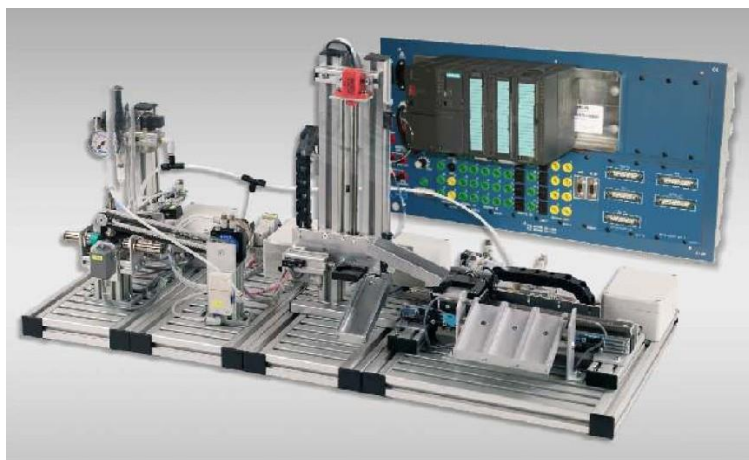


Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет
імені Івана Пулюя

Кафедра приладів і контрольно-вимірювальних систем

МЕТОДИ І ЗАСОБИ СПРЯЖЕННЯ ДАТЧИКІВ ЛІНІЙНИХ ПЕРЕМІЩЕНЬ У МЕХАТРОННИХ СИСТЕМАХ

Конспект лекцій
для студентів спеціальностей 8.05100306 –
«Інформаційні технології в приладобудуванні» та
8.05100302 – «Прилади і системи точної механіки»



Тернопіль 2015

Паламар М.І., Чайковський А.В., Стрембіцький М.О. Методи і засоби спряження датчиків лінійних переміщень у мехатронних системах. Конспект лекцій для студентів спеціальностей 8.05100306 – «Інформаційні технології в приладобудуванні» та 8.05100302 – «Прилади і системи точної механіки». – Тернопіль: ТНТУ, 2015. – 71 с.

Конспект лекцій містить опис поширених сенсорів лінійних переміщень та методів, функціональних і принципів електричних схем вузлів включення сенсорів для використання їх у прецизійних системах вимірювання та керування. Призначені для допомоги у проектуванні апаратної частини вимірювально-керуючих систем мехатроніки на основі мікроконтролерів, програмованих логічних інтегральних схем та ПЕОМ.

Служать для підвищення ефективності проведення лекційних занять і самостійного вивчення дисциплін «Інформаційні технології в приладобудуванні», «Мікропроцесори та ЕОМ», «САПР засобів вимірювання», «Основи проектування систем штучного інтелекту», «Автоматизовані системи опрацювання вимірювальної інформації» та ін.

Укладачі: д.т.н., доц. Паламар М.І.
Чайковський А.В.
Стрембіцький М.О.

Конспект лекцій розглянутий та схвалений на засіданні кафедри

Приладів і контрольних-вимірювальних систем

Протокол № від 2015 р.

Схвалено методичною радою факультету ФРК

Протокол № від 2015 р.

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ

АЗ	—	апаратні засоби;
АСМ (ASM)	—	асемблер;
АЛБ	—	арифмето-логічний блок;
АЦП	—	аналогово-цифровий перетворювач
БСА	—	блок-схема алгоритму;
ВІС	—	велика інтегральна схема;
ЗПД	—	зовнішня пам'ять даних;
ЗПП	—	зовнішня пам'ять програм;
КПП	—	контролер пріоритетних переривань;
МВР	—	мова високого рівня;
МК	—	мікроконтролер;
МТ	—	мікропроцесорна техніка;
МП	—	мікропроцесор;
ОЗП	—	оперативно запам'ятовуючий пристрій;
ОМЕОМ	—	однокристална мікроЕОМ;
ПЛІС	—	програмована логічна інтегральна схема;
ПП	—	пам'ять програм;
ППЗ	—	прикладне програмне забезпечення;
РСФ (RSF)	—	регістр спеціальних функцій;
РПД	—	резидентна пам'ять даних;
РПП	—	резидентна пам'ять програм;
ЦАП	—	цифро-аналоговий перетворювач;
ШІМ	—	широтно-імпульсний модулятор.

ЗМІСТ

Вступ.....	5
1 ПОТЕНЦІОМЕТРИЧНІ РЕЗИСТИВНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ	7
2 РЕЗИСТИВНІ ТЕНЗОДАТЧИКИ	11
3 ЛІНІЙНІ ДИФЕРЕНЦІАЛЬНІ ТРАНСФОРМАТОРИ	42
Список використаних джерел	71

Вступ

Вимірювальні перетворювачі переміщення широко використовуються в багатьох областях техніки, особливо в промисловості. У цьому розділі ми обговоримо принципи роботи і застосування деяких найбільш типових перетворювачів переміщення — тензодатчиків, лінійних диференціальних перетворювачів (трансформаторів) і п'єзоелектричних датчиків.

Однокристалні мікроконтролери знаходять широке застосування в різноманітних сферах техніки: від вимірювальних приладів, фотоапаратів та відеокамер, принтерів, сканерів, копіювальних апаратів до виробів електронних розваг і будь-якої домашньої техніки.

Мікроконтролери відрізняються від мікропроцесорів за рядом ознак. В першу чергу це їх функціональність. При застосуванні мікропроцесорів для їх роботи потрібні додаткові компоненти як пам'ять, пристрої вводу і виводу даних, генератор тактової частоти і ін. Мікроконтролери сконструйовані таким чином, що всі ці частини зібрані разом на одному кристалі і поміщені в одному корпусі. Для роботи мікроконтролера потрібно мінімум зовнішніх компонентів, тому що вся необхідна периферія вбудована в його середині. Таким чином зменшується апаратна частина і скорочується час при конструюванні нових пристроїв.

З моменту появи перших мікроконтролерів їх складність постійно зростає за рахунок появи нових апаратних рішень та додавання нових команд для програмної підтримки нових функціональних вузлів, призначених для вирішення різноманітних задач.

Проектування вбудованих систем на сучасній елементній базі значно підвищує ефективність розробки за рахунок скорочення часу, мініатюризації, зниження споживаної потужності і збільшення швидкодії і надійності. На сьогоднішній день актуальною є задача придбання навиків розробки інформаційно-керуючих пристроїв на базі мікроконтролерів і програмованих логічних пристроїв, що дозволяють реалізувати алгоритми високої складності.

1 ПОТЕНЦІОМЕТРИЧНІ РЕЗИСТИВНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Резистивний дровий потенціометр із ковзним контактом — один з найбільш простих і ефективних перетворювачів переміщення. Для його використання потрібно лише з'єднати ковзний контакт (движок) з об'єктом, що рухається, а іншу частину потенціометра закріпити нерухомо. На рис. 1.1 показані потенціометричні перетворювачі, призначені для виміру як лінійних (трансляційних), так і кутових переміщень. В ідеальному випадку між вихідним сигналом перетворювача і переміщенням (будь-якого типу) існує лінійний зв'язок.

Застосування ретельне виготовлених дрових потенціометрів гарантує малу нелінійність перетворення. Як видно з рис. 1.2, нелінійність, обумовлена кінцевим опором навантаження потенціометричного перетворювача, зростає при зменшенні цього опору.

Цей вплив можна послабити шляхом шунтування верхнього плеча потенціометра резистором з опором $R_m = R_L$. Характеристика перетворювача для цього випадку показана штриховою лінією на мал. 9.2(б); при $x = 0,5x_m$ погрішність, зв'язана з не лінійністю, звертається в нуль [5].

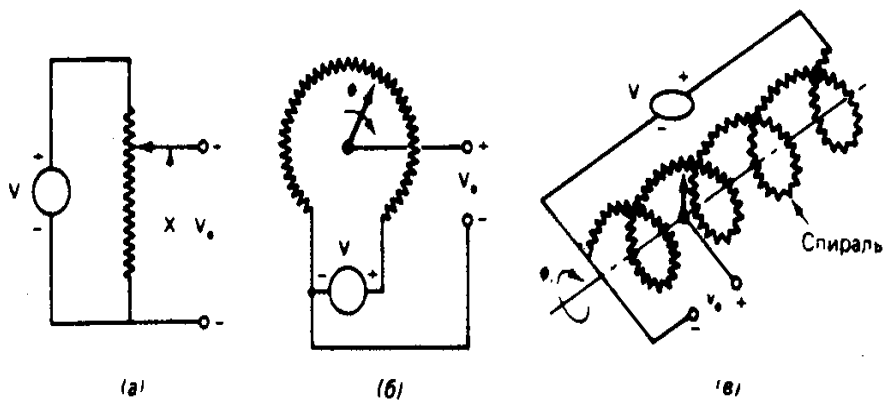


Рис. 1.1. Потенціометричний резистивний перетворювач, (а) Принципова схема. Штриховими лініями показаний спосіб включення шунтуючого резистора, (б) Порівняння вихідних сигналів перетворювача із шунтуючим резистором і без нього [5].

Двигун потенціометра контактує з окремими витками на котушці. Тому вихідний сигнал (напруга) перетворювача змінюється не безупинно, а у вигляді перемежованих малих і великих стрибків (рис. 1.3).

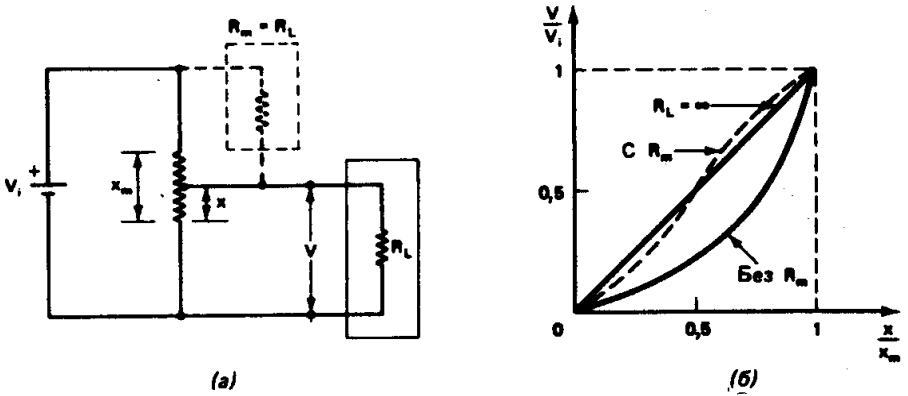


Рис. 1.2. Потенціометричний резистивний перетворювач. (а) Принципіальна схема. Штриховими лініями показаний спосіб включення шунтуючого резистора. (б). Порівняння вихідних сигналів перетворювача з шунтуючим резистором та без нього [5.]



Рис. 1.3. Стрибокподібна залежність вихідної напруги перетворювача зсуву потенціометричного (котушкового) типу від переміщення движка потенціометра [5].

Малий стрибок має місце, коли движок заключає два сусідніх витки, як показано на рис. 1.4; великий стрибок відповідає моменту переходу движка до наступного витку і розмикання контакту з попереднім витком. Таким чином, дозвіл цього перетворювача залежить від діаметра намотувального проводу і може бути поліпшене шляхом використання більш тонкого проводу. Для потенціометра з щільністю намотування 50 витків на міліметр, що близько до практичної межі, граничний дозвіл складає 20 мкм.

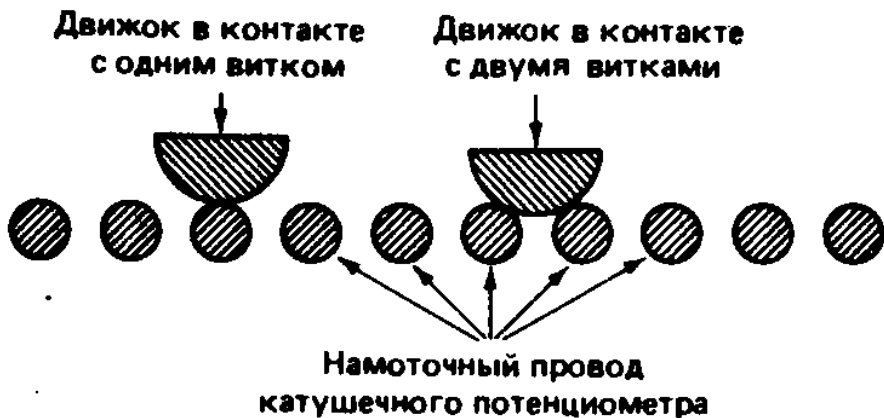


Рис. 1.4. Схема, що пояснює стрибкоподібний характер зміни вихідної напруги катушкового перетворювача [5].

2 РЕЗИСТИВНІ ТЕНЗОДАТЧИКИ

Резистивний тензодатчик (тензорезистор) — це вимірювальний перетворювач, що змінює свій опір у результаті деформації, що виникає при переміщенні контрольованого об'єкта. Резистивні тензодатчики для медико-біологічних застосувань розбиваються на два класи: 1) металеві і напівпровідникові датчики і 2) еластичні датчики. Перші придатні для виміру тільки дуже малих переміщень (< 20 мкм) і, як правило, вимагають додатка досить значних сил у процесі виміру. Вони широко використовуються в якості вторинних перетворювальних елементів при вимірах сили, тиски і прискорення. З іншого боку, перетворювачі еластичного типу здатні вимірювати великі переміщення, що досягають 50% їхньої довжини у вихідному стані, завдяки чому вони особливо підходять для реєстрації статичних і динамічних змін, що відбуваються в кровоносних судинах, камерах серця й ін. [5].

Принципи роботи тензодатчика

Опір дроту, що має площу поперечного переріза A , довжину L и питомий електричний опір ρ , визначається вираженням

$$R = \frac{\rho L}{A} \quad (2.1)$$

При розтяганні такого проводу площа його поперечного переріза зменшується, що приводить до збільшення повного опору проводу. Крім того, оскільки

при деформації змінюється кристалічна (решіточна) структура матеріалу проводу, може також змінитися і його питомий опір; це, як правило, приводить до ще більшого збільшення опору. Обидва ефекти враховані в наступному вираженні:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{(1 + 2\sigma)\Delta L}{L} + \frac{\Delta\rho}{\rho}, \quad (2.2)$$

де $\Delta R/R$ - відносна зміна опору; σ - коефіцієнт Пуассона: $\sigma = -(\Delta D/D)/(\Delta L/L)$; $\Delta L/L$ - відносна зміна довжини; $\Delta D/D$ - відносну зміну діаметра; $\Delta\rho/\rho$ - відносну зміну питомого опору.

Перший член у правій частині (2.2) відповідає геометричним змінам, другий — зміні питомого опору при деформації (так називаний пьезорезистивний ефект).

Для того щоб можна було порівнювати робочі характеристики різних тензочутких матеріалів, вводиться коефіцієнт тензочуткості матеріалу (часто називаний також чутливістю до деформації). Він визначається так:

$$G = \frac{\Delta R/R}{\Delta L/L} = 1 + 2\sigma + \frac{\Delta\rho/\rho}{\Delta L/L}. \quad (2.3)$$

Для більшості металів коефіцієнт Пуассона дорівнює приблизно 0,3; тому $G \geq 1,6$.

У табл. 2.1 наведені коефіцієнти тензочуткості та температурні коефіцієнти опору для різних тензочутких

матеріалів. Звернемо увагу, що для напівпровідникових матеріалів коефіцієнти тензочуткості в 50—70 разів більше, ніж для металів. Крім того, якщо коефіцієнт тензочуткості металу визначається в основному змінами розмірів датчика, то у випадку напівпровідника домінуючу роль грає пьезорезистивний ефект. Перевага напівпровідникових тензодатчиків — більш високе значення коефіцієнта тензочутливих; на жаль, ця позитивна характеристика «компенсується» занадто великим температурним коефіцієнтом опору.

Таблиця 2.1. Властивості тензочутких матеріалів [5]

Матеріал	Склад, в%	Коефіцієнт тензочутливості i	ТКС, $^{\circ}\text{C}^{-1} \cdot 10^{-5}$
Константин (покрощений)	Ni_{45}, Cu_{55}	2,1	± 2
Ізоеластик	$Ni_{36}, Cr_8, (Mn, Si, Mo)_4, Fe_{52}$	3,6...3,6	+17
Карма	$Ni_{74}, Cr_{20}, Fe_3, Cu_3$	2,1	+2
Манганін	Cu_{84}, Mn_{12}, Ni_4	0,3...0,47	± 2
Сплав 479	Pt_{92}, W_8	3,6...0,44	+24
Нікель	Чистий	-12...-20	670
Ніхром	Ni_{80}, Cr_{20}	2,1...2,63	10
Кремній	(p -типу)	100...170	70...700
Кремній	(n -типу)	-100...-140	70...700
Германій	(p -типу)	102	
Германій	(n -типу)	-150	

2.1 Вільні та приклеювальні тензодатчики

Існують два типи дровових тензодатчиків: вільні і що приклеюються. Вільний тензодатчик являє собою провід, натягнутий в ізолюючій середовищі, наприклад у повітрі, між двома крапками деформуючого об'єкту. На рис. 2.1 показані чотири таких датчики, включені в стандартну мостову схему Уінстона і розташовані таким чином, що при переміщенні частини, що рухається, контрольованого агрегату щодо його нерухомої частини два датчики подовжуються і два інших - коротшають. Вихідне навантаження, що розтягує, що прикладається до тензодатчикам, повинна перевищувати будь-яку очікувану стискаючу навантаження для запобігання стиску проводів до провисання. Помітимо також, що в датчику може розсіюватися тільки обмежена кількість тепла, що визначає максимальне напругу, що прикладається до нього; без цього обмеження по тепловому режимі теплове розширення проводів у кожному плечі моста приводило б до ослаблення їхнього натягу.

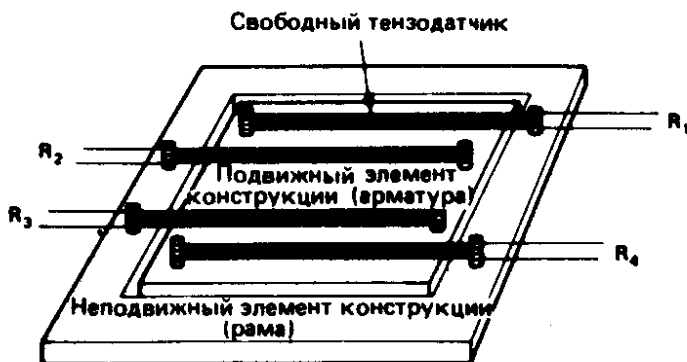


Рис. 2.1. Чотири вільних тензодатчика, що утворюють бруківки тензометрический перетворювач [5].

Що приклеюється тензодатчик жорстко закріплюється на деформуючій поверхні (приклеюється до неї¹); в якості тензочутливого елемента використовується металевий дріт, фольга (плівка), одержувана шляхом травлення (вакуумного напилювання), чи смужка напівпровідника [9]. На рис. 2.2 показані типові , що приклеюються тензодатчики [17]. Нелінійність таких тензодатчиків приблизно 1%.

Оскільки відносна зміна опору при деформації досить мало (звичайно не більш 1 %), облік впливу температурних змін при розробці і використанні тензодатчиків винятково важливий. Зміни температури приводять до зміни опору датчика і викликають деформацію через розходження температурних коефіцієнтів розширення матеріалів датчика і контрольованої структури.

Один з найбільш ефективних способів температурної компенсації — використання збалансованого моста Уінстона на чотирьох активних тензодатчиках. Якщо реалізація такої схеми за якимись причинами неможлива, можна використовувати один активний тензодатчик у парі з датчиком, що компенсує, що закріплюється на тій же самій структурі таким чином, щоб він знаходився в ненапруженому стані і забезпечував компенсацію впливу теплового розширення і температурної залежності опору.

¹ Зазвичай через проміжкові ізолюючу основу з бумаги чи іншого матеріалу (див. Рис. 9.6).

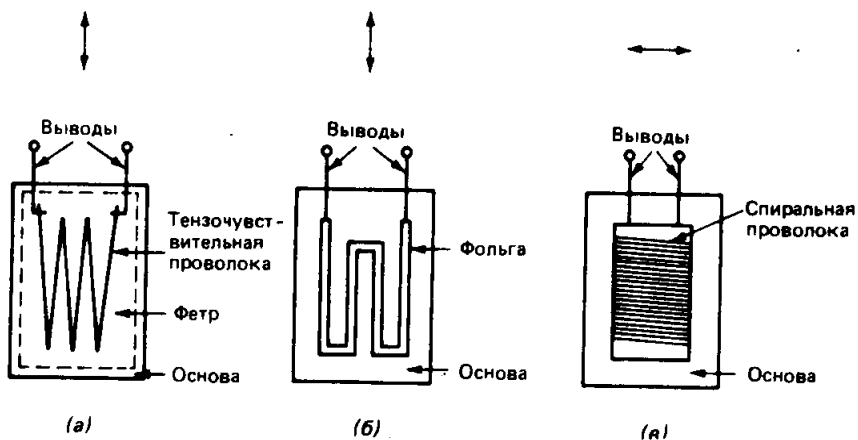


Рис. 2.2. Типові що приклеюються тензодатчики: (а) дротового типу; (б) плівкового типу; (в) спірального типу. Стрілки над датчиками показують напрямок максимальної чутливості до деформації. (Lion K.S., 1959. Instrumentation in scientific research, New York: McGraw-Hill.)

2.2 Напівпровідникові тензодатчики

Значний прогрес у технології тензодатчиків у 60-х рр. зв'язаний з розробкою і випуском напівпровідникових тензочувствительних елементів. Як видно з табл. 2.1, перевага таких елементів — високе значення коефіцієнта тензочувствительности. Датчики на основі цих елементів найкраще підходять для динамічних вимірів, але можуть бути також використані для короточасної фіксації рівнів статичної деформації.

Кремнієві тензодатчики, наприклад, формуються з монокристале кремнію, тип і рівень легування й

орієнтація якого є найважливішими конструктивними параметрами. З рис. 2.3 видно, що коефіцієнт тензочутливості істотно залежить від питомого опору (обумовленого легуванням) і орієнтації кристала.

Напівпровідникові датчики, що приклеюються, нарізаються зі спеціально оброблених кремнієвих кристалів як n -типу, так і p -типів, причому коефіцієнти тензочутливості для цих двох груп датчиків мають різні знаки. Їхня головна особливість — дуже високі значення коефіцієнта тензочутливості (порядку 150), основний внесок у який дає п'єзоелектричний ефект; однак ця позитивна характеристика сполучається з високою температурною чутливістю (див. рис. 2.4), нелінійністю і складністю установки датчика.

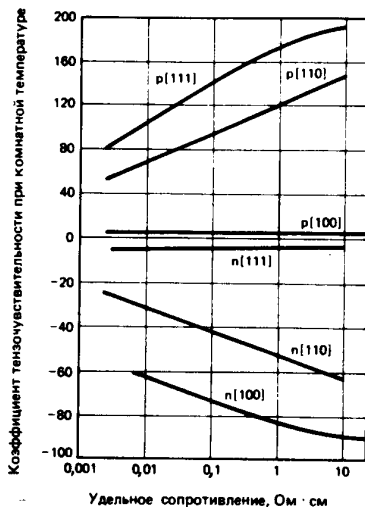


Рис. 2.3. Коефіцієнт чутливості кремнієвих тензодатчиків n -типу і p -типів, як функція питомого опору для різних орієнтацій кристала [5].

Дифузійні напівпровідникові датчики виготовляються з застосуванням дифузійного процесу, використовуваного у виробництві інтегральних мікросхем. Наприклад, у датчику тиску може використовуватися не металева, а кремнієва мембрана, у відповідних місцях якої впровадженням домішок формуються внутрішні тензодатчики. Реалізація такої конструкції може привести до зниження виробничих витрат, тому що з однієї кремнієвої пластини можна виготовити велике число мембран.

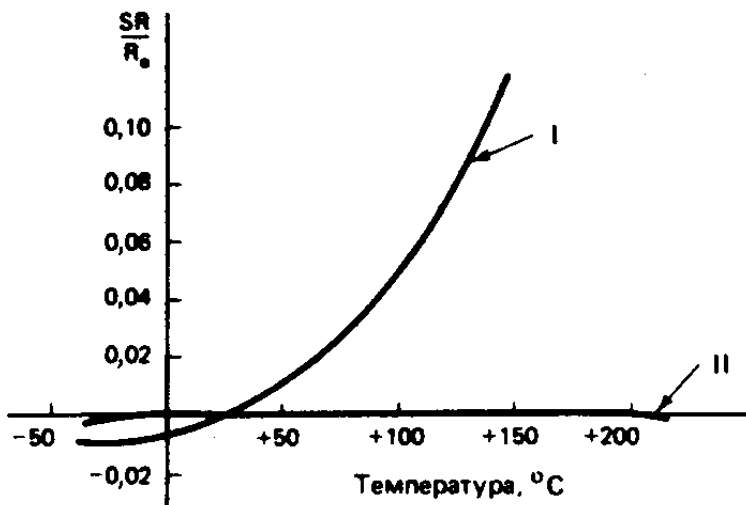
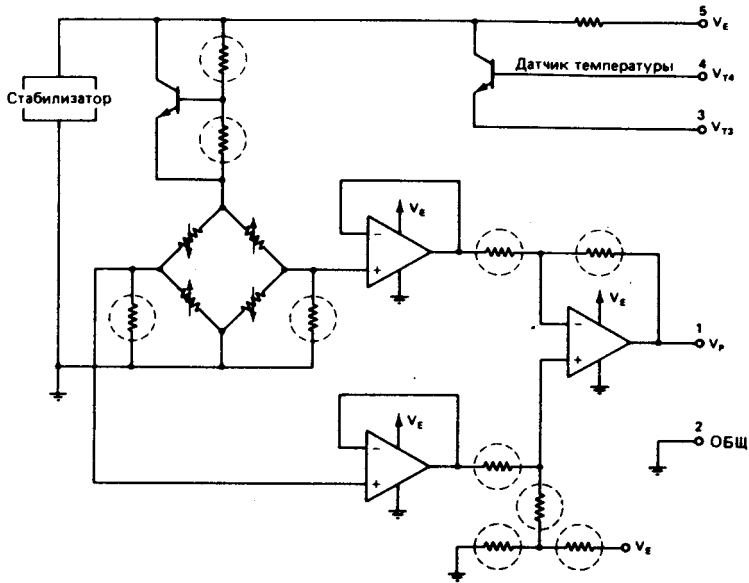


Рис. 2.4. Порівняння температурної залежності опору типових напівпровідникових тензодатчиків p -типу (І) і металевого тензодатчика (ІІ) [25].

2.3 Встановлення і застосування тензодатчиків

Зв'язок між деформацією ε_x і напругою, що викликала цю деформацію, σ_x визначається законом Гука: $\sigma_x = E\varepsilon_x$, де константа E - модуль пружності (модуль Юнга). Цей зв'язок визначає широке використання тензодатчиків для виміру силових навантажень і тисків. На рис. 2.5 представлений один з можливих вимірювальних перетворювачів тиску на основі тензодатчика. Це ІС LX1701G - функціонально закінчений перетворювач тиску з усіма необхідними схемами формування вихідного сигналу ($\approx 10V$). Мікросхема знаходиться у твердому цинковому корпусі з литим розніманням. Для тих застосувань, де не допускається використання металевих оболонок, випускаються мікросхеми в литому корпусі з нейлону. Перетворювач має внутрішнє стабілізоване джерело напруги для живлення моста, схему компенсації ТКС, пьезорезистивний міст, схему температурної компенсації вихідної напруги і вихідний підсилювач на . Можлива термостабілізація перетворювача за допомогою датчика температури, що забезпечує точний контроль температури навколишнього середовища; при використанні такого датчика великі коливання температури приводять лише до дуже малих змін вихідної напруги, причому спостерігається відмінна відтворюваність характеристик. Захисне покриття охороняє всі частини схеми від впливу більшості корозійних чи провідних рідин. Датчик вимірює тиску в

діапазоні від - 3,5 до 35 кПа, відкаліброване вихідна напруга змінюється від $2,5 \pm 0,2$ В до $12,5 \pm 0,2$ В; паспортний тиск дорівнює 280 кПа, а максимальне ± 350 кПа. Паспортний тиск — це максимальний тиск, яке можна прикласти до мембрани перетворювача без наступного відходу його робочих характеристик за межі встановлених значень точності і відтворюваності. Вихідна напруга перетворювача можна змістити в діапазон 0—10 В шляхом підключення висновку V_z у нижній частині схеми до джерела негативної напруги. Типове значення температурного коефіцієнта вихідної напруги приблизно $\pm 0,04\%$ від повного діапазону на 1°C , а чутливість вихідної напруги до зміни напруги живлення не гірше $\pm 0,3\%$. Напруга живлення перетворювача — від 15,5 до 25 В. Опору резисторів, обведених на схемі кружками, підганяються за допомогою лазерів при заключному калібруванні.



(a)

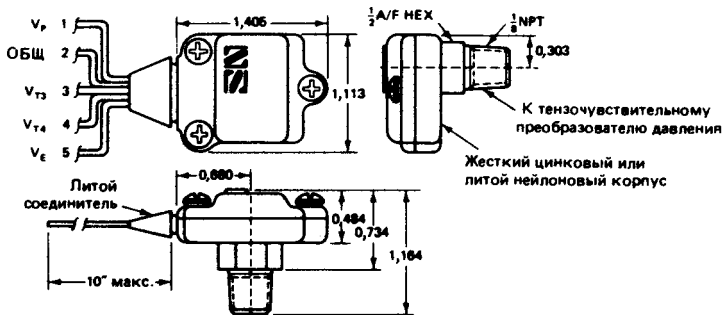


Рис. 2.5 Перетворювач тиску (мікросхема LX1701G фірми National Semiconstructor). (a) Принципова електрична схема і нумерація висновків. (б) Корпус. (З дозволу фірми National Semiconstructor) Примітки: 1.Г(дюйм) = 25,4 мм. 2. Резистори, обведені кружками, проходять лазерне припасування.

При наклеїці тензодатчика безпосередньо на деформуючий об'єкт удається вимірювати тільки відносно малі переміщення. Великі переміщення можна вимірити, наклеюючи тензодатчик на гнучку балку і співвідносячи невідоме переміщення Δ_s зі зсувом вільного кінця цієї балки, як показано на рис. 2.6. Такий метод виміру величини Δ_s ґрунтується на тім, що при однорідному малому вигині балки виконується співвідношення

$$\Delta_s = \frac{2L^2 \varepsilon_x}{3hl}, \quad (2.4)$$

де (див. також рис. 2.6) b, h і l — ширина, товщина і довжина балки

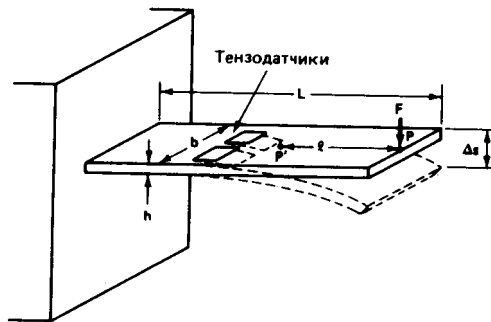


Рис. 2.6. Вимір деформацій при вигині за допомогою гнучкої балки [2].

відповідно; P — точка додатка сили; P' — точка, у якій виміряється деформація; l — відстань між точками P і P' ; ε_x — деформація в крапці P' .

Неправильна установка тензодатчика на контрольованому зразку може привести до значних погрішностей через повзучість матеріалів, впливу вологи, поганой електричної ізоляції від контрольованої ділянки і ряду інших факторів. Орієнтація датчика також має важливе значення для виключення погрішностей, і тому попередній іспитовий прогін 2 (якщо він можливий) з використанням тендітного лаку може дати коштовну інформацію про напрямок «поток» деформації, що допомагає правильно розташувати датчик. Процес установки тензодатчика включає наступні процедури: шліфування й очищення поверхні контрольованого зразка, приклеювання датчика за допомогою епоксидного клею чи, видалення залишків клею, обмотку висновків датчика майларовою плівкою і герметизацію датчика [2].

На установку і робітники характеристики тензодатчика впливають наступні фактори (ступінь їхнього впливу різний): тип тензочутливості матеріалу, матеріал основи, довжина датчика, його топологічна структура (число, розташування й орієнтація ниток у «гратах», відстань між нитками, конфігурація і тип висновків), повний опір датчика і варіанти вибору. Процес вибору датчика власне кажучи полягає у визначенні конкретної реалізованої комбінації параметрів,

² Мається на увазі створення реальних вимог розтягу, стиску чи згину зразка без наклеюваного тензодатчика

що найбільш сумісні з умовами навколишнього середовища й інших робочих умов і в той же час задовольняють всім обмеженням, зв'язаним з установкою і роботою датчика. Ці обмеження звичайно виражаються у формі вимог до точності, стабільності, максимальному подовженню датчика, стійкості при циклічних навантаженнях, а також до простоти і легкості установки [13]. У табл. 2.2 перераховані фірми, що випускають тензочутливі вимірювальні перетворювачі.

Таблиця 2.2. Фірми — виготовлювачі тензодатчиків [25]

Фірма	Тензо-датчики загального призначення	Напів-провідникові датчики	Перетворювачі	Тензодатчики спеціального призначення
Ailtech, США Akers Electronics, Норвегія			×	Бетон, високо-температурні датчики
Baldwin Lima Hamilton, США	×	×	×	З великим видовженням, високо-температурні
William T. Bean Inc., США	×			З великим видовженням
Bell & Howell, США			×	
Budd Company, США	×		×	Високо-температурні
Dectronics Inc., США	×			Високо-температурні

Either Ltd., Велико- британія		×	×	
Frischen Electronic, Німеччина	×			
Fritz Hellige & Co., Німеччина	×			Високо- температурні
Graue Technique, Велико- британія	×		×	
Hottinger Baldwin Mebtechnik, Німеччина	×	×	×	З великим видовженням, високо- температурні
Hitec Corp., США	×			Високо- температурні
Kulite Semiconductor Products, США		×	×	
Kyowa, Японія		×		
Herbert Lemcke, Швеція	×			
Magnaflux, США	×			З великим видовженням
Micro Measurements, США		×		З великим видовженням, високо- температурні

Peekel, Голландія	×		×	З великим видовженням
Philips, Голландія	×	×		
Proud	×			
Showa, Японія	×			
Stainstall, Велико- британія				Бетон, високотемпер- атурні
Statham Instruments Inc., США			×	
Technograph, Велико- британія	×		×	
Transducers (CEL) Ltd., Велико- британія	×		×	
Vibro Meter Corp., Швейцарія	×	×		Високотемпер- атурні
Vishay Intertechnolog y, США	×		×	Високо- температурні, з великим видовженням
Welwyn Electric, Велико- британія	×		×	Високо- температурні, з великим видовженням
Wittalker, США		×	×	

2.4 Еластичні резистивні тензодатчики

Еластичні резистивні тензодатчики інтенсивно використовуються для медико-біологічних вимірів, особливо при кардіоваскулярних (серцево-судинних) і респіраторних розмірних і плетизмографічних (об'ємних) обстеженнях. Ці пристрої звичайно являють собою вузьку гумову трубку (із внутрішнім діаметром 0,5 мм і зовнішнім діаметром 2 мм) довжиною від 30 до 250 мм, заповнену ртуттю, пастоподібним чи електролітом провідною пастою. Кінці трубки герметично закриті електродами (амальгамовані мідь, чи срібло платина). При розтяганні такої трубки її довжина збільшується, а діаметр зменшується, що приводить до збільшення опору

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{2\Delta L}{L_0} + \left(\frac{\Delta L}{L_0}\right)^2, \quad (2.5)$$

де R_0 - опір і L_0 - довжина трубки в нерозтягнутому стані. Опір, що приходить на одиницю довжини типового еластичного тензодатчика, складає приблизно від 2 до 200 МОм/мм. У порівнянні з іншими тензодатчиками ці пристрої дозволяють вимірювати набагато великі переміщення.

Нелінійність еластичного тензодатчика не перевищує 1% для розтягань, що складають 10% (чи менш) від максимального розтягання. При збільшенні розтягання до 30% від максимальної величини нелінійність досягає 4% від повного діапазону. Початкова нелінійність (зона нечутливості) зв'язана з ненацягнутістю трубки. Гумовим трубкам властива довгострокова повзучість, однак для динамічних вимірів цей недолік не має істотного значення.

При використанні розглянутих перетворювачів виникає багато проблем, наприклад: забезпечення надійного контакту ртуті й електродів, забезпечення безперервності ртутного стовпа, контроль дрейфу опору, обумовленого відносно великим ТКС еластичного датчика. Крім того, виникають труднощі з точним калібруванням через складність зв'язків між масою і пружністю, напругою і деформацією в комплексі тканина — тензодатчик. Через низький опір ці тензодатчики споживають велику потужність [18].

2.5 Мостові схеми

Різноманітні мостові схеми широко використовуються для виміру опорів, ємностей і індуктивностей. Ми обговоримо простий резистивний міст, тому що він застосовується найбільше часто.

На рис. 2.6 (а) показаний стандартний міст Уінстона з джерелом живлення і приведені

співвідношення, що встановлює зв'язок між його вхідною і вихідною напругами. Міст може харчуватися від джерела як постійного, так і перемінного струму; тут ми розглянемо тільки міст постійного струму. З приведеного співвідношення випливає, що при $R_1/R_4 = R_2/R_3$ вихідна напруга моста дорівнює нулю (тобто міст збалансований).

Для проведення виміру в одне чи кілька пліч моста включаються резистивні вимірювальні перетворювачі (тензодатчики, резистивні термометри, термістори і т.п.), опору яких є функціями від відповідних вимірюваних фізичних перемінних. Таким чином, вимірювані відхилення опорів одного чи декількох резисторів моста від вихідних значень відбивають значення (чи зміни) цих перемінних.

На рис. 2.7 (б) зображений міст, усі резистори якого мають рівні номінали при збалансованому стані моста, але опір одного з резисторів змінюється пропорційно $(1+x)$, де x - відносне відхилення опору від номіналу як функція, наприклад, деформації. Залежність вихідного сигналу моста від x нелінійна, але для малих x з достатньою для багатьох практичних мет точністю апроксимується лінійним співвідношенням. Величину вихідного сигналу можна подвоїти, використовуючи два ідентичних резистивних елементи, як показано на рис. 2.7 (в).

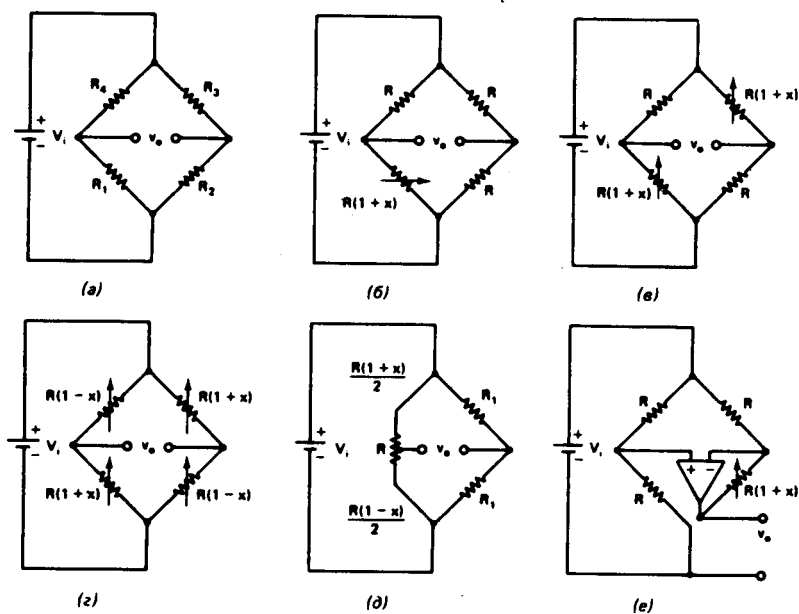


Рис. 2.7. Найбільш розповсюджені мостові схеми на тензодатчиках і співвідношення між їх входними і вихідними напругами [23]:

$$(a) v = \left\{ \left[\left(\frac{R_1}{R_4} \right) - \left(\frac{R_2}{R_3} \right) \right] / \left[\left(1 + \frac{R_1}{R_4} \right) \times \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \right] \right\} V_i;$$

$$(б) v = V_i x / [4(1 + x/2)] = x V_i / 4 \text{ при } x \ll 1;$$

$$(в) v = V_i x / [2(1 + x/2)] = x V_i / 2 \text{ при } x \ll 1;$$

$$(г) v = x V_i;$$

$$(д) v = -x V_i / 2;$$

$$(e) v = -x V_i / 2;$$

На рис. 2.7 (г) представлена схема моста на чотирьох резисторах, опору двох з яких

збільшуються, а опору двох інших зменшуються по тому самому лінійному законі. Така схема часто застосовується для виміру переміщень методом вигину тонкої балки з використанням двох ідентичних двоелементних тензодатчиків, що закріплюються на протилежних поверхнях балки. Вихідний сигнал такого моста в чотири рази більше вихідного сигналу одноелементного моста і лінійно залежить від x .

У мостовій схемі, зображеної на рис. 2.7 (д), використовується потенціометр, два плечі якого є двома сусідніми плічми моста. Роль такого потенціометра може, наприклад, виконувати потенціометричний резистивний перетворювач. У схемі, показаної на рис. 2.7 (е), ОУ забезпечує примусове балансування моста. Ця схема відрізняється гарною лінійністю і дуже низьким вихідним опором, що спрощує вимір її вихідного сигналу і гарантує кращу точність.

Оборотний увага, що дотепер ми не враховували вплив навантаження моста (опору вимірювальних чи приладів яких-небудь інших схем) на величину його вихідного сигналу. На практиці такий вплив завжди має місце (рис. 2.8), хоча в багатьох випадках їм можна зневажити. З урахуванням опору навантаження R_m відношення фактичного значення V вихідного сигналу до його ідеального значення (при $R_m = \infty$) дорівнює

$$\frac{v_1}{v_0} = \frac{1}{1 + R_b/R_m}, \quad (9.6)$$

де

$$R_b = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} + \frac{R_1 R_4}{R_1 + R_4}.$$

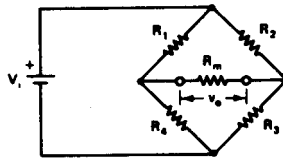


Рис. 2.8 Мостова схема, використовувана для ілюстрації впливу навантаження.

При $R_m = \infty$ маємо $v_1 = v_0$, як і випливало очікувати. Якщо R_m звичайно, то вихідний сигнал моста зменшується, і ступінь цього зменшення залежить від співвідношення опорів R_m і R_b . Наприклад, при $R_m = 10 R_b$ маємо $v_1/v_0 = 1/1,1 = 0,91$, тобто через вплив навантаження значення вихідного сигналу зменшується на 9%.

2.6 Приклади практичних тензодатчиків

На рис. 2.9 показана спрощена функціональна схема вимірювальної системи з використанням

чотирьох тензодатчиків для виміру вигину тонкої балки (два двоелементних тензодатчика закріплюються на протилежних поверхнях балки). Система містить у собі мостову схему на чотирьох тензодатчиках, джерело живлення моста, підсилювач і АЦП. Вихідний цифровий сигнал подається IBM PC.

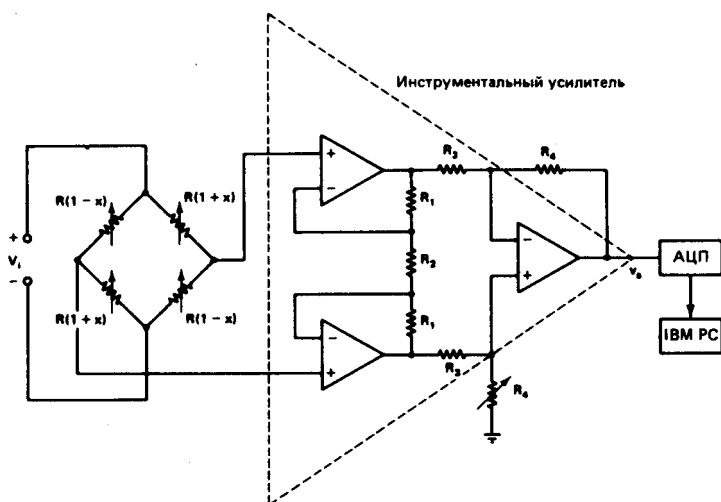


Рис. 2.9. Вимірвальна система з тензOMETРИЧНИМ МОСТОМ.

Якщо $V_1 = 5V$, $x = 0,1\%$ і коефіцієнт підсилення інструментального підсилювача

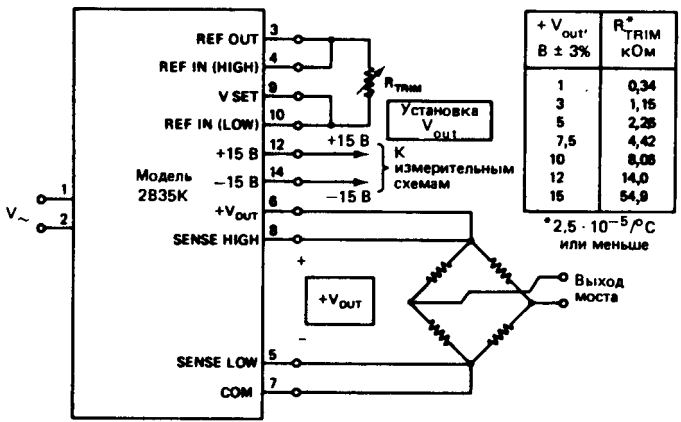
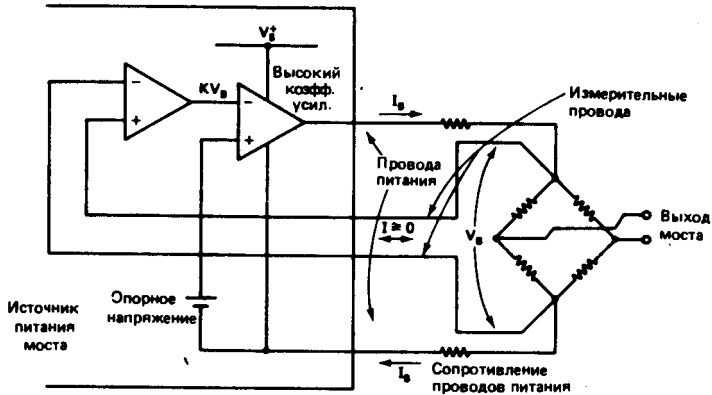
$$G = \frac{R_4(2R_1 + R_2)}{R_2R_3} = 800,$$

то сигнал, що надходить на вхід АЦП, $v_a = xV_iG = (0,001)(5)(800) = 4V$. Кожен функціональний блок даної системи розглядається нижче в практичному аспекті.

Живлення моста. Тензодатчики — пристрою з низьким вхідним опором (120 — 350 Ом); це означає, що спадання напруги в проводах, що з'єднують джерело живлення з мостом, може приводити до істотної зміни живильного напруги. Оскільки вихідна напруга моста прямо пропорційно цій напрузі, та його зміна буде приводити до невеликої погрішності посилення.

На рис. 2.10 ілюструється рішення цієї проблеми за допомогою ІС 2В35 — джерела напруги для живлення вимірювальних перетворювачів. Використовується чотирьох провідне з'єднання цієї мікросхеми з входом моста. По двох проводах подається струм живлення моста, два інших проводи призначені для контролю фактичного значення вхідної напруги. Ця напруга подається назад у ІС, де воно порівнюється з опорною напругою КЕР (останнє дуже стабільно в силу високого вхідного опору ОУ). У результаті вихідна напруга джерела живлення підбудовується до необхідного рівня [23]. У даному прикладі міст підключений до АЦП. Якщо для живлення моста і для формування опорної напруги в АЦП використовується той самий джерело живлення, що наприклад входить до складу блоку живлення 1ВМ

РС, то вихідний сигнал АЦП буде менш чуттєвий до коливань напруги живлення моста, тому що обоє напруги змінюються при цьому узгоджено.



(б)

Рис. 2.10. Джерело живлення вимірювального перетворювача ІС 2В35 (фірма Analog Devices).

(а) Базова схема. Напруга на вході моста порівнюється з опорною напругою. Наявність ланцюга зворотного зв'язку з високим коефіцієнтом підсилення забезпечує установку на виході джерела живлення такої напруги, при якому диференціальна напруга на входах компаратора дорівнює нулю, тобто $V_{REF} - KV_B = 0$. Таким чином, $V_B = V_{REF} / K$, де K - константа, (б) Одержання різних стабілізованих напруг живлення моста (від +1 В до +15 В) за допомогою мікросхеми 2В35 [23].

Мости змінного струму. Живлення вимірювального моста від джерела перемінного струму має деякі переваги: рівень шумів підсилювача на несучій частоті нижче, а необхідний фазочуткий демодулятор (див. розд. 9.3) послабляє перешкоди на частоті мережі. Однак при цьому способі живлення моста ускладнюється схемотехнічна реалізація вимірювальної системи.

Підсилювач. Для детектування і виміру вихідного сигналу моста використовуються різні пристрої, наприклад формувачі сигналу моделей 2В30, що випускаються фірмою Analog Devices. Ці мікросхеми — компактні формувачі сигналу з високими робочими характеристиками, спеціально розроблені для забезпечення високоточного інтерфейсу тензочутких перетворювачів і резистивних датчиків температури.] ІС 2В31 має три основних функціональних модулі: високоякісний

інструментальний підсилювач, фільтр нижніх частот третього порядку і джерело живлення перетворювача з регульованою вихідною напругою. У мікросхему 2В30 входять той же підсилювач і той же фільтр, що й у ІС 2В31, але в ній відсутнє джерело живлення. На рис. 2.11 зображена вимірювальна система з напівмостовим вимірювальним перетворювачем деформації, у якій ІС 2В30 працює в комбінації з ІС 2В35, а на рис. 1.12 представлений інший можливий варіант, де інтерфейс тензочуткістю перетворювача тиску здійснюється за допомогою ІС 2В31.

Хоча розглянуті мікросхеми мають деякі переваги, вони все-таки досить дороги (більш 50 дол. кожна). На рис. 2.13 показана більш проста схема з використанням тільки одного ОУ. Ця схема придатна для виміру лише малих відхилень опорів моста від номінальних значень, і в ній важко змінити значення коефіцієнта підсилення. Крім того, у залежності від значення коефіцієнта підсилення *нелінійність* даної схеми може в два рази перевищити нелінійність самого моста.

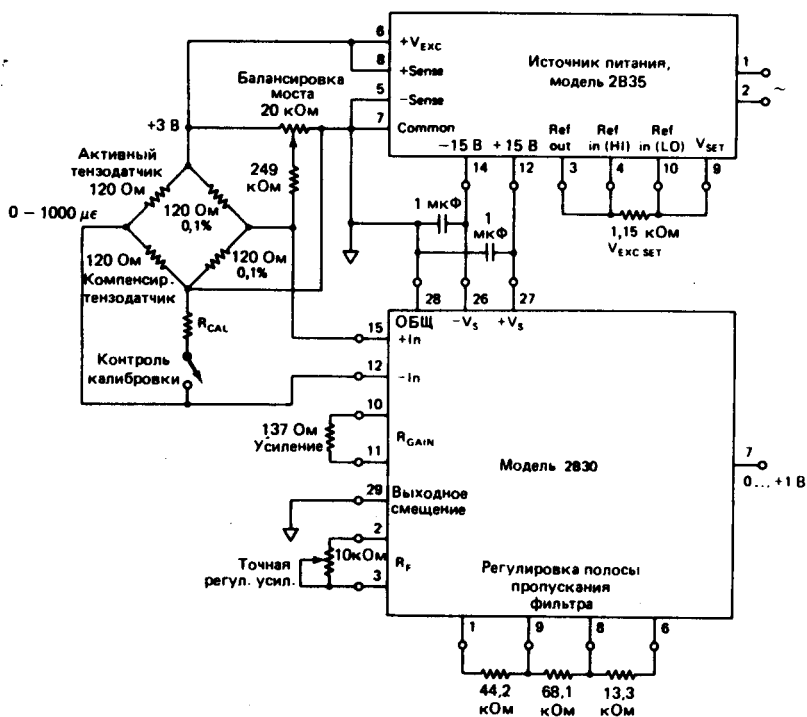


Рис. 2.11. Интерфейс напівмостового тензометричного перетворювача на мікросхемах 2B35 і 2B30 [1]. Примітка. $1\mu\epsilon = 10^{-6}$.

Для зчитування вихідного сигналу моста чаші усього, очевидно, використовується інструментальний підсилювач. Інструментальний підсилювач, як правило, характеризується малим дрейфом нуля, високим КОСС, високим входним опором і здатністю зберігати ці високі робочі характеристики в широкому діапазоні значень коефіцієнта підсилення. Цей

підсилювач забезпечує прийнятну лінійність залежності вихідної напруги від вхідної деформації [23].

Мостова схема. Якщо точно встановлені значення всіх необхідних параметрів схеми, можна розрахувати чутливість моста.

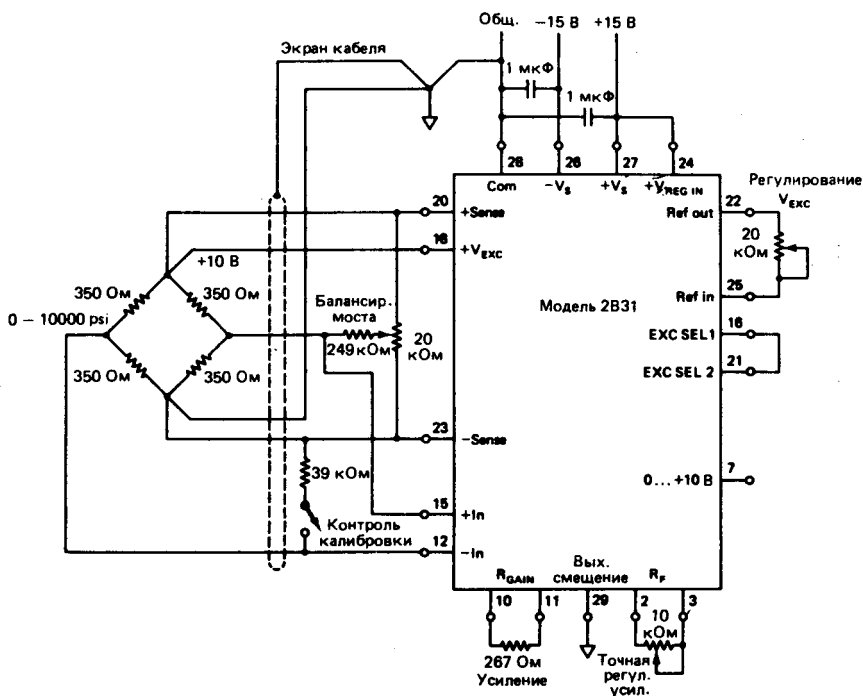


Рис. 2.12 Інтерфейс вимірювального перетворювача тиску на мікросхемі 2B31 [1]. Примітка. $1\text{ psi} = 7\text{ кПа}$.

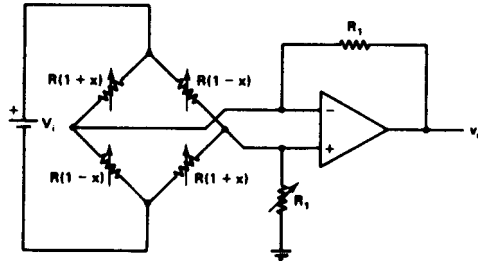
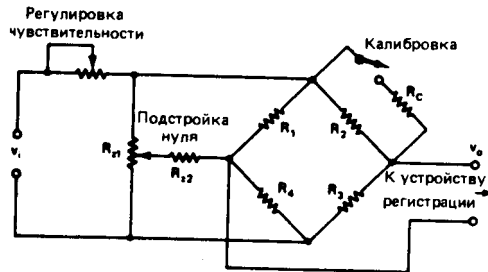


Рис. 2.13. Використання диференціального підсилювача як підсилювач вихідного сигналу моста. При $x \ll 1, v_o = 2R_1 x V_i / [R(1 - x^2)] = (2R_1/R)xV_i$ [23].

Найкраще, однак, безпосередньо відкалібрувати міст, змінюючи опір одного з пліч на відому величину і визначаючи вплив цієї зміни на вихідний сигнал моста. Цей спосіб калібрування можна реалізувати за допомогою додаткового каліброваного резистора, опір якого точно відомо (рис. 2.14). Міст балансується при розімкнутому ключі, і потім цей ключ замикається; за рахунок підключення каліброваного резистора R_c опір у плечі 2 змінюється і баланс моста порушується. На виході вимірної системи з'являється напруга, що не тільки визначає коефіцієнт передачі, але і демонструє роботу підсилювача та пристроїв реєстрації. Зміни опорів ΔR , яке викликає виникнення цього напруження, вираховується по формулі:



Если $R_1 \approx R_2 \approx R_3 \approx R_4 < 1000 \text{ Ом}$ (обычный тензочувствительный преобразователь), то $R_{22} \approx 100 R_1$ и $R_{21} \approx 25 \text{ 000 Ом}$

Рис. 2.14. Мостова схема з елементами калібрування і балансування моста, а також регулювання повної чутливості [6].

$$\Delta R = R_2 - R_2 R_c (R_2 + R_c).$$

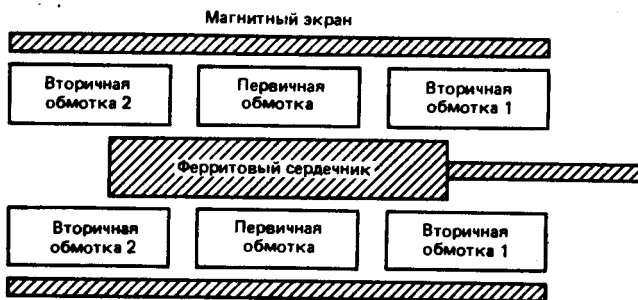
Тоді чуткість моста визначається виразом

$$s = \frac{\Delta U_0}{\Delta R}.$$

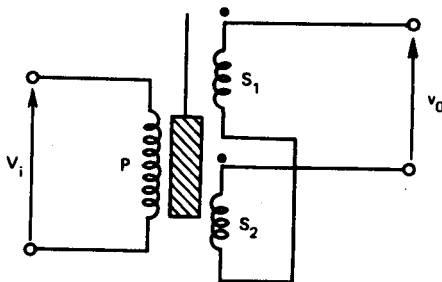
У приведеній на рис. 2.14 схемі передбачене також регулювання повної чутливості за допомогою перемінного резистора D_0 , без зміни напруги V_1 . Завдяки цьому в мосту можна робити заміну вимірювальних перетворювачів. Крім того, мається можливість точної установки нульової напруги на виході моста при нульовому значенні вимірюваної фізичної величини навіть у тому випадку, коли плечі моста не забезпечують його повне балансування [6].

3 ЛІНІЙНІ ДИФЕРЕНЦІАЛЬНІ ТРАНСФОРМАТОРИ

Лінійний диференціальний трансформатор (ЛДТ) — це електромеханічний пристрій, що виробляє вихідний електричний сигнал, пропорційний зсуву окремого сердечника [20]. ЛДТ складається з первинної і двох вторинних обмоток, симетрично розташованих на циліндричному каркасі. Вільно рухається усередині обмоток магнітний сердечник у формі стрижня забезпечує зв'язок цих обмоток через магнітний потік. На рис. 3.1 показана конструкція ЛДТ і приведена його принципова електрична схема..



(а)



(б)

Рис. 3.1 Лінійний диференціальний трансформатор (ЛДТ). (а) Конструкція, (б) Принципова схема [5].

При порушенні первинної обмотки за допомогою зовнішнього джерела напруги перемінного струму в двох вторинних обмотках наводяться напруги (ЕДС). Вторинні обмотки включені послідовно назустріч один одному, так що індукуемі в них напруги для вихідного ланцюга ЛДТ є разнополярними напругами. Тому результируючий вихідний сигнал перетворювача являє собою різницю цих напруг і дорівнює нулю, коли сердечник

знаходиться в центральній (чи в нульовій) позиції. При відході сердечника з цієї позиції напруга, індукуєме в тій вторинній обмотці, до якої рухається сердечник, зростає, а напруга, індукуєме в іншій вторинній обмотці, зменшується. У результаті виробляється диференціальний вихідний сигнал, величина якого лінійно залежить від положення сердечника. Як показано на рис. 3.2, фаза вихідної напруги змінюється стрибком на 180° при переході через нульову позицію.

Первинна обмотка ЛДТ звичайно збуджується синусоїдальною напругою від 3 до 15 В (діюче значення) з частотою від 60 до 20000 Гц. В вторинних обмотках індукується синусоїдальна напруга з тією же частотою, але амплітудою, що залежить від положення сердечника. Зрушення сердечника з нульової позиції викликає збільшення взаємної індуктивності (з первинною обмоткою) для однієї вторинної обмотки і її зменшення — для іншої. Тому амплітуда вихідного сигналу ЛДТ стає функцією положення сердечника; це лінійна функція в досить великому діапазоні зсувів сердечника в обидва боки від нульової позиції. Як правило, вихідний сигнал зрушать по фазі щодо сигналу порушення. Однак величина цього фазового зрушення змінюється з частотою, і для кожного диференціального трансформатора існує характерна частота, на якій фазове зрушення дорівнює нулю. Для виключення фазового зрушення можна було б,

звичайно, працювати з конкретним ЛДТ на цій характерній частоті. Але частота збудливого сигналу звичайно фіксована, так що в більшості практичних випадків сигнали V_i і v_0 зрушені по фазі, як показано на рис. 3.2 (б).

3.1 Демодуляція вихідного сигналу ЛДТ

Вихідний сигнал ЛДТ являє собою порівняно високочастотний гармонійний сигнал, частота якого дорівнює частоті збудливого сигналу, а амплітуда модулюється низькочастотним переміщенням сердечника. Для виділення низькочастотного сигналу потрібно де модулювати повний сигнал на виході ЛДТ, а потім пропустити його через фільтр нижніх частот (щоб видалити високочастотні пульсації). Як видно з рис. 3.3, для двох однакових по величині, але протилежних за знаком вхідних зсувів ми будемо одержувати зовсім однакові вихідні сигнали, якщо не починати ніяких мір для визначення напрямку зсуву сердечника. Напрямок зсуву можна визначити, використовуючи той факт, що при проходженні нульової позиції фаза вихідного сигналу змінюється на 180° . Таким чином, нам потрібний демодулятор, здатний розрізнити напрямок зсуву сердечника.

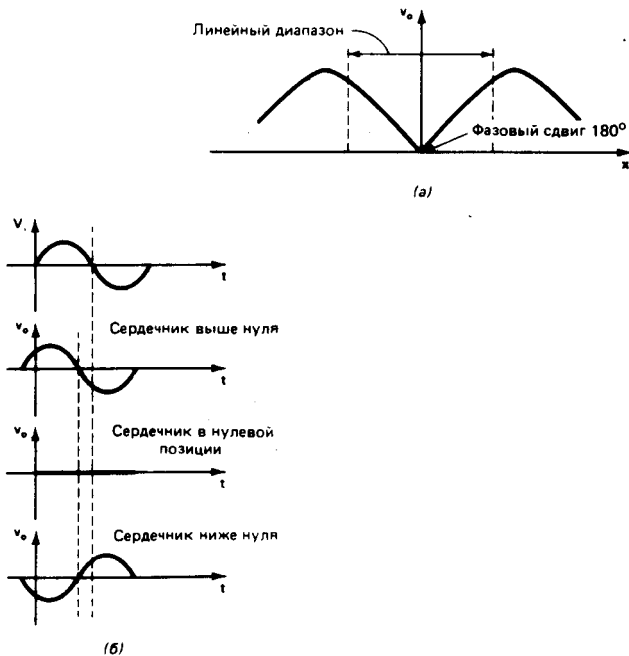


Рис. 3.2 Величина і тимчасові діаграми вихідного сигналу ЛДТ. (а) Залежність величини вихідного сигналу ЛДТ від змішання сердечника, (б) Тимчасові діаграми вихідного сигналу при різних положеннях сердечника. Зверніть увагу на те, що при переході сердечника через нульову позицію фаза вихідного сигналу змінюється на 180° [5].

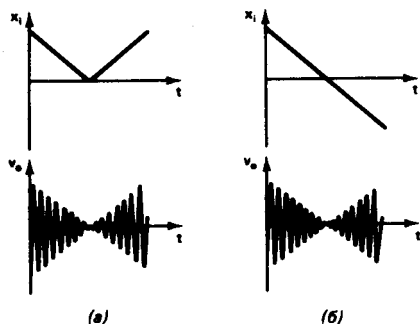


Рис. 3.3. Звичайний (випрямляючий) демодулятор не може розрізнити сигнали (а) і (б). Для цього використовується фазочуткості демодулятор, що враховує зрушення фази вихідного сигналу на 180° при переході сердечника через нульову позицію [5].

Напівпровідникові мостові демодулятори. На рис. 3.4 показана принципова схема ЛДТ із мостовим демодулятором на напівпровідникових діодах. Оборотної увага, що дві вихідні обмотки ЛДТ працюють на окремі мостові схеми і не з'єднані один з одним, як у схемі на рис. 3.1 (б). Представлена схема працює в такий спосіб. Коли потенціал крапки / позитивний стосовно потенціалу крапки e , струм у верхньому діодному мосту протікає по шляху $efgcdhe$, а в зворотному випадку — по шляху $ehcdgfe$ /

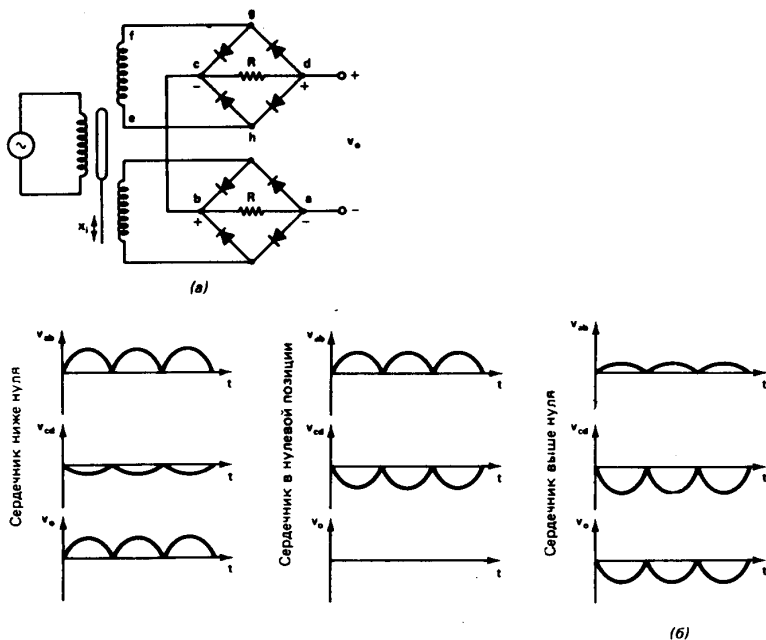


Рис. 3.4 Напівпровідниковий мостовий демодулятор, (а) Принципова схема. (б) Тимчасові діаграми напруг у різних крапках схеми в залежності від положення сердечника [5].

Таким чином, струм через резистор R завжди тече в одному напрямку — від точки c до точки d . Нижній діодний міст працює аналогічним чином: струм завжди тече від точки b до точки a . Вихідний сигнал схеми є сумою двох компонентів: $v_0 = v_{ab} + v_{cd}$. Якщо сердечник нижче нульової позиції (за схемою), то v_{ab} по абсолютній величині більше, ніж v_{cd} , і має протилежну стосовно v_{cd} полярність. Отже,

полярність вихідного сигналу v_{cd} збігається в цьому випадку з полярністю сигналу v_{cd} . Оскільки струми через резистори R завжди протікають від точки c і до точки d і від точки b до точки a незалежно від полярності вхідного сигналу, то напруги v_{cd} і v_{ab} завжди мають протилежні полярності. Тому при проходженні сердечником нульової позиції полярність вихідного сигналу змінюється³. На рис. 3.4 (б) для ілюстрації роботи схеми зображені тимчасові діаграми напруг у різних крапках схеми в залежності від положення сердечника (вище і нижче нульової позиції й у нульовій позиції). Перевага даної схеми — її простота. До того ж вона працює без якого-небудь опорного несущого сигналу. Однак властива діодам нелінійність виявляється в недостатній лінійності всієї схеми. Природно, що для виключення пульсацій демодульований вихідний сигнал потрібно пропустити через фільтр нижніх частот.

Принцип фазочувствительной демодуляції сигналу. Фазочувствительный демодулятор виробляє вихідний сигнал, аналогічний сигналу на виході двонапівперіодного випрямляча, але при цьому він «почуває» фазу вхідного синусоїдального сигналу: його величина пропорційна амплітуді вхідного сигналу, а полярність змінюється на протилежну при зрушенні

³ За рахунок зміни співвідношення абсолютних величин сигналів v_{cd} і v_{ab} .

фази вхідного сигналу на 180°). Ця перемикальна функція фазочуткого демодулятора ілюструється на рис. 3.5. У всіх фазочутких демодуляторах необхідно вводити корекцію наявного фазового зрушення між вхідним і вихідним сигналами (див. мал. 9.20), щоб вихідне й опорне (фактично вхідне) напруги були сфазовані.

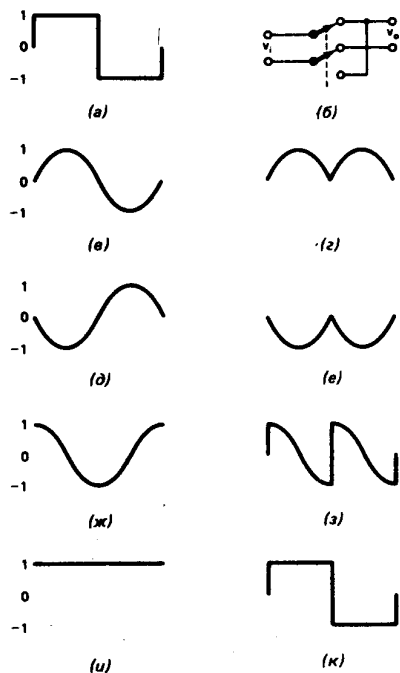
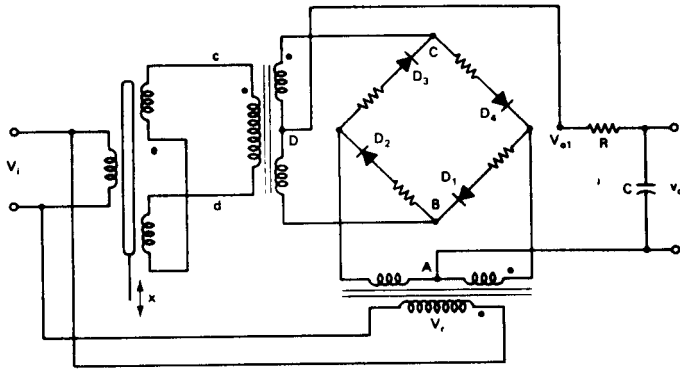


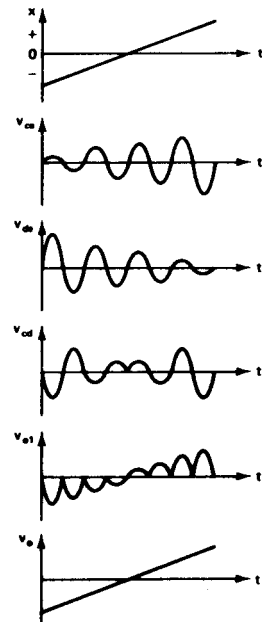
Рис. 3.5 Принцип роботи фазочуткого демодулятора.

У першому напівперіоді форма сигналу не змінюється. В другому напівперіоді сигнал інвертується, (а) Перемикальна функція, (б) Перемикач, (в), (д), (ж), (i) Вхідні сигнали, (z), (e), (з), (κ) Відповідні вихідні сигнали [26].

Кільцеві демодулятори. На рис. 3.6 представлена схема ЛДТ із використанням фазочутких кільцевого демодулятора. Демодулятор, зображений у правій частині схеми, працює в такий спосіб. Коли несучий опорний сигнал V_r , що одночасно є сигналом порушення первинної обмотки ЛДТ, позитивний, тобто коли потенціал верхнього кінця обмотки, позначеного чорною крапкою, вище потенціалу її нижнього кінця, то діоди D_1 і D_2 зміщені в прямому, а діоди D_3 і D_4 — у зворотному напрямку. Тепер припустимо, що напруга V_c^{\wedge} позитивна в зазначеному вище змісті, отже, позитивно і напруга v_{CD} , оскільки в силу симетрії v_{DB} ; поскільки в силу симетрії $v_A = v_B$, та вихідна напруга $v_{o1} = v_{DA} = v_{DB}$ і також позитивно.



(a).



(б)

Рис. 3.6. Кільцевий демодулятор, (а) Схема з'єднання з ЛДТ. (б) Тимчасові діаграми напруг у деяких крапках схеми.

Коли опорний сигнал V_r стає негативним у наступному напівперіоді, діоди D_3 і D_4 зміщаються в прямому, а діоди D_1 і D_2 — у зворотному напрямках.

Тепер у силу симетрії рівні потенціали точок A і C , виходить, $v_{o1} = v_{DA} = v_{DB}$.

У результаті виходить двухполуперіодне випрямлення вхідного сигналу, причому, якщо v_{CD} змінює фазу на 180° , то v_{o1} також змінює полярність. У цій схемі опорний сигнал береться від джерела живлення (порушення) ЛДТ і зрушується по фазі для фазового узгодження з вихідним сигналом. При проходженні сердечника через нульову позицію фаза вихідного сигналу v_{o1} стрибком змінюється на 180° завдяки чому детектується напрямок руху сердечника. На рис. 3.6 (б) показані тимчасові діаграми напруг у різних крапках схеми.

Аналогові множники. Аналогові множники здійснюють операцію арифметичного множення двох незалежних вхідних сигналів. Тому що ця операція містить у собі визначення знака результату, вона є «фазочутливою» операцією. Нижче описується робота таких аналогових перемножників.

Двоквадратні перемножники з використанням перемінної крутості. Робота всіх популярних інтегральних перемножників заснована на використанні принципу перемінної крутості. На рис. 3.7 представлена базова

принципова схема двоквадратного перемножника⁴ двох вхідних сигналів v_x і v_y . Будемо вважати, що транзистори Q_1 і Q_2 мають однакові характеристики. Їх емітерні струми i_{E1} , i_{E2} , i_E , напруги на базах v_B і напруги база — емітер v_{BE} зв'язані співвідношеннями

$$\begin{aligned} i_{E1} + i_{E2} &= i_E, \\ v_{B1} - v_{B2} &= v_{BE1} - v_{BE2}, \\ i_{E1} &= I_s \exp\left(\frac{v_{BE1}}{V_T}\right), \\ i_{E2} &= I_s \exp\left(\frac{v_{BE2}}{V_T}\right). \end{aligned}$$

де I_s — струм насичення і $V_T \approx 26$ мВ при кімнатній температурі.

Звідси випливає

$$i_{E1} = \frac{i_E}{1 + \exp[-(v_{B1} - v_{B2})/V_T]}.$$

⁴ Вихідний сигнал двоквадратного перемножника «почуває» знак тільки одного з двох вхідних сигналів. Повна операція множення вхідних сигналів реалізується в чотирьох квадратного перемножнику (див. нижче). — *Прим. перш*

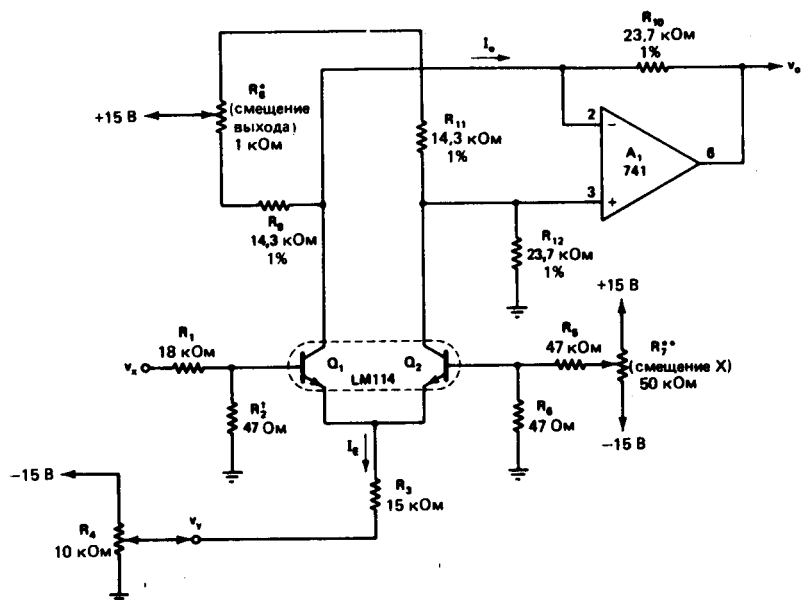


Рис. 3.7. Базова принципова схема двоквадратного перемножника, у якому використовується ефект перемінної крутості. (Jung W.G., 1974. IC op-amp cook-book, Indianapolis : Howard W. Sams.)

Використовуючи цю передатну характеристику диференціального підсилювача, для дуже малих значень різниці ($v_{B1} - v_{B2}$) одержуємо

$$\frac{di_{E1}}{d(v_{B1} - v_{B2})} = \frac{i_E}{4V_T} = g_{md}$$

Оскільки $i_{C1} = i_{E1}$, з урахуванням отриманої формули для крутості g_{md} знаходимо вихідну напругу v_o перетворювача струм — напруга:

$$v_o = g_{md}(v_{B1} - v_{B2})R_{10} = \frac{R_{10}}{4V_T} i_E (v_{B1} - v_{B2}) = \frac{R_{10}}{4V_T} i_E v_x.$$

Інша вхідна напруга, v_y , перетвориться в струм:

$$i_E = \frac{v_y}{R_3}.$$

Тому остаточно одержуємо

$$v_o = \frac{v_x v_y}{4R_3 V_T}.$$

Ця схема працює з однополярним сигналом v_y і двополярним сигналом v_x . По визначенню це відповідає так названому двоквadrантному множенню. Розглянута схема використовується в якості вихідної моделі, що розвивається, для більш складних структур.

Чотирьохквadrатний *монолітний*
інтегральний перемножник — MC1595. Комерційні інтегральні перемножники звичайно побудовані по

чотирьохквadrантно́й схемі, що являє собою подальший розвиток описаної вище базової двухквadrант-ної структури. На рис. 3.8 представлена принципова схема чотирьохквadrатному перемножника, близька до практичних схем, реалізованим у цих монолітних пристроях. Цю схему можна розглядати як пари паралельно включених диференціальних транзисторних структур (на транзисторах Q_1, Q_2 і Q_3, Q_4) з керованими (за допомогою транзисторів (Q_5, Q_6) струмами еміттерів. Транзисторні пари мають загальний вхід для диференціального вхідного сигналу (v_x). Дана схема власне кажучи являє собою пари двох-квadrантних перемножників, з'єднаних між собою таким чином, щоб вийшов один складений чотирьохквadrатий перемножник.

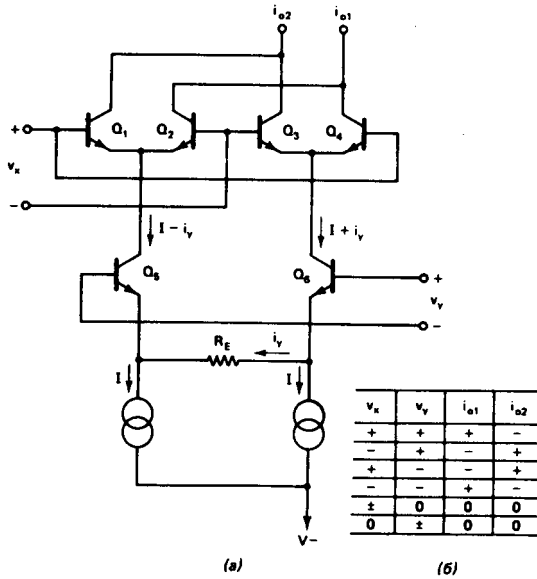


Рис. 3.8 Множення вхідних сигналів в монолітному чотириохкватратному перемножувачі

Транзистори Q_5 і Q_6 керують струмами джерел струму в емітерних ланцюгах транзисторних пар і перетворюють одне з вхідних напруг (v_y) у комплементарні струми $I + i_y$ і $I - i_y$. Розглянемо, як реалізується операція множення вхідних сигналів, приймаючи за вихідний струм перемножника, наприклад, струм i_{o1} . По-перше, якщо $v_x > 0$ і $v_y > 0$ (напрямок відліку вхідних напруг зазначені на рис. 1.26), то транзистор Q_4 відкритий і пропускає струм $I + i_y$, оскільки транзистор Q_3 тепер закритий,

і струм через нього дорівнює нулю⁵. Струм $I + i_y$ тече по загальній емітерній ланцюга транзисторів Q_3 і Q_4 у напрямку, зазначеному на схемі. Коли $v_x < 0$, а $v_x > 0$, відкритий транзистор Q_2 , і вихідний струм $i_{o1} = I - i_y$. Якщо $v_x > 0$ і $v_y < 0$, то вихідний струм i_{o1} приймає значення $I - i_y$, тому що в цьому випадку відкритий транзистор Q_4 , а струм у його емітерній ланцюга дорівнює тепер $I - i_y$. І нарешті, якщо $v_x < 0$ і $v_y < 0$, той вихідний струм i_{o1} дорівнює току через транзистор Q_5 , тобто $I + i_y$. Розглянуті випадки показують, що схема видає правильний знак вихідного сигналу для будь-якої комбінації полярностей сигналів v_x і v_y , тобто в кожному з чотирьох квадрантів. Розглянемо ще випадки, коли один із вхідних сигналів v_x чи v_y дорівнює нулю. Якщо $v_x = 0$, то $i_y = 0$ і $i_{o1} = I$. Зміна полярності v_x приведе до відкривання чи закривання транзистора Q_4 й з одночасним чи закриванням відкриванням

⁵ Насправді всі транзистори в схемі працюють у лінійному режимі (як у розглянутій вище схемі **двоквадртного** перемножника). Використовувані тут і нижче припущення про насичення одних транзисторів і **відсіченню** інших зроблені, очевидно, з метою спрощення **викладу**. Фактично нижче описується тільки принцип формування знака вихідного сигналу, а не його **величини**, коли ці припущення цілком припустимі. — *Прим. перши.*

транзистора Q_2 й. Але струм, що надходить від транзисторів Q_5 і Q_6 , залишається при цьому незмінним, тому не змінюється і струм i_{o1} . Аналогічно якщо $v_x = 0$, то струм i_{o1} також не змінюється при зміні полярності напруги v_y , оскільки в нього дають внесок у рівній пропорції струми через транзистори Q_2 і Q_4 , і для погоджених пар транзисторів $i_{o1} = (I + i_y)/2 + (I - i_y)/2 = I$.

Таблиця на рис. 3.8 (б) підсумовує результати роботи схеми для всіх можливих комбінацій v_x і v_y . Зміна комплементарного вихідного струму i_{o1} завжди протилежно за знаком зміні струму i_{o1} , так що струми i_{o1} і i_{o2} реалізують диференціальний токовий вихід перемножника. Для перетворення цих струмів у напруги необхідний диференціальний перетворювач струм — напруга, як у розглянутому вище двоквadrантному перемножнику.

Функціонально закінчений перемножник MC1595 фірми Motorola містить також дсодну схему корекції нелінійності, що додається до тільки що розглянутої схеми (рис. 3.8) для нелінійного

⁶ Помітимо, що функціонально визначеним (тобто дійсно пропорційним добутку $v_x v_y$) вихідним сигналом перемножника є не той самий струм i_{o1} (чи i_{o2}), а різницевий струм $i_{o1} - i_{o2}$, відлічуваний щодо струму змішання I транзисторних пар. Саме різницевий струм має той чи інший (вказаний у таблиці) знак і дорівнює нулю при $v_x = 0$ чи $v_y = 0$. Це обставина потрібно врахувати при розгляді таблиці. — Прим. Перши

керування транзисторами $Q_1 - Q_4$ по їхніх базових входах. Кориговальний каскад показаний у лівій частині принципової схеми цього перемножника (рис. 3.9 (а)), що реалізує лінійне чотирирохзначне множення сигналів. Цей додатковий каскад з нелінійною амплітудною характеристикою використовується для компенсації дуже сильної нелінійності схеми на рис. 3.8 по входу v_x .

Одна з особливостей ІС МС1595 — диференціальність обох входів x і y і можливість регулювання чутливості по цих входах за допомогою зовнішніх еміттерних резисторів. На рис. 1.27 (б) зазначена полярність входів цієї мікросхеми і пояснене призначення інших висновків. Висновки 4 і 8 — це диференціальні входи для сигналу v_x , а висновки 9 і 12 — для сигналу v_y . Резистори R_x і R_y задають вхідні струми відповідно до формул $i_x = v_x/R_x$ і $i_y = v_y/R_y$. Цей перемножник — дуже гнучкий пристрій; фактично усі вузли схеми мають зовнішні висновки, що дозволяє реалізувати всілякі режими його роботи. Фірма Analog Devices випускає також інтегральний балансовий модулятор/демодулятор АТ63. Він працює як прецизійний ОУ з двома незалежними вхідними каскадами і прецизійним компаратором, що вибирає той чи інший вхідний каскад. Ще один пристрій, що випускається цією фірмою, - аналого-цифровий перетворювач сигналу ЛДТ (ІС 2850). Він здійснює перетворення сигналу перемінного струму в 11-розрядне цифрове слово в зміщеному коді.

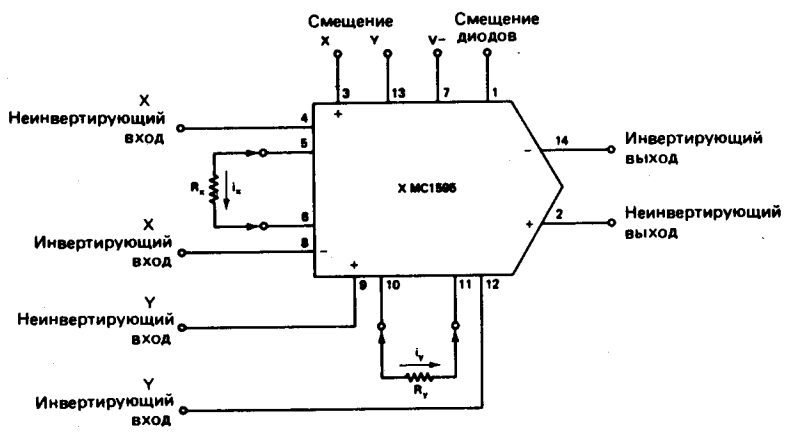
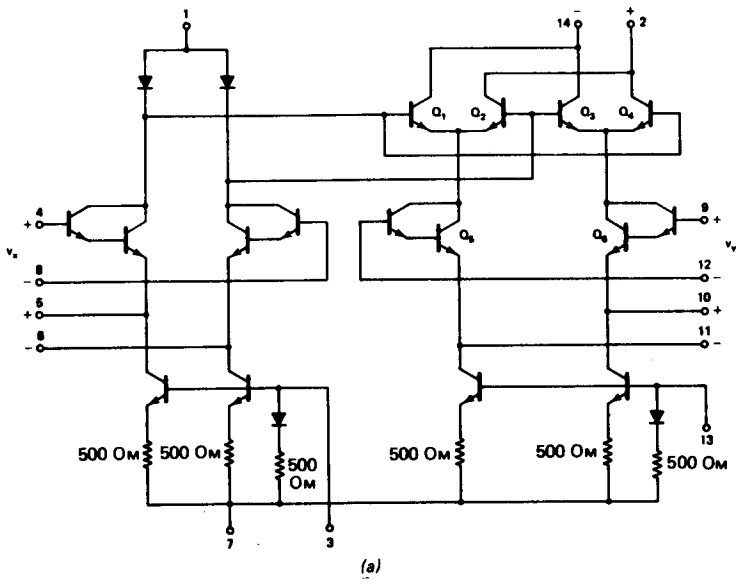


Рис. 3.9 Чотирикватратний перемножник MC1595 фірми Motorola. (a) Принципова схема, (б) Призначення висновків. (Jung W.G. 1974. IC op-amp cookbook, Indianapolis: Howard W. Sams.)

3.2 Фактори, що визначають вибір фільтра

Усі розглянуті демодулятори виробляють вихідний сигнал, аналогічний сигналу на виході двонапівперіодного випрямляча — з великими пульсаціями на подвоєній частоті сигналу порушення. Отже, цей сигнал необхідно подати на вхід фільтра нижніх частот, що пропускає частоти, що модулюють. Конструкція такого фільтра істотно спрощується, якщо частота порушення обрана набагато більшої характерних частот, зв'язаних з рухом сердечника.

На практиці, якщо частота порушення і частота переміщення сердечника співвідносяться як 10:1 чи більше, те можна застосувати простий RC-фільтр. У протилежному випадку варто використовувати більш селективний фільтр із граничною частотою, що перевищує максимальну частоту переміщення (див. активні фільтри в розд. 1.8).

3.3 Приклад функціонально закінченої вимірювальної системи з ЛДТ

У вимірювальній системі, представленій на рис. 3.10, для виконання фазочуткої демодуляції сигналу використовується мікросхема MC1595. Структурна схема цієї системи з указівкою сигнальних зв'язків показана на рис. 1.28 (б).

Гармонійний сигнал порушення з амплітудою A и кутовою частотою ω подається на один із двох

входів перемножника MC1595, на інший вхід надходить сигнал з виходу ЛДТ. Вихідний сигнал ЛДТ має ту ж частоту, що і сигнал порушення, але його амплітуда пропорційна вимірюваному змішанню сердечника $x(t)$ з константою пропорційності C :

$$v_1 = CAx(t)\sin(\omega t).$$

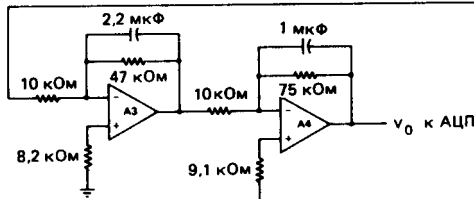
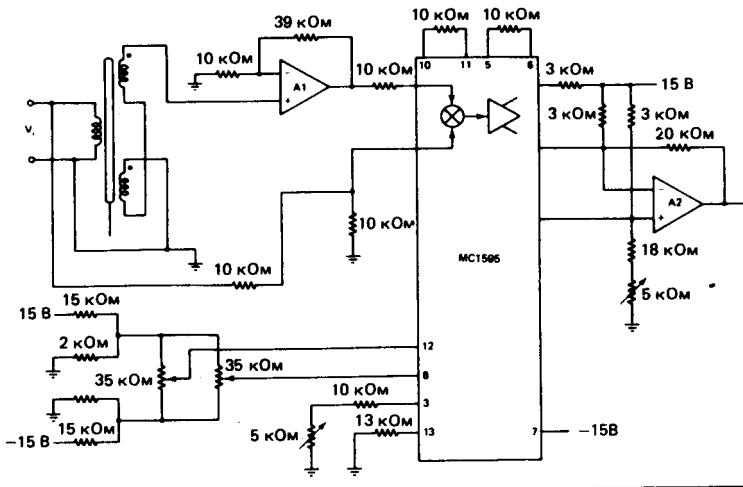
Мікросхема MC1595 перемножує ці два сигнали; на її виході ми одержуємо сигнал

$$v_2 = CA^2x(t)\sin^2(\omega t) = 0,5CA^2x(t)[1 - \cos(2\omega t)],$$

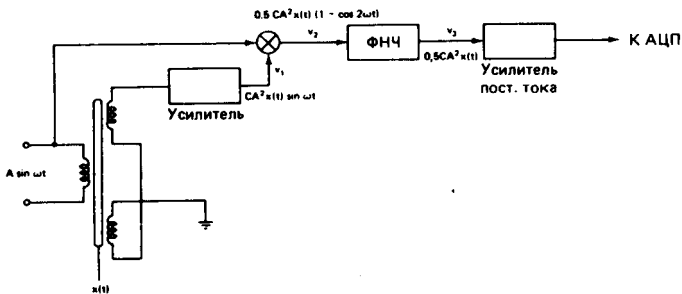
який потім подається на вхід фільтра нижніх частот. Важлива для нас найвища частота в спектрі вимірюваного сигналу $x(t)$ повинна бути принаймні в 10 разів менше частоти сигналу порушення. Установлюючи граничну частоту фільтра нижніх частот рівної 0,1 частоти порушення, на виході фільтра одержуємо сигнал

$$v_3 \approx 0,5CA^2x(t).$$

Цей сигнал потім підсилюється, і в результаті формується квазіпостійний сигнал, пропорційний зсуву сердечника. Далі він подається в АЦП і потім вже в цифровій формі в IBM PC, де відображається значення вимірюваного чи зсуву здійснюється подальший аналіз сигналу.



(a)



(б)

Рис. 3.10 Вимірювальна система на основі ЛДТ. (а) Повна принципова схема вимірювальної системи з

використанням чотирьохкватратного перемножника МС1595 у якості фазочуткого демодулятора, (б) Структурна схема і проходження сигналу в системі.

На представленій принциповій схемі (рис. 3.10 (а)) ОУ A_1 забезпечує попереднє посилення вихідного сигналу ЛДТ, що частково визначає значення константи C . ОУ A_2 використовується як диференціальний перетворювач струм — напруга, про яке говорилося вище. ОУ A_3 і A_4 утворюють двокаскадний фільтр нижніх частот і підсилювач постійного струму. Висновки 3 і 13 використовуються для установки струмів зсуву коректора нелінійності і власне перемножника в мікросхемі шляхом завдання режимів роботи транзисторів у джерелах струму (див. рис. 3.9 (е) і мал. 9.28(о)). Висновки 8 і 12 — входи перемножника, що інвертують; до них підключені два окремих потенціометри для незалежної установки напруги зсуву по входах x і y . Між висновками 10 і 11 включений резистор (10 кОм), що виконує ту ж функцію, що і резистор R_E К в схемі на рис. 3.8, тобто він задає величину струму i_y . Аналогічно резистор R_x (10 кОм), включений між висновками 5 і 6, задає величину струму i_x .

3.4 Унікальні особливості ЛДТ

ЛДТ має багато привабливих характеристик, що роблять його винятково корисним пристроєм для найрізноманітніших застосувань. Одна з унікальних особливостей ЛДТ полягає в тому, що це електричний трансформатор з відділеним неконтактуючим сердечником.

Відсутність тертя при вимірах. Між сердечником, що рухається, і обмотками відсутній який-небудь фізичний контакт. Цей факт дозволяє використовувати ЛДТ для проведення тих вимірів, де неприпустимі навантаження, обумовлені тертям (виміру динамічних відхилень і коливань зверхньо еластичних матеріалів).

Необмежений термін служби. Відсутність контакту і тертя між сердечником і обмотками означає відсутність якого-небудь механічного зносу ЛДТ. Ця характеристика особливо важлива, наприклад, для таких застосувань, як тестування матеріалів і структур на утому.

Необмежений дозвіл. Відсутність тертя в сполученні з індукційним принципом роботи, при якому реалізується лінійний зв'язок між взаємною індуктивністю сердечника і двох обмоток і зсувом сердечника, дозволяє ЛДТ видавати вихідний сигнал навіть при самих незначних переміщеннях сердечника. Таким чином, при використанні ЛДТ обмеження на

дозвіл зв'язані тільки з зовнішніми, що зчитують цей сигнал пристроями.

Стабільність нуля. Властива ЛДТ симетрія конструкції забезпечує відсутність дрейфу нульової позиції (дрейфу нуля). Відсутність деформації виключає наявність механічного гистерезиса. Таким чином, ЛДТ — відмінний індикатор нуля для високочутливих (з великим посиленням) систем контролю зі зворотним зв'язком.

Повна розв'язка входу і виходу. Первинна обмотка збудження і вторинних вихідних обмоток цілком ізольований друг від друга. Це дозволяє використовувати ЛДТ у якості ефективного аналогового обчислювального елемента без яких-небудь буферних підсилювачів.

3.5 Паспортні технічні характеристики ЛДТ

Номінальний лінійний діапазон. Основним параметром при виборі ЛДТ є максимальний зсув сердечника від нульової позиції, при якому нелінійність перетворення зсуву у вихідний сигнал не перевищує визначеного встановленого значення. Це так називаний повний зсув, подвоєний значення якого і є номінальний лінійний діапазон, якщо врахувати, що сердечник може зміщатися в обидва боки від нульової позиції. Номінальний лінійний діапазон не залежить від частоти, на якій працює ЛДТ.

Чутливість. Чутливість ЛДТ — це величина його вихідного сигналу при повному зсуві сердечника і номінальній вхідній напрузі порушення первинної обмотки.

Нелінійність. Максимальне відхилення (по напрузі) реальної передатної характеристики ЛДТ у номінальному лінійному діапазоні від прямої лінії, що щонайкраще наближає цю характеристику, називається нелінійністю ЛДТ. Типове значення нелінійності стандартних ЛДТ — 0,25% від повного діапазону, але цю величину можна поліпшити, використовуючи спеціальну конструкцію ЛДТ.

Напруга нуля. Будь-яка залишкова напруга на виході ЛДТ, коли сердечник знаходиться в позиції, що відповідає мінімуму вихідної напруги, називається напругою нуля. В ідеальному випадку вихідний сигнал ЛДТ дорівнює нулю, якщо сердечник знаходиться в нульовій позиції. Однак квадратичної складові і гармоніки напруги джерела порушення ЛДТ не компенсуються і створюють напругу нуля.

Дозвіл і відтворюваність. Найменша зміна положення сердечника, яку можна зафіксувати по вихідному сигналі ЛДТ, називається дозволом. Для ЛДТ дозвіл власне кажучи нескінченно, тому що він працює на принципі магнітного зв'язку. Однак на практиці дозвіл вимірювальної системи обмежується можливостями електронних пристроїв, використовуваних для зчитування вихідного сигналу

ЛДТ. Цілком реально субмікронний дозвіл. Здатність перетворювача відтворювати той самий вихідний сигнал при повторюваних іспитах з тим самим вхідним сигналом в однакових навколишніх умовах і робочих режимах називається відтворюваністю. Відтворюваність ЛДТ настільки висока, що повна відтворюваність перетворювача визначається тільки механічними параметрами конструктивних чи елементів структур, до яких приєднаний сердечник і на який закріплені обмотки.

Список використаних джерел

1. .Обозовський С.С. Інформаційно-вимірювальна техніка: Методологічні питання теорії вимірювань.- К.:ІСДО, 1993. - 424 с.
2. Цапенко М. П. Измерительные информационные системы: Структуры и алгоритмы, системотехническое проектирование / Цапенко М.П. - М.: Энергоатомиздат, 1985. - 439 с.
3. Пістун Є.П., Лесовий Л.В. Нормування витратомірів змінного перепаду тиску. – Львів: видавництво ЗАТ «Інститут енергоаудиту та обліку енергоносіїв», 2006. - 576 с.
4. Семенцов Г.Н., Когуч Я.Р. Горбійчук М.І., Дранчук М.М. Новітні засоби контролю і автоматизації технологічних процесів в бурінні: Навчальний посібник. – Івано-Франківськ: Факел, 2004. – 190 с.
5. Семенцов Г.Н., Когуч Я.Р., Когутяк М.І., Горбійчук М.І., Дранчук М.М., Вошинський В.С., Шавранський М.В. Основи автоматизації виробничих процесів в бурінні. Навчальний посібник. – Івано-Франківськ: Факел, 2004. – 270 с.
6. Контролери малоканальні мікропроцесорні Реміконт Р-130. Технічний опис ГІДЖ 2.339.000 ТО; Івано-Франківськ, Спеціальне конструкторське бюро засобів автоматизації.2000.