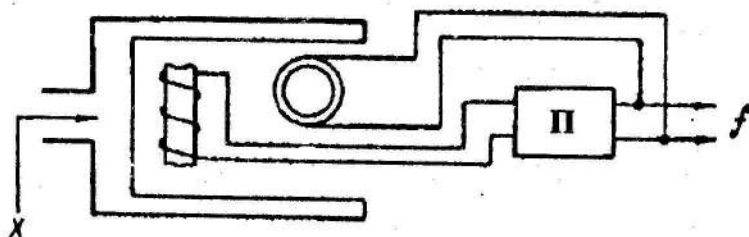


Рис. 2.6. Функціональна схема перетворювача з тонкостінним пружним циліндром

Коливання циліндра в потрібній моді (рис. 2.7) збуджуються за допомогою електромагнітної системи, що складається із збуджувача й приймача, розташованих всередині віброуючого циліндра у взаємно перпендикулярних напрямках для запобігання прямого зв'язку між ними. Кожний з елементів системи містить стрижневий постійний магніт і котушку. Котушка приймача під'єднується до

підсилювача П, вихідний сигнал якого живить збуджувач і одночасно є вихідним сигналом перетворювача. Таким чином, в циліндрі збуджуються незгасаючі коливання. При цьому

підсилювач забезпечує підкачку енергії в кількості, достатній для

компенсації втрат на внутрішнє тертя в циліндрі. Частота коливань циліндра визначається залежністю

$$f = f_0 \sqrt{1 - kX}, \quad (2.4)$$

де f_0 —власна частота коливань стінок циліндра; k —коефіцієнт пропорційності; X —вимірювана величина.

Газ, тиск якого вимірюється, надходить всередину циліндра. При цьому зовні циліндра підтримується постійний фіксований тиск, часто вакуум. Приклади можливих конструкцій схем тонкостінних циліндричних чутливих елементів наведено на рис. 2.8. На базі двох стандартизованих за розмірами циліндрів можливо створити датчики тиску на робочі діапазони від 1 до $7 \cdot 10^7$ Па.

Особливості конструкції циліндра - жорсткі денця та тонкі гнучкі стінки - обмежують моди коливань типами, показаними на рис. 2.7. Мода, збуджувана і підтримувана на заданому рівні автоколивальною системою, залежить в першу чергу від розташування приймача і збуджувача. Вибір робочої моди визначається діапазоном вимірюваного тиску. Відношення між власною частотою

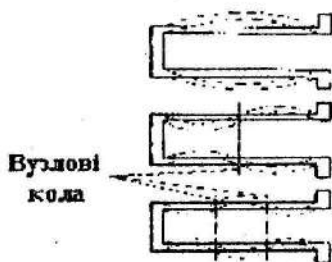


Рис. 2.7. Моди коливань циліндра

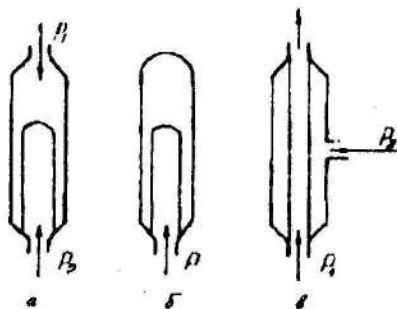


Рис. 2.8. Конструктивні схеми чутливих елементів: а - для вимірювання різниці тисків; б - для вимірювання абсолютного тиску; в - для вимірювання різниці тисків, один з яких сприймається проточним елементом

тою і напругою, індукованою різницею тисків у стінках циліндра, має вигляд

$$P = k_0 + k_1 \omega + k_2 \omega^2 + k_3 \omega^3, \quad (2.5)$$

де P - тиск повітря всередині циліндра (опорний тиск - вакуум);

k_0, k_1, k_2, k_3 - калібрувальні коефіцієнти; ω - власна частота.

Оскільки зміни температури впливають на фізичні властивості коливних циліндрів, їх необхідно виготовляти із спеціальних залізонікелевих сплавів. За вимог високої точності необхідна температурна корекція, що враховує температурні зміни частоти. У цих випадках на основі датчиків розташовують резисторний або діодний термо-чутливий елемент. Вимірюючи його опір або падіння напруги на ньому, можна визначити температуру газу в циліндрі. Користуючись калібрувальною характеристикою, знятою при відповідній температурі (рис. 2.5), за частотою коливань ω можна визначити абсолютний тиск P .

Сигнал з основного виходу датчика являє собою послідовність

імпульсів з частотою коливань циліндра і характеризує тиск всередині цього циліндра. Ці сигнали керують ключом, який пропускає імпульси тактового генератора в лічильник і таким чином забезпечує вимірювання періоду між імпульсами, а тому й частоти.

Існують перетворювачі з вібруючим циліндром [13], що мають такі розміри: довжина 45 мм; діаметр 19 мм; товщина стінок 0,075 мм.

2.5. П'єзоелектричні перетворювачі з частотним виходом

П'єзоелектричні перетворювачі з частотним виходом підрозділяються на перетворювачі, в яких застосовується зворотний п'єзоэффект, і перетворювачі, в яких використовуються одночасно прямий і зворотний п'єзоэффекти. Перетворювачі першого типу найчастіше застосовуються як випромінювачі ультразвукових коливань, а п'єзорезонатори другого типу, що мають максимальний коефіцієнт перетворення одного виду енергії в інший на резонансній частоті і коефіцієнт перетворення, що значно зменшується при відступі від резонансної частоти, - як фільтри, що пропускають дуже вузьку полосу частот.

2.5.1. П'єзорезонансні перетворювачі

П'єзорезонатор перетворювача виготовляється у вигляді двополосника, що об'єднує системи електричного збудження механічних коливань в п'єзопластині і знімання електричного сигналу. У п'єзоелектричному резонаторі відбувається перетворення

електричної напруги між електродами в деформацію та механічні напруги в п'єзоелементі, які викликають відповідну реакцію за виходом у вигляді зарядів на електродах, що з'являються при дії механічних напруг. Резонансні коливання в п'єзоелементі вишикають через встановлення в ньому стоячих ультразвукових хвиль, довжина яких визначається так:

$$\lambda = \frac{V}{f}, \quad (2.6)$$

де V - швидкість поширення ультразвуку; f - частота випромінювання.

Стоячі хвилі з'являються в п'єзоелементі у тому випадку, коли довжина хвилі λ така, що на відрізьку h між гранями, від яких відбиваються хвилі, укладається ціле число півхвиль. Таким чином, стоячим хвилям відповідає частота збуджувальної напруги

$$f_{nk} = \frac{n}{2h} \sqrt{\frac{E_{ij}}{\rho}}, \quad (2.7)$$

де n - число укладених півхвиль; h - відстань між гранями; E_{ij} - константа пружності; ρ - густина матеріалу.

Частота коливань, за якої на довжині h укладається одна півхвиля, називається основною частотою і дорівнює

$$f_k = \frac{1}{2h} \sqrt{\frac{E_{ij}}{\rho}}. \quad (2.8)$$

При частотах, значно менших f_k , струм в колі збуджувальних електродів малий. В міру наближення частоти збуджувальної напруги до частоти f_k амплітуда механічних коливань зростає. Заряд на вихідних електродах збільшується пропорційно амплітуді коливань, а

тому у вихідній ланці зростає складова змінного струму, викликана деформаціями п'єзоелемента.

Таким чином, основою п'єзрезонансного частотного датчика є п'єзрезонатор, частота якого змінюється під дією вимірюваної величини. При цьому зміна частоти може відбуватися: а) при дії температури, яка впливає на геометричні розміри, густину та пружні властивості кварцу; б) під дією механічних напруг в резонаторі або його деформації, що викликають зміну таких параметрів резонатора, як h , ρ і n ; в) при під'єднанні додаткової маси до резонатора, що змінює його товщину h і середню густину ρ . У зв'язку з цим розрізняють термочутливі, тензочутливі та масочутливі п'єзрезонатори.

Принципи побудови п'єзрезонансних перетворювачів розглянемо на прикладі термочутливого п'єзрезонансного датчика.

Структурна схема датчика (рис. 2.9) містить генератор Г1 з кварцовим термочутливим резонатором, генератор стабільної частоти Г2, коло різниці частот РЧ, подільник частоти ДЧ і лічильник ЛЧ з цифровою індикацією.

Лінійний кварцовий резонатор, закріплений на струмопроводах як на розтяжках, розташовується у мініатюрному металевому

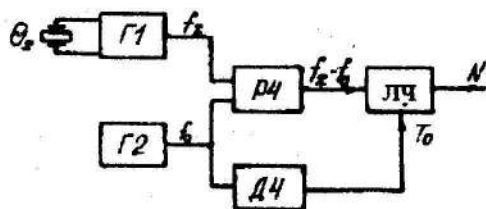


Рис. 2.9. Структурна схема кварцового термодатчика

герметизованому балоні (діаметр 6...8 мм). Балон заповнюється гелієм, має добру теплопровідність. Нашою промисловістю випускаються також датчики в скляних вакуумних балонах. Оскільки кварцовий термочутливий резонатор використовується як частотодавальний елемент автогенератора Г1, то його частота f_x залежатиме від вимірюваної температури і за допомогою перетворювача, зібраного за схемою рис. 2.9, перетворюється в цифровий код.

Промисловістю випускаються датчики [13] з робочим температурним діапазоном від -80 до +250 °С. При цьому робочі частоти резонаторів 1...30 МГц, причому використовуються коливання як на основній частоті (1...10 МГц), так і в 3-й і 5-й гармоніках. Залежно від власної частоти резонатора f_0 і типу зрізу п'єзопластини термочутливість датчиків складає

$$S_{\theta} = \frac{\Delta f}{\Delta \theta} = 20 \dots 2850 \text{ Гц/К.}$$

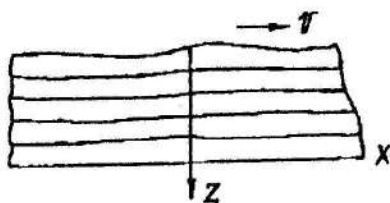
Основними причинами виникнення похибки термодатчиків є:

а) часова нестабільність (гістерезис), що полягає в "неприході" на початкову частоту після температурного циклу; б) підвищення температури (нагрів) резонатора, що залежить від потужності в колі збудження електродів. Для зменшення похибки необхідно зменшити потужність збудження п'єзрезонатора.

2.5.2. Вимірювальні перетворювачі, основані на використанні поверхневих акустичних хвиль (ПАХ)

Із існуючих поверхневих акустичних хвиль на практиці найчастіше використовують хвилі Релея. Зміщення частинок твердого тіла при поширенні хвилі Релея у напрямку осі X показано на рис. 2.10. Хвилі поширюються уздовж границі твердого тіла і майже повністю згасають на відстані Z від поверхні, що приблизно дорівнює довжині хвилі λ . Через скупченість енергії в тонкому шарі до технології ПАХ-елемента ставляться вимоги детальної обробки робочої поверхні, по якій поширюється акустична хвиля.

Для збудження поверхневих акустичних хвиль на поверхню п'єзоелемента наносять гребінки зустрічно ввімкнених електродів, що являють собою зустрічно-штировий перетворювач (ЗШП) з кроком $l_0 = \lambda$ (рис.



Мал. 2.10. Поширення хвилі Релея в твердому тілі в напрямку осі X

2.11). При підімкненні напруги до електродів ЗШП під ними внаслідок зворотного п'єзоефекту відбувається зміщення частинок і виникає ПАХ, яка поширюється в обидва боки. Якщо до того ж довжина хвилі збігається з кроком ЗШП, то внаслідок суперпозиції коливань, що виникають під кожною парою електродів, сумарна енергія ПАХ досягає максимуму, якщо довжина хвилі не збігається з кроком

ЗШП, енергія ПАХ зменшується і при певному відношенні між λ і l_0 хвиля за межами ЗШП може повністю згаситися.

Для приймання енергії ПАХ використовується другий ЗШП з кроком, що дорівнює довжині хвилі λ . На електродах цього ЗШП внаслідок прямого п'єзоефекту з'являються заряди та напруга. Вхідний і вихідний ЗШП створюють лінію затримки. В першому наближенні обидва ЗШП можна розглядати як локальні електроди, розташовані на відстані L , що дорівнює відстані між геометричними

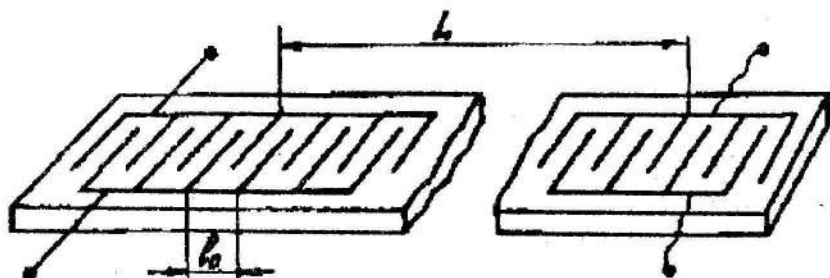


Рис. 2.11. П'єзоелемент із зустрічно-штировими перетворювачами

центрами ЗШП. Тоді час затримки визначається як

$$\tau = L / V, \quad (2.9)$$

де V - швидкість поширення поверхневої акустичної хвилі.

Ця швидкість визначається константою пружності E_{ij} і густиною матеріалу

$$v = \sqrt{E_{ij} / \rho}. \quad (2.10)$$

Наприклад, для кварцової пластини Y-зрізу $v = 3159$ м/с. Довжина хвилі λ визначається швидкістю поширення v та частотою збудження хвилі f :

$$\lambda = v / f. \quad (2.11)$$

Оскільки сучасна технологія забезпечує можливості створення ЗПП з кроком до $l_0 = 10 \text{ мкм}$, то робочі частоти ПАХ можуть знаходитися в діапазоні до 300 МГц .

ПАХ-структура може використовуватися як частото задавальний елемент автогенератора (рис. 2.12).

Зміни часу затримки ПАХ-структури під впливом зовнішніх факторів використовуються у вимірювальних перетворювачах з частотним виходом. При зміні часу затримки відносна зміна частоти автогенератора складає

$$\Delta\omega / \omega_0 = -\Delta\tau / \tau_0. \quad (2.12)$$

Це явище може відбуватися при механічних деформаціях ПАХ-структури і під впливом температури. Тому на базі ПАХ-структур можуть бути створені перетворювачі для вимірювання механічних величин і температури.

Прикладом такого перетворювача є акселерометр на ПАХ-структурі (рис. 2.13). На пластині 1 розташовуються електронні елементи вимірювального кола перетворювача, а на консольній балці 2 закріплюється інерційна маса 3.

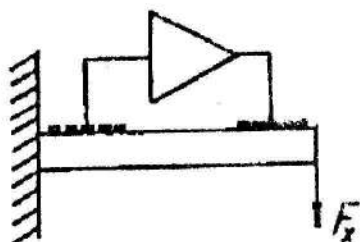


Рис. 2.12. ПАХ-структура як частото задавальний елемент автогенератора

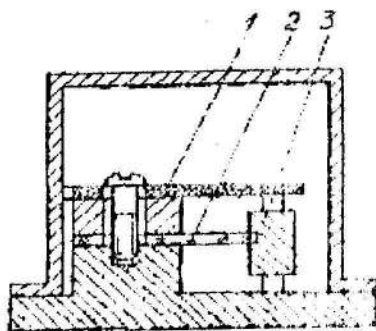


Рис. 2.13. Конструкція акселерометра на ПАХ-структурі

Балку виготовляють з кварцу, і на верхню поверхню балки за методами планарної технології наносять ЗНШ з числом електродів $N_{об}=150$ і $N_{уп}=50$. Власна частота балки $f_0 \approx 750$ Гц.

2.6. Лазерні вимірювальні системи

У таких системах як джерело випромінювання використовується оптичний квантовий генератор (ОКГ), звичайно газовий. Оптичний резонатор складається з двох дзеркал 1 з високим коефіцієнтом відбиття (рис. 2.14). Між дзеркалами відбувається багаторазове відбиття світлової хвилі, що поширюється вздовж осі приладу. В ре-

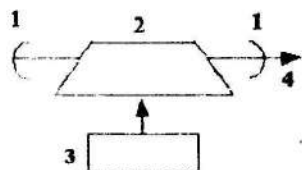


Рис. 2.14. Функціональна схема оптичного квантового генератора

зонаторі можуть збуджуватися поперечні електромагнітні коливання, частоти яких збігаються з власними частотами коливань резонатора.

У газових лазерах як активна речовина застосовується легкоіонізований газ або суміш газів (наприклад гелій - неон), що

поміщають в трубку 2, яка встановлюється на осі приладу. За систему збудження править іонізатор 3, розряди в якому здійснюються за допомогою постійної або високочастотної напруги. Безперервне випромінювання 4 лазера використовується як вимірюваний сигнал у лазерних вимірювальних приладах і системах. У цьому випадку можна застосовувати лазери ЛГ-36, ЛГ-36А, ЛГ-38, ЛГН-215 з довжиною

хвилі $\lambda = 0,6328$ мкм. Основними властивостями випромінювання лазерів є: монохроматичність, тобто випромінювання у вузькому спектральному інтервалі; когерентність - часове і просторове узгодження фаз коливань; спрямованість, тобто випромінювання в межах малого тілесного кута і велика спектральна густина потужності.

2.6.1. Оптичні інтерферометри

Інтерферометри використовуються для вимірювання двох груп параметрів: 1) лінійних і кутових розмірів, відстаней, параметрів руху (переміщень, швидкостей і прискорень), якості (шорсткості) і особливостей поверхонь; 2) кутових швидкостей і поворотів.

Розглянемо принципові особливості приладів, призначених для вимірювання параметрів першої групи, які називаються оптичними інтерферометрами. В них вимірювана величина визначається через довжину хвилі ОКГ. Характерними особливостями оптичних інтерферометрів є безконтактність вимірювання, різниця ходу променів до декількох тисяч метрів, висока чіткість інтерференційних полос і можливість локалізації променя на малій площині (діаметром до 10 мкм). Точність вимірювань значною мірою визначається стабільністю частоти ОКГ, яка дорівнює $5 \cdot 10^{-8}$.

Принцип дії інтерферометра базується на явищі накладання двох зумієних у просторі хвиль, при якому утворюються інтерференційні полоси, що містять інформацію про вимірювані параметри. Інтерферометри можуть бути одночастотними, двочастотними і багаточастотними [14].

В одночастотному інтерферометрі випромінювання ОКГІ за допомогою коліматора 2 спрямовується на призму з напівпрозорою поверхнею 3. На цій поверхні випромінювання розщеплюється на два рівних за інтенсивністю променя, один з яких падає на нерухоме опорне шлече (відбивач) 4, а другий – на вимірювальне шлече (відбивач на досліджуваному об'єкті) 5. Відбиті промені суміщуються на площині 3 і інтерферують. До того ж відбитий від рухомого елемента 5 промінь одержує доплерівський зсув частот

$$\omega_d = 2 (v/c) \omega , \quad (2.13)$$

де v - швидкість руху об'єкта; c - швидкість світла; ω - частота випромінювання ОКГ.

Інтерферуючі промені через регульовані діафрагми 6 і 8 надходять на фотоприймачі 7, 9 і окуляр 10. Якщо об'єкт вимірювання нерухомий, то в окулярі спостерігатиметься постійна інтерференційна картина, відстань між полосами якої дорівнює $\lambda/2$.

При переміщенні вимірюваного об'єкта на довжину $\lambda/2$ хід променя зміниться на λ , а інтерференційна картина зміститься на період. Таким чином, за нерухомою інтерференційною картиною можна зробити висновки про контрольовану відстань до об'єкта.

Якщо об'єкт переміщується, то фотоприймачами 7 і 9 будуть сприйматися інтенсивності випромінювання I_1 і I_2 :

$$\begin{aligned} I_1 &= (A^2 + B^2)/2 + AB \cos(\omega_d t + \varphi_0); \\ I_2 &= (A^2 + B^2)/2 + AB \cos(\omega_d t + \varphi_0 + \pi/2), \end{aligned} \quad (2.14)$$

де A і B - сталі коефіцієнти; φ_0 - фаза, що залежить від початкової оптичної різниці випромінювання в опорному і вимірювальному шлечах.

Постійний фазовий зсув між I_1 і I_2 на $\pi/2$ досягається за рахунок зміщення діафрагм 6 і 8. За цим зміщенням з допомогою логічної чарунки (на рис. 2.15 не показано) визначають напрямок зміщення об'єкта. Одержані на виході фотоприймачів фотоструми підсилюються, перетворюються в прямокутні імпульси й ресструються реверсивними лічильниками (електронну схему на рис. 2.15 не показано). При цьому добуток числа імпульсів на $\lambda/2$ за певний час дорівнює переміщенню об'єкта за той самий час. Швидкість об'єкта дорівнює числу імпульсів в одиницю часу, помноженому на $\lambda/2$.

Основний недолік одночастотного інтерферометра - складність одержання аналогового сигналу $X(t)$, що характеризує переміщення об'єкта. Для усунення цієї складності використовуються двочастотні інтерферометри [14].

Лазерні інтерферометри як прилади первинної інформації застосовуються при вимірюванні малих висот польоту, вертикальних швидкостей, відстаней до перешкод і швидкостей при польоті на малих висотах.

Лазери також широко використовуються для вимірювання кутових швидкостей. Основними перевагами лазерних гіроскопів [14] є нечутливість до високих прискорень, миттєвий вихід на режим, широкий діапазон вимірювання кутових швидкостей і частотний вихідний сигнал.

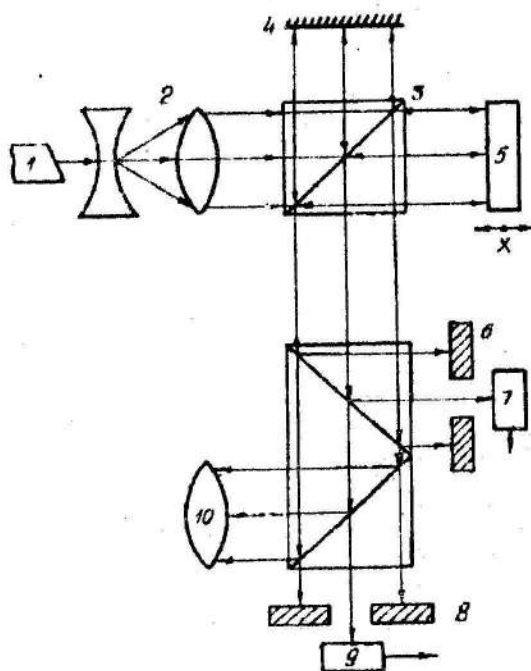


Рис. 2.15. Схема одночастотного інтерферометра

2.6.2. Лазерні акселерометри частотного типу

В основу роботи лазерного акселерометра, що використовує ефект фотопружності, покладено зміну оптичних властивостей середовища під дією напруг, спричинених прискоренням. При цьому механічні деформації змінюють еліпсоїд показників заломлення незбудженого середовища. Ефект фотопружності спостерігається у всіх кристалах та ізотропних середовищах, наприклад, кристалічному і плавленому кварці, склі і таких матеріалах: Ga As, Si, H_2O , Ge.

Розглянемо ефект фотопружності на прикладі, наведеному на рис. 2.16.

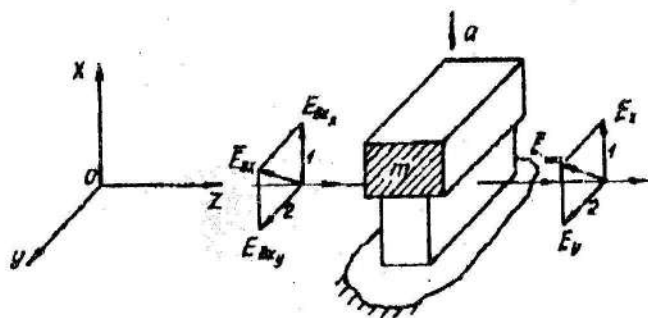


Рис. 2.16. Чутливий елемент лазерного акселерометра на основі ефекту фотопружності

На масу m уздовж осі X впливає прискорення a , яке спричиняє одновимірну напругу σ_{xx} , прикладену вздовж осі X :

$$\sigma_{xx} = m a / S, \quad (2.15)$$

де S - площа перерізу фотопружного середовища в площині YOZ . Якщо середовище ізотропне, то під дією напруги σ_{xx} фотопружне середовище в площинах XOZ і XOY стає двопронезаломним. При пропусканні через таке середовище у напрямку OZ і OY двох світлових хвиль з ортогональною поляризацією можна зафіксувати різницю фаз між ними, яка пропорційна прикладеному прискоренню a . Дві світлові хвилі 1 і 2, що поширюються по осі Z , мають вектори поляризації вздовж осей X і Y . Якщо, наприклад, початкова світлова хвиля поляризується лінійно і $E_{E_{yx}} = E_{E_{xy}} = E_0$, то на виході кристала світлова хвиля перетворюється в еліптично поляризовану. За відсутності прискорення поляризація світла на виході кристала збігається з початковою. В міру збільшення прискорення a на виході зростає складова E_y і зменшується E_x .

Для того щоб власні хвилі в резонаторі мали ортогональну поляризацію, в ньому додатково запроваджують анізотропні елементи, наприклад фазові пластини.

У лазерних акселерометрах частотного типу чутливий елемент, що має ефект фотопружності, розташовують в резонаторі лазера. Узагальнену схему такого акселерометра наведено на рис. 2.17. У резонаторі лазера, до складу якого входять дзеркала 1, 6 і активний елемент 5, розміщуються фотопружне середовище 3, навантажене масою 2, і фазова пластинка 4 [27].

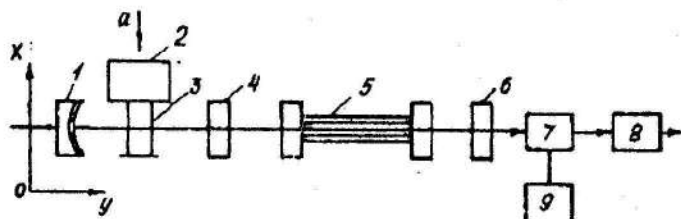


Рис. 2.17. Узагальнена схема частотного лазерного акселерометра

Вплив прискорення a на масу призводить до деформації фотопружного середовища і виникнення наведеної анізотропії. Якщо орієнтація векторів поляризації власних хвиль резонатора і фотопружного середовища збігається, то відбувається зміна частоти випромінювання лазера, пропорційна діючому прискоренню. Вимірювання приросту частоти лазера можна здійснювати або порівнянням з частотою допоміжного лазера - гетеродина 9, або збудженням у лазері з чутливим елементом двоххвильового режиму і порівнянням частот цих хвиль. У другому випадку на виході змішувача 7 з'являється частота різниці, яка реєструється вимірником 8.

На практиці частіше використовують лазерні акселерометри, побудовані за другою схемою. Перевагами цієї схеми є: 1) можливість виключення додаткового лазера-гетеродина; 2) одержання більш високої чутливості у двохвильовому режимі. В лазерних акселерометрах чутливість може досягати $0,1 \text{ мкм/с}^2 (10^{-8} \text{ g})$.

2.7. Вимірювачі постійного струму і густини струму з частотним виходом

Розроблені на кафедрі приладів літальних апаратів Харківського авіаційного інституту пристрої для вимірювання густини струму в електроліті [24, 28-32] забезпечують високу чутливість і перешкодозахищеність вимірювання зазначеного параметра при відносній простоті їх конструкції. На рис. 2.18 зображено схему пристрою для вимірювання густини струму в електроліті, що дозволяє підвищити перешкодозахищеність і спростити узгодження з ЕОМ. Пристрій є релаксаційним генератором, що складається з операційного підсилювача (ОП) 1, двох безконтактних магніточутливих первинних вимірювальних перетворювачів, що являють собою тороїдальні трансформатори 2 і 3, вимірювальних вторинних обмоток 4 і 5, що мають вихідні напруги $U_{\text{вх1}}$ і $U_{\text{вх2}}$.

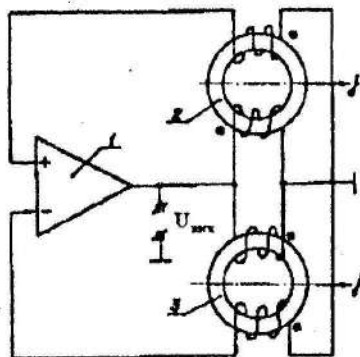


Рис. 2.18. Схема пристрою для вимірювання густини струму в електроліті з двома осередками

осердя яких виконані з феромагнітного матеріалу з прямокутною петлею перемагнічування (наприклад, з пермалою або фериту) [28]. Обмотки живлення та зворотного зв'язку трансформаторів увімкнені на входи ОП таким чином, щоб був реалізований позитивний зворотний зв'язок. При вимірюванні густини струму j осердя тороїдальних трансформаторів розташовують у гальванічній ванні паралельно анодам. Через внутрішнє вікно двох тороїдальних трансформаторів, розташованих взаємно паралельно, проходить струм, пропорційний площині вікна $S_{\text{вік}}$ і густині гальванічного струму j . Цей струм наводить в осерді магнітний потік

$$\Phi_j = j \cdot S_{\text{вік}} / R_{\text{м}}, \quad (2.16)$$

де $R_{\text{м}}$ - магнітний опір осердя, що визначається його геометричними параметрами та магнітною проникністю. В пристрої реалізується позитивний зворотний зв'язок. Тому, якщо на виході ОП 1 маємо будь-яку напругу, вона збільшується до максимальної величини. Під дією максимальної вихідної напруги в трансформаторах почне лінійно зростати потік (рис. 2.19). Через різне увімкнення живильних обмоток напрямки наведеного магнітного потоку в осердях будуть різними. Так, в осерді трансформатора 3 змінний потік у початковий момент часу збігатиметься з вимірюваним потоком Φ_j і підсумовуватиметься з ним, а в осерді трансформатора 2 змінний і вимірюваний потоки відніматимуться, оскільки не збігаються за напрямком. У момент часу, коли сумарний потік Φ_3 досягає величини потоку насичення $\Phi_{\text{нас}}$, через різке зменшення магнітної проникності зменшується напруга зворотного зв'язку, що спричиняє до зменшення напруги на виході ОП, а тому й магнітних потоків в осердях трансформаторів. Це зме-

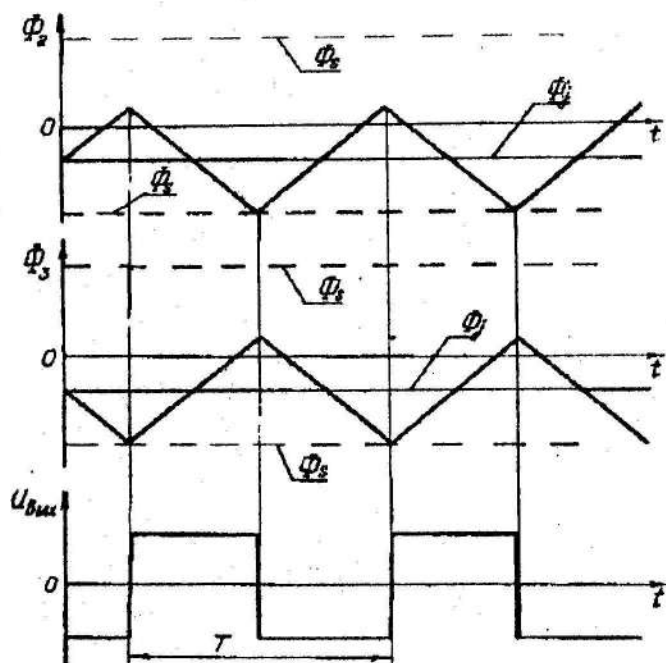


Рис. 2.19. Діаграми часу, які ілюструють роботу пристрою

веде до зміни знаку напруги на вихідних обмотках і ще більшого спаду напруги на виході ОП.

Процес перетворюється у лавиноподібний (блокінг-процес) і викликає "перекидання" ОП; на виході змінюється знак вихідної напруги. Потoki в осердях починають лінійно зменшуватися. Операційний підсилювач перемикається, як тільки в осерді трансформатора 2 потік Φ_2 за модулем досягає значення насичення $|\Phi_c|$. Таким чином, пристрій являє собою релаксаційний генератор, що виробляє на виході ОП прямокутні імпульси з тривалістю періоду T . Тривалість періоду проходження імпульсів вихідного сигналу $U_{\text{вих}}$, яка

лінійно залежить від густини струму в електроліті, можна визначити за співвідношенням

$$T = \frac{4W\Phi_s}{U} - \frac{4WS_{\text{вих}}j}{UR_m}, \quad (2.17)$$

де W - число витків первинної обмотки; Φ_s - потік насичення; U - максимальна вихідна напруга.

Конструкція розробленого пристрою та приклади його використання наведено в працях [29 – 31, 33].

З метою спрощення конструкції, забезпечення можливості одержання широкномодульованого вихідного сигналу з високою перешкодозахищеністю запропоновано пристрій вимірювання густини струму з одним торіoidalним трансформатором [24]. Пристрій (рис. 2.20) є релаксаційним генератором, що складається з безконтактного магніточутливого первинного перетворювача, який являє собою торіoidalний трансформатор 1 з обмотками живлення та зворотного зв'язку і розташований у гальванічній ванні паралельно анодам для вимірювання густини струму j , операційного підсилювача 2, резистора 3 і вихідного блока 4, за який править осцилограф, частотомір або

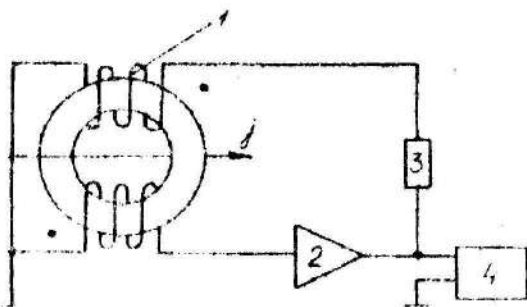


Рис. 2.20. Схема пристрою для вимірювання густини струму в електроліті з одним осердям

блок визначення середнього значення напруги. При протіканні через внутрішнє вікно трансформатора I струму, пропорційного площині вікна $S_{\text{вк}}$ і густині гальванічного струму j , в осерді наводиться магнітний потік Φ_j . Генераторний режим роботи пристрою забезпечується таким увімкненням обмоток живлення і зворотного зв'язку трансформатора, щоб реалізувався позитивний зворотний зв'язок. Тому, якщо на виході ОП2 є будь-яка напруга, то вона збільшуватиметься до максимальної величини. Під дією максимальної вихідної напруги U в осерді зростає магнітний потік за експоненціальним законом, оскільки послідовно з обмоткою живлення ввімкнено резистор Z опору R (рис. 2.21). Як тільки магнітний потік в осерді, що складається з вимірюваного потоку Φ_j та магнітного потоку Φ , який наводиться струмом, що протікає в обмотці живлення, досягає потоку насичення осердя Φ_s , його магнітна проникність різко зменшується, генератор "перекидається" і на виході ОП напруга зміщє знак.

Якщо потік Φ_j , що наводиться гальванічним струмом з густиною j , відсутній, то тривалості півперіодів позитивного T_1 та негативного T_2 імпульсів напруги (останній генерується на виході ОП) будуть однакові. А якщо $j \neq 0$, то тривалості півперіодів напруги T_1 і T_2 не дорівнюватимуть одна одній, тобто на виході ОП формується широтно-модульований сигнал, що являє собою уніполярні імпульси напруги:

$$T_1 = \frac{W^2}{RR_m} \ln \frac{-\Phi_j - \Phi_s - \frac{UW}{RR_m}}{-\Phi_j + \Phi_s - \frac{UW}{RR_m}}$$

$$T_2 = \frac{W^2}{RR_M} \ln \frac{-\Phi_j + \Phi_s + \frac{UW}{RR_M}}{-\Phi_j - \Phi_s + \frac{UW}{RR_M}}$$

де W - число витків обмотки живлення; R_M - магнітний опір осердя; U - напруга живлення.

Якщо як блок 4 використовувати блок визначення середнього значення напруги, що являє собою вольтметр магнітоелектричної

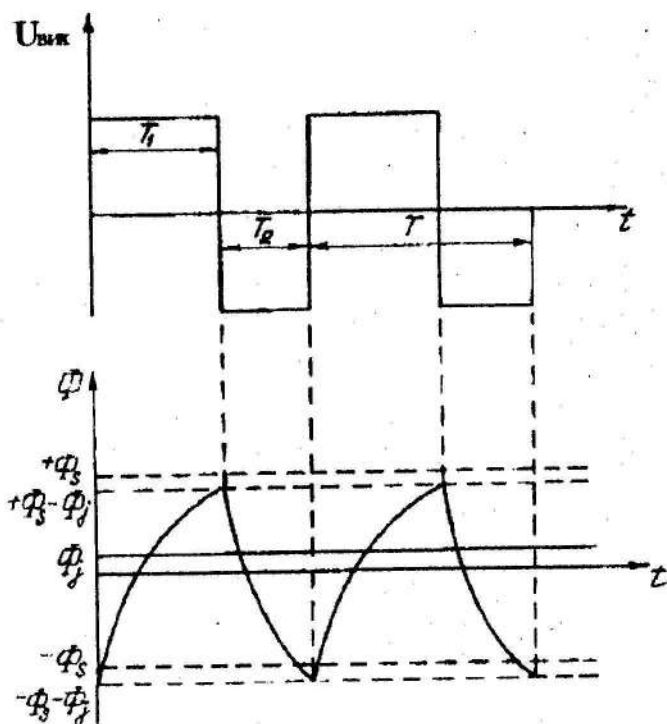


Рис. 2.21. Діаграми часу, що ілюструють роботу пристрою

системи або інтегруючий RC-ланцюг, то результати вимірювання $U_{\text{сер}}$ можна подавати у вигляді електричного сигналу на систему керування. При цьому

$$U_{\text{сер}} = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} U = \frac{jS_{\text{вик}} R}{W} \quad (2.19)$$

Даний пристрій забезпечує також підвищення точності, оскільки резистор 3 опору R виготовляється з матеріалу, що не змінює свій опір при зміні температури навколишнього середовища. Вихідний сигнал у пристрої не залежить від величини напруги живлення U та насичення осердя Φ_s , які значно змінюються зі зміною температури навколишнього середовища. Тому даний пристрій не дає похибки при зміні напруги живлення, а його температурна похибка значно менша, ніж у розглянутому раніше пристрої.

Для визначення правильності показань перед вимірюванням густини струму в електроліті пристрій обладнується вмонтованим контролем [32]. З цією метою виток провідника 5 монтується на осерді безконтактного магніточутливого вимірювального перетворювача, до того ж одна з кінців витка провідника через вимикач 6 з'єднується з одним із полюсів стабілізованого джерела живлення 7, а другий – з другим полюсом джерела живлення (рис. 2.22).

Перед вимірюванням густини струму в електроліті необхідно перевірити правильність функціонування приладу. Для цього оператор вимикачем 6 замикає електричне коло, що має послідовно з'єднані стабілізоване джерело живлення 7 та виток провідника 5. По витку провідника 5 тече еталонний струм $I_{\text{ет}}$, який наводить в осерді магнітний потік

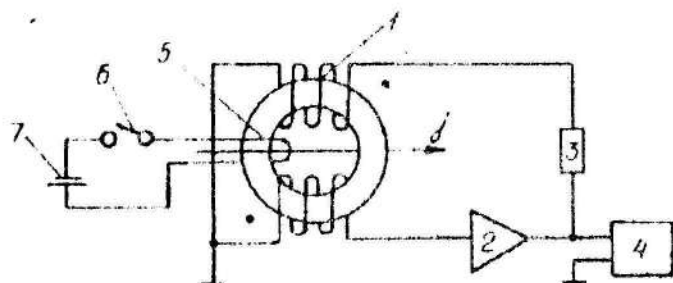


Рис. 2.22. Схема пристрою для вимірювання густини струму в електродній ванні із вмонтованим контролем

$$\Phi_{ст} = I_{ст} / R_M \quad (2.20)$$

При цьому вимірювальний пристрій реєструє величину густини струму

$$j_{ст} = I_{ст} / S_{вик} \quad (2.21)$$

Оскільки величини $I_{ст}$ і $S_{вик}$ завжди сталі, то при справному функціонуванні пристрою він завжди реєструє одну і ту ж величину $j_{ст}$ при замиканні вимикача 6. Відхилення вимірюваної величини j від сталонного значення $j_{ст}$ свідчить про несправне функціонування цього пристрою, тобто про порушення його правдивості. Це потребує підналагодження або ремонту пристрою перед вимірюванням густини струму в електродній ванні.

Використання вбудованого контролю в запропонованому пристрої виключає випадки вимірювання густини струму несправним пристроєм. Це, в свою чергу, виключає можливість одержання браку виробів на стадії гальванічної металізації через невиконання технологічних вимог, що ставляться до заданих значень густини струму в гальванічних ваннах.

Для вимірювання постійного струму за допомогою розглянутих пристроїв ізольований провідник зі струмом слід пропустити через вікно чутливого елемента.

ВИСНОВОК

Основними тенденціями розвитку вимірювальних перетворювачів з цифровим виходом є:

- ◆ максимальне спрощення первинного перетворювача і передача основних функцій перетворення електронному вузлу;
- ◆ створення ряду уніфікованих модулів і ВІС, що реалізують електронні вузли, які можна використовувати в багатьох розробках вимірювальних перетворювачів; це дозволить основну увагу приділяти створенню первинних перетворювачів;
- ◆ широке застосування волоконно-оптичних перетворювачів, які мають ряд суттєвих переваг;
- ◆ значне використання при проектуванні вимірювальних перетворювачів мікропроцесорних ВІС та інших можливостей мікроелектроніки;
- ◆ застосування в проєктованих перетворювачах збудованого контролю, який підвищує надійність апаратури й достовірність одержуваної інформації;
- ◆ поширене використання вимірювальних перетворювачів у вимірювально-обчислювальних комплексах, цифрових системах керування різними об'єктами, інформаційно-вимірювальних системах, АСУ ТП тощо.

Найперспективнішими перетворювачами з частотним виходом є лазерні вимірювальні перетворювачі, г'єзерезонаторні, датчики з тонкоспінними вібруючими циліндрами.

При розробці перетворювачів з частотним виходом варто застосовувати автогенераторні схеми, що працюють з енергією автоколивань.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ТА РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Домрачев В.Г., Матвеевский В.Р., Смирнов Ю.С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений: Справ. пособие. - М.: Энергоатомиздат, 1987. - 392 с.
2. Малов В.В. Пьезорезонансные датчики. - М.: Энергоатомиздат, 1989. - 272 с.
3. Гитис Э.И., Пискулов Е.А. Аналого-цифровые преобразователи: Учеб. пособие для вузов. - М.: Энергоиздат, 1981. - 360 с.
4. Кошевой Н.Д. Автоматизация конструирования узлов измерительно-вычислительных комплексов летательных аппаратов: Учеб. пособие по курсовому проектированию и лабораторному практикуму. - Харьков: Харьк. авиац ин-т, 1990. - 93 с.
5. Борзов М.И. Индуктивные преобразователи угла в код - М.: Энергия, 1970. - 73 с.
6. Школин В.П., Богданов А.В., Богданов Ю.А. Малогабаритный индуктивный преобразователь угла в код // Приборы и системы управления. 1975. № 4. С. 18-22.
7. Справочник по интегральным микросхемам / Под ред. В.В. Тарабрина. - М.: Энергия, 1981. - 816 с.
8. Федоров Б.Г., Телец В.А., Дегтяренко В.П. Микроэлектронные цифро-аналоговые преобразователи. - М.: Радио и связь, 1984. - 120 с.
9. Проектирование импульсных и цифровых устройств радиотехнических систем: Учеб. пособие / Под ред. Ю.М.

Казарицова. - М.: Высш. шк., 1985. - 320 с.

10. Фотоэлектрические преобразователи информации / Под ред.

Л.П. Преснухина. - М.: Машиностроение, 1974. - 375 с.

11. Левшина Е.С., Повицкий П.В. Электрические измерения физических величин. - Л.: Энергоиздат, 1983. - 320 с.

12. Ерофеев А.А., Данов Г.А., Фролов В.Н. Пьезокерамические трансформаторы и их применение в радиоэлектронике. - М.: Радио и связь, 1988. - 128 с.

13. Вульвет Дж. Датчики в цифровых системах / Пер. с англ. - М.: Энергоиздат, 1981. - 200 с.

14. Боднер В.А. Приборы первичной информации. - М.: Машиностроение, 1981. - 344 с.

15. А.с. 1451565 СССР. Датчик давления / Колесников В.Н., Кошевой Н.Д., Мощицкий С.С. Оpubл. 15.01.89. Бюл. №2.

16. А.с. 1783330 СССР. Датчик давления / Кошевой Н.Д., Дергачев В.А., Мощицкий С.С. Оpubл. 23.12.92. Бюл. № 47.

17. А.с. 1560995 СССР. Устройство для измерения давления / Кошевой Н.Д., Подопригора С.Н., Романовский В.П. и др. Оpubл. 30.04.90. Бюл. № 16.

18. А.с. 1654696 СССР. Устройство для измерения давления / Кошевой Н.Д., Подопригора С.Н., Тенета С.И. Оpubл. 07.06.91. Бюл. № 21.

19. А.с. 1647303 СССР. Датчик давления / Колесников В.Н., Кошевой Н.Д., Окороков А.А. Оpubл. 07.05.91. Бюл. № 17.

20. Патент 1817840 СССР. Датчик давления / Кошевой Н.Д., Дергачев В.А., Заболотный В.А. и др. Оpubл. 23.05.93. Бюл. № 19.

21. Кошевой Н.Д. Разработка датчиков давления с цифровым

- выходом / Приборостроение-94: Материалы техн. конф. с международным участием. Винница-Симферополь, 1994. С.100.
22. Кошевой Н.Д., Михайлов А.Г. Разработка приборов и средств автоматизации гальванических процессов для приборо- и машиностроительных предприятий // Авиационно-космическая техника и технология: Тр. Харьк. авиац. ин-та им. Н.Е. Жуковского. 1994. С.276-282.
23. Кошевой Н.Д., Михайлов А.Г. Цифровое устройство для измерения плотности тока в гальванических ваннах // Приборостроение-94: Материалы науч.-техн. конф. с международным участием. Винница-Симферополь, 1994. С.101.
24. А.с. 1622428 СССР. Устройство для измерения плотности тока в электролите / Огороков А.А., Кошевой Н.Д. Опубл. 23.01.91. Бюл. № 23.
25. Мартяшин А.И., Шахов Э.К., Шлядин В.Н. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения. - М.: Энергия, 1976. - 391 с.
26. Брехин Н.И. Измерители параметров движения с частотным выходом: Учеб. пособие. - Харьков: Харьк. авиац. ин-т, 1982. - 75 с.
27. Лазерные измерительные системы / Под ред. Д.П. Лукьянова. - М.: Радио и связь, 1981. - 456 с.
28. А.с. 1359346 СССР. Устройство для измерения плотности тока в электролите / Кошевой Н.Д., Макаров О.В., Огороков А.А. Опубл. 15.12.87. Бюл. № 46.
29. Кошевой Н.Д., Шевченко В.И. Использование устройств для измерения плотности тока в электролите в системах управления гальваническими процессами / Тез. докл. II всесоюз. науч.-техн.

конф. "Ресурсо-, энергосберегающие и наукоемкие технологии в машино- и приборостроении". М., 1991. С.145.

30. Кошевой Н.Д., Шевченко В.И. Конструирование технических средств для измерения плотности тока в электролите // Тез. докл. Междунар. науч.-техн. конф. "Метрологическое обеспечение машиностроительных отраслей промышленности". Минск, 1992. С.50-51.

31. Кошевой Н.Д., Шевченко В.И. Устройства для измерения плотности тока в электролите // Приборы и системы управления. 1993. № 7. С.42-43.

32. А.с. 1737033 СССР. Устройство для измерения плотности тока в электролите / Кошевой Н.Д. Опубл. 30.05.92. Бюл. № 20.

33. А.с. 1770460 СССР. Способ измерения плотности тока в электролите / Кошевой Н.Д., Гулый С.В., Шевченко В.И. Опубл. 23.10.92. Бюл. № 39.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	3
1. ПРОЕКТУВАННЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІЗ ЦИФРОВИМ ВИХОДОМ	5
1.1. Принципи побудови перетворювачів кутових і лінійних переміщень у цифровий код	5
1.1.1. Класифікація первинних перетворювачів переміщень (ППП)	5
1.1.2. Метод послідовної лічби та метод зчитування.....	11
1.1.3. Методи підвищення точності та перешкодозахищеності.....	14
1.1.4. Перетворення коду Грея в позиційний двійковий код	17
1.2. Індуктивні та трансформаторні перетворювачі кута повороту в код	20
1.2.1. Принципи побудови індуктивних і трансформаторних перетворювачів кута повороту в код.....	20
1.2.2. Загальні вимоги до конструювання трансформаторних та індуктивних перетворювачів	24
1.2.3. Перетворювач кута в код на магнітному барабані	30
1.3. Перетворювачі інтервалів часу в код	31
1.3.1. Методи побудови перетворювачів часового інтервалу в код	32
1.3.2. Особливості перетворення однократних інтервалів малої тривалості в код	40
1.4. Перетворювачі фаза - код	42
1.4.1. Класифікація перетворювачів фаза - код	42
1.4.2. Перетворювачі фаза - код з вимірюванням миттєвого значення фази	44

1.4.3. Перетворювачі фаза - код з постійним часом вимірювання	47
1.5. Цифро-аналогові перетворювачі код - напруга	50
1.5.1. Перетворювачі паралельного двійкового коду в напругу	50
1.5.2. Перетворювачі послідовного двійкового коду в напругу	55
1.6. Аналого-цифрові перетворювачі напруга - код	57
1.6.1. Перетворювачі напруги в код, побудовані за методом послідовної лічби	58
1.6.2. Перетворювачі напруги в код, побудовані за методом порядкового кодування	59
1.6.3. Перетворювачі напруги в код, побудовані за методом зчитування	62
1.6.4. Послідовно-паралельні ПНК	64
1.7. Фотоелектричні перетворювачі переміщень	65
1.7.1. ФПЗ з перекриванням світлового потоку	66
1.7.2. Растрові фотоелектричні перетворювачі переміщень	70
1.7.3. Фотоелектричні перетворювачі переміщень з кодовими масками	72
1.7.4. Волоконно-оптичні функціональні перетворювачі	73
1.8. П'єзоелектричні перетворювачі з цифровим виходом	76
1.8.1. Фізичні основи та сфера використання п'єзоелектричних перетворювачів	76
1.8.2. П'єзоелектричні перетворювачі сили, тиску та прискорення	81
1.9. Цифрові прилади з інтегрованими	

	151
перетворювачами	85
1.10. Датчики тиску з цифровим виходом	88
1.11. Вимірювачі постійного струму і густини струму з цифровим виходом.....	102
1.12. Перетворювачі частоти в код	105
1.12.1. Методи перетворення частоти в код	105
1.12.2. Цифровий частотомір прямого перетворювання	108
1.12.3. Перетворювачі частоти в код на інтеграторах з попереднім переносом	109
2. ПРОЕКТУВАННЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ	
ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІЗ ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ	
2.1. Класифікація перетворювачів з частотним виходом	111
2.2. Автогенераторні перетворювачі	113
2.3. Датчики зі струнними та стрижневими резонаторами	115
2.4. Перетворювачі з вібрующим циліндром	117
2.5. П'єзоелектричні перетворювачі з частотним виходом	121
2.5.1. П'єзорезонансні перетворювачі	121
2.5.2. Вимірювальні перетворювачі, основані на використанні поверхневих акустичних хвиль (ПАХ)	125
2.6. Лазерні вимірювальні системи	128
2.6.1. Оптичні інтерферометри	129
2.6.2. Лазерні акселерометри частотного типу	132
2.7. Вимірювачі постійного струму і густини струму з частотним виходом	135
ВИСНОВОК	144
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ТА РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	145

Микола Дмитрович Кошовий

ПРОЕКТУВАННЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Редактори: Н.М. Сікульська,
Л.О. Кузьменко

Зв. план, 2000

Підписано до друку 16.10.2000

Формат 60x84 1/16. Папір офс. №2. Офс. друк.

Умовн.-друк. арк. 8,4. Облік.-вид. арк. 9,5. Т. 150 прим.

Замовлення 157. Ціна вільна

Національний аерокосмічний університет ім. М.С. Жуковського
"Харківський авіаційний інститут"

61070, Харків-70, вул. Чкалова, 17

Ротапринт друкарні "ХАІ"

61070, Харків-70, вул. Чкалова, 17