

Н.М.Опанасюк

Конспект лекцій з дисципліни

МІКРОЕЛЕКТРОННІ СЕНСОРИ

для студентів спеціальності “Електронні прилади і
пристрої”

Сумський державний університет
2013

Конспект лекцій
з дисципліни “МІКРОЕЛЕКТРОННІ СЕНСОРИ”/ укладач
Н.М.Опанасюк.– Суми : Сумський державний університет,
2013. – 102 с.

Кафедра прикладної фізики

ЗМІСТ

Розділ 1 Основні характеристики сенсорів

- 1.1 Основні поняття та визначення.....
- 1.2 Статичні характеристики сенсорів.....
- 1.3. Динамічні характеристики сенсорів.....

Розділ 2 Мікроелектронні сенсори магнітного поля

- 2.1 Магніторезистори на основі магнітоконцентраційного ефекту.....
- 2.2 Магніторезистори на ефекті гігантського магнітоопору.
- 2.3 Магнітодіоди.....
- 2.4 Перетворювачі Холла
- 2.5 Магніотранзистори
- 2.6 Тонкі плівки для візуалізації магнітного поля

Розділ 3 Мікроелектронні сенсори механічних величин

- 3.1 Тонкоплівкові ємнісні сенсори тиску
- 3.2 Товстоплівкові ємнісні сенсори тиску та сили
- 3.3 Товстоплівкові тензорезистивні сенсори сили та тиску
- 3.4 П'єзоелектричні товстоплівкові сенсори механічних величин
- 3.5 Товстоплівкові магніторезистивні сенсори механічних величин

Розділ 4 Сенсори фізичних величин на основі розподілених RC-структур

- 4.1 Основні типи плівкових RC-структур з розподіленими параметрами
- 4.2 Схеми використання розподілених RC-структур в сенсорах фізичних величин
- 4.3 Плівкові сенсори температури на розподілених RC-структурах
- 4.4 Плівкові сенсори тиску на розподілених RC-структурах
- 4.5 Плівкові сенсори вологості на розподілених RC-структурах

Розділ 5 Акустичні сенсори фізичних величин

- 5.1 Види акустичних коливань

- 5.2 Пристрої на об'ємних акустичних хвилях
- 5.4 Перетворювачі на поверхневих акустичних хвилях
- 5.5 Пасивні пристрої на ПАХ
- 5.6 Активні пристрої на ПАХ
- 5.7 Фізичні основи сенсорів на ПАХ
- 5.8 Способи контролю фізичних величин у сенсорах на ПАХ
- 5.9 Сенсори сили на ПАХ
- 5.10 Сенсори тиску на ПАХ
- 5.11 Сенсори прискорення на ПАХ
- 5.12 Сенсори температури на ПАХ
- 5.13 Сенсори концентрації газів на ПАХ
- 5.14 Сенсори електричної напруги на ПАХ
- 5.15 Сенсори електрофізичних параметрів матеріалів на ПАХ
- 5.16 Сенсори вологості на ПАХ

ПЕРЕДМОВА

В даному курсі лекцій, призначеному для студентів спеціальності “Електронні прилади і пристрої” розглядаються основні типи і характеристики сенсорів, принципи побудови та функціонування сучасних мікроелектронних сенсорів; конструктивно-технологічні особливості виготовлення, області застосування, переваги та недоліки мікроелектронних сенсорів магнітного поля, механічних величин, акустичних сенсорів фізичних величин та сенсорів на основі розподілених RC-структур.

Сучасний стан розвитку науки та техніки вимагає створення цілого ряду сенсорних пристроїв для вимірювання, контролю та керування фізичними параметрами: температури, магнітного поля, вологості, механічних величин тощо.

Виробництво, екологія, медицина ставлять задачу відповідності сенсорної техніки, яка включає первинні та вторинні перетворювачі, до рівня сучасної електронної техніки, а саме мікроелектроніки. Тому одним з основних напрямків розвитку сенсорної техніки є застосування елементної бази, виготовлення якої базується на мікроелектронній технології: напівпровідниковій, тонкоплівковій та товстоплівковій, що дозволяє створювати інтегральні структури високої інформативності та надійності.

В основу побудови мікроелектронних сенсорів покладені базові структури: резистор, конденсатор, діод, транзистор, які реагують на зміну фізичної величини, що вимірюється.

Мікроелектронна технологія дозволяє створювати сенсорні пристрої для вимірювання кількох фізичних величин, в яких зміна параметрів зовнішнього середовища, забезпечує оперативну зміну вхідного сигналу для отримання достовірної об'єктивної інформації.

РОЗДІЛ 1

ОСНОВНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ СЕНСОРІВ

1.1. Основні поняття та визначення

Інформація є відображенням сутності матеріального світу, відображенням властивостей фізичних об'єктів у вигляді фізичних величин. Кількісна інформація про властивості фізичних об'єктів (інформація про числові значення фізичних величин), отримана внаслідок вимірювань, носить назву **вимірювальної інформації**.

Матеріальним носієм вимірювальної інформації є вимірювальний сигнал.

Вхідний вимірювальний сигнал, тобто сигнал, що подається на вхід засобу вимірювання (перетворювач, прилад або систему), є найчастіше фізичним процесом, параметри якого - та або інша функція часу. Величина, що вимірюється, є певною властивістю або певним параметром цього процесу. Тому розрізняють поняття вимірювального сигналу і величини, що вимірюється. Фізичний процес може мати багато параметрів, але в кожному конкретному випадку нас цікавлять певний параметр цього процесу, якась одна фізична величина. Активні величини (струм, напруга, температура тощо) самі є параметрами вимірювальних сигналів, а при вимірюванні пасивних величин (опір, ємність, індуктивність тощо) вимірювальний сигнал утвориться шляхом дії на об'єкт активної величини. Тоді один із параметрів цього сигналу містить інформацію про розмір величини, що вимірюється.

Інформативним параметром – називають параметр вхідного сигналу, який є величиною, що вимірюється або функціонально пов'язаний з нею.

Неінформативним називають параметр вхідного сигналу, який функціонально не пов'язаний з величиною, що вимірюється. Такий параметр може впливати на засіб

вимірювання і бути джерелом похибок.

Вихідним сигналом називають сигнал, що виникає на виході засобу вимірювання. У більшості випадків вихідним сигналом також є деякий фізичний процес, який може характеризуватися багатьма параметрами.

Інформативний параметр вихідного сигналу це параметр вихідного сигналу, однозначно функціонально пов'язаний з інформативним параметром вхідного сигналу.

Вимірювальне перетворення - це перетворення із заданою точністю вхідного вимірювального сигналу в функціонально пов'язаний з ним вихідний сигнал. Процес, що розглядається, часто реалізується шляхом перетворення сигналів однієї фізичної природи в сигнал іншої фізичної природи. Фізичною основою вимірювального перетворювача є перетворення і передавання енергії. Передавання і перетворення вимірювальних сигналів здійснюється колами вимірювального перетворення.

Елемент кола вимірювального перетворення, на який діє величина, що перетворюється, називається чутливим елементом.

Вимірювальний перетворювач (ВП) як засіб вимірювань є перетворювачем його вхідного вимірювального сигналу у вихідний сигнал, зручніший для подальшого перетворення, передавання, обробки обчислювальними пристроями або зберігання, але непридатний для безпосереднього сприйняття спостерігачем. Вимірювальний перетворювач як засіб вимірювань має нормовані метрологічні характеристики і виконується звичайно у вигляді окремого незалежного пристрою.

Вимірювальні перетворювачі, увімкнені першими в коло вимірювальних перетворень, називаються **первинними (ПП)**.

Під **вторинним перетворювачем** розуміється пристрій, призначений для обробки вихідного сигналу

первинного перетворювача і представлення його в зручному для користувача вигляді.

Поряд із терміном «первинний вимірювальний перетворювач» (ПВП) широке поширення у вимірювальній техніці отримали терміни «датчик» або «сенсор».

Сенсор - засіб вимірювання, що являє собою конструктивно завершений пристрій, який реагує безпосередньо на сигнал у зоні вимірювання.

Наявність сенсора дає можливість реалізувати важливі особливості сучасних методів вимірювань, зокрема перетворення одних фізичних величин в інші величини (звичайно електричні), подальші перетворення, зберігання і використання; дистанційність вимірювальних перетворень.

Сукупність первинного та вторинного перетворювачів будемо називати **сенсорним пристроєм**.

Зараз існує багато різних за принципом дії і за призначенням вимірювальних перетворювачів фізичних величин. Вивчення всієї різноманітності вимірювальних перетворювачів неможливе без систематизації їхніх властивостей, без класифікації.

Для класифікації вимірювальних перетворювачів необхідно в першу чергу встановити доцільні класифікаційні ознаки. Одною з класифікаційних ознак вимірювальних перетворювачів для споживача є вид вхідної і вихідної величин. Для конструкторів і технологів доцільніше класифікувати вимірювальні перетворювачі за принципом їхньої дії. За класифікаційні ознаки можна прийняти також вид функції перетворення, що визначається призначенням перетворювача, структурну схему вимірювального перетворювача чи його місце в структурній схемі вимірювання, енергетичні властивості вихідного параметра тощо. Використавши ті чи

інші класифікаційні ознаки, можна створити ряд класифікацій, кожна з яких по своєму відбиває основні властивості перетворювачів і має як свої позитивні сторони, так і недоліки.

В залежності від виду вхідної і вихідної величин розрізняють:

- перетворювачі електричних величин в електричні. Вхідними і вихідними величинами таких перетворювачів є електричні величини. Це - перетворювачі розміру електричної величини (вимірювальні трансформатори, вимірювальні подільники струму і напруги), а також перетворювачі виду електричної величини (шунти, додаткові опори);

- перетворювачі неелектричних величин у неелектричні. Ними можуть бути перетворювачі розміру тієї чи іншої неелектричної величини (важелі, редуктори) чи перетворювачі виду вхідної величини, наприклад консолі, мембрани, пружини та інші пружні механічні перетворювачі. Останні набули широкого поширення як первинні перетворювачі елементів сенсорів тиску, вібрацій, прискорень;

- перетворювачі електричних величин у неелектричні. Основну групу цих перетворювачів становлять вимірювальні механізми електричних приладів безпосереднього перетворення, в яких вхідна електрична величина перетворюється в зміщення покажчика. Другою великою групою є так звані зворотні вимірювальні перетворювачі (перетворювальні елементи), що є складовою частиною складних вимірювальних перетворювачів рівноважного перетворення, і знаходяться в колах зворотного зв'язку;

- перетворювачі неелектричних величин в електричні Вони являють собою найчисленнішу і найрізноманітнішу групу вимірювальних перетворювачів.

Це пояснюється, з одного боку, багато-чисельністю самих неелектричних величин, з іншого боку, перевагами електричних методів вимірювань, і відповідно, доцільністю перетворення неелектричних величин в електричні.

Вихідним сигналом вимірювального перетворювача може бути енергетичний процес або визначена властивість речовини. Відповідно розрізняють генераторні і параметричні перетворювачі.

До **генераторних** відносяться перетворювачі, які під дією вхідних сигналів можуть виробляти енергію, тобто є джерелами ЕРС, струму, механічної сили, тиску тощо.

Параметричними є ті перетворювачі, в яких зміна вхідного сигналу призводить до зміни їхніх визначених параметрів - опору, ємності, індуктивності, пружності тощо. Для одержання вихідного енергетичного сигналу в цих вимірювальних перетворювачах потрібні додаткові джерела енергії.

1.2 Статичні характеристики сенсорів

1. Функція перетворення. Зв'язок між вхідною X та вихідною Y величинами перетворювача описується функцією перетворення (ФП)

$$Y = F(X),$$

де X і Y - істинні (при теоретичному аналізі) і дійсні (при експериментальних дослідженнях) значення відповідно вхідної та вихідної величин. Оскільки істинні значення величин не можуть бути визначені, то, відповідно, не може бути визначена істинна функція перетворення. Можна визначити лише дійсну функцію перетворення, приймаючи за X і Y деякі їх дійсні значення,

знайдені експериментальним шляхом і настільки наближені до істинних, що для даної мети можуть використовуватися замість них.

Функції перетворення окремих однотипних вимірювальних перетворювачів (ВП) будуть дещо відрізнятися одна від одної, тому кожний окремий перетворювач може характеризуватися своєю індивідуальною дійсною функцією перетворення. Узагальнена характеристика ВП це деяка усереднена функція перетворення великої групи однотипних перетворювачів. Вимірювальному перетворювачу надають деяку математичну функцію, яка є найкращим наближенням до усередненої. Функція перетворення може бути простою лінійною залежністю або нелінійною, наприклад, логарифмічною, експоненціальною або степеневою функцією.

Надана вимірювальному перетворювачу функція носить назву **номінальної** (паспортної) функції перетворення або **градуювальної характеристики**. Вона може бути записана аналітично, представлена у вигляді таблиці або графіка.

2. Діапазон перетворень. В залежності від конструктивних особливостей, необхідної точності перетворення або інших вимог для кожного перетворювача встановлюється певний діапазон перетворень, обмежений початковим X_p і кінцевим X_k межами величини, що перетворюється, і відповідно початковим Y_p і кінцевим Y_k межами його вихідної величини.

Повна вхідна шкала - динамічний діапазон вхідної величини, який може перетворюватися сенсором.. Він показує найвищу можливу вхідну величину, яка може застосовуватись до сенсора без одержання неприйнятно великої похибки.

Повна вихідна шкала - це алгебраїчна різниця між

вихідними величинами, вимірними з максимальною та мінімальною вхідною величиною.

3. Коефіцієнт перетворення.

Коефіцієнтом перетворення називають відношення вихідної величини Y до вхідної величини X

$$K(X) = Y/X = F(X)/X$$

Номинальний коефіцієнт перетворення визначається відповідно до номінальної функції перетворення як

$$K_{\text{ном}}(X) = F_{\text{ном}}(X)/X$$

Очевидно, що $K_{\text{ном}}(X) = \text{const}$ тільки тоді, коли номінальна ФП лінійна і її графік проходить через початок системи координат. Якщо номінальна функція перетворення ФП нелінійна, такі перетворювачі називають **нелінійними або функціональними**. *Перетворювач з лінійною $F_{\text{ном}}(X)$ є частковим випадком функціонального.* За допомогою номінального коефіцієнта перетворення вихідна величина Y може бути приведена до входу ВП, внаслідок чого отримаємо **приведену функцію перетворення**

$$x = Y/K_{\text{ном}}(X) = F(X)/K_{\text{ном}}(X) = f(X)$$

4. Чутливість. Похідна від функції перетворення називається **чутливістю** вимірювального перетворювача

$$S = dY/dX = F'(X)$$

Експериментально її можна визначити за кінцевими приростами вхідної і вихідної величин при незначних Δx
 $S = \Delta Y/\Delta X$.

Для перетворювачів з лінійною ФП чутливість буде сталою. Якщо ж функція перетворення нелінійна, то чутливість є функцією вхідної величини і пов'язана з коефіцієнтом перетворення залежністю

$$S(X) = \frac{dY}{dX} = \frac{d[K(X) \cdot X]}{dX} \cdot X + K(X)$$

На основі залежності (1.1), знаючи $K(X)$, завжди можна визначити $S(X)$, але не навпаки. Це означає, що коефіцієнт перетворення є більш загальною і інформативною характеристикою ВП, ніж чутливість.

Для характеристики ВП з нелінійними номінальними ФП часто користуються також поняттям *середньої чутливості*

$$S_{\text{ср}} = (Y_{\text{к}} - Y_{\text{п}}) / (X_{\text{к}} - X_{\text{п}})$$

де $Y_{\text{к}} - Y_{\text{п}}$ та $X_{\text{к}} - X_{\text{п}}$ - діапазон перетворень вихідної і вхідної величин відповідно, а $Y_{\text{к}}$, $X_{\text{к}}$ і $Y_{\text{п}}$, $X_{\text{п}}$ — кінцеві та початкові межі перетворення.

Відносна чутливість ВП - відношення відносної зміни вихідної величини до відносної зміни вхідної величини Δ

$$S_{\text{від}} = \frac{\Delta Y / Y}{\Delta X / X}$$

5. Поріг чутливості.

Поріг чутливості ВП – це найменше значення вхідної величини, яка викликає помітну зміну вихідної величини.

На сучасному етапі розвитку вимірювального приладобудування чутливість і поріг чутливості ВП часто досягають значень, що межують з граничне можливими.

Поріг чутливості ВП визначається, зокрема, зовнішніми і внутрішніми завадами, в тому числі й шумами.

6. Похибки в статичному режимі та їх нормування. Номінальний коефіцієнт перетворення більшості ВП не дорівнює одиниці, як це буває у вимірювальних приладах, тому похибки ВП можуть визначатися як за виходом, так і за входом перетворювача.

Похибки ВП можуть класифікуватися за різними ознаками:

- за способом їх виразу;
- за умовами їх виникнення;
- за мірою невизначеності;
- за характером залежності від вхідної величини.

За способом виразу похибки ВП поділяють на

- абсолютні,
- відносні;
- приведені.

Оскільки виникнення похибок є наслідком розбіжності дійсної функції перетворення $F_d(X)$ і градуовальної характеристики (номінальної функції перетворення) $F_{ном}(X)$ (рис.1.1.), то **абсолютна похибка за виходом** може бути визначена як

$$\Delta_{вих} = Y - Y_{ном} = Y - F_{ном}(X) = [K_d - K_{ном}(X)] \cdot X,$$

де $K_{ном}(X)$ і $K_d(X) = Y/X$ - номінальний і дійсний коефіцієнти перетворення, що відповідають дійсному значенню вхідної величини X ;

$Y_{ном}$ - номінальне значення вихідної величини, яке визначається за градуовальною характеристикою $F_{ном}(X)$ для вхідної величини X .

Виразуємо дійсне значення вхідної величини X

через вихідну величину Y . остаточно отримаємо.

$$\Delta_{вих} = \frac{K_D(X) - K_{ном}(X)}{K_D(X)} Y \quad !!!!$$

Оскільки $K_D(X)$ і $K_{ном}(X)$ є функціями дійсного значення вхідної величини X , то $\Delta_{вих}$ визначають при відомому значенні X .

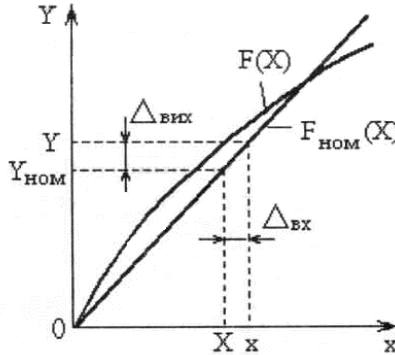


Рис. 1.1. Графічне представлення похибок вимірювального перетворювача на вході та виході

Абсолютну похибку за входом, навпаки, визначають при заданому Y

$$\Delta_{вх} = x - X = F_{ном}^{-1}(Y) - X = \frac{Y}{K_{ном,y}(X)} - X = \frac{K_D(X)X}{K_{ном,y}(X)} - X$$

де x - значення вхідної величини, що відповідає дійсному значенню вихідної величини

Y - визначене за градууювальною характеристикою з урахуванням номінального коефіцієнта перетворення;

$F^{-1}(Y) = x$ - зворотна функція перетворення;

$K_{ном} y(X)$ - номінальний коефіцієнт перетворення, що відповідає значенню Y за градууювальною характеристикою.

В залежності від *міри невизначеності* похибки поділяють на *систематичні і випадкові*.

Систематичною похибкою називають складову похибки ВП, значення якої при повторних перетвореннях величини з незмінним розміром залишається постійним або змінюється згідно з відомим законом.

Випадковою похибкою називають ту складову похибки, значення якої при повторних перетвореннях величини з незмінним розміром змінюється довільно. Похибка ВП (приведена до входу або виходу) може розглядатися як випадкова величина з систематичними складовими, які є центрами розсіювання центрованих (чисто випадкових) складових

У загальному випадку значення похибок перетворювачів, як і засобів вимірювання взагалі, залежать від дійсних значень величини X .

Залежно від умов виникнення похибок їх поділяють на *основні та додаткові*.

Основна похибка - це похибка, властива перетворювачу при нормальних умовах застосування, тобто в умовах, коли величини, що впливають, мають нормальні значення або знаходяться в межах нормальної області їх значень. Великою що впливає називають таку величину, яка безпосередньо даним перетворювачем не перетворюється, однак впливає на

значення інформативного параметра вихідного сигналу перетворювача.

Додаткова похибка - це складова похибки ВП, викликана відхиленням однієї з величин, що впливає, від нормального значення або виходом її значення за межі нормальної області. Межі допустимих відхилень умов роботи перетворювачів нормуються та обмежуються робочою областю значень величини що впливає, в межах якої також нормується додаткова похибка.

Похибка градування. Похибка градування - це неточність, дозволена виробником, коли сенсор градуйовано на заводі. Ця похибка є систематичною, тобто вона додається до всіх реальних функцій перетворення. Вона не обов'язково постійна за областю і може змінюватися, в залежності від типу похибки градування.

Похибка гістерезису - це відхилення виходу сенсора в номінальній точці вихідного сигналу, коли він наближається з протилежних напрямів (рис.1.2). (Наприклад, при 50°C термометр показує 49°C , якщо об'єкт нагрівається, і цей же термометр при 50°C показує 51°C , якщо об'єкт охолоджується. У цьому випадку номінал гістерезису - 2°C ($51^{\circ} - 49^{\circ}$) або $\pm 1^{\circ}\text{C}$ від ідеальної функції перетворення.)

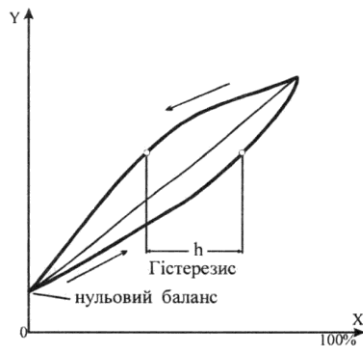


Рис.1.2. Функція перетворення з гістерезисом [1]

Похибка нелінійності вводиться для сенсорів, функцію перетворення яких можна апроксимувати прямою лінією. **Нелінійність** - це максимальне відхилення (L) реальної функції від апроксимуючої прямої. Термін "лінійність" в дійсності означає "нелінійність". Коли зроблено більш, ніж одне, градування, то повинна бути встановлена найгірша нелінійність, що спостерігалась протягом кожного циклу градування. Часто вона встановлюється або в % від входу або в одиницях вимірюваної величини. Існує декілька шляхів для визначення нелінійності, в залежності від того як лінія накладається на функцію перетворення. Один із шляхів полягає у використанні граничних точок, тобто у визначенні вихідної величини при найменшій і найбільшій вхідних величинах і проведенні прямої лінії через ці дві точки. Біля граничних точок похибка нелінійності є найменшою, а між граничними точками - більшою.

Інший шлях для знаходження лінії апроксимації полягає у використанні методу найменших квадратів.

Незалежна лінійність відноситься до так званої "найкращої прямої лінії", що знаходиться посередині між двома найближчими паралельними прямими лініями і огинає всі вихідні значення на реальній функції перетворення.

Насичення. Для кожного сенсора існують свої робочі границі. Якщо сенсор вважається лінійним, то при певних рівнях вхідної величини його вихідний сигнал вже не буде чутливим. Подальше зростання збудника не створює бажаного вихідного сигналу. Сенсор показує нелінійність закінченого входу або насичення (рис. 3.5).

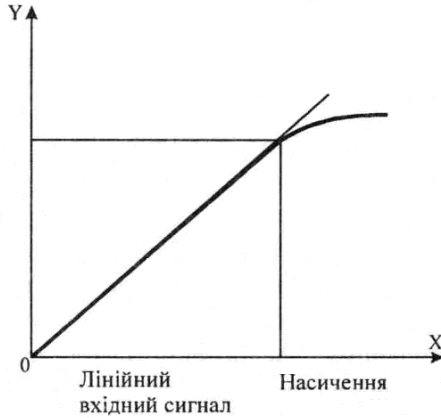


Рис. 1.2 Функція перетворення з насиченням [1]

Похибка відтворюваності зумовлена неможливістю сенсора показувати ту ж величину за ідентичних умов. Це пояснюється як максимальною різницею між вихідними показаннями, так і визначеними двома циклами градування. Вона часто виражається в % від повної шкали (ПШ). Можливими джерелами похибки відтворення можуть бути тепловий шум, наростаючий заряд, пластичність матеріалу тощо.

Зона нечутливості - це нечутливість сенсора у визначеному діапазоні вхідних сигналів. В цьому діапазоні вихід може залишатись біля певної величини (часто нуля) в усій зоні нечутливості.

Варіація вихідної величини. Важливою характеристикою ВП є варіація вихідної величини, яка визначається як різниця між значеннями вихідної величини, що відповідають одному і тому ж дійсному значенню величини, що перетворюється, при двох напрямках повільних змін останньої в процесі наближення до певної точки діапазону перетворення.

Роздільна здатність – це зміна вхідної величини,

яка зумовлює найменшу зміну вихідної величини, тобто описує найменші прирости вхідної величини, які може відчувати сенсор.

Збудження - це електричний сигнал, необхідний для режиму перетворення. Збудження визначається як діапазон напруги або струму. Для деяких перетворювачів повинні також задаватись частота збуджуючого сигналу і його стабільність. Зміни збудження можуть змінювати функцію перетворення перетворювача і викликати похибку виходу.

1.3 Динамічні характеристики сенсорів

Динамічними називаються такі характеристики ВП, які виявляються тільки при перетвореннях змінних у часі величин. Основною характеристикою що описує роботу перетворювача, як лінійної стаціонарної системи є диференціальне рівняння

$$a_n(d^n Y/dt^n) + a_{n-1}(d^{n-1} Y/dt^{n-1}) + \dots + a_0 Y = b_m(d^m X/dt^m) + b_{m-1}(d^{m-1} X/dt^{m-1}) + \dots + b_0 X$$

Диференціальне рівняння необхідного порядку повністю характеризує поведінку динамічної системи у часовій області однак на практиці коефіцієнти цього рівняння важко визначити. Для аналізу рівняння використовується рівняння Лапласа.

$$L[X(t)] = X(S); \quad L[Y(t)] = Y(S)$$

$$Y(S)/X(S) = (b_m S^m + b_{m-1} S^{m-1} + \dots + b_0) / (a_n S^n + a_{n-1} S^{n-1} + \dots + a_0) = W(S)$$

$W(S)$ – передавальна функція вимірювального перетворювача. У статичному режимі $W(S)_{s \rightarrow 0} = a_0/b_0 = K_0$

Реакція незбудженого ПВ на сигнал у вигляді одиночного стрибка називається перехідною функцією $h(t)$. Швидкість наближення перехідної функції до сталого значення є мірою інерційності ВП. Реакція перетворювача на стрибок називається імпульсною перехідною функцією ваги $g(t)$.

$$g(t) = dh(t)/dt \quad \text{або} \quad h(t) = \int g(t) dt.$$

Перехідна та імпульсна перехідна функція використовується на будь який реальний вплив який можна подати у вигляді нескінченної кількості прилеглих один до одного імпульсів що дорівнюють миттєвим значенням $X(t)$. Реакція що встановилась на синусоїдальній вхідний вплив називається фазочастотною характеристикою. Модуль амплітудно фазової характеристики характеризує зміну вихідного сигналу при зміні останнього, а аргумент її – фазовий зсув сигналу. $W(j\omega) = k(\omega)$ – амплітудочастотна характеристика. $W(j\omega) = \varphi(\omega)$ – фазочастотна характеристика. В залежності від порядку розрізняють перетворювачі 1, 2, 3, ... та вищих порядків.

Динамічні похибки це похибки що з'являються при перетворенні змінних у часі величин. Динамічною похибкою вважають різницю між динамічним режимом та статичним. При аналізі динамічних похибок нехтують статичними похибками, а динамічні вважають що дорівнюють сумарній похибці в динамічному режимі.

Час перетворення це час після закінчення якого динамічна похибка зменшується і дорівнює допустимій. Граничною частотою перетворення називається така частота при якій динамічна похибка дорівнює допустимій.

Час прогрівання це час прикладення до сенсора потужності і моментом коли сенсор може працювати з певною точністю.

Частотний відгук визначає швидкість реагування сенсора

на зміну вхідної величини. Границю частотного відгуку називають верхню границю частоти оскільки вона вважається найвищою частотою при якій сенсор може працювати. Частотний відгук має пряме відношення до швидкісного. Для відгуку першого порядку вигідно використовувати сталу часу. Стала часу – міра інерційності сенсора $\tau=RC$. Нижня гранична частота показує на якій найнижчій частоті може працювати сенсор. **Фазовий зсув** при визначеній частоті показує як вхідний сигнал відстає у відображенні вхідної величини. Зсув вимірюється у градусах або радіанах.

Резонансна частота є величиною що виражається в герцах або рад/с і показує область значного зростання вихідного сигналу сенсора. Багато сенсорів поводять себе як лінійні системи першого порядку, які не резонують. Резонансна частота може бути пов'язана з механічними, термічними або електричними властивостями сенсора. Здебільшого робочий частотний діапазон сенсора повинен вибиратися значно нижче або вище резонансної частоти. Однак, в деяких випадках робочою точкою сенсора є резонансна частота.

РОЗДІЛ 2 МІКРОЕЛЕКТРОННІ СЕНСОРИ МАГНІТНОГО ПОЛЯ

2.1. Магніторезистори на основі магнітоконцентраційного ефекту

Магніторезисторами називають напівпровідникові резистори, опір яких змінюється в магнітному полі. Оскільки ефект магнітоопору максимальний у напівпровіднику, не обмеженому в напрямку, перпендикулярному до струму, то в реальних магніторезисторах прагнуть максимально наблизитися до цієї умови. Крім цього, напруга холлівського електричного поля зменшує магніторезистивний ефект, тому конструкція магніторезистора повинна бути такою, щоб максимально зменшити або повністю усунути ефект Холла.

Найкращим наближенням до необмеженого за шириною зразка є диск карбіно (рис. 2.1,а). За відсутності магнітного поля струм у такому зразку проходить у радіальному напрямку від центра диска до другого електрода, який знаходиться на периметрі диска. Відхилення носіїв під дією магнітного поля відбувається в напрямку, перпендикулярному до радіуса, а оскільки не існує граней, на яких може відбуватися накопичення заряду, то розділення носіїв заряду утворення електричного поля Холла в цьому зразку не відбувається. Іншою конструкцією магніторезистора, хоча і з меншим проявленням магніторезистивного ефекту, ніж у диску Корбіно, є пластина напівпровідника з шириною, набагато більшою від її довжини (рис.2.1).

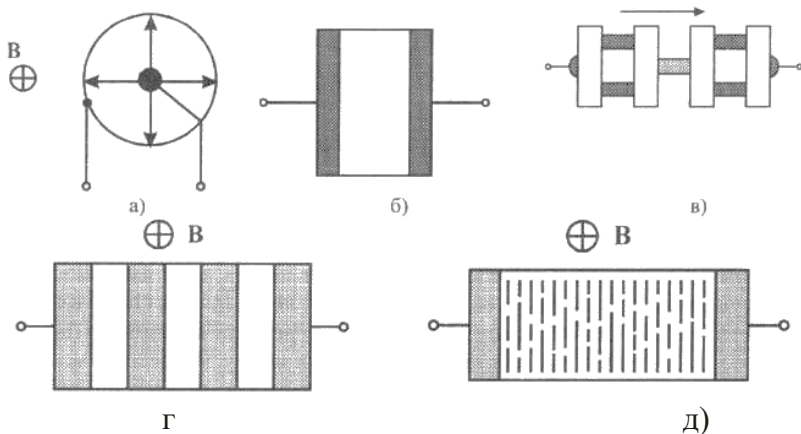


Рис. 2.1 Конструкції магніторезисторів

Ці дві структури мають найбільшу відносну зміну опору в магнітному полі рис. 2.1)]. Однак, їх суттєвим недоліком є низьке абсолютне значення вихідного опору при $B = 0$, що зумовлено їх конфігурацією. Для збільшення вихідного опору використовують послідовне з'єднання кількох магніторезисторів. Послідовне з'єднання дисків Корбіно наведено на рис. 2.1,в. Недоліком такої структури є велика довжина в напрямку магнітного поля, що вимагає використання великого зазору, якщо помістити магніторезистор між полюсами магніту і, відповідно, до послаблення поля. Цього недоліку не має структура, наведена на 2.1, г, де замість послідовного з'єднання магніторезисторів використовується одна довга напівпровідникова пластина, на поверхню якої нанесені металеві провідні смужки, що розділяють пластину на області, довжина яких менша від їх ширини. Отже, кожна область між смужками є окремим магніторезистором. Можна також вважати, що металеві смужки зменшують вплив ефекту Холла, і, відповідно, напруги Холла, що збільшує магнітоопір. Замість пластини з металевими

смужками можна використовувати матеріал, у якому області з високою електропровідністю створені при вирощуванні кристала. В цьому випадку відпадає необхідність у нанесенні металевих смужок. Магніторезистори такого типу створені на основі кристалів InSb з добавкою 1,8 % NiSb. Включення NiSb утворюють в кристалі InSb голки з питомим опором, майже вдвічі меншим, ніж питомий опір самого кристала. Магнітоопір такого матеріалу не залежить від форми зразка, необхідно тільки, щоб напрям голок був перпендикулярний до напрямку осі і магнітного поля (рис. 4.11,д). Крім того, антимонід нікелю не розчиняється у затверділому розчині антимоніду індію і не має легуючої дії на властивості останнього.

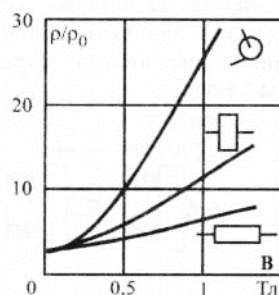


Рис. 2.2. Відносна зміна опору в магнітному полі

Завдяки цьому з'являється можливість вводити домішки в основний матеріал InSb і досягати необхідної рухливості електронів. Як легуючий матеріал використовують телур.

Для створення магніторезисторів необхідно використовувати напівпровідниковий матеріал з високою рухливістю носіїв заряду. Матеріалом з високою провідністю можна вважати InSb. Виготовлені з такого матеріалу магніторезистори мають коефіцієнт відносної

зміни опору до 100 %/Тл, температурний коефіцієнт опору 1 %/К. При індукції магнітного поля до 0,3 - 0,5 Тл залежність квадратична, а при більших В - лінійна. Магніторезистори на основі InSb-NiSb мають чутливість вдвічі більшу, ніж магніторезистори з InSb при аналогічній залежності R(B). Максимальну магніточутливість мають магніторезистори з InSb з власною провідністю. Однак вони мають також найбільший температурний коефіцієнт, оскільки концентрація носіїв заряду у власному напівпровіднику найсильніше змінюється з температурою. Залежність рухливості від температури має максимум при температурі $T = 77$ К, тому магніточутливість при цій температурі максимальна і зменшується в обидва боки так, що при гелієвій і кімнатній температурі вона однакова і в 4 — 5 разів менша від максимальної. Для створення магніторезисторів також використовувався твердий розчин $(\text{HgTe})_{1-x} + (\text{CdTe})_x$. Залежно від складу і температури цього матеріалу змінюється ширина забороненої зони і рухливість носіїв. Найбільшу рухливість мають розчини з шириною забороненої зони, близькою до нуля. Відповідно, такі магніторезистори мають вищу магніточутливість, однак вихідний опір у них виявляється меншим. Для збільшення вихідного опору магніторезистори виготовляються у вигляді меандра (рис. 2.3). З рис. 2.4 видно, що чутливість таких резисторів ($x = 0,1$) має максимум при температурах 20 ...100 К і залежить від магнітної індукції.

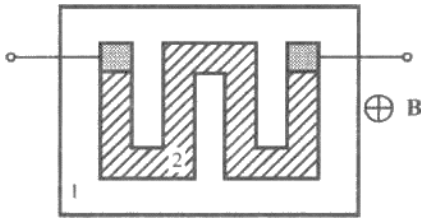


Рис. 2.3. Магніторезистор у вигляді меандра

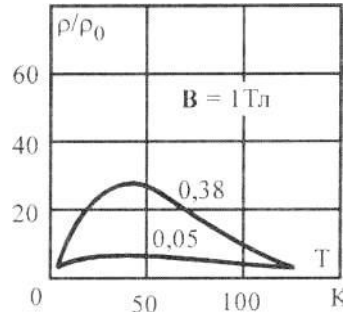


Рис. 2.4. Температурні залежності опору магніторезистора на основі сполуки кадмій-ртуть-телур у різних магнітних полях

Магніторезистори на основі магнітоконцентраційного ефекту.

Магнітне поле, спрямоване перпендикулярно до струму через зразок, приводить до перерозподілу неосновних і основних носіїв заряду в об'ємі напівпровідника і утворення нерівноважної електронно-діркової плазми. Якщо швидкість рекомбінації нерівноважних носіїв у місці накопичення плазми більша, ніж в середньому по зразку, то це приводить до посилення рекомбінації і зменшення середньої концентрації носіїв у зразку, тобто до збільшення опору зразка. Область з високою швидкістю рекомбінації переважно створюється на поверхні напівпровідника. Відносна зміна опору (магніточутливість) зростає при наближенні провідності напівпровідника до власної внаслідок збільшення концентрації електронно-діркової плазми порівняно з концентрацією носіїв, яка зумовлена іонізацією домішки. Область відхилення концентрації носіїв від рівноважної простягається вглиб напівпровідника на відстань, трохи

більшу від довжини дифузійного зміщення L_{np} . Тому чутливість максимальна при $d \approx 1,4 * L_{np}$, де d - розмір зразка в напрямку дії сили Лоренца].

Зі всіх матеріалів германій найкраще підходить для створення резисторів на основі магнітоконцентраційного ефекту. При провідності, близькій до власної, він поєднує достатньо високу концентрацію електронно-діркової плазми з високим значенням L_{np} (до 3 мм). Германієві резистори промислового виготовлення мають розмір $8 \times 0,6 \times 0,2$ мм. На кінцях напівпровідника створюються струмові омичні контакти і на одній з бокових граней ($8 \times 0,2$) - область з високою швидкістю рекомбінації. Магнітне поле спрямоване перпендикулярно до грані $8 \times 0,6$. Магніторезистор має такі параметри при номінальному струмі живлення 3 мА: початковий опір 24 кОм, вольтова магніточутливість 50 мВ/мТл, температурний коефіцієнт чутливості в інтервалі температур $+10 \dots (-35)$ °С не більше ніж $0,5\%/^{\circ}\text{C}$, частотний діапазон $0 \dots 10^3$ Гц.

Функціональні можливості такого магніторезистора можна суттєво покращити створенням польового електрода (МДН-типу) на боковій поверхні. При зміні напруги на польовому електроді змінюється швидкість рекомбінації на прилеглий поверхні напівпровідника і, відповідно, створюється можливість керування величиною магніточутливості.

2.2 Магніторезистори на ефекті гігантського магнітоопору.

Наприкінці 80-х років був виявлений ефект зміни опору майже на 50% під дією магнітного поля, який виникає в блоках, складених з тонких шарів заліза і хрому при низьких температурах. Оскільки ці блоки шарів, виготовлених із заліза та інших металів, взаємодіють з магнітним полем, то вони були названі Giant Magneto Resistor (гігантські магніторезистори). Товщина окремих шарів знаходиться в межах кількох нанометрів. Немагнітна мідь розділяє між собою окремі шари заліза або кобальту (рис. 2.5). Це розділення є настільки тонким, що шари кобальту зчеплюються і в результаті утворюється штучний антиферромагнетик. Зовнішні шари виготовлені з магнітом'яких матеріалів, намагнічених у напрямку дії зовнішнього магнітного поля, при цьому шари кобальту не змінюють напрямку намагніченості під дією зовнішнього поля. Спіни електронів у зовнішніх шарах також впорядковуються в напрямку дії зовнішнього поля. Середнє значення довжини вільного пробігу електронів зі спінами, паралельними до напрямку намагнічування штучних антиферромагнетиків, значно перевищує товщину шару в блоці. Тому ці електрони практично не розсіюються. З іншого боку, електрони з антипаралельним спіном практично повністю розсіюються всередині блока і суттєво збільшують його електричний опір. Найменшого розсіювання електрони зазнають тоді, коли зовнішні і внутрішні шари намагнічені в одному напрямку, в цьому випадку опір зразка мінімальний. Максимальний опір спостерігається, коли намагніченості зовнішніх і внутрішніх шарів знаходяться під кутом 180° . Отже,

зміна опору зразка залежить не від значення магнітного поля, а від зміни напрямку дії поля, оскільки тільки кут між напрямками намагніченості визначає сумарний опір системи (рис. 2.6).

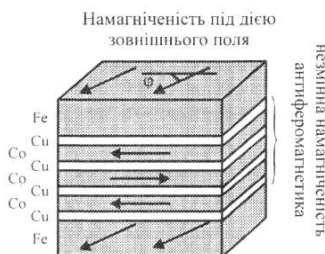


Рис. 2.5. Структура GMR-резистора

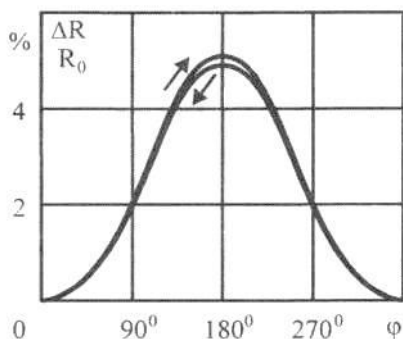


Рис. 2.6. Зміна опору при зміні напрямку зовнішнього магнітного поля

Ефективність GMR-резисторів зменшується при збільшенні температури, оскільки термічне збудження коливань ґратки і спінових хвиль приводить до збільшення опору R_0 . Надтонкі шари, в яких відбувається антиферомагнітна взаємодія, вимагають сучасних технологій створення цих шарів. Так, фірмою Siemens випускаються GMR-резистори з 11 шарами завтовшки 25 нм. Магнітні кобальтові і немагнітні мідні

шари формують штучний антиферомагнетик. Як зовнішнє покриття використовуються магнітом'які шари заліза. Початковий опір становить не менше ніж 700 Ом і відносна зміна опору становить не менше ніж 4 %.

Основними параметрами магніторезистора є:

- початковий опір R_0 при $B = 0$;
- магніторезистивне відношення R_B/R_0 ;
- магнітна чутливість SR ;
- навантажувальна здатність;
- залежність опору від температури.

Так, значення початкового опору залежить від провідності основного матеріалу y , яка, в свою чергу, визначається ступенем легування, шириною магніторезистора (для меандрової конструкції — шириною смуги, оптимальне значення 80 мкм), товщини магніторезистора - оптимальне значення 25 мкм, довжини магніторезистора, яка залежить від необхідного значення опору. Залежно від провідності основного матеріалу y для меандрової форми отримують такі значення опору на 1 мм² площі магніторезистора:

- для $y = 2,0 \cdot 10^4 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$ — приблизно 100 Ом;
- для $y = 5,5 \cdot 10^4 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$ — приблизно 40 Ом;
- для $y = 8,0 \cdot 10^4 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$ — приблизно 25 Ом.

Відхилення R_0 від номінального значення залежить від однорідності основного матеріалу та відтворюваності геометричних розмірів, зокрема меандра. При серійному виробництві відхилення від номіналу становить ± 20 %. Значення R_0 для магніторезисторів, виготовених із евтектичного сплаву InSb-NiSb, коливається від 10 Ом до 5 кОм.

2.3. Магнітодіоди

На основі магнітодіодного ефекту був запропонований новий сенсор магнітного поля магнітодіод. Магнітодіод

є напівпровідниковим приладом з р-п-переходом і невіпрямним (омічним або антизамикаючим) контактом, між якими знаходиться область високоомного напівпровідника (рис. 2.7,а). Відмінність від звичайних діодів полягає в тому, що магнітодіод виготовляється з високоомного напівпровідника з провідністю, близькою до власної, довжина бази якого d в кілька раз більша від довжини дифузійного зміщення носіїв $L_{пф}$, тоді як у звичайних діодах $d < L_{п,р}$. У “довгих” діодах під час проходження електричного струму визначальними стають процеси, які залежать від рекомбінації та руху нерівноважних носіїв у базі та на поверхні. Магнітодіоди працюють при високому рівні інжекції, тобто опір їхньої базової області визначається концентрацією неосновних носіїв заряду, а магніточутливість - магнітодіодним і магнітоконцентраційним ефектами при подвійній інжекції неосновних і основних носіїв заряду, відповідно з переходів $p^+ - n$ і $n^+ - n$ (рис. 2.7,а.) Сила Лоренца відхиляє носії заряду в базі у поперечному напрямку, тим самим збільшуючи опір бази і спадання напруги на ній, що приводить до зменшення спадання напруги на переходах і, відповідно, зменшення інжекції та подальшого збільшення опору бази. Наявність такого додатного зв'язку дає змогу в ідеальному варіанті отримувати достатньо високі значення (до 10^4 В/А•Т) магніточутливості. Опір бази підвищиться і за рахунок підвищення ролі поверхневої рекомбінації носіїв, відхилених до поверхні. Еквівалентну схему магнітодіода можна зобразити у вигляді магніторезистора з послідовно увімкненим підсилювачем. Типова вольт-амперна характеристика магнітодіода зображена на рис. 2.7,б.

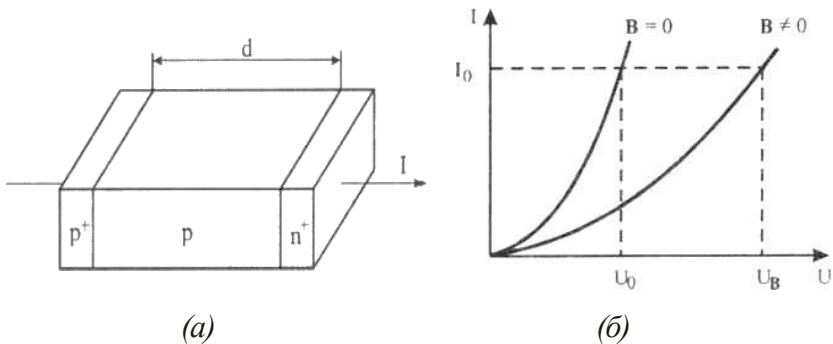


Рис. 2.7. Конструкція (а) і типова ВАХ (б) магнітодіода

Однак при високих значеннях магніточутливості нижня межа напруженості вимірюваного поля для магнітодіодів не менша ніж 30 мТл. Останнє зумовлено високими значеннями температурного коефіцієнта струму (ТКС) та температурного коефіцієнта напруги (ТКН) магнітодіодів. ТКН залежно від режиму роботи становить від $-0,2$ - $+0,05$ В/К, що при вольтовій магніточутливості, наприклад, $S_A = 0,02$ В/Тл, визначає температурну похибку $\Delta_T = (-10 - (+2.5))$ мТл/К. Враховуючи, що вольтова магніточутливість при зменшенні значення індукції поля зменшується, реальний поріг магніточутливості магнітодіодів не менший ніж 30 мТл. Для кожного значення струму, що протікає через магнітодіод, існують значення магнітної індукції, при яких температурна залежність струму в магнітодіодах зменшується із зростанням напруги зміщення. Поблизу цих значень магнітної індукції забезпечується слабка залежність від температури як вольт-амперної характеристики, так і магніточутливості. Тому для кожного типу магнітодіодів існує рекомендована область магнітних полів та зміщень, при яких забезпечується максимальні значення експлуатаційних параметрів.

Однак для промислових магнітодіодів оптимальні значення

індукції магнітного поля лежать у межах 80... 150 мТл.

Принципово зменшення оптимального значення індукції вимірювального поля можливе тільки при збільшенні робочого струму. При цьому безпосереднє збільшення струму обмежується тепловою потужністю, виділеною на магнітодіоді. Так, при $I = 5$ мА перегрівання кристала становитиме 10 - 30 К, що безумовно призводить до значної нестабільності роботи.

Існує ще один суттєвий чинник, що обмежує чутливість магнітодіодів — велике значення початкового зміщення на діоді. Для забезпечення високої чутливості пристрою необхідно сформулювати сигнал зміни вихідної напруги, що характеризується незалежністю від абсолютного значення напруги на діоді. Вимірювальний пристрій повинен містити високостабільні та прецизійні джерело еталонної напруги, диференціальний підсилювач тощо. Отже, високі значення абсолютної магніточутливості магнітодіодів на практиці використати практично неможливо.

Основними параметрами магнітодіодів є вольтова та струмова магніточутливості.

Вольтова магніточутливість S_U визначається зміною напруги на магнітодіоді при зміні магнітного поля на 1 Тл і постійному значенні струму через магнітодіод.

$$S_U = \left(\frac{\Delta U}{U} \right) \approx \frac{d}{L_{n-p}} \cdot \left(\frac{U_s - U_0}{Y + \frac{L_{n-p}}{d}} - 1 \right) \cdot \frac{c \cdot k \cdot T}{q} \cdot \frac{\Delta L_E}{L_E \cdot \Delta B}$$

де L_E - усереднений шлях, який проходять носії за час життя в напрямку зовнішнього електричного поля;

$\bar{Y} = \frac{q \cdot U}{c \cdot k \cdot T}$ - коефіцієнт нерівноважності за нерівноважності

за високих рівнів інжекції.

Струмова магніточутливість S_i визначається зміною струму через магнітодіод при зміні магнітного поля на 1 Тл і постійній напрузі на магнітодіоді

$$S_{ii} = \left(\frac{\Delta I}{I} \right) \approx j \cdot \frac{d(I_{\epsilon} - I_0)}{L_{n-p}} \cdot \left(\bar{Y} + \frac{L_{n-p}}{d} - 1 \right) \cdot \frac{c \cdot k \cdot T}{q} \cdot \frac{\Delta L_E}{L_E \cdot \Delta B}$$

У більшості випадків при великих швидкостях поверхневої рекомбінації спостерігається залежність часу життя носіїв від магнітного поля. Якщо швидкість поверхневої рекомбінації на обох гранях однакова, то час життя носіїв із збільшенням магнітного поля зменшується. Якщо на одній грані швидкість рекомбінації більша, ніж на іншій, то при відхиленні носіїв до першої грані спостерігається зменшення, а при відхиленні до другої грані — збільшення часу життя носіїв. Згідно з цим змінюється і довжина дифузійного зміщення. Якщо зміна ефективного часу життя достатньо велика, то вона може перевищити вплив зміни рухливості та викривлення ліній струму і визначатиме магніточутливість магнітодіода.

Для розроблення і виготовлення магнітодіодів необхідно використовувати матеріали з низькою концентрацією власних носіїв зарядів, тобто з великою шириною забороненої зони. Крім цього, бажано використовувати напівпровідники з високою рухливістю носіїв заряду, оскільки ефект магнітоопору пропорційний до квадрата рухливості. Час життя носіїв також повинен

бути високим, а концентрація дефектів структури - мінімальною

Для виготовлення магнітодіодів в основному використовується високоомний кремній. Ширина його забороненої зони $E_g=1,12\text{eV}$, тому при кімнатній температурі питомий опір становить приблизно $10^2 - 10^3$ Ом·м. Це забезпечує отримання достатньо високих рівнів інжекції при високих значеннях $d/L_{n,p}$ і високій магніточутливості. Однак при великих значеннях $d/L_{n,p}$ отримання високих значень інжекції по всій базі стає неможливим, і поблизу другого контакту з'являється немодульована область з великим опором, що різко зменшує магніточутливість. Оптимальне значення $d/L_{n,p}$ визначається з умов, що концентрація нерівноважних носіїв по всій довжині бази повинна в кілька разів перевищувати концентрацію рівноважних основних носіїв заряду. Тому, чим більший питомий опір напівпровідника, тим більші значення $d/L_{n,p}$ можуть бути використані в магнітодіодах. Оптимальне значення співвідношення $d/L_{n,p}$ для матеріалів з різними питомими опором виведене емпірично і становить $(d/L_{n,p})_{\text{opt}} \approx 1,2 + 0,5 \cdot \ln(P \cdot \rho_0)$, де $P = p/S$ - питома потужність, яка розсіюється, S площа поперечного перетину магнітодіода, ρ_0 - питомий опір базової області. Недоліком кремнію можна вважати порівняно малі значення рухливості носіїв заряду ($\mu_n = 1,2 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$, $\mu_p = 0,4 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$), що зменшує магніточутливість магнітодіодів, виготовлених на його основі. Однак кремній має високі значення питомого опору, що забезпечує отримання високих рівнів інжекції при великих значеннях співвідношення $d/L_{n,p}$. Оскільки збільшення цього співвідношення суттєво підвищує магніточутливість, кремнієві магнітодіоди виявляються ефективнішими, ніж германієві.

В наш час для створення магнітодіодів використовують антимонід індію, германій, кремній, арсенід галію. Крім того, інтерес викликають арсенід індію, тверді розчини деяких напівпровідників. Для покращання інжекційних властивостей стає можливим використання гетеропереходів.

Торцеві магнітодіоди Для створення магнітодіодів було випробувано кремній різних марок. Найкращі параметри мають магнітодіоди на основі високоомного кремнію марки КМД-20Б^a р-типу провідності з $\rho > 200 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ і часом життя носіїв заряду більше ніж 600 нс. Оскільки під час високотемпературної обробки (більше ніж 1000 К) напівізолюючого кремнію КМД-20Б^a спостерігається зменшення його питомого опору і часу життя носіїв заряду, що різко зменшує магніточутливість магнітодіода, виготовленого на його основі, то для отримання магнітодіодів необхідно користуватися низькотемпературними процесами. Тому найперспективнішою для виготовлення кремнієвих магнітодіодів є технологія іонного легування.

Торцеві магнітодіоди виготовлялися методами іонного легування і сплавної технології. Використовувалися пластини кремнію КМД-20Б^a з кристалографічною орієнтацією по площині [111] і завтовшки 1 мм. Для створення п-області використовували іони фосфору, а для створення р⁺-області - іони бору. Області п⁻ і р⁺-типу формувалися на протилежних гранях пластини. Для активації впроваджених іонів проводився відпал при температурі 850-900 К в середовищі аргону протягом 30-60 хв. Як контакти до п⁻ і р⁺-областей використовувалися V, Al, Ni.

Для виготовлення торцевих магнітодіодів за сплавною технологією використовувалися такі самі напівпровідникові пластини. Переходи р-п і р⁺-р створювалися на протилежних гранях пластини. Перехід р-п формувався вакуумним напиленням Au+Sb (1 %) з

наступним сплавленням при температурі 735 К. Потім методами вакуумного напилення осаджувався Ni. Перехід p^+ -р створювався вплавленням алюмінієвої шайби при температурі 945 К. Омичні контакти до переходів здійснювалися хімічним осадженням Zn з наступним гальванічним осадженням Ni і Sn. Далі пластини розрізаються на елементи розміром $1 \times 0,5 \times 0,5$ мм. Електричні виводи реалізовувалися термопаянням срібних виводів до контактних площинок. Елементи захищалися епоксидною емаллю. Конструкція і ВАХ магнітодіодів наведені на рис. 2.8. У торцевих магнітодіодах конструкція виключає вплив поверхні напівпровідника на їх характеристики, тому вони мають однакову чутливість до магнітної індукції незалежно від її напрямку.

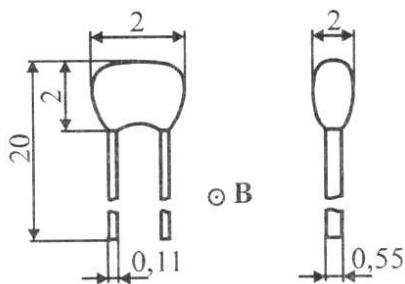
Планарні магнітодіоди. Такі магнітодіоди виготовляються за планарною технологією. Це дає змогу поряд з іншими перевагами планарної технології отримувати магнітодіоди із захищеними SiO_2 поверхнями кремнію. Планарна технологія дає можливість різними методами обробки протилежних граней кремнієвої пластини створювати на них ділянки з різними швидкостями поверхневої рекомбінації. Наявність на протилежних гранях кремнієвої пластини областей з різними швидкостями рекомбінації зумовлює залежність магніточутливості від напрямку магнітної індукції.

На асиметрію магніточутливості значною мірою впливають час життя неосновних носіїв заряду τ , довжина d і товщина h бази магнітодіода, швидкості поверхневої рекомбінації S_1 і S_2 на протилежних гранях бази.

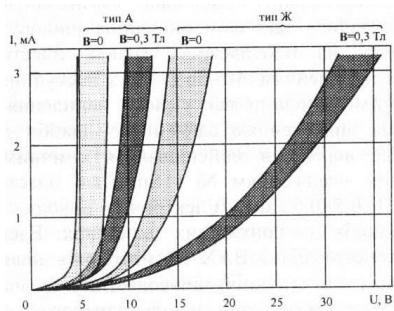
Якщо використовувати кремній з відомим часом життя носіїв заряду і технологію, яка забезпечує отримання певних значень S_1 і S_2 , розміри d і h стають основними параметрами, які визначають характеристики магнітодіода.

Для виготовлення магнітодіодів, чутливих до напрямку магнітного поля, основним технологічним процесом є отримання зон зі зниженою швидкістю поверхневої рекомбінації. Зони з підвищеною швидкістю рекомбінації створюються за допомогою порушення структури напівпровідника в локальних ділянках і-шару або на самій поверхні, або біля її межі. Такі порушення створюються піскоструминною обробкою, іонним бомбардуванням, введенням у приповерхневий шар домішок з глибокими рівнями. Для забезпечення малої швидкості поверхневої рекомбінації (менше ніж 0,1-1,0 м/с) необхідно створювати межі розділу напівпровідника з діелектриком з малою концентрацією рекомбінаційних центрів і вигином зон, які перешкоджають рухові неосновних носіїв до поверхні. Вигин зон визначається типом і густиною поверхневих станів і зарядів у діелектрику.

Поверхня з малою швидкістю поверхневої рекомбінації створюється низькотемпературною обробкою межі розділу кремнію з оксидом кремнію у відновлювальній середовищі, нанесенням на поверхню кремнію фосфоросилікатного скла, низькотемпературним окисленням, формуванням на межі розділу негативного заряду.



а)

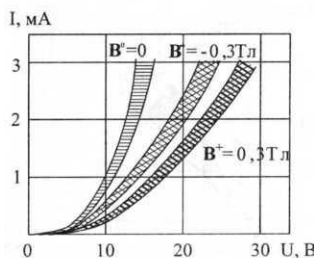


б)

Рис. 2.8. Конструкція (а) і типова ВАХ (б) торцевого магнітодіода

Для виготовлення магнітодіодів використовується кремній КМД-20Б^а. Пластини мають кристалографічну орієнтацію по площині [111]. Для пасивації поверхні кремнію і захисту елементів конструкції магнітодіода наноситься методом низькотемпературного розкладання (до 775 К) плівка піролітичного тетраетоксисилану $\text{Si}(\text{OC}_2\text{H}_5)_4$ (два шари загальною товщиною 0,3 - 0,4 мкм). У технології використовуються виключно низькотемпературні процеси, тому що при високих температурах властивості високоомного кремнію можуть дуже змінюватися через появу термоакцепторів.

Планарні магнітодіоди з металевим контактом. У розглянутих вище магнітодіодах нерівноважна провідність створювалася інжекцією нерівноважних носіїв прямо зміщеним р-п-переходом. Інжектувати нерівноважні носії може і контакт метал-напівпровідник при відповідному співвідношенні різниці робіт виходу. Сам метал може інжектувати як дірки, так і електрони, оскільки вище від рівня Фермі рівні заповнені дірками, а нижче — електронами. Однак, ефективніша інжекція забезпечується протягом виникнення у напівпровіднику інверсного шару під дією контактної різниці потенціалів. В цей час основний спад напруг існуватиме на цьому індукованому контактною різницею потенціалів р-п-переході, який і забезпечить інжекцію носіїв при прямому зміщенні. У напівпровіднику з вихідною провідністю, близькою до власної, легко отримати в інверсному шарі набагато більшу концентрацію основних носіїв, порівняно з концентрацією в базовій області, тобто створити несиметричний р-п-перехід і забезпечити умови односторонньої інжекції з інверсного шару в базову область. Отже, на основі таких структур можна створити високоефективні магнітодіоди.



а)

б)

Рис. 2.9. Конструкція (а) і типова ВАХ (б) планарного магнітодіода

Одним з металів, найбільш подібних на кремній як за різницею робіт виходу, так і за технологією виготовлення, є алюміній. Робота виходу електронів з алюмінію становить 3,74 еВ, тоді як для кремнію р-типу вона становить 4,6 еВ. З цієї причини на поверхні кремнію р-типу, яка межує з алюмінієм, повинен створюватися інверсний шар з високою концентрацією електронів. Це дасть можливість отримати малі зворотні струми і високу ефективність інжекції електронів при прикладанні від'ємної напруги зміщення до алюмінію. В симетричних структурах, у яких обидва контакти створені напиленням алюмінію на кремній р-типу, прикладена зовнішня напруга практично повністю падає на контакті, зміщеному в зворотному напрямку, як і в будь-якій транзисторній структурі. Тому створити на ньому помітну нерівноважну провідність практично неможливо. Однак добрі випрямні властивості контакт алюмінію з р-кремнієм має тільки за малої концентрації акцепторів у вихідному матеріалі. Якщо рівень легування високий, то інверсний шар виявляється дуже

тонким і вже при невеликих зворотних зміщеннях протікання через нього струму визначається тунельним ефектом, його опір зменшується, тому основне зміщення відбувається на прямозміщеному р-р-переході. При високому рівні початкового легування неможливо створити високі рівні інжекції в базовій області і, відповідно, забезпечити високу магніточутливість.

Отже, для симетричного магніодіода з металевим контактом була вибрана конструкція, зображена на рис. 2.10. На кремнієвій р-пластині типу КМД-легуванням алюмінієм створюються сильнолеговані області $p1^+$ і $p2^+$ площею $0,32 \text{ мм}^2$. Потім на ці області у вакуумі напилюється алюміній так, щоб повністю закрити $p1^+$ і $p2^+$ -області і невеликі ділянки вихідного напівпровідника, які межують з цими областями. Площа напиленого алюмінію становить $0,56 \text{ мм}^2$, відстань між краями напиленого алюмінію $470 - 500 \text{ мкм}$. Вибір параметрів d і h здійснюється аналогічно, як і для попередніх типів магніодіодів. У такій структурі в прямому напрямку основний струм протікає через контакт металу з вихідним р-напівпровідником, а в зворотному — через контакт металу з p^+ - областю. Цим досягається можливість пропускання великих інжекційних струмів відповідно, високих рівнів інжекції і значної магніточутливості. Для зменшення швидкості поверхневої рекомбінації на протилежній грані кремнієвої пластини створюється збагачений $p3^+$ -шар, який забезпечує значну різницю в магніточутливості залежно від напрямку магнітного поля.

Вказана технологія порівняно з технологією виготовлення торцевих і звичайних планарних магніодіодів, значно спрощує технологічний процес виготовлення, забезпечуючи високий відсоток виходу придатних приладів. Оскільки структура даних магніодіодів симетрична, при протилежних напрямках

струму вольт-амперних характеристик (ВАХ) і магніточутливість приблизно однакові (рис. 4.10,б).

Випускається також модифікація планарних симетричних

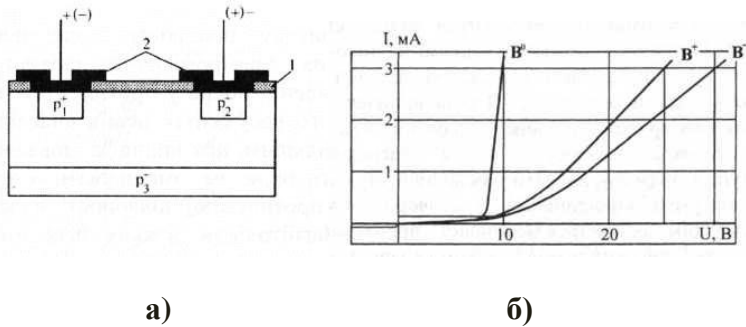


Рис. 2.10. Конструкція (а) і ВАХ (б) симетричних магнітодіодів при $B = \pm 0,3$ Тл. : 1 — шар SiO_2 , 2 - електрод Al

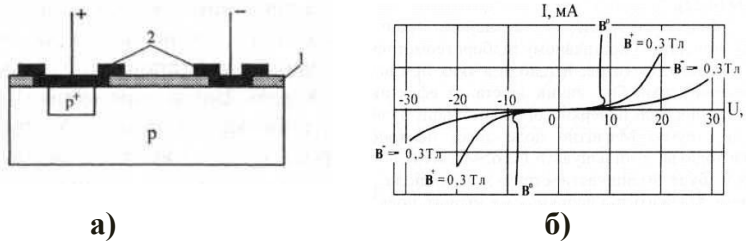


Рис. 2.11. Конструкція (а) і ВАХ (б) модифікованих планарних магнітодіодів

Інтегральні магнітодіоди. Як зазначалося вище, магнітодіоди (МД) виготовлялися, в основному, на високоомному кремнії або германії, мали великі розміри і відрізнялися неможливістю інтеграції в інтегральні схеми з технологічної і конструктивної точки зору. Сучасні магнітодіоди працюють на магнітоконцентраційному ефекті і створюються за стандартними КМОН- (комплементарна метал-оксид-напівпровідник) та КНС-

(“кремній на сапфірі”) технологіями і, відповідно, можуть входити до складу сенсорних пристроїв, виготовлених за даними технологічними циклами Швидкості поверхневої рекомбінації S_1 і S_2 повинні сильно відрізнятися одна від одної і задовольняти співвідношення: $S_1 \gg \frac{p}{L_p} \gg S_2$

де L_p і τ_p - дифузійна довжина і час життя дірок в об'ємі бази, відповідно. При цьому питома магніточутливість магнітодіода дорівнюватиме:

$$S_e = \frac{\mu_n \cdot p \cdot E_x \cdot \frac{p}{L_p}}{2 \cdot \tau_p \cdot \frac{p}{L_p}}$$

де μ_n і μ_p - рухливості електронів і дірок, відповідно,

ϕ_T — тепловий потенціал,

E_x - напруженість електричного поля в базі,

b - товщина бази магнітодіода

Максимальна чутливість досягатиме 100В/Тл при товщинах бази $b = 1,5 L_p$. У випадку відхилення електронно-діркової плазми за рахунок дії сили Лоренца до однієї з граней кількість носіїв змінюється через зміну ефективної швидкості рекомбінації, впливаючи при цьому на опір бази.

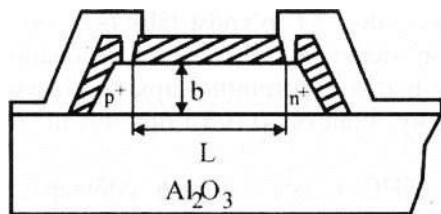


Рис. 4.12. Конструкція магнітодіода на основі КНС-технології

У магнітодіодах на КНС межі розділу Si-SiO₂ і Si-Al₂O₃ (рис. 4.29) мають значення меж з малою і високою швидкістю рекомбінації, відповідно. Ці величини відрізняються більш як на два порядки. Такі МД

працюють в експоненціальному, омічному, напівпровідниковому, діелектричному та дифузійному режимах. Найбільша чутливість у слабких магнітних полях спостерігається в напівпровідниковому режимі при високих рівнях інжекції. ВАХ такого режиму має вигляд

$$I = -q \cdot n_0 \cdot \mu \cdot \tau_{eff} \cdot \frac{U}{L}$$

де n_0 — вихідна концентрація основних носіїв заряду в базі, τ_{eff} — ефективний час життя носіїв в базі:

$$\tau_{eff} \sim (S_2 \cdot B \cdot U)^{-1}$$

де s_2 - швидкість рекомбінації на межі Si-Al₂O₃. Експериментальні значення τ_c (т не перевищують 1 не за відсутності магнітного поля, тому магнітодіоди на КНС в принципі можуть працювати в широкому діапазоні частот — від 0 до 10⁸ Гц.

У реальних магнітодіодах, виконаних на плівці Si (100) завтовшки 0,7 мкм, досягнута максимальна чутливість 14В/Тл та відносна 13 %/Тл при струмах живлення 1 мА, довжині і ширині бази 50 мкм, вихідній концентрації домішок 5* 10²¹ м⁻³ і дифузійній довжині дірок у базі 1 мкм. Висока чутливість спостерігається при концентрації електронів в базі 2 * 10²² м⁻³. Теоретичне значення порога чутливості магнітодіода на КНС при відношенні сигнал/шум, який дорівнює 1 досягає 10⁻⁹ Тл, коли частоти 0,1 — 10⁵ Гц, а еквівалентний температурний дрейф — 10⁻³ Тл/К. Експериментальне дослідження шумів у магнітодіоді в діапазоні частот від 0 до 10⁵ Гц показало, що співвідношення сигнал/шум та температурний дрейф суттєво залежать від довжини бази, значенні початкової концентрації носіїв, температури, індукції магнітного поля, що дуже обмежує використання такого магнітодіода. Поріг чутливості досягав 10⁻⁷ Тл при довжині і ширині бази, відповідно, 10 і 50 мкм і абсолютній чутливості 10 В/Тл. При цьому шуми зростали зі збільшенням довжини бази і напруги на ній та з зменшенням концентрації домішки в

базі і її ширини. Зменшення температури та індукції магнітного поля збільшувало спектральну густину шумів магніточутливість.

Основним недоліком магнітодіодів на КНС є їхня висока собівартість внаслідок використання дорогих вихідних матеріалів. Дешевшою і більш поширеною є КМОН-технологія, тому КМОН магнітодіоди (рис. 2.13) перспективніші. Робочою областю таких магнітодіодів є n -кишеня, сформовані методом іонної імплантації в p -підкладку, а межею з великою швидкістю рекомбінації — межа p - n переходу робоча область-підкладка, який увімкнено у зворотному напрямку. На цій межі відбувається збирання носіїв, швидкості рекомбінації поблизу неї безмежно велика. Магнітодіод з площею емітера 18×28 мкм, довжиною бази 14 — 136 мкм, шириною 50 мкм і початковою концентрацією носіїв 10^{21} м^{-3} має чутливість до 25 В/Тл . Він працює в режимі сильної інжекції інформаційним параметром служать входні ВАХ переходу емітер-база

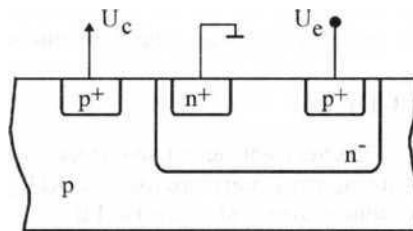


Рис. 2.13. Конструкція магнітодіода на основі КМОН-технології

2.4. Перетворювачі Холла

У найпростішому випадку перетворювач Холла складається з прямокутної пластини з чотирма електродами. Ефективна товщина пластини повинна бути мінімальною з метою підвищення холлівської напруги. Однак напівпровідники, на відміну від металів, дуже крихкі, тому необхідної форми їм надають за допомогою таких методів:

- різання алмазним диском або стрічковими полотнами;
- шліфування;
- хімічне та електролітичне полірування;
- піскоструминна обробка.

Оскільки тонкі напівпровідникові пластини дуже крихкі, їх необхідно приклеювати на електроізоляційну підкладку. При виготовленні плівок ця умова виконується автоматично. Однак напівпровідникові зливки попередньо ріжуть на пластини завтовшки 0,7-1 мм, які потім наклеюють на площину підкладки і доводять товщину пластини до необхідних розмірів.

Через вузьку заборонену зону в напівпровідникових сполуках, які використовуються для виготовлення гальваномагнітних приладів, технологія виготовлення омичних контактів до цих матеріалів порівняно проста. Це важливо тому що, по-перше, контактні опори низькі, а, по-друге, вони не залежать від струму і, отже, не впливають на лінійність напруги Холла за магнітною індукцією та керуючим струмом. Відсутність випрямлення на контактах виключає також можливість виникнення відповідних фотоелектричних ефектів.

Електроди на пластину наносять хімічним або електрохімічним способом: осадженням тонкого шару

міді; на який потім наносять шар індію. Таким чином готують контактну ділянку, до якої можна припаяти мідний провід. У випадку InSb для підпаювання омичних контактів можна використовувати безпосередньо індію. У системі InSb-In існує евтектика при дуже малому вмісті InSb. При температурі 200°C індію може розчинити приблизно 4 % InSb. Протягом вистигання розплаву спочатку кристалізується InSb, а потім збагачена індієм евтектика. Індію, припаяний до InSb, забезпечує досить міцне з'єднання. Необхідно, однак, усунути з поверхні розплавленого індію окисний шар за допомогою стеаринової кислоти.

В обох гальваномагнітних ефектах поверхня напівпровідника практично не впливає на властивості приладів. Тому спеціальна обробка поверхні, необхідна при виготовленні діодів та тиристорів, для гальваномагнітних приладів не потрібна. Ця перевага не тільки спрощує технологічний процес виготовлення, але й забезпечує триваліший термін служби приладів.

Перетворювач Холла на неферромагнітній підкладці. Тонка напівпровідникова пластина завтовшки 0,1 мм наклеюється на керамічну підкладку з приблизно таким самим, як і в напівпровідника коефіцієнтом лінійного розширення (наприклад, підкладка з алунду) (рис.4.42). Необхідна товщина напівпровідникової пластини досягається шліфуванням. Один холлівський провід проходить через поперечний отвір на середині підкладки. Таке розміщення виводу зменшує індукційні наведення в холлівському колі. Як видно з рисунка, холлівські електроди мають помітну ширину, що бажано з багатьох причин:

- покращується механічна міцність контактів;
- зменшується опір між холлівськими електродами;
- зменшується нелінійність залежності напруги Холла

від магнітної індукції при роботі з навантаженням;

■ не відбувається істотного розігрівання напівпровідника, якщо приєднати навантаження до вихідного кола внаслідок занадто високої густини струму біля холлівських електродів.

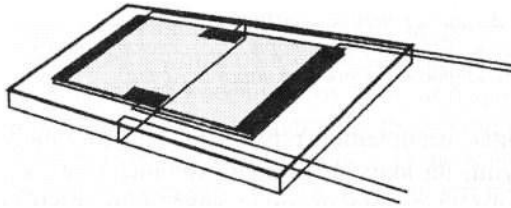


Рис. 2.14. Конструкція перетворювача Хома на ізолюючій підкладці

Крім конструкції, показаної на рис. 2.14, холлівські електроди часто наносять на прямокутні або трикутні (у формі хвоста ластівки) виступи на напівпровідниковій пластині. При цьому холлівські електроди опиняються ззовні чутливої області напівпровідника, на яку діє магнітне поле. Крім того, в цьому випадку забезпечується хороша відтворюваність ширини холлівських електродів.

На рис. 2.15 показано область пластини перетворювача Холла з прямокутним контактним виступом. Пластину такої форми можна виготовити, якщо нанести на напівпровідниковий захисний шар відповідний лак за потрібним рисунком та видалити зайвий лак за допомогою хімічного травлення. Можна також захистити поверхню напівпровідника металевією маскою, а надлишок матеріалу видалити піскоструминною обробкою.

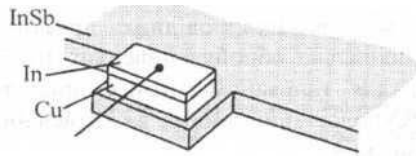


Рис. 2.15. Виступ на пластині перетворювача Холла для приєднання холлівського електрода

Відстань як між керуючими, так і між холлівськими електродами становить звичайно кілька міліметрів. При нерівномірному нагріванні напівпровідника між кожною парою електродів може виникнути термо - ЕРС, що зумовлює помилки при вимірюваннях, наприклад, магнітного поля. Щоб зменшити відстань між електродами, використовують форму пластин, показану на рис. 2.16

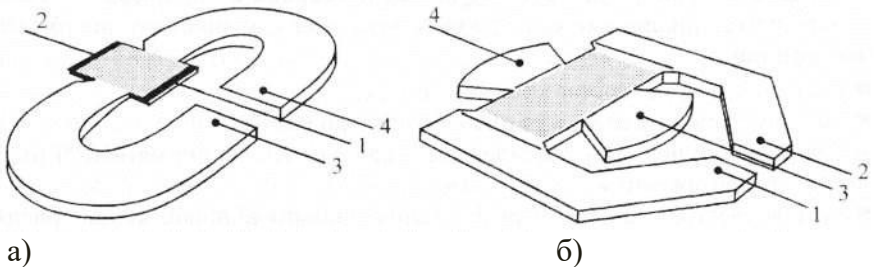


Рис. 2.16. Перетворювач Холла без впливу паразитної термо-ЕРС: а) для сенсорів магнітного поля: б) для модуляторів: 1,2- електроди для керуючого струму; 3,4 - електроди для зняття напруги Холла)

Конфігурація на рис. 2.16,а сприяє зменшенню термо-ЕРС між холлівськими електродами 3 і 4. Для цього виступи, на яких розміщені холлівські електроди, видовжені, наближені один до одного та розділені лише невеликим проміжком, необхідним для проходження

одного з струмових (керуючих) виводів. У випадку конфігурації на рис. 2.16,б дії магнітного поля підлягає лише затемнена ділянка на середині пластини. Виступи для підпаювання керуючих виводів 1 і 2 наближені один до одного, а проводи припаюються до кінців цих виступів. При цьому їх теплової взаємодії можна уникнути, вміщуючи пластину перетворювача на підкладку, зроблену з матеріалу із хорошою теплопровідністю.

Після підпаювання виводів до напівпровідникової пластини визначають чутливість приладу. Звичайно між холлівськими електродами існує деяка залишкова напруга навіть за відсутності магнітного поля. Її можна звести до мінімуму підпилюванням пластини поблизу холлівських електродів. Після зниження залишкової напруги готовий прилад герметизують за допомогою синтетичних смол. Для забезпечення особливої стабільності роботи приладу його захищають керамічними пластинами з обох боків. Товщину затемненої області пластини перетворювача Холла на рис. 2.33,6 можна довести до 5 мкм. Оскільки безпосереднє припаювання виводів до пластини такої товщини є складним завданням, використовують такий метод: товщину прямокутної напівпровідникової пластини доводять до 20...30 мкм, потім вибірково травленням (після маскування) одержують пластину із заданими контурами. Після захисту контактних виступів пластину піддають другому, досить тривалому, хімічному травленню для зменшення товщини чутливої області до потрібного значення. Перетворювач Холла з кількома парами керуючих та холлівських електродів має вищий коефіцієнт корисної дії (ККД).

Перетворювач Холла на феритовій підкладці. Часто необхідною вимогою до перетворювача Холла є не тільки мала товщина напівпровідникової пластини, але й малий

ефективний повітряний проміжок. Для відповідності цій вимозі напівпровідникову пластину бажано наклеювати на феромагнітну підкладку з високим опором та коефіцієнтом лінійного розширення, близьким до коефіцієнта лінійного розширення напівпровідника. Обидві ці вимоги можна задовольнити, застосовуючи феритові підкладки. Незважаючи на те, що індукція насичення феритів рідко перевищує 0,4 Тл, в більшості випадків цього буває достатньо.

Ферити можна легко шліфувати до потрібної товщини. На рис. 2.17 показаний перетворювач Холла на феритовій підкладці; в якому на пластину напівпровідника накладена друга феритова пластинка, розміри якої менші від розмірів напівпровідникової пластини. Такий перетворювач Холла з феритовим корпусом можна використовувати в різних металевих та феромагнітних колах, наприклад, у магнітному колі помножувача.

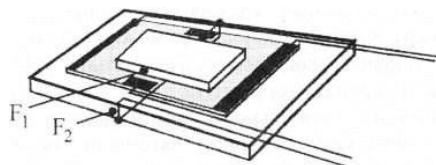


Рис. 2.17. Феритовий перетворювач Холла (F1 і F2 - феритові пластини)

Двоколекторні магнітотранзистори.

Подальший розвиток ідеї збільшення магніточутливості біполярних “горцевих” транзисторів реалізовано в двоколекторному магнітотранзисторі (ДМТ) з горизонтальними колекторами. ДМТ - це звичайний біполярний р-п-р-транзистор, колектор якого поділено на дві частини (рис. 2.18,а). Його принцип дії такий. При ввімкненні ДМТ за схемою зі спільним емітером і

резисторами навантаження в колах колекторів (мостова схема), за відсутності магнітного поля, інжектвані емітером носії заряду (дірки) приблизно порівну розподіляться між колекторами. Струми обох колекторів будуть однаковими, і різниця потенціалів між ними буде дорівнювати нулю. У поперечному магнітному полі V^+ відбувається перерозподіл інжектваних зарядів між колекторами, при цьому струм колектора $K2$ збільшується, а струм колектора $K1$ зменшується, що спричиняє розбалансування мостової схеми. Це приводить до зміни напруги між колекторами. При цьому зі збільшенням магнітного поля напруга збільшується. Коли змінюється напрям магнітного поля (V^-), струм колектора $K2$ зменшується, а струм колектора $K1$ збільшується і, відповідно, змінюється знак напруги U між колекторами.

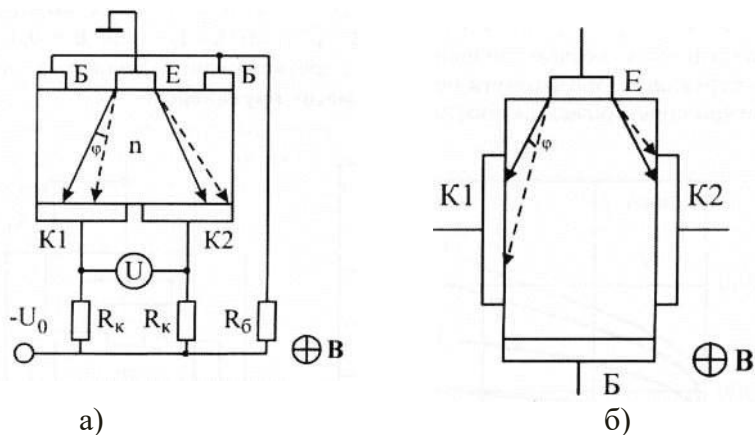


Рис. 2.18. Структури двоколекторних магнітотранзисторів

Поряд з вказаним перерозподілом інжектваних носіїв заряду між колекторами відбувається також зміна ефективної товщини бази. У розглянутій конструкції в магнітному полі відбувається зменшення ефективної

товщини бази лівої частини колектора і, відповідно, збільшення правої частини, тобто струм колектора К1 збільшується, а струм К2 - зменшується. Цей ефект протилежний ефекту перерозподілу носіїв заряду і приводить до зменшення магніточутливості ДМТ.

Вказаний недолік усувають ДМТ з “вертикальними” колекторами], в яких омичний контакт до бази і емітер розміщені з різних боків від колекторів (рис. 2.18,б). Магнітне поле, поряд з ефектом перерозподілу носіїв між колекторами, зменшує ефективну товщину бази, якщо струм колектора К2 збільшується, і, відповідно, збільшує товщину бази для колектора К1. Отже, зміна ефективної товщини бази додатково збільшує струм колектора К2 та зменшує струм колектора К1. Таким чином, зміна ефективної товщини бази додатково збільшує струм колектора К2, а також зменшує струм колектора К1, що призводить до додаткового зростання магніточутливості ДМТ.

На рис. 2.19 наведені вихідні характеристики ДМТ, виготовленого з германію n-типу з $\rho \approx 0,4 \text{ Ом} \cdot \text{м}$, $L_p \approx 3 \text{ мм}$ і розміром $1 \times 1 \times 4 \text{ мм}$. Вольт-амперні характеристики колекторів подібні до характеристик звичайного біполярного транзистора. Внаслідок відмінності між колекторними р-п-переходами (за площею і струмами втрати) їх струми за відсутності магнітного поля дещо відрізняються. Після прикладання магнітного поля, струм одного колектора збільшується, а іншого — зменшується. Напруга між колекторами зростає і при $V > 0,7 \text{ Тл}$ досягає насичення. Максимальна магніточутливість і лінійність характеристики перетворення спостерігаються в області малих магнітних полів. Магніточутливість досягає значень $(2-5) \cdot 10^5 \text{ В/А} \cdot \text{Тл}$ при $V < 0,4 \text{ Тл}$. Вона значно перевищує магніточутливість перетворювачів Холла. Із зниженням

температури спостерігається зростання магніточутливості. Іншим методом збільшення магніточутливості є збільшення напруженості електричного поля в базі ДМТ. Оскільки перерозподіл потоків носіїв відбувається під дією сили Лоренца, яка пропорційна до швидкості руху носіїв заряду, зростання швидкості руху носіїв за рахунок збільшення напруженості електричного поля в базі повинне приводити до зростання магніточутливості. Збільшення напруженості електричного поля в базі ДМТ при заданому рівні інжекції можна здійснити за допомогою додаткового омичного контакту, розміщеного поряд з емітером .

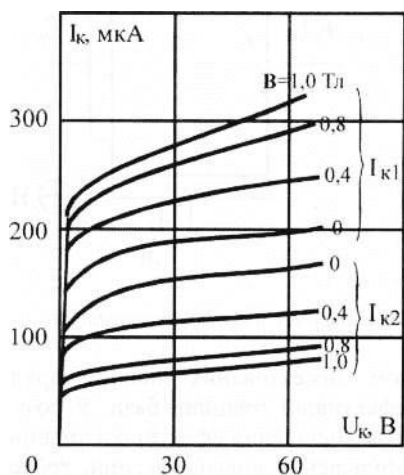


Рис. 2.19. Статичні вихідні характеристики “торцевого ” двоколекторного планарного магніотранзистора

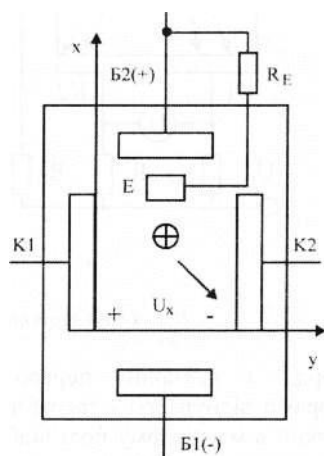


Рис. 2.20. Структура двоколекторного магніотранзистора

На рис. 2.20 наведена планарна структура такого ДМТ, виконаного з кремнію $\rho \ll 1,0-1,5 \text{ Ом} \cdot \text{м}$. Роль емітера і колектора виконують дифузійні p- області. Базою служить підкладка n-типу, активною областю бази -

область між емітером і колекторами, активними областями емітерного і колекторного р-п- переходів - їх бокові стінки. Коли струм проходить через Б2-Б1, напруга збільшує електричне поле в базі, яке викликає зростання швидкості руху носіїв, і, відповідно, зростання сили Лоренца. У розглянутій структурі при зміні струму через базові контакти Б2, Б1, можна встановлювати необхідну напруженість електричного поля в базі. На рис. 2.21 показані залежності напруги між колекторами планарного ДМТ від індукції магнітного поля при різних співвідношеннях струмів, які протікають через емітер і прилеглий базовий контакт. При постійному загальному струмі $I_b + I_e$ дія омичного контакту Б2 зводиться до шунтування емітера і зменшення його ефективності. Незважаючи на це, магніточутливість значно зростає, оскільки зі збільшенням електричного поля в базі зростає відхиляюча дія сили Лоренца на інжектовані носії заряду. При достатньо високих значеннях напруженості електричного поля магніточутливість зменшується. Магніточутливість такого ДМТ з додатковим омичним контактом до бази для лінійної області становить 10^5 В/А • Тл, що на порядок більше від ДМТ, однак без контакту Б2.

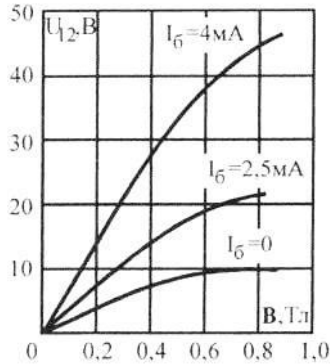


Рис. 2.21. Залежність напруги між колекторами планарного двоколекторного магнітотранзистора від магнітної індукції при $I_e + I_6 = 5 \text{ mA}$

У розглянутій конструкції проявляється поле Холла під час проходження струму через Б2-Б1, однак воно має мале значення через велику ширину бази. Обмеженням ширини бази відстанню між колекторами можна отримати значну різницю потенціалів. Зі збільшенням напруги Холла магніточутливість буде зростати. Максимальну магніточутливість можна отримати у планарному ДМТ, виконаному на діелектричній підкладці. В такій конструкції перерозподіл носіїв заряду між колекторами здійснюється під дією сили Лоренца (як у звичайному планарному ДМТ) і електричного поля Холла, яке виникає в активній базі, коли протікає базовий струм. Для експериментального визначення областей колекторів, яким відповідає найбільше значення магніточутливості при зміні напруженості електричного поля в базі, колектори планарного ДМТ розділені на окремі (рис. 2.22,а). На цьому ж рисунку подані залежності вихідного сигналу для кожної області розділених колекторів ДМТ від індукції магнітного поля при оптимальному значенні напруженості

електричного поля в базі (рис. 2.22,б). Найбільшою магніточутливістю характеризуються середні області колекторів $K1''$, $K2''$. Кожна з областей колекторних переходів робить внесок у магніточутливість, тому при паралельних увімкненнях усіх областей вихідний сигнал зростає (рис. 22,в крива 2). Однак збільшувати довжину колекторів більше ніж L_p недоцільно, оскільки інжектовані носії заряду не досягають цієї частини колектора внаслідок рекомбінації в базі. Залежність чутливості від відстані між колекторами має максимум (рис. 2.39, в крива 3, d_{\max} відповідає $0,5 - L_p$), зумовлений тим, що при зменшенні d зменшується ефект перерозподілу інжектованих носіїв заряду між колекторами, а при збільшенні d зростає рекомбінація носіїв заряду в базі. Температурна залежність вихідного сигналу визначається температурною залежністю колекторних струмів у магнітному полі. Струмова магніточутливість ДМТ максимальна, коли кут між вектором густини струму неосновних носіїв заряду в базі і вектором магнітної індукції близький до $\pi/2$, $3\pi/2$ і практично перетворюється на нуль при кутах $0, \pi, 2\pi$.

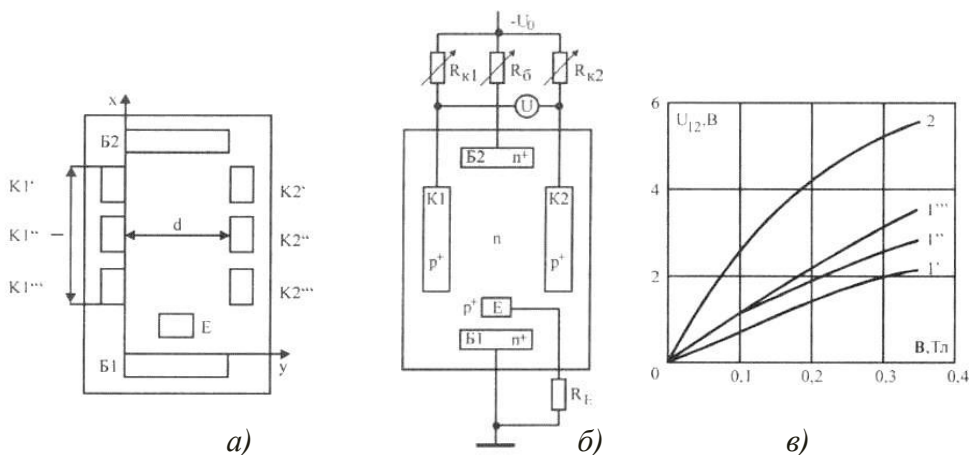


Рис. 2.22 Конструкція двоколекторного магнітотранзистора з розділеними колекторами (а), схема його увімкнення (б) і

експериментальні залежності амплітуди його вихідного сигналу від магнітної індукції (B): 1'-1''—увімкнена одна з пар колекторів; 2 — колектори на кожній грані з'єднані разом

Характер залежностей вольтової магніточутливості від кута повороту ДГ в магнітному полі для різних режимів роботи аналогічний до струмів залежностей магніточутливості. Максимальна напруга між колектора відповідає напрямку індукції магнітного поля, перпендикулярному до вектору густини струму неосновних носіїв заряду в базі.

Одноперехідний магнітотранзистор — це триелектродний прилад з одним р-n-переходом між двома омичними контактами (рис. 2.23). р-n-перехід вмикається у

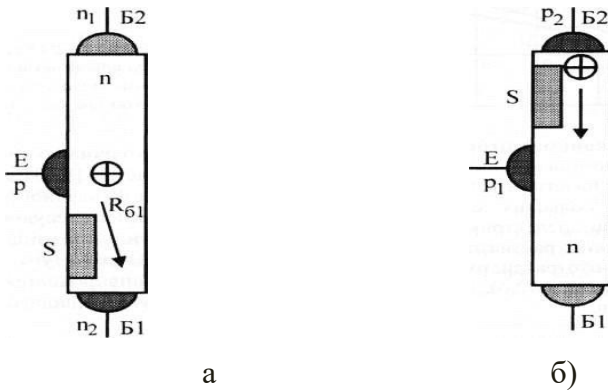


Рис. 2.23. Структури одноперехідних магнітотранзисторів

прямому напрямку і створює нерівноважну провідність, яка залежить від магнітного поля. В обох колах одноперехідного магнітотранзистора існують області від'ємного опору: в колі емітер-база S-типу, а в колі база-база N-типу.

Одноперехідні магнітотранзистори називають симетричними, коли р-n перехід розташований на середині міжбазової (Б1-Б2) області, і несиметричними

коли р-n-перехід зміщений. Якщо у звичайних одноперехідних транзисторах d/L має мінімальне значення для кращих перемикальних властивостей, то одноперехідному магнітотранзисторі це співвідношення повинне бути досить великим для проявлення магнітодіодного ефекту. Робота одноперехідного магнітотранзистора базується на модуляції опорю нижньої частини бази $R_{б1}$ неосновними носіями заряду, інжекттованими з емітера. Поперечне магнітне поле, як і в “довгих” діодах, може відхиляти носії до бокових граней бази і тим самим зменшувати їх дифузійну довжину, а, відповідно, і глибину модуляції опорю R_{e1} . У роботі магнітотранзистора в режимі постійного струму напруга ввімкнення $U_{ВВ} = I_{б1} \cdot R$ (R - початковий опір нижньої частини бази за відсутності інжекції з емітера) і залишкова напруга із зростанням індукції магнітного поля збільшуються. При цьому залишкова напруга збільшується значно сильніше, оскільки її зростання зумовлене збільшенням $R_{б1}$ за рахунок одночасного зменшення

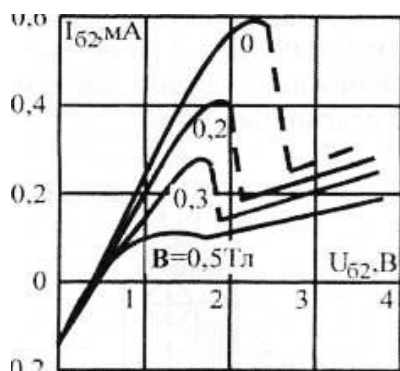


Рис. 2.24. Сімейство ВАХ база-база симетричного одноперехідного магнітотранзистора в різних магнітних полях при $U_{eб} = 0,43$ В

рухливості і довжини дифузійного зміщення неосновних носіїв заряду L_p . Для збільшення залежності L_p від магнітної індукції, i , відповідно, залишкової напруги від магнітної індукції, на поверхні нижньої частини бази можуть бути створені S-області з підвищеною швидкістю рекомбінації.

На рис. 2.24. наведені сімейства ВАХ база-база симетричного одноперехідного магнітотранзистора. Інжекцію носіїв можна створити і з будь-якого базового контакту. В такій конструкції (рис. 2.23,6) основним параметром, який залежить від магнітного поля, буде $U_{ВВ}$. Інжектвані з прямозмещеного базового р-п-переходу (Б2) носії заряду будуть досягати центрального р-п-переходу і змінювати його струм насичення. Якщо перехід ввімкнено у зворотному напрямку, то його струм буде повністю визначатися концентрацією неосновних носіїв, інжектваних з базового р-п-переходу, які дійшли до центрального р-п-переходу. Інжекцією з базового р-п-переходу можна модулювати опір нижньої частини бази, тим самим зменшуючи $U_{ВВ}$. У магнітному полі, яке відхиляє інжектвані з базового р-п-переходу носії до області з високою швидкістю рекомбінації, початковий опір бази зростає, що приводить до збільшення $U_{ВВ}$. Якщо прикласти магнітне поле в протилежному напрямку, $U_{ВВ}$ зменшується.

Польовий гальваноманіторекомбінаційний (ПГМР) магнітотранзистор складається з напівпровідникової пластини 1, провідність якої близька до власної (рис. 2.25,а), і одного або двох польових електродів для підведення керуючої напруги, ізольованих шарами діелектрика 3. На торцях пластини розміщені струмові електроди 2,5. Магнітотранзистор ПГМР-типу має МДН-

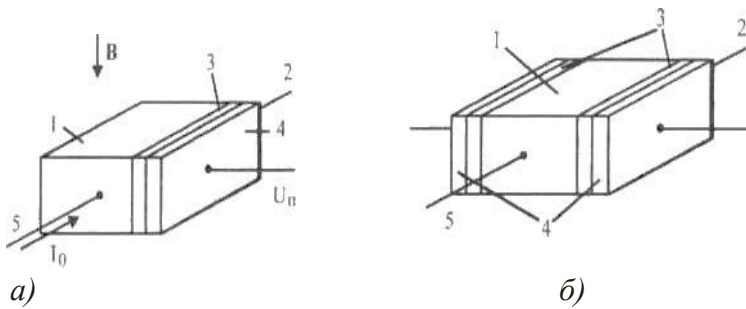


Рис. 2.25. Польовий гальваномагніторекombaційний магнітотранзистор із структурами МДН (а) і МДНДМ (б)

структуру. Існує також інша структура магнітотранзистора: метал-діелектрик-напівпровідник-діелектрик-метал (МДНДМ) (рис. 2.26,Б), в якій керуюча напруга підводиться до обох польових електродів.

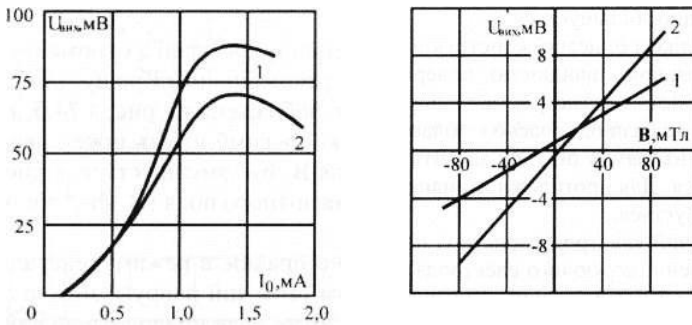


Рис. 2.26. Залежність вихідної напруги ПГМР магнітотранзисторів із структурою МДН (1) і МДНДМ (2) від струму живлення при $B = 1$ мТл (а) і від магнітної індукції при $I_0 = 0,8$ мА (б)

Робота ПГМР магнітотранзистора з МДН-структурою базується на зміні концентрації носіїв заряду в напівпровіднику під дією магнітного поля, поперечного і поздовжнього електричних полів. Якщо такий

магнітотранзистор розташувати в магнітному полі так, що магнітні силові лінії будуть перпендикулярними до поздовжньої складової електричного поля, і прикласти до електродів керуючу напругу, відбудеться перерозподіл концентрації носіїв заряду за перерізом пластини в напрямку дії сил Лоренца. При цьому залежно від різниці швидкостей поверхневої рекомбінації на гранях пластини, де розташовані польові електроди, і напрямку сил Лоренца відбувається зменшення або збільшення опору ПГМР магнітотранзистора.

4.9. Тонкі плівки для візуалізації магнітного поля

Пластини або тонкі плівки ортофериту або ферит-гранату, вісь найменшого намагнічування яких перпендикулярна до плоскої поверхні, мають доменну структуру навіть за

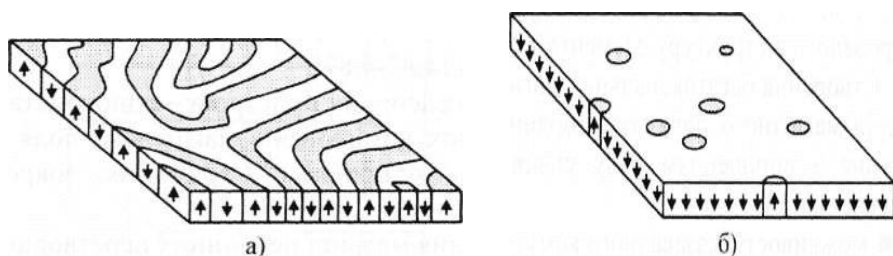


Рис. 2.27. Доменна структура (а) ферит-гранату та циліндричні магнітні домени, утворені під дією магнітного поля (б)

відсутності магнітного поля (рис. 2.27, а), затемнені домени намагнічені в одному напрямку, незатемнені - в іншому. При прикладанні зовнішнього магнітного поля H ,

напрявленого перпендикулярно до площини пластини, відбувається збільшення тих доменів, намагніченість яких збігається з напрямком поля, і зменшення (стягування) доменів, намагніченість яких протилежна до напрямку поля. Коли поле досягає критичного значення, домени, які зменшуються, раптово стискаються і переходять у циліндричні магнітні домени (ЦМД) (рис. 2.27, б). При подальшому збільшенні поля радіус ЦМД монотонно зменшується і при досягненні ним третини початкового значення домени зникають. Пластинка вважається однорідно намагніченою вздовж поля. Циліндричні магнітні домени є стійким магнітним станом, який існує у певному діапазоні напруженості магнітного поля, що дає змогу здійснити візуалізацію магнітного поля по площині пластини або тонкої плівки. Цими доменами також можна керувати, переміщувати в площині кристала, генерувати нові домени поділом та знищувати їх у пристроях, які називають анігіляторами. Це дозволяє також виконувати на основі ЦМД функції пам'яті та логіки. Однак такі пристрої не виконують функції сенсорів і в цій роботі розглядатися не будуть. Монокристалічні плівки феритгранатів, які містять вісмут, використовуються в магнітооптичних сенсорних пристроях. Такі плівки застосовуються для реєстрації слабких магнітних полів, які повільно змінюються, тому до їх швидкодії не ставляться особливі вимоги. Однак у деяких випадках, при реєстрації достатньо потужних імпульсів магнітного поля, швидкодія стає визначальним параметром. Якщо магнітне поле незначне, то динамічним параметром, який лімітує швидкодію, є рухливість доменних стінок, а при достатньо високому значенні магнітного поля - гранична швидкість доменних стінок. В основному застосовуються три типи монокристалічних плівок феритгранатів із вмістом вісмуту:

- Плівки без швидко релаксуючих іонів і, відповідно, з малим загасанням і високою рухливістю доменних стінок - $(\text{Bi}, \text{Y}, \text{Gd})_3(\text{Fe}, \text{Ga})_5\text{O}_{12}$ на підкладках $(\text{Gd}, \text{Ca})_3(\text{Mg}, \text{Zr}, \text{Ga})_5\text{O}_{12}$ з орієнтацією (111).

- Плівки з підвищеним значенням гіромагнітного співвідношення та високою граничною швидкістю доменних стінок — $(\text{Bi}, \text{Tm}, \text{Gd})_3(\text{Fe}, \text{Ga})_5\text{O}_{12}$ на підкладках $\text{Gd}_3\text{Ga}_5\text{O}_{12}$ з орієнтацією (111).

- Плівки з ромбічною магнітною анізотропією і високою граничною швидкістю доменних стінок — $(\text{Bi}, \text{Y}, \text{Lu}, \text{Pr})_3(\text{Fe}, \text{Ga})_5\text{O}_{12}$ на підкладках $(\text{Gd}, \text{Ca})_3(\text{Mg}, \text{Zr}, \text{Ga})_5\text{O}_{12}$ з орієнтацією (210) .

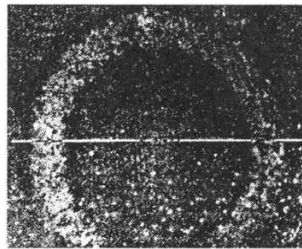


Рис. 2.28. Картина розподілу магнітного поля, створеного Sm-Co-кільцем діаметром

Картина розподілу магнітного поля, створеного Sm-Co-кільцем діаметром 10 мм, наведена на рис. 2.28. Для вивчення динамічних і амплітудних характеристик трьох типів плівок феритгранатів з вісмутом імпульсне магнітне поле H_p прикладали вздовж нормалі до площини плівки. За необхідності співвісно до імпульсного поля прикладається поле зміщення, а перпендикулярно — постійне планарне магнітне поле. При $H_p < 150$ А/м тривалість імпульсу магнітного поля становить не більше 5 нс, а при $H_p < 1500$ А/м — не перевищує 10 нс.

Картина магнітного поля, створеного струмом 100 мкА з частотою 50 кГц, що протікає по мідному дроті діаметром 200 мкм, зображена на рис. 2.29.

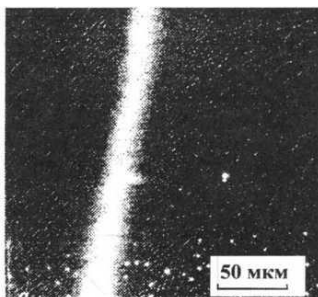


Рис. 2.29. Картина магнітного поля, 10 мм створеного струмом 100 мкА з частотою 50 кГц, що протікає по мідному дроті діаметром 200 мкм

Для вивченого діапазону зміни H_p зміна магнітного стану плівок відбувається за рахунок руху доменних стінок. Реєстровані амплітудно-часові характеристики визначаються, як правило, динамікою смугових доменів. Якщо амплітуда і тривалість імпульса магнітного поля достатні для намагнічування плівки до насичення, то відбувається колапс ЦМД і зародження доменів після закінчення імпульсу. Високу швидкодію (тривалість фронту сигналу фотовідгуку менша ніж 20 нс) магнітооптичних сенсорів магнітного поля забезпечують як плівки з підвищеним гіромагнітним співвідношенням, так і плівки з ромбічною магнітною анізотропією. Недоліком перших є низька термостабільність динамічних параметрів, якої можна позбутися введенням швидко релаксуючих іонів. Недоліком плівок з ромбічною магнітною анізотропією є більша коерцитивна сила (до 790 А/м), що знижує чутливість сенсорів магнітного поля.

Для магнітооптичних сенсорів магнітного поля тонкі плівки феритгранатів повинні задовольняти такі вимоги: високу магнітооптичну добротність; високу рухливість доменних стінок; низьку коерцитивну силу; мале поле насичення (для сенсорів слабких магнітних полів); малий розмір доменів.

Крім ферит-гранатів та ортоферитів як візуалізатори магнітних полів доцільно також використовувати тонкі шари немато-холестеричних сумішей рідких кристалів, оскільки орієнтація нематиків у магнітному полі відбувається внаслідок їхньої діаманітної анізотропії, а прикладене магнітне поле приводить до зміни кроку спіралі закручування рідкого кристала, що відбивається на реєстрованій картині при використанні системи поляризатор-аналізатор. Крок спіралі P збільшується із зростанням зовнішнього прикладеного магнітного поля H , причому існує критичне значення магнітного поля H_c , різне для кожної суміші, після прикладання якого крок спіралі прямує до безмежності (рис. 4.106). Залежність кроку спіралі від дії зовнішнього магнітного поля наведено на рис. 2.30.

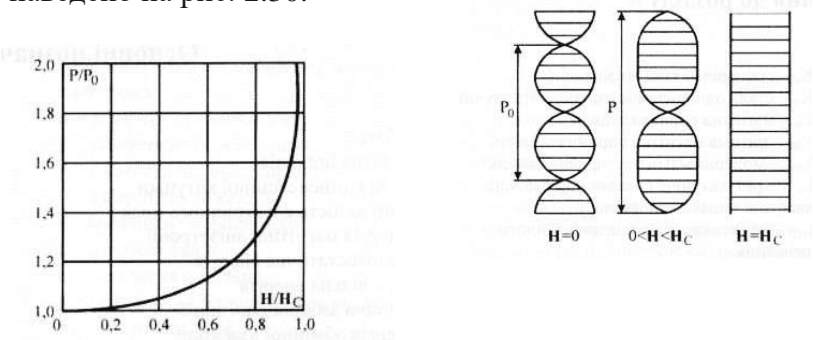


Рис. 2.30. Залежність кроку спіралі P від напруженості магнітного поля H у нормалізованому вигляді та схематичне зображення обертання директора

Розділ 3

МІКРОЕЛЕКТРОННІ СЕНСОРИ МЕХАНІЧНИХ ВЕЛИЧИН

До сенсорів механічних величин можна віднести сенсори сили, тиску, прискорення (акселерометри), переміщення тощо.

Силою F називається векторна величина, що є мірою механічної дії на матеріальну точку або тіло з боку інших тіл або полів. Сила вважається повністю заданою, якщо відомі її чисельне значення, напрямок та точка прикладення.

Тиском p називається фізична величина, що дорівнює межі відношення чисельного значення нормальної сили ДРН, яка діє на ділянку поверхні тіла площею ΔS , до величини ΔS , якщо ΔS прямує до нуля:

$$p = \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \frac{\Delta F_n}{\Delta S} = \frac{dF_n}{dS}$$

Прискоренням a називається векторна величина, що характеризує швидкість зміни швидкості руху точки (тіла) і дорівнює першій похідній від швидкості v або другій похідній від пройденого шляху l за часом t :

$$a = dv/dt = d^2l/dt^2$$

В Міжнародній системі одиниць сила вимірюється в ньютонах (Н), тиск - в паскалях ($1 \text{ Па} = 1 \text{ Н/м}^2$), прискорення - в м/с^2 .

Для вимірювання тиску застосовуються також позасистемні одиниці:

- бар ($1 \text{ бар} = 10^5 \text{ Па}$);
- міліметр ртутного стовпця ($1 \text{ мм рт. ст.} = 133.322 \text{ Па}$);
- міліметр водяного стовпця ($1 \text{ мм вод. ст.} = 9.80665 \text{ Па}$);
- технічна атмосфера ($1 \text{ ат} = 9.80665 \cdot 10^4 \text{ Па}$);

- фізична атмосфера ($1 \text{ атм} = 1.01325 \cdot 10^4 \text{ Па}$).

Рівень звукового тиску L вимірюється в белах (Б) або децибелах (дБ) за формулою:

$$L = 2k \lg(p_{\text{эф}} / p_0^*)$$

де $k=1$, якщо звуковий тиск вимірюється в белах, і $k=10$, якщо в децибелах; $p_{\text{эф}}$ ефективний тиск хвилі; p_0^* - умовний поріг звукового тиску ($p_0^* = 2 \cdot 10^{-5} \text{ Па}$).

Для вимірювання прискорення використовують також величину прискорення вільного падіння $g = 9.81 \text{ м/с}^2$

Для вимірювання механічних величин використовуються сенсори ємнісного, п'єзорезистивного (тензометричного), магнітопружного, індуктивного, п'єзоелектричного, піроелектричного та акустоелектронних типів. В табл. 3.1 наведені порівняльні характеристики деяких типів сенсорів тиску].

За конструктивними-технологічними ознаками мікроелектронні сенсори механічних величин поділяються на напівпровідникові, тонкоплівкові та товстоплівкові, за типом конструкції - на об'ємні та плоскі.

Принцип дій ємнісних сенсорів ґрунтується на зміні ємності чутливого елемента (ЧЕ) - діафрагми внаслідок дій сили, тиску або прискорення. Такі сенсори характеризуються високою точністю, надійністю та простотою виготовлення.

У більшості випадків ємнісні сенсори включаються в мостову схему. На виході сенсора у вигляді сигналу електричної напруги виходить перетворена за допомогою підсилювача і модулятора. Цей спосіб обробки сигналів вимагає дорогої електроніки та елементів узгодження мостової схеми, ускладнюється можливість інтегрування.

Таблиця 3.1

Характеристики основних типів сенсорів тиску

Тип	Принцип роботи	Діапазон вимірювання	Похибка, %	Переваги	Недоліки
Ємнісний	Відхилення діафрагми, що є однією з пластин конденсатора, під дією сили викликає зміну ємності	70 Па-1.4 МПа	0.05	Висока точність та чутливість; міцність; висока термостабільність робочих характеристик	Висока вартість; непридатність при високому тиску
Індуктивний	Відхилення діафрагми під дією тиску зумовлює зміну індуктивності моста або диференційного трансформатора	280Па - 70МПа	0.5	Великі вихідні сигнали; широкий діапазон вимірювання	Температурна нестабільність; чутливість до ударів та вібрацій
П'єзочувствительний	Зміна опору чутливого елемента під дією тиску	3.5кПа - 70МПа	0.02-0.5	Висока чутливість; малий гістерезис; міцність;	Низькі вихідні сигнали; чутливість до зміни температури

ий				широкий температурний діапазон	
ГТезо-електричний	Поява електростатичної V напруги на кристалі кварцу або сегнетової солі під дією тиску	0.7 кПа-70МПа	1	Не потрібне джерело збуджуючої напруги; широкий діапазон вимірювання тиску; широкий температурний діапазон	Низькі вихідні напруги; низька точність; недостатня стабільність

Ємнісні сенсори статичних деформацій включають, як правило, у мостові схеми перемінного струму. Ємнісні сенсори динамічних деформацій живляться від джерела постійного струму. Для досягнення високої чутливості в ємнісних сенсорах використовуються джерела поляризації з великими напругами (більше 100 В) і вибираються відносно малі значення сумарної ємності. Основними недоліками ємнісних сенсорів є велика чутливість до струмів витоку. Тому широке застосування одержали ємнісні сенсори з електронною схемою перетворення на виході ємності в частоту.

Принцип дії тензометричних сенсорів оснований на використанні п'єзореzystивного ефекту. На основі цього ефекту та досягнень в області технології мікроелектроніки розроблено цілий клас перспективних і сучасних сенсорів тиску для застосування в різних галузях. Тензометричні сенсори відрізняються простотою, надійністю конструкції,

вимірюють тиск у широкому діапазоні частот і температур, живлення вимірювальних ланцюгів здійснюється перемінною і постійною електричною напругою. Основні недоліки тензометричних сенсорів у порівнянні з ємнісними такі: високі вимоги до чистоти вихідних матеріалів, складність технології обробки, залежність тензочутливості від температури і висока вартість.

Принцип роботи магнітопружних сенсорів тиску ґрунтується на використанні перемінної магнітної проникності та змінної залишкової намагніченості. Їх конструкція містить замкнуте магнітне коло і змінює магнітну проникність внаслідок дії тиску. Основною перевагою магнітопружних сенсорів є високий механічний опір, тобто малий прогин мембрани під навантаженням у поєднанні з низьким електричним опором [2.1].

Індуктивні сенсори зі змінним повітряним зазором також мають низький вихідний електричний опір, але їхня механічна міцність на кілька порядків нижча, ніж у магнітопружних. Вимірювальним колом може служити будь-яка мостова схема, придатний для індуктивних сенсорів. Індуктивні сенсори зручно використовувати в диференційній схемі. У порівнянні з напівпровідниковими та ємнісними індуктивні сенсори більш громіздкі, мають обмежений діапазон частот (до 5 кГц) та порівняно низьку чутливість. Їхніми перевагами є висока надійність в умовах зовнішніх впливів та великий термін збереження.

В п'єзоелектричних сенсорах тиску застосовують кварц, сегнетову сіль, дигідрофосфат амонію, сульфат літію, титанат барію тощо, а також п'єзоелектричні композиційні матеріали, відомі як електрети: полівінілденфторид, полівінілхлорид тощо. Основними типами деформації, що використовуються в конструкції п'єзоелектричних сенсорів, є деформація по товщині і довжині та об'ємна деформація. Тезоелектричні сенсори

чутливі до зовнішніх впливів, тому їх ЧЕ повинні бути захищені від вібрації та ударів.

Галузі застосування сенсорів механічних величин. В цілому галузі використання сенсорів тиску визначаються можливим діапазоном вимірювання (табл. 2.2).

*Таблиця
3.2.*

Галузі використання сенсорів тиску

Рівень тиску	Галузь використання
40 мбар	Вимірювання рівня рідини в пральних і посудомийних машинах
100 мбар	Порохотяги, контроль фільтрів, вимірювання розходу
200 мбар	Вимірювання кров'яного тиску
1 бар	Барометри, регулювання запалювання і впорскування в автомобільних двигунах
2 бар	Вимірювання розрідження на такті всмоктування в автомобільних двигунах
Юбар	Вимірювання тиску масла і стиснутого повітря в гальмівній системі автомобіля; холодильники
50бар	Пневматичні системи, промислові роботи
500 бар	Гідравлічні системи, будівельні машини

При використанні напівпровідникових сенсорів тиску враховують високу чутливість, швидкодію, здатність витримувати перевантаження, лінійну безінерційну характеристику. ЧЕ таких сенсорів забезпечують одержання великих електричних сигналів без застосування попередніх підсилювачів. В їх конструкціях підкладка з напівпровідниковою (кремнієвою) мембраною виконується у вигляді єдиної гібридної інтегральної мікросхеми, на якій крім ЧЕ тиску, розташовуються операційний підсилювач з регульованим коефіцієнтом підсилення і схема компенсації

нульового сигналу і температурної зміни чутливості. Смісні сенсори з ЧЕ у вигляді тонкої мембрани з монокристалічного кремнію, виготовлені з використанням методів мікроелектроніки та хімічної мікрообробки застосовуються для контролю запалювання, змащення й охолодження моторів, де потрібні висока чутливість, надійність і міцність.

Широке застосування знайшли тензометричні ЧЕ на керамічній підкладці, розраховані на використання у високотемпературних агресивних середовищах у багатьох галузях промисловості. Керамічний вимірювальний елемент складається з мембрани та пластини, виконаних з оксиду алюмінію і з'єднаних скляними кільцями.

Для контролю рівня рідини застосовуються товстоплівкові сенсори тиску на основі потенціометрів. В них використовуються такі переваги товстоплівкових потенціометрів, як висока роздільна здатність, низький температурний коефіцієнт опору (ТКО) та простота монтажу. Подальше покращення характеристик товстоплівкових сенсорів пов'язане з використанням ємнісної і п'єзорезистивної мембран. Виготовлення сенсорів обох типів ґрунтується на використанні матеріалів і процесів товстоплівкової технології, що забезпечує жорсткі калібрувальні характеристики шляхом підгонки компонентів гібридної схеми. Товстоплівковий тензосенсор має вищу чутливість, ніж металічний, низьке значення ТКО і кращу можливість калібрування, ніж кремнієвий [2.20].

Основною областю використання товстоплівкових сенсорів ємнісного та п'єзорезистивного типів є автомобільна промисловість. Вони використовуються також у тих галузях промисловості, де вимоги до мініатюризації не є основними, а умови експлуатації - досить жорсткі.

3.1. Тонкоплівкові ємнісні сенсори тиску

Основа тонкоплівкових ємнісних сенсорів тиску складає поліамідна плівка, яка має високу механічну міцність та постійні характеристики в широкому температурному діапазоні. Як правило, використовується плівка типу ПМ-1Э або аналоги товщиною 10- 20 мкм. В сенсорах такого типу чутливий елемент 1 (рис. 3.1), виготовлений з поліамідної плівки, знаходиться між основою 2 та гнучкою мембраною 3. На поверхні основи та мембрани методом вакуумного напилення нанесені обкладки 4, а навколо них - захисні екрани 5. Елементи конструкції сенсора з'єднуються за допомогою клею 6 та кріпляться на профілі поверхні 7. З'єднувальні електропровідні виводи металізуються. Тонкоплівкові ємнісні сенсори тиску внаслідок великої гнучкості можна розміщати на тілах з великою кривизною, в важкодоступних місцях, на тонких профілях.

Стінки перфорованої комірки під дією тиску працюють у режимі пружного стиску. Мембрана сенсора по периферії отвору (комірки) перфорації працює в режимі вигину. Поза межами зони чутливого елемента тонка плівка (де знаходяться металізовані виводи та екрани) працює на пружний стиск. У всіх цих режимах роботи сенсора в плівці можуть відбуватися зміни її лінійних розмірів (ширини, довжини та товщини). Всі шорсткості, виступи шарів клею деформуються завдяки рівномірній пружності клею. Оскільки чутливий елемент сенсора виготовлений з суцільної тонкої плівки, опорними реакціями по радіусу перфорації можна знехтувати, оскільки вони мають місце тільки при великих деформаціях чутливого елемента.

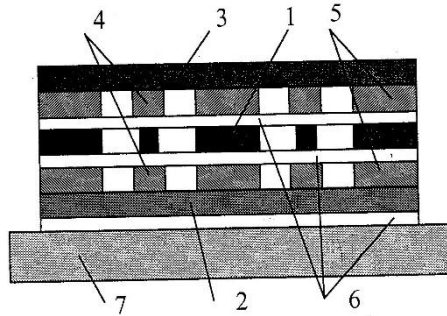


Рис. 3.1. Схематичне зображення тонкоплівкового ємнісного сенсора тиску: 1 - чутливий елемент; 2 - основа; 3 - мембрана; 4 - обкладки; 5 - захисні екрани; 6 - клей; 7 - профіль поверхні

Сумарна відносна зміна ємності такого сенсора дорівнює

$$\frac{\Delta C}{C_1} = \frac{a^4 p (1 - \mu^2) n C_r}{16 E b^3 t (C_2 + n C_r)}$$

де: C_r - ємність п-о Т комірки з газовим діелектриком; C_1 початкова ємність сенсора; C_2 - ємність стінки комірки; a - радіус комірки; b - товщина гнучкої мембрани; p - тиск; E - модуль пружності Юнга; μ - коефіцієнт Пуассона; n - кількість комірок.

При зміні тиску на величину Δp товщина чутливого елемента під обкладками змінюється на величину Δl , відповідно електрична ємність C змінюється пропорційно до тиску на величину ΔC , При цьому вихідна напруга ΔU , що знімається з сенсора, пропорційна до опорної напруги $U_{оп}$

$$\Delta U = \frac{\Delta C}{C} U_{оп}$$

Заряд відповідно дорівнює:

$$Q_{\text{оп}} = CU_{\text{оп}}$$

$$\Delta Q_{\text{оп}} = \Delta CU_{\text{оп}}$$

На рис. 3.2 показані два можливі варіанти конструкції тонкоплівкових ємнісних сенсорів тиску: з суцільним та перфорованим діелектриком відповідно. Електроди виконуються з алюмінію або нікелю, діелектрик - з поліамідної плівки товщиною 12-18 мкм. На рис. 3.3 наведена форма електродів тонкоплівкових ємнісних сенсорів тиску, на рис. 3.4 - вигляд перфорованої поліамідної плівки.

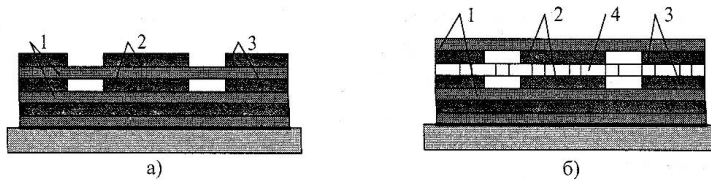


Рис. 3.2. Варіанти конструкції тонкоплівкових ємнісних сенсорів тиску: а) з суцільним діелектриком; б) з перфорованим діелектриком: 1 - суцільна поліамідна плівка; 2 - електроди; 3- екрани; 4 - перфорована поліамідна плівка

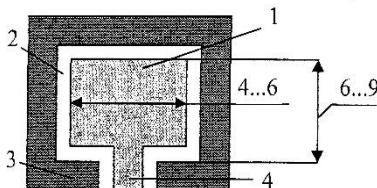


Рис. 3.3. Електроди тонкоплівкових ємнісних сенсорів тиску: 1- електрод; 2 - поліамідна плівка; 3 - екран; 4 - вивід

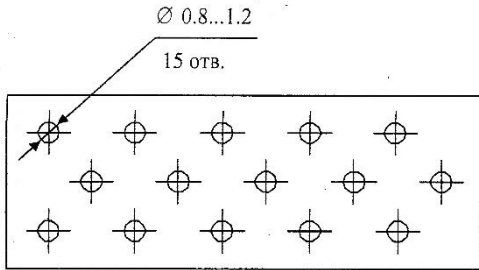


Рис. 3.4. Перфорована поліїмідна плівка

Для виготовлення сенсорів використовується металізована алюмінієм або нікелем поліїмідна плівка, на якій методом фотолітографії формується задана конфігурація елементів, або поліїмідна плівка товщиною 12- 18 мкм, на яку методом випаровування та конденсації в вакуумі наносяться через маску шари металу (алюмінію або нікелю). До металевих шарів з алюмінію або нікелю приварюються виводи, що закріплюються зверху струмопровідним клеєм. Для зменшення впливу електромагнітних завад чутливі елементи сенсорів захищені екранами з тих самих металів.

Для типових тонкоплівкових ємнісних сенсорів з газовим діелектриком, які мають 55...60 комірок, характерні такі основні параметри:

товщина мембрани, мкм : 12... 18;

розміри чутливих елементів, мм : 4...9;

діаметр перфорації, мм : 0,6...0,8;

коефіцієнт перетворення чутливого елемента: $3T0^9...4-10\sim 8$;

межі вимірювання пульсації тиску, Па : 10...8000;

робочий діапазон температури, °С : 0- 150;

товщина сенсора, мкм : 70 - 80;

ємність сенсора, пФ : 15 - 40;

похибка вимірювання, % : 1,0;
діаметр комірки, мм : 4...5;
температурний коефіцієнт нестабільності вихідного сигналу, 1/ °С : 10⁻³.

В залежності від типу діелектрика тонкоплівкових ємнісних сенсорів тиску - суцільного чи перфорованого, сенсори мають деякі відмінності в характеристиках. Обидва сенсори мають лінійні градувальні характеристики, які не залежать від пульсацій тиску в діапазоні частот 60-400 Гц.

Перспективність застосування ємнісних мікроелектронних сенсорів тиску та інших механічних величин пов'язана з їх високими фізико-механічними та електрофізичними властивостями. Ємнісні елементи мають високу чутливість, що дозволяє ефективно підвищувати точність та швидкодію сенсорів, їх малі розміри та маса забезпечують високу вібростійкість і мінімальне споживання енергії. Вони добре узгоджуються з інтегральною електронною апаратурою, що дозволяє об'єднати в одній конструкції сенсора вторинний пристрій.

2.5. Товстоплівкові ємнісні сенсори тиску та сили

Товстоплівкові сенсори використовуються для вимірювання абсолютного, відносного та диференційного тисків. Вони всі базуються на вимірюванні зміни ємності внаслідок деформації мембрани під дією тиску. В цьому випадку товщина мембрани, в основному круглої форми, є значно меншою, ніж її радіус. Для оцінки деформації, принаймні для слабких деформацій, важливим є тільки напруження при вигині.

На рис. 3.5 показана напружена мембрана ємнісного сенсора. Відхилення мембрани на відстані g від центра структури визначається як:

$$y(r) = p \frac{3(1 - \mu^2)}{16Et^2} (R_m^2 - r^2)^2$$

де p - тиск (Н/м^2); R_m - радіус мембрани (м); t - товщина мембрани (м); E - модуль Юнга для матеріалу мембрани (Н/м^2), μ - коефіцієнт Пуассона для матеріалу мембрани.

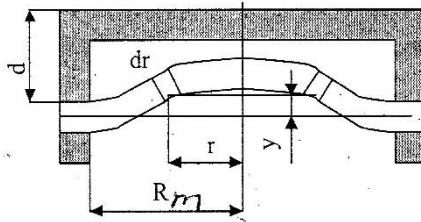


Рис.3.5. Схематичне зображення напруженої мембрани емнісного сенсора тиску

Для малих деформацій емність системи визначається як:

$$C = \int_0^{R_m} \frac{2\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r}{d - y(r)} r dr \equiv \frac{1}{d} \pi \varepsilon_0 \varepsilon_r \int_0^{R_m} \left(1 + \frac{y(r)}{d}\right) r dr \quad (2.20)$$

Де ε_0 - діелектрична проникність вакууму; ε_r - діелектрична проникність заповнюючого матеріалу.

Інтегрування рівняння дозволяє отримати емність системи

$$C = \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r R_m^2}{d} + \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r (1 - \mu^2) R_m^4}{16 E d^2 t^2} p$$

і відносну чутливість

$$\frac{\delta C}{C_0} = \frac{(1 - \mu^2) R_m^4}{16 E d t^2} p$$

де C_0 - емність системи при нульовому тиску; δC - зміна емності, спричинена тиском.

Одним з найвідповідальніших етапів проектування ємнісних сенсорів, є вибір матеріалів, оскільки від них залежать деякі метрологічні характеристики, зокрема, відтворюваність характеристик, гістерезис та температурна стабільність. Крім цього необхідно визначити максимальний прогин мембрани, необхідний для отримання прийняттого відхилення лінійності. Як правило, лінійна характеристика отримується у випадку, коли прогин становить не більше половини товщини мембрани ($y_{\max}(r=0) < t/2$); за межами цієї границі лінійність характеристики перетворення можна забезпечити засобами вторинної обробки сигналу.

Електроди отримуються трафаретним друком і відпалом металевого провідного шару на зовнішній стороні жорсткої конструкції і на мембрані; електроди також покриті склом для запобігання міграційним ефектам внаслідок різниці вологостей або напруг.

Збирання компонентів сенсора проводиться після пайки скляним припоем, трафаретного друку і відпалу на краях структури. В основному вибирається скло з низькою температурою плавлення (400...500 °С) . У деяких випадках один і той самий скляний припій використовується для створення механічної структури приладу (відстані між електродами) і як підкладка для електродів.

На рис.3.6 наведена структура ємнісного сенсора для вимірювання відносного тиску. Як показано на рис.3.6, на жорсткій частині приладу нанесені два круглих концентричних електроди, на мембрані тільки один електрод відповідного діаметра. Таким чином, утворюються два конденсатори СР і Ск, перший з яких формує вимірюваний сигнал, а другий є опорним. Ємність цих конденсаторів визначається як [2.23]:

$$C_p = C_{p0} \left[1 + Kp \left(\frac{R_i^6}{3} - R_i^2 R_m^2 + R_i^2 R_m^4 \right) \right]$$

$$C_R = C_{R0} \left[1 + Kp \left(\frac{R_2^6 - R_1^6}{3} - R_m^2 (R_2^4 - R_1^4) + R_m^4 (R_2^2 - R_1^2) \right) \right]$$

де $K=3(1-\mu^2)/(16Et^2)$; C_{p0} - ємність вимірювального конденсатора при нульовому тиску, C_{R0} - ємність опорного конденсатора при нульовому тиску; R_1 - внутрішній радіус вимірювального електрода; R_2 - внутрішній радіус опорного електрода; R_i - зовнішній радіус вимірювального електрода.

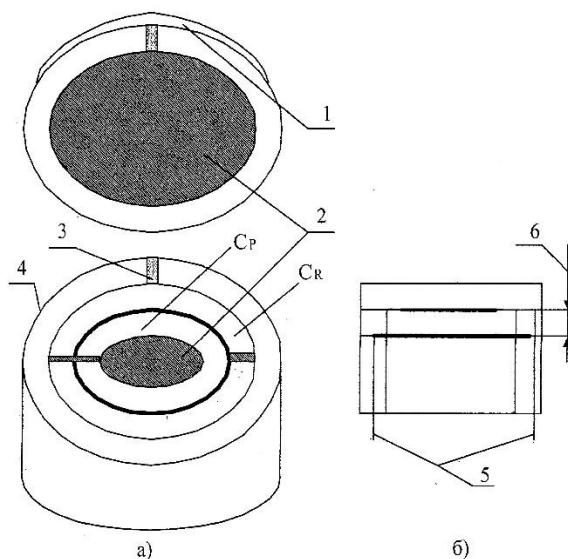


Рис 3.6.. Ємнісний сенсор тиску: а) вигляд чутливого елемента; б) схематичне зображення конструкції: 1 - мембрана; 2 - провідники; 3 - вентиляційний отвір; 4- прокладка кріплення; 5 - електроди; 6 - відстань, що впливає на величину ємності

На рис. 3.7 наведена залежність ємностей C_p та C_R товстоплівкового сенсора від прикладеного тиску.



Рис. 3.7. Залежність ємностей сенсора від відносного тиску

В такій схемі опорний конденсатор дозволяє компенсувати теплові ефекти та забезпечує нечутливість до змін питомої ємності заповнюючого діелектричного матеріалу.

На рис. 3.8 показана структура товстоплівкового сенсора диференційного типу для вимірювання перепадів тиску. В цьому сенсорі вся механічна структура виготовляється з окису алюмінію. Сенсор заповнений силіконовим маслом при тиску трохи більшому, ніж зовнішній тиск, так, що при нульовому тиску $p_2 - p_1 = 0$, мембрани мають незначний вигин назовні. Шари S_1 та S_2 , які формують підкладки для внутрішніх електродів, отримуються трафаретним друком і відпалом скляної кераміки на структурі Al_2O_3 і виконують також функцію обмежувачів мембран при надмірних тисках.

Враховуючи симетричність конструкції сенсора, можна отримати формулу, яка пов'язує ємності двох секцій з тиском

$$\frac{1}{C_1} - \frac{1}{C_2} = c \frac{F(p_2 - p_1)}{\epsilon_0 \epsilon_r p r_a}$$

Де $F = 3(1 - \mu^2)R^4 / (16Et^3)$; r_a - середній радіус електродів, c - коефіцієнт корекції, який враховує кривизну мембран, $p = (p_1 + p_2) / 2$ - середній тиск рідини.

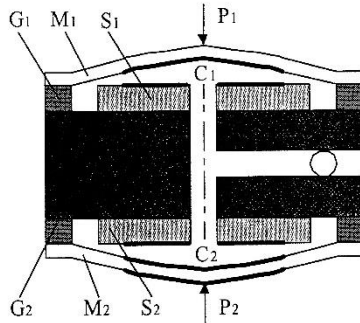


Рис.3.8. Схематичне зображення диференційного сенсора тиску: C_1 і C_2 - вимірювальні конденсатори; M_1 і M_2 напружені мембрани; G_1 і G_2 - кільця зі скляного припою; S_1 і S_2 - шари, які формують підкладки для внутрішніх електродів

У випадку неповної симетрії співвідношення стає складнішим, оскільки воно повинне враховувати різниці в геометрії двох секцій сенсора. Більше того, внутрішній тиск p є функцією як температури, так і середнього тиску рідини $p = (p_1 + p_2) / 2$. Вихідна характеристика сенсора залежить від температури і якщо термокомпенсація не використовується, зростання температури стає досить суттєвим. Компенсація температурних ефектів може бути досягнута засобами аналогової схемотехніки .

В промисловому виробництві для температурної компенсації і контролю цілісності системи застосовується мікропроцесор, який порівнює значення температури, виміряної платиновим термометром, розміщеним всередині структури, і величини $1 / C_1 + C_2$, пропорційної до температури.

В сенсорах абсолютного або відносного тиску використовується методика вимірювань, яка базується на вимірюванні різниці фаз між піками сигналів, отриманих з формувачів струму конденсатора $C_{\text{вим}}$, що вимірюється, і

опорного конденсатора $C_{оп}$.

Такі схеми функціонують у діапазоні частот від 40 до 50 кГц і досить просто забезпечують отримання стандартного діапазону вихідних сигналів (наприклад, від 0 до 5 В) навіть при слабкому підсиленні (коефіцієнт підсилення приблизно 10). Це забезпечує прийнятне співвідношення сигнал-шум і покращує теплову стабільність і термін служби. Вихідний сигнал може бути описаний формулою .

$$\frac{U_{вих}}{U_{ж}} = A - B \frac{C_{оп}}{C_{вим}}$$

де $U_{вим}$ - вихідна напруга; $U_{ж}$ - напруга живлення; A і B - константи, які служать для компенсації конструктивних допусків у конденсаторах і для керування чутливістю.

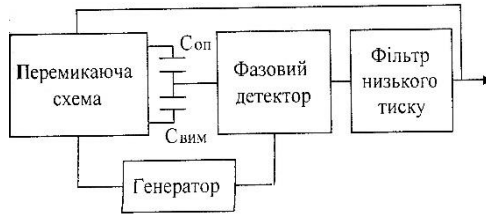


Рис.3.9. Блок-схема вимірювання різниці фаз

Сенсори диференційного типу вимірюють тиск у діапазоні від 1 кПа до приблизно 300 МПа з похибкою менше 0,1% і тепловим зсувом 0,01%/°С в температурному діапазоні в 100 °С.

Відома конструкція товстоплівкового ємнісного сенсора сили, в якій нижній нерухомий електрод складається з чотирьох частин (рис. 3.10). Верхній рухомий електрод (мембрана) деформується під дією сили, що приводить до зміни кожного з чотирьох конденсаторів. Такий сенсор може вимірювати не тільки величину, але й напрямок дії сили .

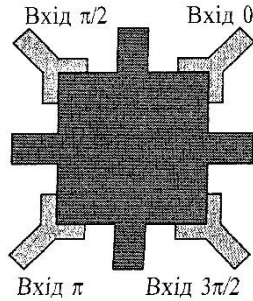


Рис.3.10. Конструкція ємнісного сенсора сили

2.6. Товстоплівкові тензорезистивні сенсори сили та тиску

В тензорезистивних товстоплівкових сенсорах тиску та сили використовується явище п'єзорезистивного ефекту. Для характеристики п'єзорезистивного ефекту використовується поняття коефіцієнта деформаційної чутливості опору K , яка визначається за формулою :

$$K = \frac{dR(\varepsilon)}{Rd\varepsilon} = \frac{\Delta R(\varepsilon)}{R\varepsilon} = \frac{\Delta R(\varepsilon)}{R} \frac{L_R}{\Delta L_R}$$

де: R - номінальний опір резистора; L_R - номінальний розмір резистора; ΔL_R абсолютна зміна розміру резистора під впливом деформації; $\varepsilon = \Delta L_R / L_R$ - відносна зміна розміру резистора під впливом деформації; $\Delta R(\varepsilon)$ - абсолютна зміна опору резистора під впливом деформації.

На рис. 2.37 показано структуру підкладки з плівковим резистором. Результуючий коефіцієнт деформаційної чутливості можна показати в такому вигляді :

$$K = K_0 \left(\frac{d\varepsilon_x}{d\varepsilon} + \frac{d\varepsilon_y}{d\varepsilon} + \frac{d\varepsilon_z}{d\varepsilon} \right) + \frac{d\varepsilon_x}{d\varepsilon} - \frac{d\varepsilon_y}{d\varepsilon} - \frac{d\varepsilon_z}{d\varepsilon}$$

де: $\varepsilon_x, \varepsilon_y, \varepsilon_z$ - складові вектора деформації відповідно в напрямку осей x , y та z .

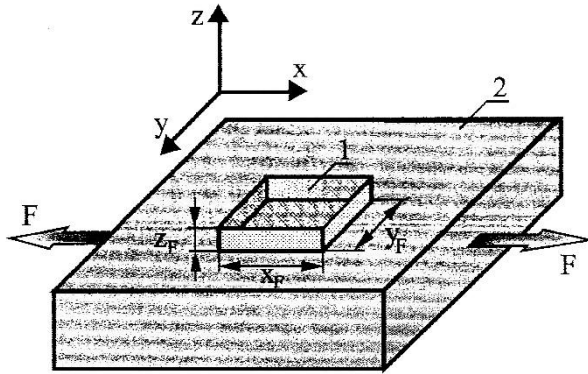


Рис. 3.11. Структура підкладки з плівковим резистором: 1 - резистор; 2 - підкладка

В залежності від напрямку струму I в резисторі і напрямку його деформації можна визначити такі види деформаційної чутливості [2.35]:

- поздовжня $K_L(\varepsilon = \varepsilon_x, I \parallel I_x)$;
- поперечна $K_T(\varepsilon = \varepsilon_y, I \parallel I_x)$;
- перпендикулярно-поздовжня $K_P(\varepsilon = \varepsilon_z, I \parallel I_x)$;
- перпендикулярна $K_Q(\varepsilon = \varepsilon_z, I \perp I_x)$;

Товстоплівковий резистор характеризується досить міцним з'єднанням з підкладкою в горизонтальній площині. Враховуючи, що підкладка має значно більший модуль поздовжньої пружності, ніж резистивний шар, а товщина підкладки суттєво перевищує товщину резистивного шару, можна вважати, що деформація резистивного шару і підкладки приблизно однакові. Це припущення спрощує розрахунок і дозволяє звести його до аналізу деформації поверхні товстоплівкового резистора. Коефіцієнти окремих видів деформаційної чутливості мають різні величини

$$K_L = K_0(1 - \mu_p - \mu_r) + 1 + \mu_p + \mu_r$$

$$K_L = K_0(1 - \mu_p - \mu_r) - 1 - \mu_p + \mu_r$$

$$K_p = -1$$

$$K_Q = 1$$

де: μ_r і μ_t - це коефіцієнти Пуассона відповідно для підкладки та резистивного шару.

Якщо виконується умова, що $K_0 > 4$, то для типових величин коефіцієнтів справедливе співвідношення :

$$K_Q > K_P > K_T > K_L$$

До основних робочих параметрів коефіцієнтами тензосенсора крім коефіцієнта тензочутливості (тензоефіцієнта) відносяться температурний коефіцієнт опору (ТКО), вимірний при нульовій деформації, та температурний коефіцієнт тензоефіцієнта, який необхідно мінімізувати. Часткова компенсація впливу температури на опір і тензоефіцієнт може бути досягнута при використанні моста Вітстоуна, який має два або чотири активних (чутливих до деформацій) плеча. В цьому випадку відносна зміна опору перетворюється в напругу $\Delta U/U_m = n\Delta R/R$, де U_m - напруга збудження моста, $n = 0,5$ або $1,0$ при використанні моста з двома або чотирма плечами, відповідно.

Типові резистивні пасти характеризуються коефіцієнтами поздовжньої деформаційної чутливості K_L в межах 2-18, хоча деякі матеріали мають вдвічі більшу величину K_L .

Значення коефіцієнта K_L для типових резистивних матеріалів наведені в табл. 3.3.

На рис.3.12. показана відносна зміна опору внаслідок натяжної стискувальної деформації при паралельній і перпендикулярній до напрямку струму деформації в товстоплівкових резисторах.

Згідно з основами теорії пружності напруження консолі (рис. 3.13) довжиною l , товщиною h , шириною b , один кінець якої закріплений, а на інший кінець діє сила P , визначається як: $\sigma(x) = 6Fx/(h^2b)$

Таблиця 3.3

Значення коефіцієнту G_L для резистивних паст на основі типових оксидів

Тип оксиду	K_L	R , кОм/
$Bi_2Ru_2O_7$	11-13.6	1-100
$GdBi_2Ru_2O_7$	17-18	10
$GdBi_2Ru_2O_7$	16	10-100
xRu_2O_7	12-15.5	1-1000
xRu_2O_7	9.8-	1-100
Ru_2O_7 +	4.7-5.1	10-100
Ru_2O	10-12	1
Ru_2O_2	5.2-7.3	1-10

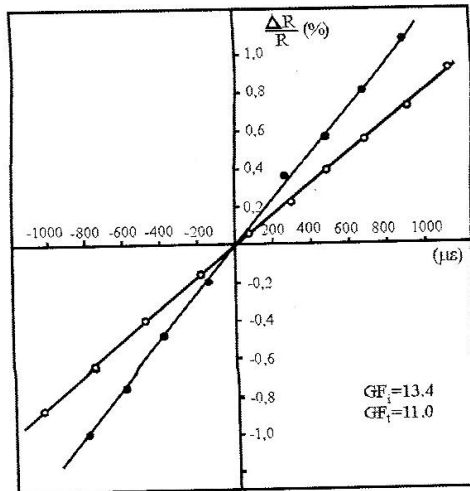


Рис.3.12. Відносна зміна опору при деформації, паралельній і перпендикулярній до напрямку струму в товстошарових резисторах: 1 - поздовжній напрям, 2 - поперечний напрям

Максимальне напруження σ_{\max} має місце на закріпленому кінці, тоді як на середині консолі напруження дорівнює нулю. Відхилення незакріпленого кінця може бути описане як:

$$D=4Fl^3/(Eb^3)$$

де E - модуль Юнга для матеріалу консолі.

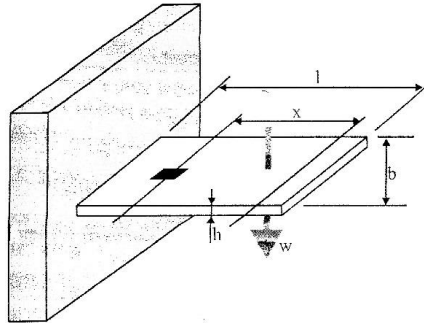


Рис. 3.13. Консольна базова структура для калібрування тензосенсорів

В табл. 2.9 наведені характеристики пружності матеріалів п'єзореzистивних товстоплівкових сенсорів.

Таблиця 2.9.

Характеристики пружності матеріалів п'єзореzистивних товстоплівкових сенсорів

Матеріал	Модуль Юнга (ГПа)	Міцність (МПа)	Максимальна деформація	ТКМЮ, ppm/°C
96% оксиду	270-300	280-300*	1000	7,5
Ітрій, стабілізов	200	200-500*	2500	9,5-10,5
Сталь	206	250-1000**	1000-4000	10-20

Примітки: ТКМЮ - температурний коефіцієнт модуля Юнга, * - міцність на вигин, ** - границя текучості.

Примітки: ТКМЮ - температурний коефіцієнт модуля Юнга, * - міцність на вигин, ** - границя текучості.

Подібний аналіз можна провести також і для сенсорів тиску, які містять круглу мембрану, закріплену на краях. На рис. 3.14 наведено таку мембрану з товщиною h , радіусом a , на яку діє тиск p , рівномірно розподілений по площі пластини. Максимальне відхилення W_{\max} , яке має місце при $r = 0$, тут визначає подальшу умову, за якою лінійне співвідношення між напруженням і тиском спостерігається при вигинанні без розтягування.

$$W_{\max} = 3pa^2(1-\mu^2)/(16Eh^3)$$

Радіальні і дотичні напруження на поверхні пластини можуть бути описані як [2.39]:

$$\sigma_t = 3p[a^2(1+\mu) - r^2(1+3\mu)]/(8h^2)$$

$$\sigma_r = 3p[a^2(1+\mu) - r^2(3+\mu)]/(8h^2)$$

З цих рівнянь видно, що $\sigma_r = \sigma_t = 3pa^2(1+\mu)/(8h^2)$ при $r=0$, а на краю мембрани при $r=a$ спостерігається максимальне напруження, тобто $\sigma_r = -3pa^2/(4h^2)$. Останнє значення не може бути перевищене, оскільки це приведе до руйнування пластини.

Радіальні (σ_r) та дотичні (σ_t) напруження на рис. 3ю14 розраховані для таких умов: $p = 0,98$ МПа, $h = 650$ мкм, $\mu = 0,2$, $E = 270$ ГПа.

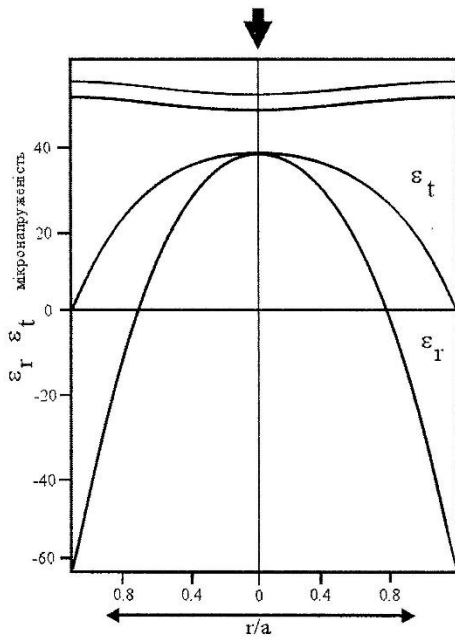


Рис. 3.14. Кругла, закріплена на краях мембрани під дією тиску

Найчастіше п'єзорезистивні властивості товстоплівкових резисторів використовуються в сенсорах тиску. На сьогоднішній день кілька компаній виробляє товстоплівкові сенсори тиску для тисків від менше 1 бар до кількох сотень бар (від 0,1 МПа до 50 МПа).

Найбільшу потребу в таких сенсорах відчуває автомобільна промисловість, особливо при керуванні запаленням і вприскуванням палива в двигунах і внутрішнього згоряння. При вприскуванні палива сенсори тиску використовуються для вимірювання абсолютного тиску забірника патрубку і (випускного колектора), яке разом з вимірюванням температури повітря свідчить про потік маси забору повітря в циліндрі. Точність вимірювання тиску, яка і забезпечується товстоплівковими

сенсорами, становить менше 1,5% для діапазону I від 20% ... 80% повної шкали і 2,5% для повної шкали. В електронних системах! запалювання вимірювання тиску (відносного або атмосферного) використовується I для керування часом запалення іскри. Товстоплівкові сенсори демонструють і високу надійність і тривалий термін служби. Діапазон тиску не перевищує 0,5 МПа, включаючи навіть автомобілі для перегонів.

Іншими галузями застосування товстоплівкових сенсорів тиску є авіаційна радіоелектроніка, контроль за витіканням із труб, які знаходяться під тиском, моніторинг тиску в телефонних кабелях (0,12...0,15 МПа) для запобігання попадання води в кабелі, які знаходяться під землею. Сенсори високого тиску використовуються в повітряних та масляних системах автомобілів, у лініях видавлювання (екструзії) полімерів тощо.

Розвиток електроніки для рухомих об'єктів поставив досить жорсткі вимоги до умов експлуатації сенсорів: широкий діапазон робочих температур, вібрація, забруднення, вологість тощо. Цим вимогам відповідають товстоплівкові сенсори, що пов'язано з лінійністю і симетричністю п'єзоелектричної реакції товстоплівкових резисторів (зміни опору) для сил, що діють на розтяг і на стиснення, та доброю повторюваністю характеристик, які практично не мають гістерезису. До цього потрібно додати такі традиційні переваги товстоплівкових схем як низький температурний коефіцієнт опору, стійкість до впливу зовнішніх факторів та добру часову стабільність резисторів, що робить товстоплівкові сенсори тиску конкурентоспроможними по відношенню до сенсорів не тільки з металевими, а й напівпровідниковими чутливими елементами.

Конструкція одного з таких сенсорів, показаного на рис. 3.15, виконана у вигляді круглої керамічної мембрани,

на якій нанесені чотири товстоплівкових резистори, що працюють як мостова схема.

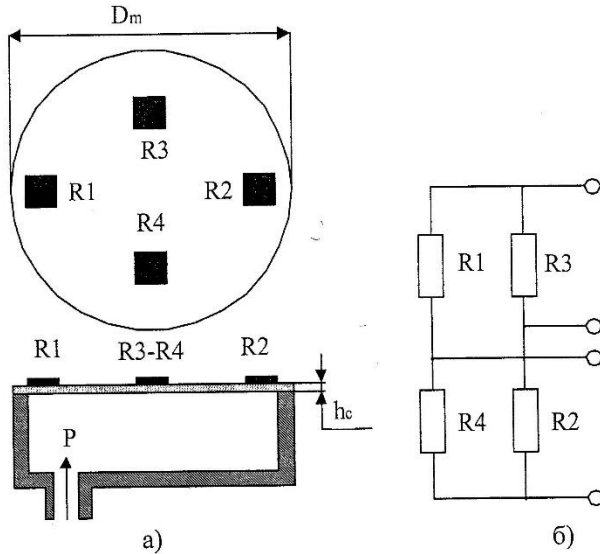


Рис. 3.15. Мембранний сенсор тиску на основі п'єзорезистивного ефекту в товстоплівкових резисторах: а) принцип дії; б) електрична схема

Під дією зовнішньої сили мембрана прогинається, що викликає деформацію резисторів. Два з них (R3 та R4) використовуються як п'єзоелементи. Два інших (R1 та R2) розміщуються на краях мембрани і значно менше піддаються деформації. Відомі також конструкції, в яких резистори виконуються на протилежних сторонах підкладки. В процесі деформації мембрани в резисторах створюються напруження з протилежними знаками, які приводять до лінійного зменшення опору пропорційно до величини прикладеної сили. Вихідна характеристика сенсора лінійна в діапазоні тиску, в якому зміна опору Ш незворотний характер. Діапазон тиску, що вимірюється, можна регулювати конструктивним способом за

допомогою зміни геометричних розмірів сенсора (діаметра або товщини підкладки-мембрани). Для мембрани з типової алундової кераміки діапазон тиску, що вимірюється, можна визначити з формули :

$$P_{\max} \approx 1.5 \cdot 10^8 (2h/D)$$

де: P_{\max} - максимальне значення тиску в Па; h - товщина мембрани; D - діаметр мембрани.

На основі розглянутої конструкції можна побудувати не тільки сенсори абсолютного тиску, а й сенсори, що вимірюють різницю тиску. Нелінійність вихідної характеристики $U_{\text{вих}}(p)$ менша від 1 %, а максимальна відносна похибка не перевищує 1 % в діапазоні температур від 273 К до 343 К.

Замість керамічної підкладки-мембрани в розглянутій конструкції може використовуватися металева підкладка, покрита відповідною емаллю, або навіть непокрита металева підкладка, на якій ізоляційний шар формується безпосередньо в технологічному процесі виготовлення сенсора .В цьому випадку виникають технологічні проблеми формування ізоляційного шару, пов'язані з великою різницею температурних коефіцієнтів розширення металевої підкладки та типових діелектричних паст. Для вирішення вказаної проблеми розроблені спеціальні діелектричні пасти. Для вимірювання високих тисків розроблено конструкцію сенсора, в якому підкладка з товстоплівковими резисторами зазнає дії гідростатичного тиску в маслі, що приводить до зміни об'єму масла і відповідно опору резистора [2.43]:

$$R \cong R_0 \left(1 - \frac{P}{3C_r} \right)$$

де: p - тиск; R_0 та C_r - сталі.

Залежність опору від гідростатичного тиску показана на рис. 2.42.

Використання п'єзоелектричних властивостей товстоплівкових резисторів по осі 02 (товщині шару) дає

можливість побудови мініатюрних сенсорів тиску у вигляді структури типу „сендвіч“, які можуть використовуватися для вимірювання відносно великих значень тиску . Такі сенсори можна умовно розділити на дві групи. До першої групи відносяться сенсори з так званим „поясковим“ опором з традиційним планарним розташуванням резистора та контактних площадок.

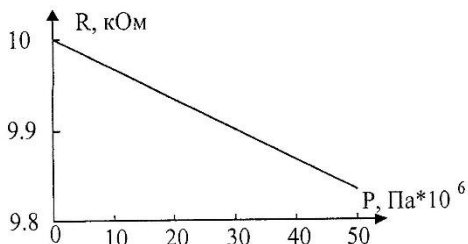


Рис3.16. Залежність опору від гідростатичного тиску

П'єзоелектричний елемент (товстоплівковий резистор) знаходиться між двома керамічними підкладками: базовою та верхньою (рис. 3.17). Сила, що діє на верхню підкладку, викликає деформацію резистора і відповідну зміну його опору. По обидва боки від п'єзочутливого резистора нанесені резистори, які виконують роль опор, тобто фіксують положення верхньої підкладки. Розглянуті сенсори виконані на підкладці площею від 5.5 до 7.7 мм². Вони мають лінійну характеристику для сили, більшої від 30 - 40 Н. Чутливість сенсора залежить від його площі:

$$S_r = \frac{\Delta R}{R} \frac{S}{F}$$

де: S_r - чутливість сенсора; ΔR - зміна опору; R - номінальне значення опору; S - площа поверхні сенсора; F - величина прикладеної сили.

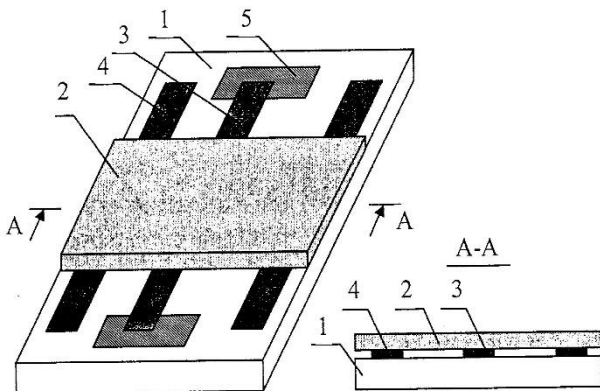


Рис. 3.17. Товстоплівковий сенсор сили з „поясковим” опором: 1 - базова підкладка; 2 - верхня підкладка; 3 - п'єзочутливий резистор; 4 - опорний резистор; 5 - контактна площадка

До другої групи відносяться сенсори з так званим „точковим” опором та ємнісною конструкцією контактних площадок (рис. 2.44).

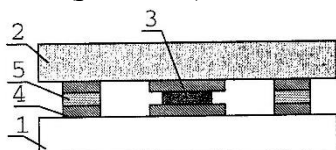


Рис. 3.18. Товстоплівковий сенсор сили з „точковим” опором: 1 - базова підкладка; 2 - верхня підкладка; 3 - п'єзочутливий резистор; 4 - контактна площадка; 5 - ізоляційний шар

Площа резисторів в таких сенсорах становить 0.4 - 0.5 мм². Сенсори мають чутливість порядку 1.9-Ю¹⁰ Па⁻¹, нелінійність - 0.3 %, максимальну межу тиску-20...30.

Широка група товстоплівкових сенсорів тиску виконується у вигляді та званих балкових структур. В таких конструкціях підкладка має форму балки, на якій

наноситься від 1 до 4 резисторів. Один або обидва кінці підкладки знаходяться на опорах. Оригінальна конструкція такого типу (рис. 3.19) запропонована в.

Підкладкою сенсора є фрагмент круглої мембрани у вигляді системи трьох балок, які зсунуті між собою на кут $2\pi/3$. В цій конструкції досягнуто зменшення жорсткості сенсора у порівнянні з класичною круглою мембраною, що підвищує його чутливість та зменшує порогове значення тиску, який можна вимірювати.

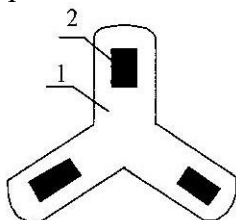


Рис. 2.45. Конструкція сенсора трибалкової форми: 1 - підкладка; 2 - резистор

В цілому можна відзначити, що товстоплівкові сенсори сили (тиску) характеризуються досить широким діапазоном значень, які можна виміряти (до 2-10 Па для тиску та до 200 Н для сили), незначною нелінійністю характеристик. можливістю роботи в широкому діапазоні температур та невисокою вартістю.

РОЗДІЛ 4

СЕНСОРИ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН НА ОСНОВІ РОЗПОДІЛЕНИХ RC-СТРУКТУР

1.1 Основні типи плівкових RC-структур з розподіленими параметрами

Розподілені RC-структури були вперше створені в 1956 році американськими вченими Андерсенем та Шміттом. В англomовній літературі використовується аббревіатура DRC.

RC-структури з розподіленими параметрами використовують, як правило, в мікросхемах у якості фільтрів, а також елементів селективного зворотного зв'язку при побудові активних фільтрів. В останні роки інтерес до розподілених RC-структур викликаний можливістю їх використання в сенсорах фізичних величин, основою на перетворенні параметрів неелектричних вхідних величин у частоту вихідного сигналу.

В загальному випадку DRC є багатошаровою структурою, що може моделюватися тривимірною мережею ємнісних і резистивних елементів, які описуються рівняннями поля Максвелла. Однак, тривимірна модель DRC структур практично не використовується внаслідок складності аналізу. На практиці достатньо точні результати можна отримати на основі одновимірної моделі. При використанні одновимірної моделі виходять з того, що кожен шар структури має однорідну товщину і виконаний з матеріалу з ізотропними властивостями.

Найчастіше використовуються такі типи RC-структур: так звана класична структура DRC, структура R - C – NR та структура C - R - NC.

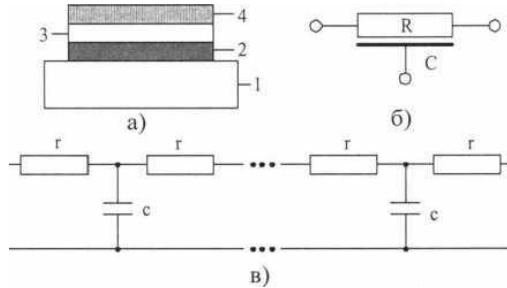


Рис.4.1. Класична структура DRC: а) структура шарів; б) умовне електричне позначення; в) схема заміщення: 1 - підкладка; 2 - провідниковий шар; 3 - діелектричний шар; 4 - резистивний шар

В такій схемі резистивний шар створює розподілений опір структури DRC і в сукупності з діелектричним та провідниковим шарами формує розподілену ємність структури DRC.

За конструктивно - технологічним виконанням структура типу R - C-NR подібна до плівкового конденсатора C з високоомними обкладками і опорами R та NR, N - сталий коефіцієнт). Класична структура DRC є частковим випадком структури R-C-NR, в якій один із резистивних шарів має нульовий опір.

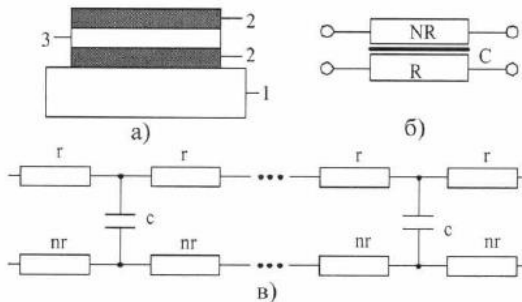


Рис. 4.2. Структура R-C-NR: а) структура шарів; б) умовне електричне позначення; в) схема заміщення; 1 - підкладка; 2 - резистивний шар; 3 - діелектричний шар

Структура типу С - R - NC складається з двох конденсаторів із ємностями С і NR, що мають єдину загальну обкладку з високоомного матеріалу з опором R. Структура C-R-NC при $N = 0$, що відповідає замиканню обох шарів металізації структури, переходить у класичну структуру DRC. На рис. 1.3 показані шари структури C-R-NC, її наближена схема заміщення та умовне електричне позначення.

В таких конструкціях один і той же елемент, наприклад, високоомна плівка, є частиною як резистора, так і конденсатора, параметри яких R і C розподілені вздовж структури. Розрізняють RC-структури з постійними і змінними вздовж конструкції погонними параметрами. Для зміни погонних опорів і ємностей можна міняти як товщину резистивної і діелектричної плівок, так і їх ширину. На практиці найчастіше використовується останній варіант. При цьому зміна ширини структури може бути плавною або ступінчастою.

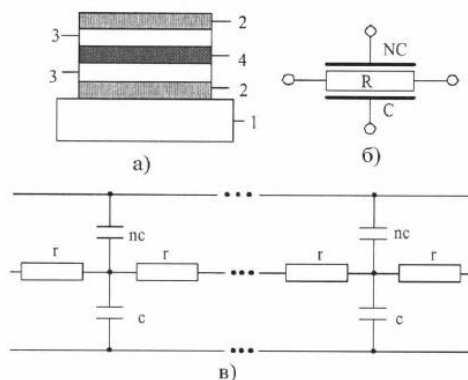


Рис. 4.3. Структура C-R-NC: а) структура шарів; б) умовне електричне позначення; в) схема заміщення: 1 - підкладка; 2 - провідниковий шар; 3 - діелектричний шар; 4 - резистивний шар

Топологія RC-структур

Приклади топологій RC-структур з постійними (однорідні структури) і змінними погонними параметрами наведені на рис. 1.4.

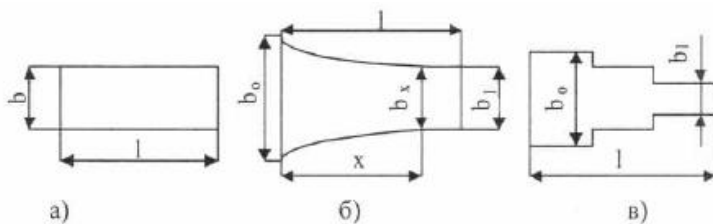


Рис. 4.4 . Топологія RC-структур: а) з постійними параметрами; б) з плавною зміною параметрів; в) зі ступінчастою зміною параметрів

Однорідною називається структура DRC, в якій розподілені опір $r(x)$ та ємність $c(x)$ є сталими і не залежать від відстані вздовж структури, тобто $r(x)=r_0=\text{const}$ та $c(x)=c_0=\text{const}$.

Структура DRC, в якій розподілені параметри $r(x)$ і $c(x)$ змінюються вздовж структури у вигляді визначених функцій, називається *неоднорідною* структурою. Відомі структури, розподілені параметри яких змінюються за експоненціальними, лінійними, гіперболічними та тригонометричними функціями. На практиці найширше застосовуються структури, параметри яких змінюються за експоненціальною та лінійною функціями.

В експоненціальних структурах (ERC-структурах) параметри $r(x)$ і $c(x)$ описуються функціями:

$$\begin{aligned}
 \gamma(x) &= \gamma_0 e^{-Bx}, \\
 c(x) &= c_0 e^{-Bx}, \\
 B &= 0.5 \ln(B_0/B_1),
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

де - B_0 - ширина структури при $x = 0$; B_1 - ширина структури при $x = 1$; l - довжина RC-структури .

Вибір матеріалів для RC-структур суттєво залежить від діапазону робочих частот. RC-структури в сенсорах фізичних величин можуть використовуватися у вигляді фільтрів нижніх частот (ФНЧ), нульових фільтрів (НФ) та фільтрів верхніх частот (ФВЧ). Для однорідних RC-структур визначальною є стала часу τ_{RC} :

$$\tau_{RC} = RC = r_0 c_0 l^2
 \tag{4.2}$$

Для ФНЧ та ФВЧ - частота затухання на рівні 3 дБ.

$$f_{3дБ} = \frac{\pi}{8RC} = \frac{\pi}{8r_0 c_0 l^2}
 \tag{4.3}$$

для НФ - нульова частота f_0 :

$$f_0 = \frac{1,78}{RC} = \frac{1,78}{r_0 c_0 l^2}
 \tag{4.4}$$

де R та C - відповідно повні опір та ємність RC-структури; r_0 та c_0 - відповідно розподілені опір та ємність RC-структури; l - довжина RC-структури .

Частотні властивості RC-структур не залежать від ширини структури, а тільки від властивостей матеріалів та довжини.

В табл. 1.1 вказані частотні властивості деяких матеріалів плівкових RC-структур.

Таблиця 4.1.

Частотні властивості матеріалів плівкових RC-структур

Технологія	Матеріали	τRC	$f_{злб}$, кГц	f_0 , кГц
Тонкоплівкова	Керметні резистори, діелектрик SiO_2	$2 \cdot 10^{-5}$	19.6	89.0
Тонкоплівкова	Резистори Cr-Ni-NiO ₂ , діелектрик Ta ₂ O ₅	$7.5 \cdot 10^{-3}$	0.052	0.238
Товстоплівкова	Рутенієві резистори, кристалічне скло	$4 \cdot 10^{-4}$	0.98	4.46
Товстоплівкова	Рутенієві резистори, діелектрик TiO ₂ і скло	$1,5 \cdot 10^{-3}$	0.262	1.19

1.2. Схеми використання розподілених RC-структур у сенсорах фізичних величин

Якщо величина опору або ємності DRC структури залежить від деякої зовнішньої фізичної величини що характеризує навколишнє середовище, то її стала часу і всі характерні частоти змінюються в залежності від типу функції, яка визначає цю залежність. Наприклад, сталу часу структури можна охарактеризувати, як функцію змінної ξ , і записати у вигляді:

$$\tau_{DRC}(\xi) = R(\xi)C(\xi) \quad (4.5)$$

Для однорідної структури характерною є частота, на якій структура DRC має затухання в 3 дБ:

$$f_{3дб}(\xi) = \frac{\pi}{8R(\xi)C(\xi)\ell^2} \quad (4.6)$$

Вказані особливості покладені в основу використання DRC-структур для вимірювання певної фізичної величини ξ . Як правило, DRC-структуру поміщають у коло зворотного зв'язку підсилювача і при виконанні умов балансу амплітуди та фази отримують схему генератора, в якому величина генерованої частоти буде змінюватися як функція фізичної величини ξ .

Серед широкого класу мікроелектронних генераторів особливу роль відіграють генератори з застосуванням структур RC з розподіленими параметрами. Застосування структури DRC дозволяє в багатьох випадках не тільки спростити конструкцію схеми, але й отримати кращі характеристики, ніж у схемах з зосередженими параметрами.

В генераторах RC достатню селективність можна отримати при 3-4 елементах (конденсаторах та індуктивностях) в колі зворотного зв'язку.

Подальше збільшення кількості елементів не дає додаткових ефектів. Про практиці кількість елементів, необхідних для забезпечення необхідної селективності передавальної функції в RC-генераторах, становить 4 - 6. Завдяки цьому збільшується кількість можливих з'єднань елементів і відповідно збільшується кількість структур, придатних для генерації коливань. Передавальні властивості RC-структури можна оптимізувати підбором

значень параметрів 4-6 елементів.

На практиці генератори з RC-структурами можуть використовуватися генерування гармонічних коливань з частотою від частки Гц до кількох МГц вимагає достатньо великого підсилення. Для цього застосовують багатоступеневі підсилювачі, виконані на дискретних елементах або операційних підсилювачах.

До найбільш відомих генераторів на розподілених RC-структурах, які використовуються в сенсорах фізичних величин, можна віднести: **генератор з фільтром нижніх частот (ФНЧ).**

Покажемо на рисунку схему фільтра на розподілених RC-структурах:

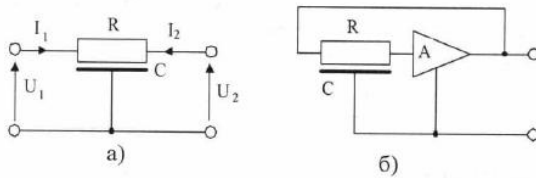


Рис. 4.5. Використання розподілених RC-структур у вигляді ФНЧ: а) схема ФНЧ на RC-структурі; б) структура генератора з ФНЧ

Передавальна функція буде дорівнювати:

$$Td(s) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\text{Cosh} \gamma} \quad (4.7)$$

$$S = j\omega$$

$$\gamma = \sqrt{SRC} = \sqrt{j\omega RC}$$

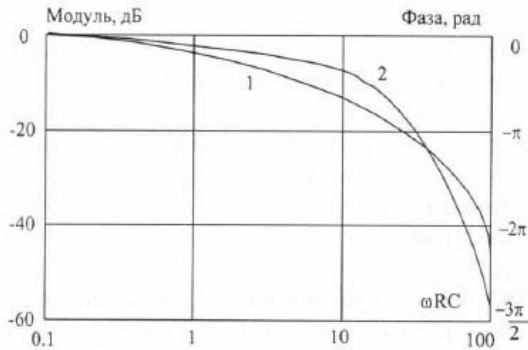


Рис. 4.6. Частотні характеристики ФНЧ на розподіленій RC-структурі: 1 - модуль; 2 – фаза

Сенсори з розподіленими RC-структурами у вигляді нульових фільтрів. До нульових фільтрів відносяться вузькосмугові фільтри, в яких на визначеній частоті ω_0 коефіцієнт передачі дорівнює нулю. Ці фільтри можна побудувати тільки на основі RC-структур або у вигляді комбінації однорідної RC-структури із зосередженим резистором або конденсатором.

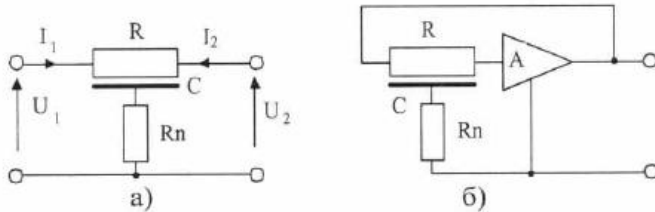


Рис. 4.7. Використання розподілених RC-структур у вигляді НФ а) схема НФ на RC-структурі; б) структура генератора з НФ

Передавальна функція НФ:

$$T_0(s) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\alpha_n + \gamma \text{Sinh} \gamma}{\alpha_n \text{Cosh} \gamma + \gamma \text{Sinh} \gamma} \quad (4.8)$$

$$\alpha + \gamma \text{Sinh} \gamma = 0$$

Нульові частоти фільтра можна отримати, порівнюючи чисельник (1.8) до нуля.

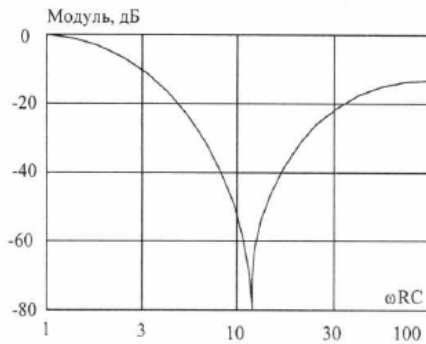


Рис4.8. Модуль передавальної функції нульового фільтра

Фільтр верхніх частот. Сенсори з розподіленими RC-структурами у вигляді фільтрів верхніх частот. На рис. 1.9, а показана схема ФВЧ на розподіленій RC-структурі, на рис. 1.9, б - структура генератора з ФВЧ.

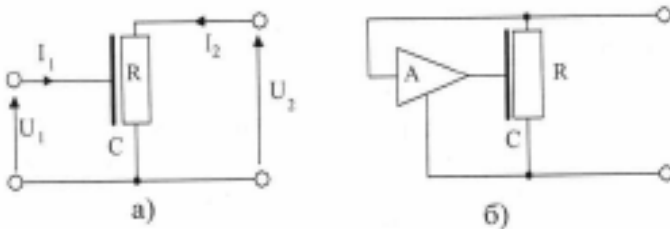


Рис. 4.9. Використання розподілених RC-структур у вигляді ФВЧ, а) схема ФВЧ на RC-структурі; б) структура генератора з ФВЧ

Передавальна функція ФВЧ (рис. 1.9, а) може бути записана у вигляді:

$$T_g(S) = \frac{U_2}{U_1} = \tanh \gamma \cdot \tanh \frac{\gamma}{2} \quad (4.9)$$

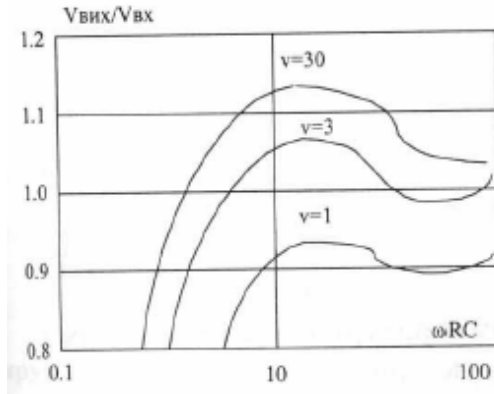


Рис. 4.10. Амплітудно-частотні характеристики ФВЧ на структурі DRC, навантаженої опором R_0

1.3. Плівкові сенсори температури на розподілених RC-структурах

Використання в RC-структурах матеріалів, параметри яких (опір резистивного шару або діелектрична проникність діелектричного шару) залежать від температури, дає можливість створення відносно простих схем перетворення температури в частоту, що було вперше показано в схемі фільтру нижніх частот з використанням властивостей рутенієвих резистивних шарів, виготовлених на діелектричній підкладці.

Одна з основних особливостей сенсорів температури на основі розподілених RC-структурах

полягає в тому, що резистивні шари наносяться не безпосередньо на підкладку, а на діелектричні шари (рис. 4.1).

Дослідження показали, що властивості таких структур суттєво відрізняються від властивостей елементів, активний шар яких наноситься безпосередньо на підкладку. Це стосується практично всіх параметрів, а особливо величини опору на квадрат поверхні і температурних коефіцієнтів опору. Різниця у значеннях вказаних параметрів для резисторів, нанесених безпосередньо на підкладку, і резисторів, нанесених на діелектричний шар, можуть, залежно від товщини шарів і температури обробки, досягати двох порядків, що пояснюється взаємною дифузією між діелектричним і резистивним шарами.

На рис. 4.11 показана залежність від температури опору товстоплівкового резистора, нанесеного на діелектрик, виготовлений з TiO_2 і скла.

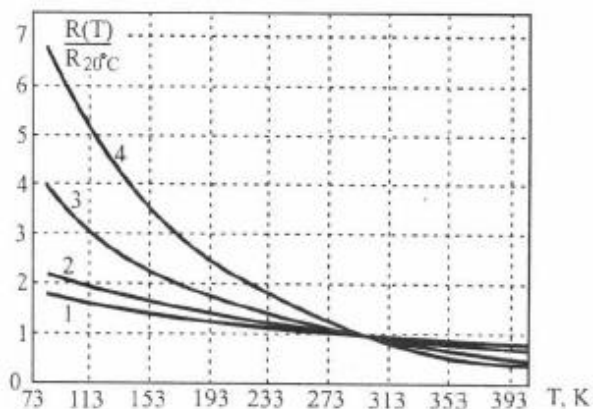


Рис. 4.11. Залежність опору від температури для товстоплівкового резистора, виготовленого на діелектрику з TiO_2 і скла для різної температури впалювання пасти: 1 - $T_v=1073$ К; 2 - $T_v=1090$ К; 3 - $T_v=1123$ К; 4 - $T_v=1140$ К

Для побудови сенсорів можна застосовувати всі схеми генераторів з RC-структурами. В загальному випадку найбільш практичною є схема з RC-структурою у вигляді фільтра нижніх частот, навантаженою зосередженим опором, що може бути виготовлений з типової резистивної композиції або резистивного матеріалу, з якого виконана розподілена RC-структура.

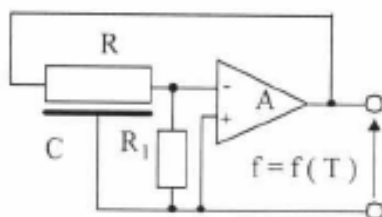


Рис. 4.12. Схема сенсора температури з опором навантаження

Розглянута на рис. 4.12 схема дає можливість налаштування частоти вихідного сигналу шляхом зміни опору навантаження R_1 . Для цього введемо коефіцієнт навантаження структури $m=R/R_1$.

Для виготовлення структури DRC в схемі, показаній на рис. 4.12, застосовані стандартні резистивні пасти, діелектричні пасти з суміші TiO_2 і скла та паладієво - срібні провідникові пасти. При цьому використана зміна температурних властивостей рутенієвих резистивних шарів, виготовлених на діелектричному шарі. На рис.4.13 показана залежність вихідної частоти сенсора від температури.

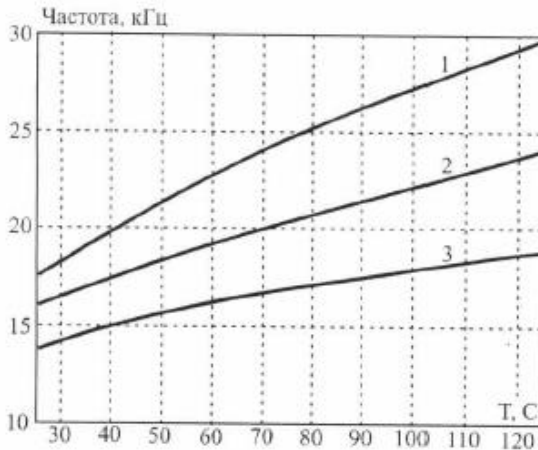


Рис. 4.13 Залежність вихідної частоти сенсора від температури: 1 - $R=8\text{кОм}$; 2 - $R=13\text{кОм}$; 3 - $R=30\text{кОм}$;

Використання плівкових сенсорів на розподілених RC-структурах в телеметричних системах вимірювання температури. Останнім часом спостерігається дуже швидкий розвиток інформаційних систем, призначених для передавання, перетворення та зберігання інформації. Серед цих систем особливе місце займають телеметричні системи, в яких процеси вимірювання фізичних величин пов'язані з передаванням результатів цих вимірювань на певну відстань. На структуру та параметри телеметричних систем впливає як точність самих вимірювань, так і точність передавання інформації. Похибка при телевимірюваннях значною мірою залежить від умови передавання інформації, тобто від пропускнуої здатності каналу та наявних у ньому завад.

В загальному випадку телеметричною системою можна назвати сукупність технічних методів, які забезпечують проведення вимірювань і передавання результатів цих вимірювань від об'єкта вимірювань до приймача, який знаходиться на певній відстані від місця

вимірювання.

В телеметричних системах проводиться перетворення параметрів фізичних величин, що вимірюються, в електричний сигнал, який передається до приймача. В приймачі виконується зворотне перетворення сигналу у форму, зручну для користувача цієї інформації.

Переваги сенсорів з розподіленими РС-структурами дають перспективу використання цих пристроїв у мініатюрних телеметричних системах. Друга суттєва перевага таких систем полягає в тому, що вони є інтегрованими структурами, повністю виготовленими методами плівкової технології.

До основних переваг телеметричних системи відносяться простота, висока точність вимірювання, малі розміри, стійкість до впливу ряду промислових завод, низькі витрати виробництва, можливість використання складних експлуатаційних умовах та середовищах, небезпечних для людей.

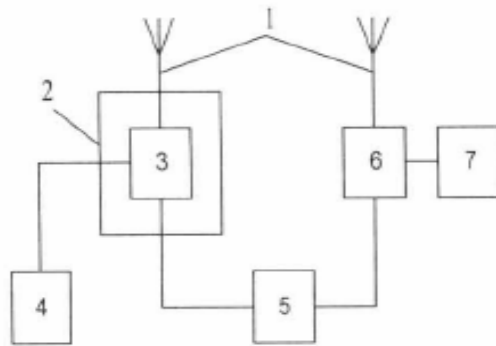


Рис. 4.14. Вимірювальна схема для визначення функціональних характеристик телеметричної системи: 1 — антена; 2 - пічка; 3 — передавач; 4- термометр; 5 - частотомір; 6 - приймач; 7 – осцилограф

Випробовування схеми, наведеної на рис. 4.14, показали узгодженн отриманих даних в передавачі і приймачі з точністю до 1 Гц. Таку систему можна застосувати для неперервного вимірювання температури в об'єктах, які знаходяться на відстані 100 м.

Товстоплівкові сенсори температури на основі термічних зв'язків.

Під термічними зв'язками в мікросхемах розуміється тепловий потік між елементом - джерелом тепла і чутливим елементом, який приймає тепло.

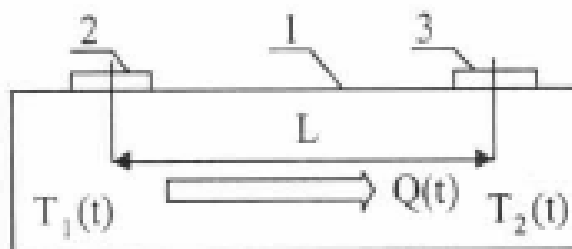


Рис. 4.15. Ілюстрація ідеї термічних зв'язків: 1 - підкладка; 2 - джерело; 3 - чутливий елемент

Типовим прикладом температурних зв'язків є два резистори, планарно розміщені на підкладці гібридної інтегральної схеми (рис. 4.16, а). В цьому випадку основну роль відіграє теплопровідність підкладки і гранична частота схеми знаходиться в межах 1 - 10 Гц. Більше значення температурного зв'язку можна отримати, якщо розмістити резистори на протилежних сторонах підкладки (рис. 4.16, б). Сучасна товстоплівкова технологія дає можливість виконання багатошарових структур (рис. 4.16, в), в яких елементи кола температурного зв'язку (джерело та давач) розділені між собою тонким шаром діелектрика з

високою теплопровідністю (наприклад, скло). Багат шарові структури характеризуються найбільшими температурних зв'язками і забезпечують граничну частоту схем до кількох десятків Гц.

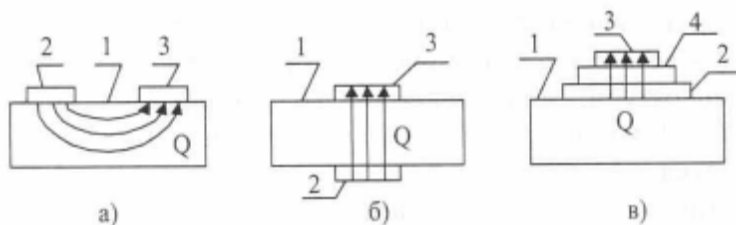


Рис. 4.16. Види термічних зв'язків в товстоплівкових структурах: а) планарна структура; б) двостороння структура; в) багат шарова структура: 1 - підкладка; 2 - джерело; 3 - давач; 4 – діелектрик

Структури, показані на рис. 4.16, б) та 4.16, в) аналогічні до розподілених структур типу R-C-RN, використовують при розробці гібридних інтегральних схем термічних генераторів.

Генератор з термічним зв'язком складається з трьох основних функціональних блоків: керованого температурою транзисторного ключа; формувача імпульсів (тригера Шмітта); регулятора потужності, що містить потужний транзистор та нагрівач.

Принципова схема генератора з термічним зв'язком показана на рис.4.17

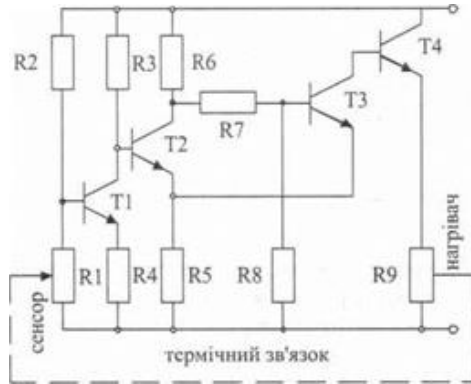


Рис. 1.17. Принципова схема генератора з термічним зв'язком

На рис. 4.18 показана залежність частоти від опору R7 для термічного генератора, виконаного на підкладці з розмірами 20x15x0.6 мм, який забезпечує можливість перестроювання частоти в діапазоні від 1 до 60 Гц.

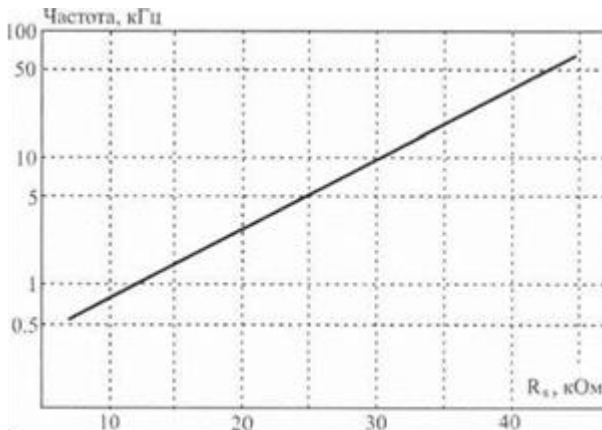


Рис. 4.18. Залежність частоти генератора від опору R7

Розглянутий генератор застосовується в малогабаритних об'єктах для регулювання температури при її повільній зміні. Сенсори температури, що використовують термічні зв'язки в багатошарових плівкових мікросхемах, використовуються в системах струмового захисту, генераторах низьких частот та пристроях керування температурою.

1.4. Плівкові сенсори тиску та сили на розподілених RC-структурах

В товстоплівкових перетворювачах тиску або сили в частоту використовують явище п'єзорезистивного ефекту. Сенсором сили є опір багатошарової розподіленої RC-структури, оскільки при відповідно підібраних матеріалах і параметрах технологічного процесу термічної обробки шарів не спостерігається значної зміни ємності RC-структури в залежності від прикладеної сили.

Товстоплівкові сенсори сили виконуються на підкладках, довжина яких L_p набагато більша від ширини W_p , що дозволяє використати класичну задачу механіки - аналіз згину балки.

Приведемо Аналіз сенсора у вигляді двосторонньо закріпленої балки:

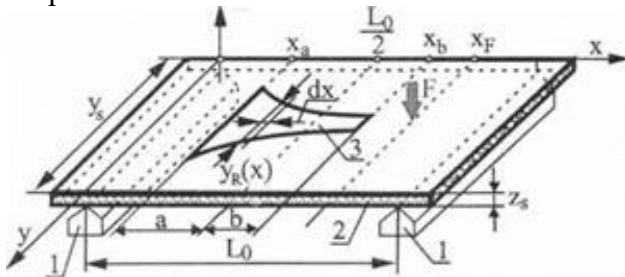


Рис. 4.19. Схема визначення деформаційної чутливості резистора RC-структури: 1-опори; 2 - підкладка; 3 - п'єзочутливий елемент

На підкладку з нанесеною RC-структурою, що закріплена на двох паралельних опорах, діє сила F , яка приводить до деформації підкладки по всій її довжині.

Деформація поверхні підкладки $\gamma(x)$ визначається радіусом кривизни згину і вона буде дорівнювати:

$$\varepsilon(x) = \frac{h_s}{r_s(x)} \quad (4.10)$$

де радіус кривизни r_s має такий вигляд:

$$r_s = \frac{\frac{d^2 z(x)}{dx^2}}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{dz(x)}{dx}\right)^2\right]^{3/2}}} \quad (4.11)$$

В більшості практичних випадків: $\left(\frac{dz(x)}{dx}\right)^2 \ll 1$ і тоді цей вираз спрощується.

Радіус кривизни можна пов'язати з фізичними властивостями і розмірами підкладки:

$$r_s(x) = \frac{Ej_y}{M(x)} \quad (4.12)$$

E - модуль Юнга для підкладки; j_y - інерційний момент відносно осі ординат; $M(x)$ - згинаючий момент в точці x , викликаного силою F .

Аналіз сенсора у вигляді односторонньо закріпленої балки.

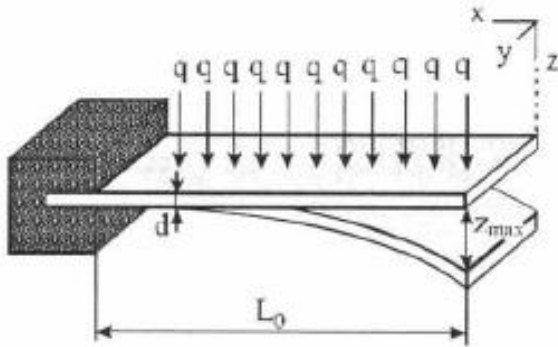


Рис. 4.20 - Сенсор тиску з односторонньо закріпленою підкладкою

Максимальний згин , який має місце на кінці балки ($x=0$):

$$z_{\max}(0) = \frac{qL_0^4}{E_{10}j_y}$$

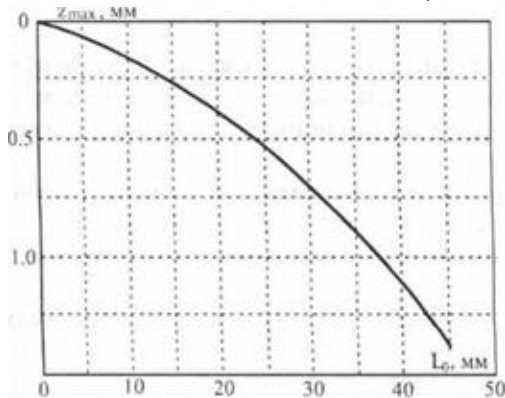


Рис. 4.21. Залежність величини згину підкладки під дією тиску від її розмірів ($r_s=0,65$ мм ; $y_s=10$ мм)

Для вимірювання сили використовується структура, подібна до показаної на рис.1.21. Але в цьому випадку на підкладку діє не рівномірно розподілене навантаження q , а сила F , зосереджена на кінці підкладки, тобто в точці з координатами L_0 . Такий вибір точки прикладання сили дозволяє отримувати максимальне значення деформації підкладки, що забезпечує максимальну чутливість сенсора.

Максимальний згин:

$$z_{\max}(L_0) = \frac{FL_0^3}{3E_{Ю}j_y} \quad (4.13)$$

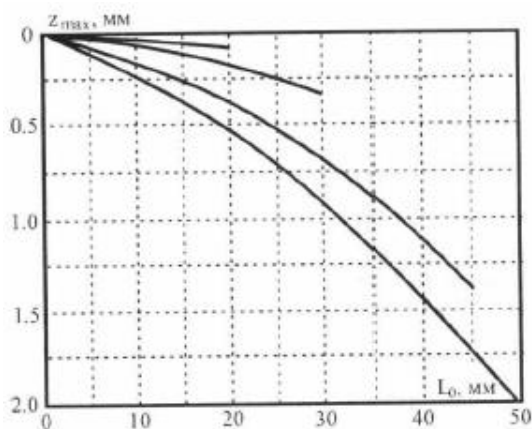


Рис. 4.22. Залежність величини згину підкладки під дією сили від її розмірів ($\gamma_S=0.65$ мм ; $y_S=10$ мм)

Аналіз та оптимізація конструкції сенсорів тиску на RC-структурах.

Основні характеристики розглянутих сенсорів тиску (чутливість S_R , роздільна здатність r та максимальна сила F_{\max} , яку може вимірювати сенсор) залежать від таких параметрів:

- ширини п'єзочутливого резистивного шару, яку можна описати характеристикою зміни ординати за допомогою монотонної функції $w(x)$;

- положення сенсора на підкладці x_a , його довжини L_k та відстані між опорами L_0 ;

- коефіцієнта деформаційної чутливості G_L , опору резистивного шару та характеристик шумів в матеріалах;

- модуля пружності Юнга та коефіцієнта міцності на згин розмірів підкладки (ширини u_s , довжини x_s , товщини z_s)

Чутливість та роздільна здатність визначаються так:

$$S_R = \frac{\Delta R(F)}{R_0 F} \quad r = \frac{\Delta U(F_{\max})}{U_n} \quad (4.14)$$

де: $\frac{\Delta R(F)}{R_0}$ - відносне збільшення опору під дією

сили F ; ΔU_R - приріст вихідної напруги сенсора, який живиться струмом постійної величини, під дією сили F_{\max} ; U_n - ефективне значення напруги шумів низької частоти.

1.5. Плівкові сенсори вологості на розподілених RC-структурах

Структурна схема мікроелектронного сенсора вологості показана на рис. 1.23.



Рис. 4.23. Структурна схема сенсора вологості на RC-структурі

Генератор, що перетворює вологість у частоту, складається з двох основних частин: фільтра на розподіленій RC-структурі та підсилювача. Під впливом вологості змінюється ємність фільтра на RC-структурі, що приводить до зміни вихідної частоти перетворювача. Як підсилювач у генераторах може використовуватись операційний підсилювач. Вимірювач вимірює зміну частоти і перетворює її у відповідну величину вологості, яка подається на індикатор.

У сенсорах вологості ємнісного типу електроди сформовані методом товстоплівкової технології з паладієво-срібної пасти на керамічній підкладці. Поверх електродів нанесено шар вологонепроникного діелектрика, а на його поверхню - послідовно два шари вологопроникного композиційного матеріалу. Композиційний матеріал складається з діелектричного вологочутливого матеріалу, в об'ємі якого є металічні мікрочастинки в завислому стані.

При відсутності в середовищі вологи стан сенсора залишається незмінним, оскільки відстань між металевими мікрочастинками така, що робить неможливим їх безпосередній контакт. При наявності в середовищі вологи молекули води проникають у вологопроникний матеріал з металевими мікрочастинками, внаслідок чого стає можливим електричний контакт між ними. В залежності від кількості поглинутої вологи, яка пропорційна до вологості середовища, змінюється кількість металевих мікрочастинок, які контактують між собою. В результаті змінюється ємність і відповідно частота фільтрів на RC-структурі.

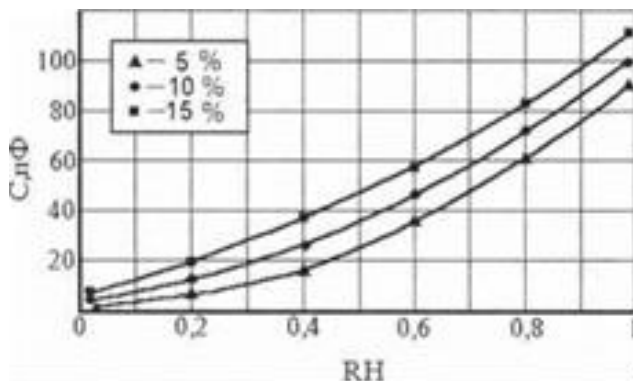


Рис. 4.23. Залежність ємності С від відносної вологості RH

В полівінілової спирт добавлялося від 5 до 15 вагових % металевих мікрочастинок розміром 10... 15 мкм. З ростом кількості мікрочастинок зростає ємність чутливого елементу. Після 15 % погіршуються діелектричні властивості матеріалу.

На основі моделювання характеристик сенсорів вологості з RC- структурами у вигляді фільтра нижніх частот, нульового фільтра та фільтра верхніх частот можна зробити висновок, що:

- найнижчі значення вихідної частоти та найвищу чутливість забезпечують сенсори з фільтрами верхніх частот;
- сенсори з нульовими фільтрами мають найвищі значення вихідної частоти та найменше відхилення від лінійності;
- за величиною відхилення характеристики від лінійності сенсори з фільтрами нижніх частот аналогічні до фільтрів нижніх частот, але мають дещо нижчу чутливість та вищі значення вихідної частоти.

РОЗДІЛ 5

АКУСТОЕЛЕКТРОННІ СЕНСОРИ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН

5.1 Види акустичних коливань.

В його рамках вивчаються збудження, поширення та прийом високочастотних механічних коливань, взаємодія цих коливань з електромагнітними полями й електричними зарядами для створення нових функціональних приладів на основі вказаних явищ, в тому числі й сенсорів фізичних величин.

Нижня межа діапазону частот, що використовуються в акустоелектроніці (одиниці мегагерц) визначається тільки робочими розмірами підкладки, а верхня - технологічними можливостями виготовлення субмікронних елементів та втратами ультразвуку в твердих тілах.

Основні матеріали, що використовуються в акустоелектроніці, - це п'єзоелектричні діелектрики і напівпровідники, складні "шаруваті" структури, які складаються з шарів п'єзоелектрика та напівпровідника, оскільки саме в цих середовищах спостерігається найсильніша взаємодія акустичних хвиль з електричними полями. До них відносяться **п'єзодіелектрики** – кварц SiO_2 , ніобат літію $LiTaO_3$, п'єзокераміка; **п'єзоелектричні напівпровідники** - сульфід кадмію CdS , окисел цинку ZnO та феромагнетик - залізо-ітрієвий гранат $Y_3Fe_5O_{12}$.

При періодичній зміні електричного поля, прикладеного до кристала, в ньому збуджуються гармонічні акустичні коливання. Якщо в одному з вимірів пластини поміщається ціле число півхвиль, виникає акустичний резонанс. Аналіз поширення акустичних хвиль дуже складний, особливо для анізотропних середовищ,

тому вводиться ряд спрощень, зокрема розглядається поширення найпростіших мод акустичних хвиль у визначеному напрямку (по відношенню до кристалографічних осей пластини) без врахування анізотропії кристала.

Частота власних коливань пластини:

$$f = \frac{v}{2d},$$

де: v – швидкість поширення акустичних хвиль; d – розмір пластини, що визначає акустичний резонанс.

В технічних розрахунках використовується формула

$$f = \frac{nN}{d},$$

де: n – номер гармоніки, на якій збуджується резонанс; N – частотний коефіцієнт, пропорційний до швидкості поширення хвилі(залежить від типу зрізу пластини і типу коливання).

Амплітуда коливань тим більша, чим ближче шар до поверхні пластини. Тонкий однорідний шар речовини, нанесений на поверхню п'єзоелектричної пластини, впливає на власну частоту пластини так, як і шар п'єзоелектрика такої самої маси.

Із всіх типів акустичних коливань найбільший практичний інтерес викликають так звані поверхневі акустичні хвилі (ПАХ), що зумовлено істотними перевагами поверхневих хвиль у порівнянні з об'ємними:

– прилади на ПАХ мають високі метрологічні характеристики;

– хвиля, яка поширюється біля поверхні підкладки, легко доступна для зняття сигналу і для впливу на саму хвилю, що дає можливість керування характеристиками

приладів;

– технологія виготовлення пристроїв на ПАХ сумісна з планарнок технологією виготовлення інтегральних мікросхем.

Об'ємні акустичні коливання використовують, як правило, в кварцових резонаторах та інтегральних п'єзокварцових фільтрах.

В п'єзоелектричних матеріалах можуть поширюватися декілька видів акустичних хвиль:

- повздовжня об'ємна хвиля;
- поперечна об'ємна хвиля;
- поверхнева хвиля Релея;
- поверхнева поперечна хвиля Гуляєва – Блюстейна;
- поверхнева поперечна хвиля Лява;

Покажемо на рисунку різні типи пружних деформацій їм пружні хвилі, що поширюються в твердих тілах.

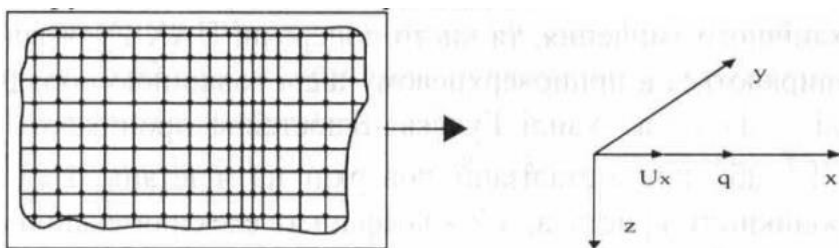


Рис. 5.1 - Повздовжня об'ємна хвиля.

$$\bar{q} = \frac{2\pi}{\lambda} \vec{i},$$

де: \vec{i} - одиничний вектор, що співпадає з вектором швидкості;
Для повздовжніх акустичних хвиль вектор зміщення частинок U направлений паралельно до хвильового

вектора q , а для поперечних перпендикулярно до нього.

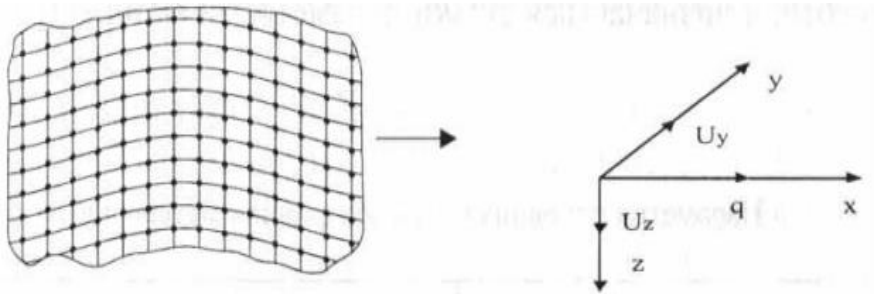


Рис. 5.2 - Поперечна об'ємна хвиля.

Вектор зміщення направлений до напрямку хвильового вектора q .

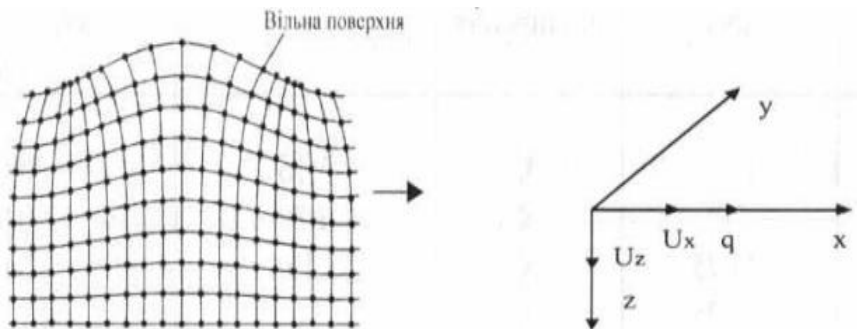


Рис. 5.3 - Поверхнева хвиля Релея

Ця хвиля яка розповсюджується поблизу поверхні кристала і в якій коливання частинок відбувається як в напрямку розповсюдження хвилі уздовж вісі x , так і в напрямку перпендикулярному до розповсюдження (z).



Рис. 5.4 - Поверхнева поперечна хвиля Гуляєва – Блюстейна.

Поверхнева хвиля Гуляєва – Блюстейна – це хвиля, що розповсюджується в поверхневому шарі, є поперечною але коливання частинок відбувається в площі поверхні шару.

Акустичні хвилі Релея і Гуляєва – Блюстейна не володіють дисторсією, тобто їх швидкість не залежить від частоти, а визначається тільки параметрами матеріалу та напрямком поширення.

Якщо поверхня покрита тонким (порядку λ) шаром іншої речовини, в якій швидкість звуку менша, ніж у підкладці, то можливе поширення так званих хвиль Лява - чисто поперечних хвиль, що проникають в підкладку на глибину порядку λ .

5)



Рис. 5.5 - Поверхнева поперечна хвиля Лява.

Ці хвилі володіють дисперсією: їх швидкість лежить між швидкостями звуку в шарі і на підкладці і залежить від частоти, оскільки високочастотні складові сигналу поширюються в плівці, а низькочастотні - в товщі підкладки.

Поширення всіх типів ПАХ у п'єзоелектриках супроводжується змінними повздовжніми та поперечними електричними полями. Ці поля дозволяють легко контактувати з ПАХ за допомогою зовнішніх пристроїв, що називаються перетворювачами акустичних хвиль.

5.2 Пристрої на об'ємних акустичних хвилях

До них відносять кварцеві резонатори та інтегральні п'єзокварцеві фільтри.

Кварцові резонатори. За функціональним призначенням п'єзоелектричні резонатори поділяються на дві групи: ті, що використовуються в генераторах, та ті, що використовуються в фільтрах. Особливістю резонаторів другої групи є жорсткі вимоги до частотної характеристики.

Резонатори характеризуються номінальною частотою та допустимими відхиленнями від цієї частоти.

Інтегральні п'єзокварцові фільтри. Швидкість розповсюдження поздовжніх та поперечних об'ємних акустичних хвиль відповідно визначається виразами

$$v_l = \sqrt{E_{Ю} / \rho} \text{ - повздовжня хвиля;}$$

$$v_t = \sqrt{W / \rho} \text{ - поперечна(об'ємна) хвиля;}$$

де: $E_{Ю}$ - модуль пружності; ρ - густина середовища; W - модуль зсуву.

Розрізняють ППКФ з акустично розв'язаними резонаторами (компонентні фільтри), в яких зв'язок між

окремими резонаторами виконується через спеціальні елементи зв'язку, та ПМКФ з акустично зв'язаними резонаторами, зв'язок у яких здійснюється завдяки акустичній хвилі в загальній п'єзоелектричній підкладці. Виготовляються інтегральні п'єзокварцеві фільтри із кварцевих пластин, таких зрізів, які забезпечують коливання за товщиною з захопленням енергії звукових коливань.

Покажемо на рисунку конструкцію найпростішого дворезонаторного інтегрального п'єзокварцевого фільтра, еквівалентна схема якого представляє собою 2 зв'язаних коливальних контури.

Діапазон робочих частот таких фільтрів, що працюють на основній (першій) гармоніці, становить 1...40 МГц, а фільтрів, у яких використовують третю, п'яту або сьому гармоніки - до 200...250 МГц.

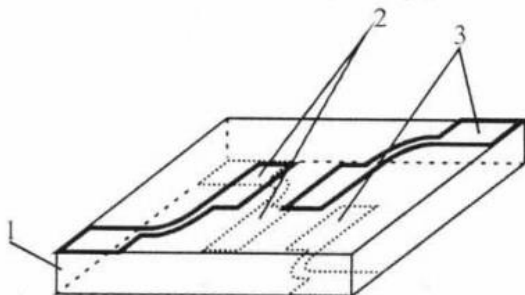


Рис. 5.6 - Конструкція ПМКФ на об'ємних хвилях: 1 - пластина п'єзокристалу; 2 - електроди; 3 - контактні площинки.

Для виготовлення ПМКФ використовуються шліфовані пластини, з поверхні яких методом хімічного травлення вилучається шар матеріалу, пошкодженого механічною обробкою. Електроди наносяться методом термовакуумного напилення срібла з підшаром хрому та алюмінію.

Максимальна відносна смуга пропускання дворезонаторних ППКФ зазвичай не перевищує 0,35%.

5.3. Перетворювачі поверхневих акустичних хвиль

Всі методи збудження ПАХ основані на створенні просторово-періодичної системи змінних напруг (або деформацій) на поверхні п'єзоелектрика.

Покажемо способи збудження поверхневих акустичних хвиль основані на принципі трансформації об'ємних пружних хвиль в поверхневі: а) метод клина; б) гребінчастий перетворювач; в) система канавок; г) перетворювач ПАХ на п'єзоелектричній підкладці; д) однофазовий решітчастий перетворювач; е) двофазовий решітчастий перетворювач зустрічно-штирового типу.

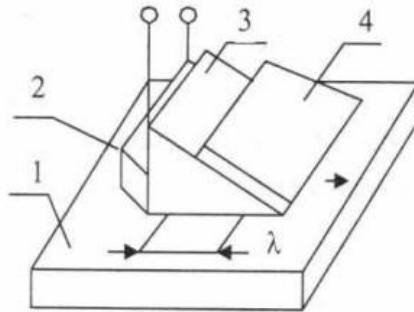


Рис. 5.7- Метод клина: 1 - неп'єзоелектричний звукопровід; 2 - перетворювач об'ємних хвиль; 3 - клин; 4 - поглинач;

Перетворювач об'ємних хвиль 2 збуджує в клині 3 об'ємну хвилю, кут падіння якої підбирається так, щоб довжина об'ємної хвилі в площині підкладки 1 приблизно дорівнювала довжині поверхневої хвилі. Відбиті об'ємні хвилі поглинаються поглиначем 4.

Гребінчастий перетворювач має більшу ефективність

але його недолік полягає у високому рівні паразитних сигналів, пов'язаних з випромінюванням об'ємних хвиль гребінчастою структурою

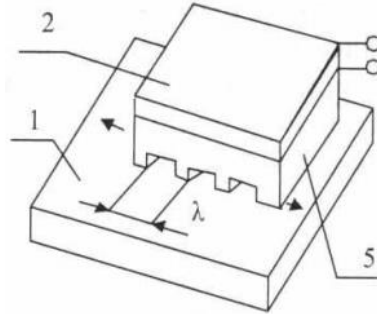


Рис. 5.8 - Гребінчастий перетворювач: 1 - неп'єзоелектричний звукопровід; 2 - перетворювач об'ємних хвиль; 5 – гребінка.

Для трансформації об'ємної хвилі в ПАХ використовується також система симетричних або асиметричних канавок. Основна умова функціонування такої структури полягає в тому, що період розташування канавок повинен дорівнювати довжині хвилі(λ), а проекція хвильового вектора об'ємної хвилі повинна дорівнювати хвильовому вектору ПАХ.

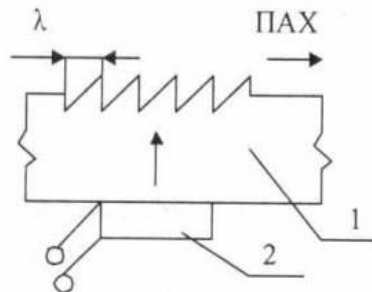


Рис. 5.9 - Система канавок: 1 - неп'єзоелектричний звукопровід; 2 - перетворювач об'ємних хвиль;

Періодичне пружне збурення в п'єзоелектричних матеріалах можна отримати за допомогою системи металічних електродів, що утворюють однофазну або двофазну решітку.

Для збудження та прийому ПАХ використовується плівковий п'єзоелектричний перетворювач. Решітка може знаходитися під плівкою або на плівці.

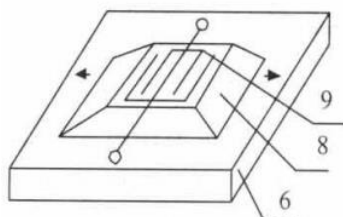


Рис. 5.10 - Перетворювач ПАХ на п'єзоелектричній підкладці: 6 - п'єзоелектричне підкладка; 8 - тонка п'єзоелектрична плівка; 9 - система зустрічно-штирових електродів.

Однофазний решітчастий перетворювач використовується для роботи на більш високих частотах. Однофазні решітки забезпечують основної частоти в 2 рази але характеризуються значним зменшенням у десятки разів ефективності перетворення.

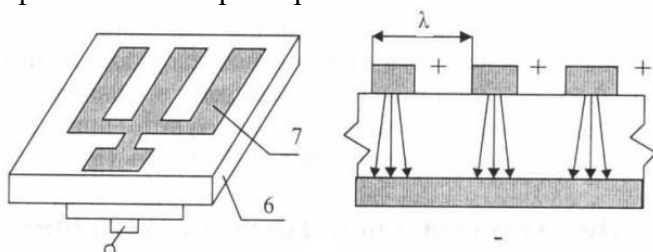


Рис. 5.11 - Однофазний решітчастий перетворювач: 6 - п'єзоелектричне підкладка; 7 - металеві електроди зустрічно-штирового перетворювача;

Найбільш ефективне та широкосмугове перетворення ПАХ забезпечується за допомогою двофазних решітчастих перетворювачів. Для роботи двофазної решітки на основній частоті період решітки повинен відповідати умові $L = \pi/2$, тобто на високих частотах потрібно виготовляти решітки з дуже малими періодами, що викликає значні технологічні труднощі. Електронно-променева літографія дозволяє отримати двофазні решітки, які працюють на основній частоті до одиниць ГГц.

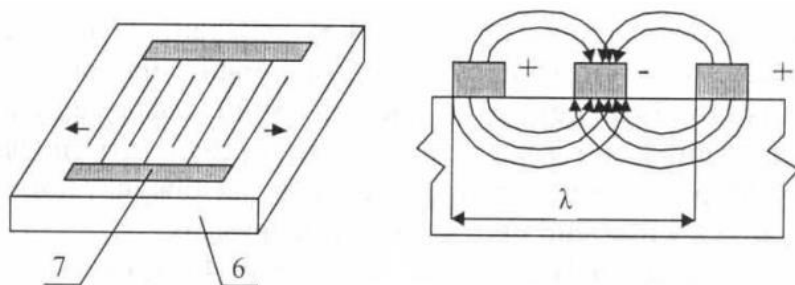


Рис. 5.12 - Двофазовий решітчастий перетворювач зустрічно-штирового типу 6 - п'єзоелектрична підкладка; 7 - металічні електроди зустрічно-штирового перетворювача;

Конструктивно зустрічно-штирові перетворювачі виконуються у вигляді тонкоплівкових металічних електродів із алюмінію або золота.

4.4. Пасивні пристрої на ПАХ

До них відносять лінії затримки, на поверхневих акустичних хвилях, дисперсійні пристрої на ПАХ, фільтри, керовані хвилі та перетворювачі Фур'є.

До найпростіших пристроїв на ПАХ відноситься лінія затримки. Покажемо на рисунку конструкцію ліній затримки.

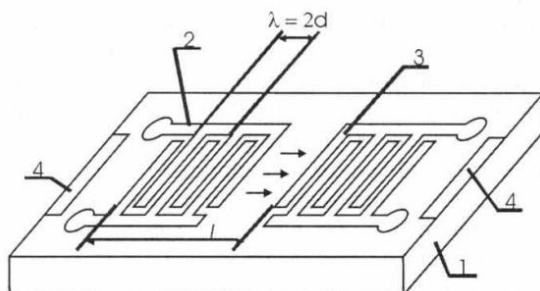


Рис. 5.13 - Лінія затримки на ПАХ: 1 – п'єзоелектрична підкладка; 2 – вхідний перетворювач; 3 – вихідний перетворювач; 4 – поглинаючий шар.

На вхідну гребінчасту структуру подається електричний сигнал з частотою f . Під дією зворотного п'єзоелектричного ефекту він викликає просторово-періодичні деформації у проміжках між штирями. Виникають механічні коливання тієї ж частоти, що й частота вхідного сигналу, які збуджують акустичну хвилю, що розповсюджується в обидва боки від вхідного перетворювача. В одному напрямку хвиля затухає поглинаючому середовищі, в другому - досягає вихідного перетворювача, і виявляється з допомогою прямого п'єзоелектричного ефекту. до вихідного перетворювача приходять лише половин потужності випромінювача. Більше того, вихідний перетворювач перетворює електричний сигнал також лише половину потужності (решта перевипромінюється), що визначає мінімальні втрати в таких лініях затримки, результати повторних перевипромінювань виникають зсунуті в часі хибні сигнали спотворення частотної характеристики. Для зменшення відбивання від торці підкладки на них наносять поглинаючий шар.

Якщо довжина хвилі ПАХ дорівнює двом періодам решітки ($\lambda = 2d$) відбувається резонанс. Резонансна частота

перетворювач дорівнює $f = \frac{v}{2d}$.

Частотний діапазон таких ліній затримк обмежений зверху матеріалом п'єзокристала та роздільною здатністю одержанн проміжку між перетворювачами. З іншого боку, обмеження, що накладаються н розмір площі перетворювача.

Акустична добротність (Q_a)

$$Q_a = N_{en}$$

N_{en} - кількість пар електродів перетворювача

Електрична добротність

$$Q_a = \pi / 4k^2 N_{en}$$

K – коефіцієнт електромеханічного зв'язку

Щоб втрати перетворення були мінімальними, повинна виконуватися умова $Q_{en} = Q_a$, тобто для кожного п'єзоелектричного матеріалу існує оптимальн кількість електродів, при якій ефективність перетворенн зберігається в смузі частот

$$N_{OPT} = (\pi / 4k^2)^{1/2}$$

$$\Delta f_0 / f_0 = 1 / N_{OPT} = (4k^2 / \pi)^{1/2}$$

Це співвідношення характеризує відносну широкосмуговій п'єзоелектричних матеріалів. Наприклад, для кварцу

$\Delta f_0 / f = 5\%$, для ніобату літію $\Delta f_0 / f = 24\%$. Лінії

затримки на поверхневих акустичних хвилях забезпечують час затримки 1мкс в діапазоні робочих частот $10 \div 1000 МГц$, смуга пропускання до $0,4f_0$, втрати складають від 30 до 10 дБ

5.5 Дисперсійні пристрої на ПАХ.

Для побудови дисперсійних пристроїв використовуються гребінки зі змінним кроком (нееквідистантні перетворювачі), або гребінки з малою кількістю електродів (широкосмугові перетворювачі). Якщо розташувати два нееквідистантних перетворювачі “зустрічним” способом, або один нееквідистантний та один широкосмуговий перетворювачі, то можна отримати пристрій з нелінійною фазочастотною характеристикою.

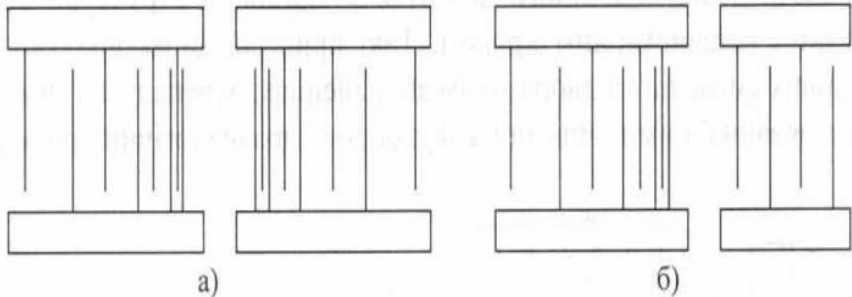


Рис. 5.14 - Дисперсійні пристрої на ПАХ:
а) на основі двох нееквідистантних перетворювачів;
б) на основі нееквідистантного та широкосмугового перетворювачів;

Акустичні хвилі, що генеруються кожним електродом, додаються і створюють біжучу акустичну хвилю, амплітуда та фаза якої визначаються амплітудами та фазами складових.

Для б) характеристика буде

$$\overline{H}(a) = \frac{\overline{U}_{вих}(\omega)}{\overline{U}_{вх}(\omega)} = \overline{H}_1(\omega) \sum_{m=1}^m A_n \exp(jx_n \frac{\omega}{v}),$$

A_n - коефіцієнт який характеризує ступінь перекриття решіток;

\overline{H}_1 - частотна характеристика широкосмугового фільтра ;

x_n - координати електродів;

Модуль та фаза частотних характеристик для двох нееквідистантних перетворювачів

$$H(\omega) = \sqrt{\left(\sum_{n=1}^N A_n \cos \omega \tau_n\right)^2 + \left(\sum_{n=1}^N A_n \sin \omega \tau_n\right)^2}$$

$$\varphi(\omega) = \arctg\left(\frac{\sum_{n=1}^N A_n \sin \omega \tau_n}{\sum_{n=1}^N A_n \cos \omega \tau_n}\right)$$

$$\tau_n = x_n / v$$

Дисперсійні пристрої на ПАХ працюють на частотах 30...300 МГц зі смугою пропускання 5...50 МГц.

Практичний інтерес мають дисперсійні лінії затримки, в яких використовуються багатоелементні відбивні структури типу «ялинки».

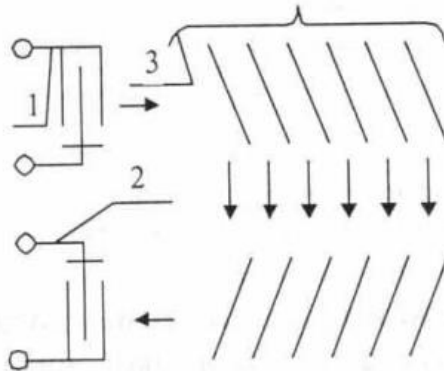
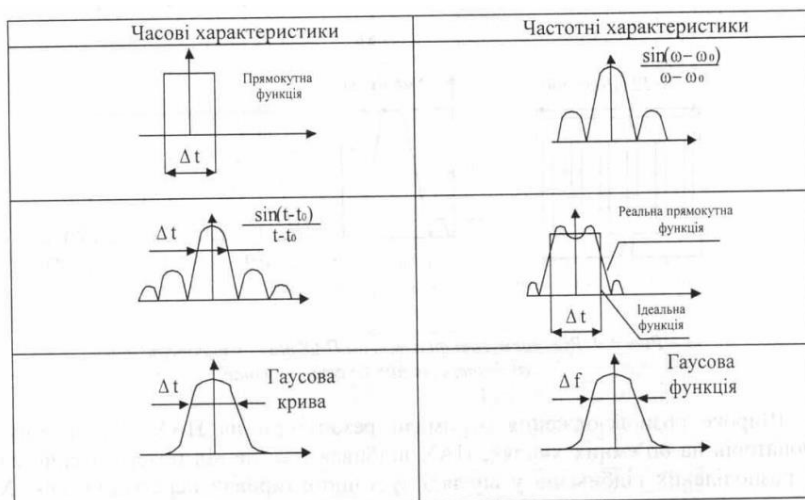


Рис. 5.15 - Структура типу «ялінка»: 1- вхідний перетворювач; 2 – вихідний перетворювач; 3 – відбивна структура;

Хвиля, що випромінюється вхідним перетворювачем, досягає вихідного перетворювача після подвійного відбиття у відбивній структурі, елементи яко розташовані з нерівномірним кроком. Такі пристрої характеризуються низьш рівнем хибних сигналів та дворазовим збільшенням перепаду затримок сигналу порівнянні зі звичайними лініями на звукопроводах аналогічних розмірів.

4.6 Фільтри на поверхневих акустичних хвилях

Найбільшого поширення набули смугові фільтри на ПАХ. Покажемо зв'язок між частотними та часовими характеристиками для деяких типів фільтрів.



Частотна характеристика описується функцією типу $\sin x/x$, де $x = \pi N(f - f_0)/f_0$.

У вузькосмугових фільтрах використовуються зустрічно-штирові перетворювачі з великою кількістю електродів, оскільки

відносна ширина смуги пропускання перетворювача обернено пропорційна до кількості пар електродів. Виготовлення структур з великою кількістю електродів пов'язане з певними технологічними труднощами. Тому один з методів отримання вузькосмугових фільтрів полягає у вилученні більшої частини штирів при збереженні загальної довжини перетворювач. Вилучення частини електродів приводить до появи в частотній характеристиці додаткових піків, частотний інтервал між якими обернено пропорційний до часу проходження акустичною хвилею відстані між елементарними зустрічно-штировими перетворювачами.

Широке розповсюдження отримали резонатори на ПАХ. На відміну від резонаторів на об'ємних хвилях, ПАХ відбиваються не від поверхні кристала, а від розподілених відбивачів у вигляді зустрічно-штирових перетворювачів. Хоча відбиття від одного окремо взятого електрода незначне (біля 40 дБ), узгоджена інтерференція хвиль, відбитих від великої кількості пар електродів (наприклад, 100) забезпечує високу відбивну здатність (0,98). Найчастіше використовується конструкція фільтра з двома зустрічно-штировими перетворювачами, розташованими всередині резонатора.

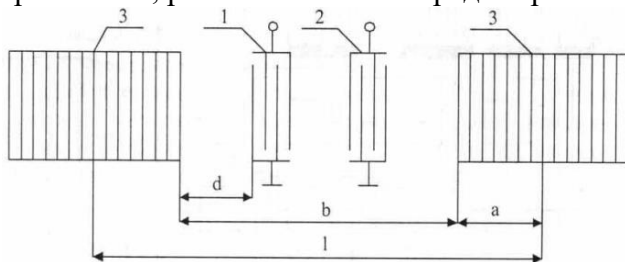


Рис. 5.16 - Фільтри з використанням відбивних структур: 1 – вхідний перетворювач; 2 – вихідний перетворювач; 3 – відбивач; l – довжина резонатора; b – відстань між відбивачами; a – глибина енергії відбивачів; d – відстань яка визначає розташування перетворювачів всередині резонатора і забезпечує умови стоячої хвилі.

У широкосмугових фільтрах на ПАХ використовуються нееквідистантні зустрічно-штирові перетворювачі, але на відміну від дисперсійних ліній затримки, вони ввімкнені не назустріч, а в одному напрямку.

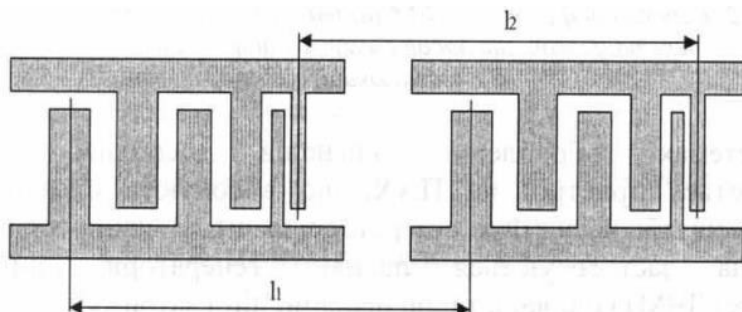


Рис. 5.17 - Широкосмугові фільтри на ПАХ

Окремі групи електродів на різних ділянках перетворювачів відповідають різним частотам сигналів. Відстані між електродами, що резонують, вхідного та вихідного перетворювачів повинні бути однаковими ($l_1 = l_2$)

5.7 Керовані фільтри на перетворювачі Фур'є на ПАХ

У багатьох пристроях, наприклад, у системах зв'язку та синхронізації, для ідентифікації сигналів застосовуються фільтри на ПАХ з оперативним перестроюванням електричних характеристик в залежності від режиму роботи. У найпростішому випадку такий пристрій містить фільтр на ПАХ з кількома групами електродів та комутувальними відведеннями від них. Фільтр складається з багатоелементного перетворювача, що задає смугу, та широкосмугового перетворювача. Багатоелементний перетворювач складається з решіток з

різною кількістю електродів. Сигнали з окремих перетворювачів додаються у визначених комбінаціях за допомогою підсилювачів, що комутують. На виході підсилювачів формуються різні частотні характеристики відповідно до кількості та розташування об'єднаних електродів.

В системах оброблення сигналів, особливо широкосмугових, використовуються пристрої на ПАХ, що виконують спектральний аналіз у реальному масштабі часу (Фур'є-перетворювачі). В найпростішій схемі Фур'є-перетворювача застосовуються пасивні генератори лінійних частотно-модульованих (ЛЧМ) коливань та дисперсійні лінії затримки.



Рис. 5.18 - Функціональна схема Фур'є перетворювача на ПАХ

Суть роботи таких пристроїв полягає в помноженні вхідного сигналу $s(t)$ на ЛЧМ-коливання (C_1), згортанні добутку в фільтрі (C_2 і C_3). Для повного комплексного перетворення Фур'є потрібне ще одне помноження на ЛЧМ-сигнал. Для отримання тільки амплітудного спектра остання операція не виконується. ЛЧМ-сигнали генеруються шляхом збудження фільтрів на ПАХ коротким імпульсом.

На основі системи ЛЧМ-фільтрів на ПАХ для подвійного перетворення Фур'є можна побудувати комбінований смугово-пропускний або смуговий загороджувальний фільтр з плавним перестроюванням. Для цього використовують Фур'є перетворювачі. Після першого перетворення Фур'є частотні складові вхідного сигналу відображаються у вигляді часової послідовності. Потім виконується зворотне перетворення і відновлюється відфільтрований вхідний сигнал.

5.8 Активні пристрої на ПАХ

Якщо поблизу поверхні п'єзоелектричної підкладки, вздовж якої поширюється акустична хвиля, помістити напівпровідник або метал, то в ньому буде наводитися електричний струм, а акустoeлектронна взаємодія супроводжуватиметься втратами потужності. Однак при прикладенні постійного електричного поля, що викликає дрейф носіїв заряду в напрямку поширення акустичної хвилі, носії можуть передавати свою енергію хвилі, якщо швидкість їх дрейфу більша від швидкості хвилі. В цьому випадку можна отримати явище скерованого підсилення біжучих хвиль, яке використовується в однонаправлених підсилювачах.

Акустoeлектронна взаємодія застосовується також у пристроях перетворення зображення. Освітлення напівпровідника може впливати на нелінійну взаємодію акустичної хвилі з носіями заряду в напівпровіднику, оскільки в цьому випадку виникають додаткові носії заряду. Вказане явище дозволяє використовувати акустичні імпульси для порядкової розгортки оптичного зображення, сформованого на напівпровідниковій плівці.

Втрати перетворення в пристроях на ПАХ можна компенсувати за допомогою зовнішніх підсилювачів.

Існує декілька конструктивних рішень, що забезпечують взаємодію між напівпровідником та ПАХ. Одне з них базується на поширенні ПАХ Гуляєва – Блюстейна вздовж поверхні п'єзоелектричного напівпровідника ($InSb$, $GaAs$, $GdSe$, GdS).

Покажемо на рисунку плівковий акустоелектронний підсилювач.

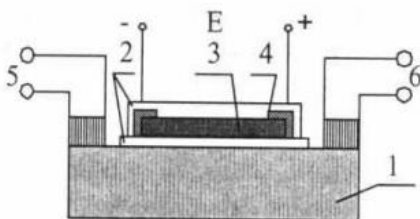


Рис. 5.19 - Плівковий акустоелектронний підсилювач: 1 – п'єзоелектрична підкладка $LiNbO_3$; 2 – діелектрик (SiO_2); 3 – напівпровідник ($InSb$); 4 – металеві контакти (Al); 5 – вхід; 6 – вихід.

В іншій конфігурації підсилювача для забезпечення повітряного проміжку між напівпровідником та п'єзоелектричною підкладкою використовуються опори, що мають форму квадрата зі стороною 4 мкм, створені методом іонного травлення, які утворюють псевдовипадкову сукупність з середньою відстанню між рядами 200 мкм. Оскільки розміри опор дуже малі і густина їх розташування незначна, вони практично не впливають на розсіювання ПАХ.

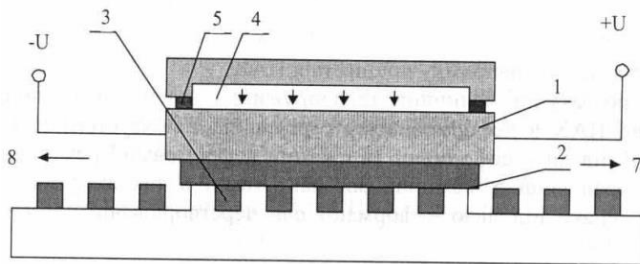


Рис. 5.20 - Акустoeлектронний підсилювач з повітряним проміжком: 1 - сапфір; 2 - високоомна плівка SiO; 3 - пластинки (опори); 4 - порожнина з підвищеним тиском; 5 - кільцеве ущільнення; 6 - вхід; 7 – вихід.

Слід відзначити, що практична реалізація плівкових акустoeлектронних підсилювачів супроводжується значними технологічними труднощами отримання плівки, пов'язаних з підбором пар матеріалів з близькими значеннями періодів кристалічних ґраток і температурних коефіцієнтів та складністю вирощування епітаксійної плівки з заданими електрофізичними параметрами. В підсилювачах з повітряним проміжком вибір матеріалів є довільним. Недолік такого підсилювача полягає в наявності повітряного проміжку, що обмежує коефіцієнт підсилення. Коефіцієнт підсилення акустoeлектронного підсилювача з повітряним проміжком величиною 0,1 мкм на частоті 100 МГц становить приблизно 60 дБ/см, тоді як для плівкових акустoeлектронних підсилювачів він може досягати 100 дБ/см і більше на частотах до 1 ГГц.

5.8. Способи контролю фізичних величин у сенсорах на ПАХ

Для контролю величини зовнішніх дій у перетворювачах на ПАХ використовуються: часовий(рис.а), фазовий(рис.б), частотний(в,г) та диференційно-частотний методи(рис.д). Покажемо на рисунку схеми названих методів.

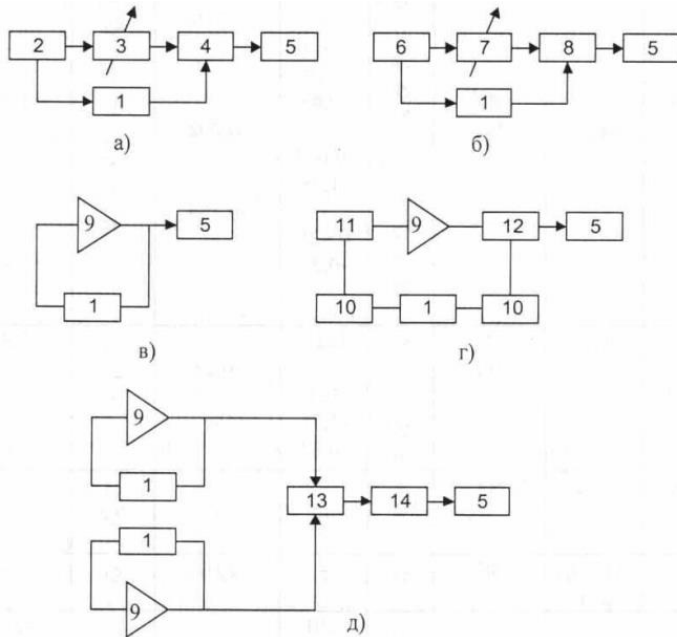


Рис. 5.21 - Методи контролю величини зовнішніх дій у перетворювачах на ПАХ: а – часовий; б – фазовий; в, г – частотний; д – диференційно-частотний; 1 - ПАХ-структура; 2 - генератор коротких імпульсів; 3 - схема регулювання затримки; 4 - блок вимірювання часових інтервалів; 5 - пристрій реєстрації; б - генератор неперервних сигналів; 7 -регульований фазообертач; 8 - фазовий детектор; 9 - підсилювач; 10 - узгоджувальний пристрій; 11 - атенюатор; 12 - пристрій розв'язування; 13 - змішувач; 14 – фільтр нижніх частот.

В часовому методі контролю вимірюється зміна величини затримки поширення імпульсу між вхідним та вихідним перетворювачами при ювнішніх діях на підкладку

$$\Delta \tau = \tau_0 \left(\frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta V}{V} \right)$$

де: τ_0 - час затримки; V – швидкість поширення ПАХ; L – геометричні розміри в недеформованому середовищі; ΔL , ΔV - величина зміни швидкості поширення ПАХ та геометричних розмірів у деформованому середовищі.

У фазовому методі вимірюється зміна величини набігу фази при поширенні ПАХ від вхідного до вихідного перетворювача при зовнішніх діях на підкладку

$$\Delta \psi = \psi_0 \left(\frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta V}{V} \right)$$

Частотний метод базується на вимірюванні зміни набігу фази, що перетворюється в частотний вихідний сигнал шляхом ввімкнення лінії затримки 1 в коло зворотного зв'язку підсилювача 9, тобто створення ПАХ-генератора.

Частота генератора:

$$f = \frac{m - \psi_E / 2\pi}{\tau}$$

$m = 1, 2, 3, \dots$ - ціле число.

ψ_E - сумарний фазовий зсув.

Диференційно-частотний метод дозволяє підвищити чутливість перетворювача та знизити його температурну нестабільність шляхом порівняння (віднімання) вихідних сигналів двох ПАХ-генераторів у змішувачі 13 і виділення сигналу різницевої частоти на фільтрі нижніх частот 14.

Перетворювачі на основі стоячих хвиль з ПАХ-резонаторами мають ряд переваг у порівнянні з перетворювачами біжучих хвиль з лініями затримки.

Переваги:

– забезпечується значно більша ефективна

добротність та значно менші втрати, що зумовлено накопиченням енергії в порожнині резонатора;

- збільшується чутливість перетворювача;
- зменшується потужність споживання та чутливість до технологічних дефектів.

На сьогодні найбільшого поширення на практиці набув частотний метод контролю величини зовнішніх дій на основі генераторної схеми. Цей метод досить універсальний, має високу чутливість та точність, характеризується високою завадостійкістю, відносно простий у реалізації, зручний для подальшого оброблення сигналу за допомогою цифрових схем.

5.9. Сенсори сили на ПАХ

Як чутливі елементи сенсорів сили та тиску на ПАХ використовуються пружні елементи з однією або кількома структурами на ПАХ у вигляді лінії затримки або резонаторів.

Принцип побудови чутливих елементів:

- консоль що працює на згині;
- пластина, що працює на розтяг або стиснення;
- пластина, що закріплена на краях;
- пластина на шарнірах;

Однією з основних характеристик сенсорів сили є силова чутливість або коефіцієнт перетворення вхідної величини (сили E) у вихідну.

Силова чутливість:

$$S_F = \frac{\partial f}{\partial F},$$

де: f – частота; F – сила;

Розглянемо деякі варіанти конструктивного виконання сенсорів сили на ПАХ.

Найбільш поширеним чутливим елементом є

консольно закріплена пластина, що працює на згин.

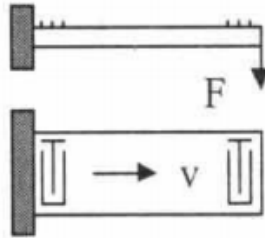


Рис. 5.21 – Консоль, що працює на згин.

$$\Delta l_{\max} = \frac{Fa^2l}{4E_{Ю}J}$$

де: a – довжина підкладки на ділянках віж 0 до $l/4$ і $3l/4$ до l .

Для прямокутної пластини:

$$J = \frac{bh^3}{12}$$

де: J – момент інерції; b – ширина пластини; h – товщина пластини; l – початкова довжина пластини;

Недоліком розглянутої конструкції ЧЕ є розташування одного з перетворювачів ПАХ на вільному кінці пластини, що погіршує метрологічні характеристики сенсора. Для усунення цього недоліку обидва перетворювачі розташовуються поблизу місця закріплення пластини, а на її вільному кінці виконується відбивач. Відбивачем ПАХ може бути звичайний зустрічно-штировий перетворювач, до виводів якого приєднана індуктивність, настроєна в резонанс з ефективною ємністю електродної структури перетворювача.

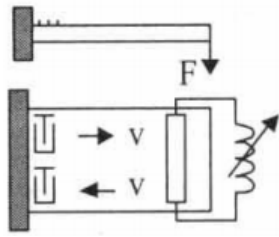


Рис. 5.22 – Консоль, що працює на згин, в якій обидва перетворювачі розташовуються поблизу місця закріплення пластини

Недолік цієї конструкції, що полягає в попаданні частини відбитої хвилі на вхідний перетворювач, можна усунути, виготовивши перетворювач у вигляді 90° - призми.

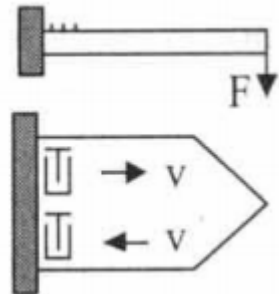


Рис. 5.23 – Перетворювач у вигляді 90° -призми.

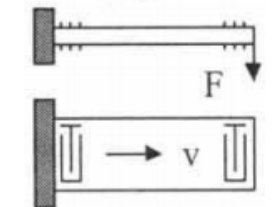


Рис. 5.24 – Консоль, в якій обидва зустрічно-штирові перетворювачі ПАХ розташовуються на протилежних поверхнях пластини

Диференційна схема дозволяє підвищити силову чутливість сенсора приблизно в 2 рази та забезпечити високу температурну стабільність. В цьому випадку обидва зустрічно-штирові перетворювачі ПАХ розташовуються на протилежних поверхнях пластини.

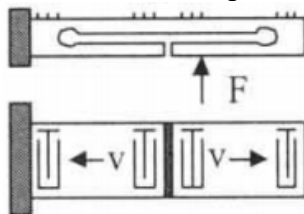


Рис. 5.25 - Пластина, що працює на розтяг

Обидва зустрічно-штирові перетворювачі ПАХ розташовуються на одній поверхні консолі спеціальної форми на ділянках, що мають деформацію протилежних знаків.

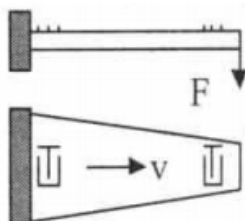


Рис. 5.26 - Пружний елемент у формі балки однакового опору згину шляхом зміни її ширини

Інший метод підвищення силової чутливості консольних ЧЕ, які працюють на згин, полягає у використанні пружних елементів з рівномірною механічною напругою, що досягається забезпеченням постійного радіуса кривизни поверхні при згині. Для цього пружний елемент виконується у формі балки однакового опору згину шляхом зміни її ширини чи товщини, або навантажується чисто моментом згину.

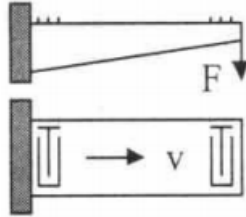


Рис. 5.27 – Пружний елемент у формі балки однакового опору згину шляхом зміни її товщини.

В данному випадку пружний елемент виконується у формі балки однакового опору згину шляхом зміни її товщини.

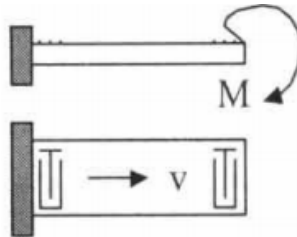


Рис. 5.28 - Консоль що працює на згин.

В цій конструкції елемент навантажується чисто моментом згину.

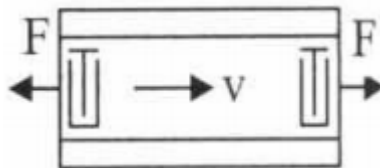


Рис. 5.29 - Чутливий елемент у вигляді пластини, що працює на розтяг (стиснення)

Чутливий елемент у вигляді пластини, що працює на розтяг (стиснення) мають в 5...10 раз меншу силу чутливість форми.

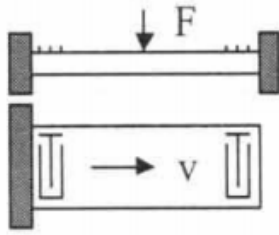


Рис. 5.30 - Пластина, що закріплена на крях

Величина абсолютного збільшення довжини пластини, що закріплена на раях форми на ділянці від $1/4$ до $3l/4$ (де l - початкова довжина шастини) становить :

$$\Delta l_{\max} = -\frac{Fa^2l}{64E_{Ю}J}$$

де a - довжина підкладки на ділянках від 0 до $1/4$ та від $3l/4$ до l

$$\Delta l_{\max} = -\frac{Fa^2l}{128E_{Ю}J}$$

i)

Та ж величина для пластини, закріпленої на шарнірах, у 4 рази менша, ніж для консольної:

$$\Delta l_{\max} = -\frac{Fa^2l}{16E_{Ю}J}$$

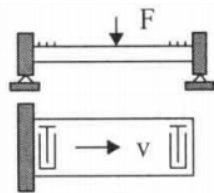


Рис. 5.30 - Пластина на шарнірах

Для пластини, закріпленої на шарнірах, можна забезпечити розташування ПАХ-структури на ділянці рівномірної деформації згину шляхом навантаження пружного елемента чисто моментом згину за допомогою пари сил.

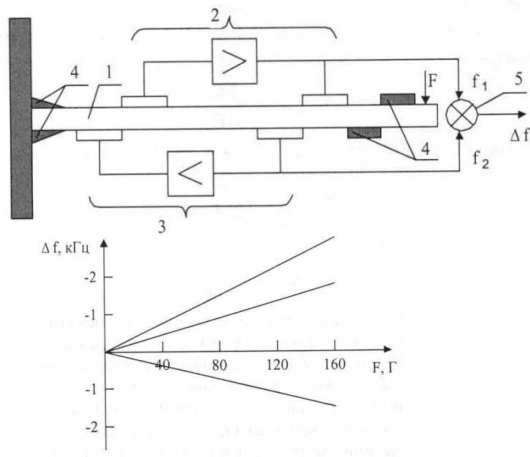
Аналіз розглянутих ЧЕ дозволяє зробити такі висновки:

- високу силову чутливість має консольний ЧЕ, що працює на згин при поздовжній деформації, низьку - консольна пластина при деформації зсуву;

- ЧЕ на основі пластини, закріпленої на кінцях, та пластини на шарнірах рекомендується реалізувати у вигляді диференційної схеми шляхом розміщення перетворювачів ПАХ на ділянках з протилежними знаками деформації, що дозволяє підвищити силову чутливість і вихідну частоту та забезпечити температурну стабільність;

- силова чутливість ЧЕ з резонаторними структурами на основі стоячої хвилі в загальному випадку вища, ніж на основі біжучої хвилі.

Покажемо на рисунку одну з типових конструкцій сенсора сили на ПАХ.



а)

б)

Рис. 5.31 Сенсор сили на ПАХ: а) структурна схема; б) характеристики: 1 - пластина (звукопровід); 2, 3 - лінії затримки; 4 - акустичний поглинач; 5 - змішувач

Лінії затримки 2 та 3 розташовані на паралельних гранях пластини 1, жорстко закріпленої одним кінцем. Акустичний поглинач 4 виключає поширення хвилі за межі резонуючої порожнини генераторів.

При згині звукопроводу в напрямку прикладення сили F у результаті механічної деформації частота нижнього генератора її зростає f_2 , а верхнього f_1 -падає. Різницева частота Δf , виділена після змішувача 5, пропорційна до прикладеної сили; крутизна характеристики (або чутливість) становить 18 Гц/г.

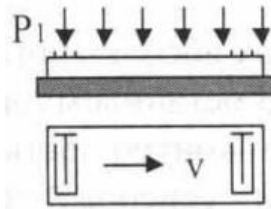
5.10 Сенсори тиску на ПАХ

Чутливість до тиску, або коефіцієнт перетворення тиску p в частоту f для сенсора з автогенераторною схемою можна визначити як:

$$S_p = \frac{\partial f}{\partial p}$$

Покажемо на рисунку конструкції сенсорів тиску на ПАХ.

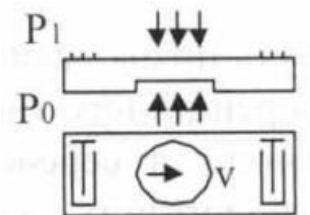
а)



Найпростіший чутливий елемент сенсора

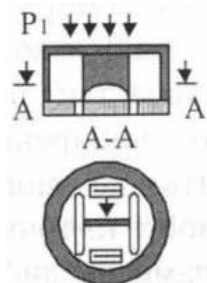
гідростатичного тиску являє собою пластину жорстко закріплену поверхнею, протилежною до поверхні поширення ПАХ, в якій переважає деформація, нормальна до поверхні поширення ПАХ. Проте такі ЧЕ мають чутливість порядку одиниць герц при тиску 1 кПа, що недостатньо для більшості практичних випадків.

б)



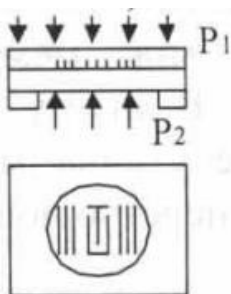
Для підвищення чутливості в сенсорах тиску використовуються ЧЕ у вигляді мембрани, в яких на пружному елементі (одній або кількох мембранах) розташовані одна або кілька структур на ПАХ. Траєкторія поширення ПАХ може перетинати всю поверхню мембрани. Але якщо мембрана піддається тиску, рівномірно розподіленому по її поверхні, радіальні напруги в її центральній та периферійній частинах мають протилежний характер. Тому для підвищення чутливості сенсорів структуру на ПАХ розташовують на тих ділянках мембрани, де вона зазнає деформації одного знаку, наприклад, в її центральній частині.

в)



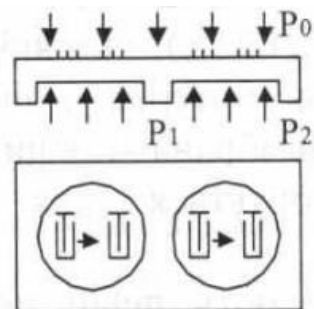
Додаткового підвищення чутливості ЧЕ з однією мембраною можна досягти в конструкції, в якій механізм дії тиску на мембрану аналогічний дії сили на консоль. Для цього в мембрані вздовж траєкторії поширення ПАХ виконуються наскрізні щілини.

г)



Деякі переваги перед розглянутими має конструкція ЧЕ з однією мембраною, в якій вся акустична система ізольована між двома з'єднаними підкладками, що утворюють мембрану. Поверхня поширення ПАХ взаємодіє з середовищем, яке контролюється, що приводить до погіршення метрологічних характеристик сенсора, зокрема, стабільності та точності.

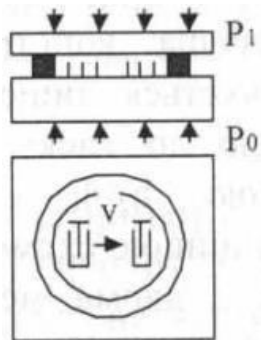
д)



Для усунення вказаного недоліку ЧЕ будується з

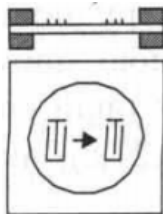
двома мембранами за диференційною схемою, причому тиск P_0 в такій конструкції підтримується постійним.

е)



Різновидністю такого ЧЕ є більш технологічна конструкція, в якій проміжок між мембранами забезпечується лише за рахунок матеріалу, що їх зв'язує. В цьому випадку чутливою до тиску є тонка мембрана товщиною h_1 , а нечутлива мембрана товщиною $h_2 > h_1$ і використовується для побудови перетворювача за диференційною схемою.

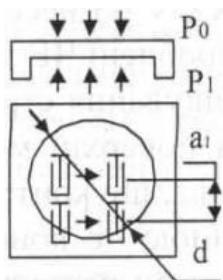
є)



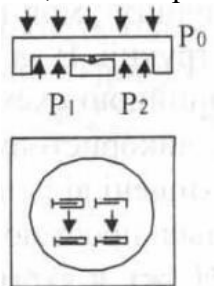
ЧЕ з двома мембранами мають певні недоліки: складність конструкції, відносно низька надійність, погіршення метрологічних характеристик внаслідок неідентичних умов поширення ПАХ у рознесених мембранах, труднощі доступу до конструкції. В зв'язку з

цим розроблені ЧЕ з однією мембраною, побудовані за диференційною схемою. Для розташування структур на ПАХ у такій конструкції можуть використовуватися обидві поверхні мембрани, які повинні бути захищені від впливу середовища, що контролюється.

ж)



Більш простою та технологічною є конструкція ЧЕ з однією мембраною, в якому обидві структури розташовані на одній поверхні мембрани на ділянках з протилежним характером деформації під час дії тиску P_1 що вимірюється. Зазвичай одна структура на ПАХ розташовується в центрі мембрани, а інша - на її периферії на відстані $a \approx (0.7...0.9)d/2$ від центра. Така конструкція, крім температурної стабільності, підвищує чутливість до тиску ЧЕ з кремнію Y-зрізу в 2 рази. Однак такий ЧЕ доцільно використовувати лише в сенсорах абсолютного тиску ($P_0 = \text{const}$), щоб захистити поверхню поширення ПАХ від впливу середовища, що контролюється.з)



Складніша конструкція дозволяє вимірювати диференційний тиск ($P_2 - P_1$). У цьому випадку мембрана опирається на проміжну опору, що забезпечує можливість її обертання. Симетричне розташування обох структур на ПАХ у такому ЧЕ забезпечує ефективніше придушення дестабілізуючих дій навколишнього середовища.

Аналіз розглянутих конструкцій ЧЕ показує, що аналогічно сенсорам сили чутливість до тиску в загальному випадку вища в ЧЕ, що використовують стоячу хвилю.

Покажемо на рисунку типову конструкцію сенсора на ПАХ генераторного типу, призначеного для вимірювання тиску в газі або рідині.

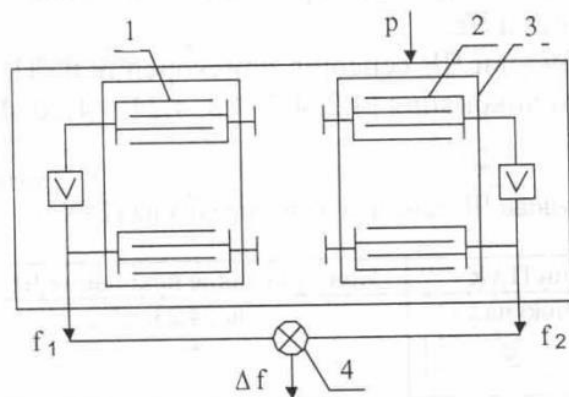


Рис. 5.41 - Сенсор тиску генераторного типу на ПАХ: 1 - лінія затримки на неробочій діафрагмі; 2 - лінія затримки на робочій діафрагмі; 3 - робоча діафрагма; 4 - змішувач.

На загальній підкладці (звукопроводі) розташовані лінії затримки 1 і 2. Тиск прикладається тільки на ділянці звукопроводу (робочій діафрагмі) 3, на якій розташована одна з ліній затримки. Інша лінія затримки тиску не

відчуває. На основі цих ліній затримки виконані два генератори на ПАХ. При однаковому тиску на обидві діафрагми частоти генераторів f_1 та f_2 дорівнюють одна одній і різницева частота Δf , виділена після змішувача, дорівнює нулю. При зміні тиску на робочу діафрагму частота відповідного генератора змінюється. Різницева частота Δf пропорційна до зміни тиску:

$$|\Delta f| = f_0 S_p \Delta p,$$

де: Δp - зміна тиску; $f_0 = f_1 = f_2$ - частота за відсутності тиску; S_p - коефіцієнт чутливості сенсору до тиску.

Зміна температури середовища не приводить до зміни Δf в результаті одночасної зміни f_1 та f_2 . Значення чутливості при використанні діафрагми з п'єзокварцу становить $3...7 \cdot 10^{-6} \text{ Па}^{-1}$ (на частоті біля 100 МГц), відхилення характеристики від лінійності не перевищує 0.5... 1.5%.

5.11. Сенсори прискорення на ПАХ

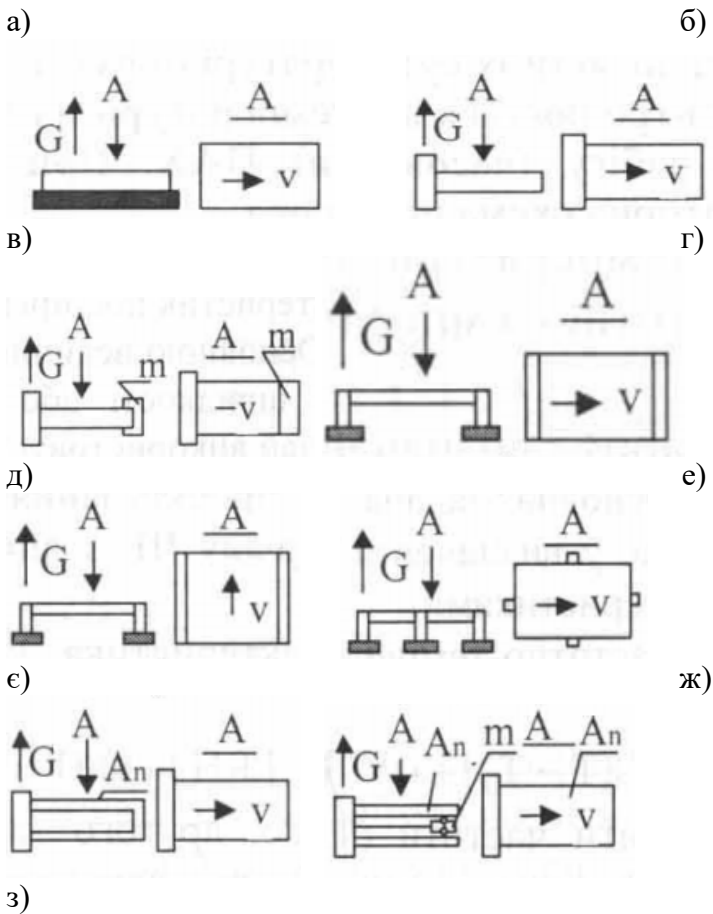
Якщо розташувати звукопровід зі структурою на ПАХ у прискорювальному полі, на нього діє сила інерції, що викликає деформацію, зміну швидкості та фазового набігу ПАХ, а відповідно і частоти перетворювача, побудованого за генераторною схемою.

Чутливість до прискорення, або коефіцієнт перетворення прискорення G в частоту f можна визначити як:

$$S_G = \frac{\partial f}{\partial G}$$

Величина S_G залежить як від матеріалу, орієнтації та конфігурації звукопроводу, так і від конфігурації опори ЧЕ.

Покажемо на рисунку конструкції виконання ЧЕ сенсорів прискорення на ПАХ.



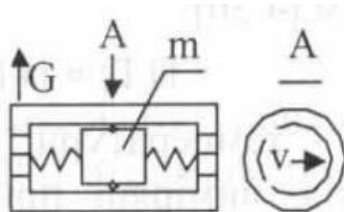


Рис. 5.42 - Варіанти конструктивного виконання ЧЕ сенсорів прискорення на ПАХ: пластина, закріплена на жорсткій поверхні (а); консоль, що працює на згин (б, в); пластина, закріплена протилежними кінцями на гнучких опорах (г, д); пластина, закріплена на жорстких опорах (є); рамковий ЧЕ (є, ж); мембрана з зосередженим навантаженням у центрі (з)

На рисунку а) показана конструкція у вигляді пластини, за допомогою епоксидного клею жорстко закріпленої на поверхні, паралельній до поверхні поширення ПАХ. Такий ЧЕ має відносно високу чутливість до прискорення.

Найчастіше використовуються ЧЕ у вигляді консолі, що працює на згин (рис. б,в). Закріплена з протилежних кінців пластина на відміну від консолі дозволяє отримати симетричний відносно її центру розподіл деформації (рис. г,д).

Для підвищення чутливості ЧЕ поряд з використанням власних інерційних властивостей звукопроводу (рис. б,д,є) вводять додаткову інерційну масу m (рис. в,з). У жорсткій рамковій конструкції ЧЕ (рис. є) прискорення викликає його складну деформацію, в результаті чого навіть різні ділянки однієї поверхні можуть мати деформацію протилежних знаків. Щоб уникнути цього використовується відкрита рамкова конструкція, в якій маса m може переміщатися поверхнею обох консолей (рис. ж). Величина нелінійності, наприклад, для ЧЕ,

виконаного з двох мембран, між якими на пружних підвісках закріплена маса ш (рис. з), становить 3.6 % у діапазоні прискорень 0...20 частота механічного резонансу - 1.2 кГц.

Для підвищення чутливості та зниження впливу дестабілізуючих впливів застосовується ряд рішень, аналогічних тим, що використовуються в сенсорах сили, наприклад, консоль, що працює на згин та має зону однакового опору згину (рис. є), або диференційна схема. Зменшення часу заспокоєння досягається заповненням герметичного корпусу, в якому міститься ЧЕ, рідиною – демпфером.

4.12. Сенсори температури на ПАХ

Можливість побудови сенсорів температури основана на залежності характеристик поширення ПАХ, зокрема, фазової швидкості, від температури середовища поширення.

Зміна температури підкладки приводить до зміни її пружних властивостей. З одного боку, це пов'язано з температурною залежністю сталих пружності, з другого - з виникненням внаслідок теплового розширення механічних напруг, що змінюють акустичні властивості підкладки. Для вільної від напруги підкладки викликане температурою поле деформації визначається як:

$$\bar{S}_{UV} = \alpha_{UV} (T - T_0),$$

де $(T - T_0)$ - зміна температури; α_{UV} - коефіцієнт лінійного теплового розширення.

Для анізотропного середовища, такого як кристалічний кварц, температурні характеристики ПАХ залежать від кутів зрізу та напрямку поширення ПАХ.

Вибір певних значень цих кутів дозволяє забезпечити температурну стабілізацію характеристик поширення ПАХ та досягти їх суттєвої температурної чутливості.

Основною величиною, що контролюється в сенсорах температури на ПАХ, є зміна швидкості або фазового набігу (часової затримки) ПАХ. При цьому зазвичай використовується генераторна схема побудови сенсора.

Основна задача в процесі проектування сенсорів температури на ПАХ полягає у визначенні зрізів матеріалу ЧЕ з лінійними частотно-температурними характеристиками.

Частотно-температурна характеристика кристала кварцу визначається за виразом:

$$f(T) = f(T_0) \left[1 + \alpha^{(1)} (T - T_0) + \alpha^{(2)} (T - T_0)^2 + \dots \right] + f(T_0) \hat{\alpha} \Delta T / dt$$

де $\alpha^{(i)}$ - температурні коефіцієнти частоти (ТКЧ) першого, другого та вищих порядків, виміряні при опорній температурі T_0 (298 К), які характеризують поведінку структури на ПАХ при статичних теплових впливах; $\hat{\alpha}$ - динамічний ТКЧ при опорній температурі, що характеризує поведінку структури на ПАХ при динамічних теплових впливах.

Якщо кристал зазнає впливу швидких змін температури, з'являються температурні градієнти, що викликають температурні напруги та деформації. Такі динамічні теплові ефекти, що враховуються останнім членом виразу, залежать від способу монтажу ЧЕ і мінімізуються, наприклад, за допомогою фіксування ЧЕ з хорошим тепловим контактом. Статична тепла поведінка відповідає однорідному розподілу температури в межах

ЧЕ, тобто повільній зміні температури, і в цьому випадку останнім членом виразу можна знехтувати.

При побудові сенсорів температури на ПАХ слід використовувати зрізи матеріалів з максимально можливим значенням $\alpha^{(1)}$ та мінімально можливими значеннями $\alpha^{(2)}$, $\alpha^{(3)}$ тощо, що забезпечить їх більшу чутливість та високу лінійність. JCL-зріз являє собою ST-зріз з кутом напрямку поширення хвилі 39° , а LST-зріз є двічі повернутим зрізом. Значна різниця між теоретичними та експериментальними ТКЧ пов'язана, очевидно, з неточною орієнтацією та впливом навантаження маси електродів.

На основі JCL - та LST -зрізів побудовані сенсори температури з високими метрологічними характеристиками. Як структури на ПАХ використовуються лінії затримки з такими параметрами: JCL-зріз - $\tau = 1,45$ мкс, $f_0 = 95$ МГц, втрати - 20 дБ; LST -зріз - $\tau = 1,41$ мкс, $f_0 = 97,3$ МГц, втрати - 25 дБ. Чутливість сенсора на основі JCL-зрізу склала 1800 Гц/град, на основі LST-зрізу - 2800 Гц/град. Відхилення від лінійності - не гірше 0,1 К в діапазоні температур 243...383 К, роздільна здатність - більше 10^{-4} К. Близькі за величиною параметри сенсора на LST-зрізі отримані в температурному діапазоні 213...358 К.

Як чутливі структури в сенсорах температури можуть використовуватися і резонатори на ПАХ, а ЧЕ можуть виготовлятися з інших матеріалів. Наприклад, в сенсорі з ЧЕ на основі германату вісмуту при, $f_0 = 40$ МГц отримана роздільна здатність 10^{-3} К.

При виборі схеми побудови сенсора потрібно враховувати, що диференційна схема, в якій

використовуються термочутлива та термостабільна структури на ПАХ, дозволяє здійснити відносно низькочастотний вихід та знизити вплив дестабілізуючих дій.

Потрібно відзначити, що сенсори з структурами на ПАХ мають приблизно в 20 раз меншу сталу часу в порівнянні зі структурами на об'ємних акустичних хвилях, оскільки планарна структура ЧЕ на ПАХ робить можливим його і безпосередній контакт з оточуючим середовищем.

5.13. Сенсори концентрації газів на ПАХ

Локалізація енергії ПАХ у поверхневому шарі звукопроводу приводить до сильно вираженої залежності характеристик поширення ПАХ від властивостей матеріалу поверхні звукопроводу. Зміна властивостей такого матеріалу може зумовлюватися його взаємодією з компонентами газової суміші, що приводить до зміни ряду характеристик хвилі: амплітуди та фазового набігу ПАХ, її спектрального складу тощо. Аналогічно до випадку тензопружних взаємодій у сенсорах концентрації газів контролюється величина фазового набігу (часової затримки) ПАХ.

Зазвичай ЧЕ являє собою структуру на ПАХ, на робочій поверхні якої нанесена плівка речовини, чутливої до компоненти газу, що контролюється. При адсорбції та десорбції газу плівкою відбувається зміна її густини та пружних властивостей, що викликає зміну швидкості ПАХ.

Покажемо на рисунку часову залежність напруги на виході фазового детектора U_{ϕ} при адсорбції в потоці

$N_2 + 1\%H_2$ і десорбції в потоці O_2 .

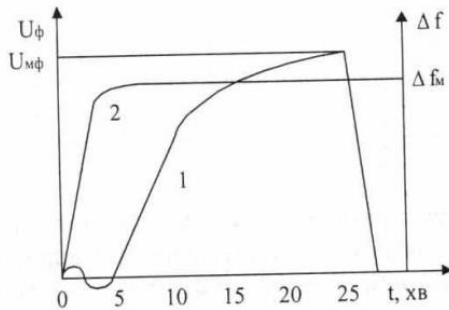


Рис. 5.43 - Часові залежності напруги на виході сенсора концентрації кисню (крива 1) та частоти на виході сенсора концентрації SO_2 (крива 2)

Час зростання знаходиться в межах 15...25 хв. і залежить від концентрації водню та швидкості потоку, час спадання становить 4...30с і майже не залежить від швидкості потоку O_2 . Величина максимальної напруги залежить лише від концентрації H_2 в суміші газів і збільшується з її ростом.

Для підвищення чутливості та точності вимірювання слід усувати дестабілізуючі дії довкілля, зокрема, тиску та температури. Ефективним методом такої стабілізації є використання диференційних схем побудови ЧЕ, в яких газочутливу плівку наносять тільки на одну лінію затримки, а інша лишається еталонною. Чутливість такого сенсора концентрації кисню оцінюється як:

$$S_{C_H} \approx 2\pi U_{мф} \frac{fL\delta v}{v^2 \partial C_H}$$

де $U_{мф}$ - максимальна напруга на виході фазового детектора при різниці набігу фаз ПАХ у вимірювальній та

еталонній лінії затримки $\pi/2$; L - відстань між зустрічно-штировими перетворювачами; v - швидкість ПАХ у вимірювальній лінії затримки; C_H - концентрація H_2 в плівці. Сенсор може визначати концентрацію H_2 в межах $5 \cdot 10^5 \dots 10^{-2}$.

В інтегральних конструкціях сенсорів на основі кремнію використовуються ЧЕ у вигляді мембрани, товщина якої не більша від довжини ПАХ. За цих умов енергія хвилі доходить до обох поверхонь мембрани, що дозволяє керувати параметрами поширення хвилі шляхом розташування газочутливої плівки на поверхні мембрани, протилежній до поверхні розташування зустрічно-штирових перетворювачів.

Газочутлива плівка, розташована на поверхні звукопроводу, не є обов'язковим елементом сенсора, оскільки її роль може виконувати безпосередньо звукопровід з матеріалу, чутливого до компоненти газової суміші, яка контролюється. Таке конструктивне рішення приводить до росту чутливості сенсора, спрощення його конструкції та підвищення надійності.

Сенсори концентрації газів з використанням структур на ПАХ відрізняються високою чутливістю, простотою реалізації, можливістю інтегрального виконання та наявністю частотного вихідного сигналу.

5.14. Сенсори електричної напруги на ПАХ

Функціонування сенсорів електричної напруги на ПАХ ґрунтується на залежності електрофізичних характеристик середовища поширення ПАХ від величини електричного поля, прикладеного до цієї структури.

Дія електричного поля на п'єзоелектричний

матеріал супроводжується його пружною деформацією, яку можна представити в тензорній формі:

$$S_{ij} = d_{ijk} \cdot E_k, \quad i, j = x, y, z,$$

де d_{ijk} - п'єзоелектрична стала вздовж j - го напрямку в i - тій площі; E_k - електричне поле, прикладене в k -му напрямку.

В результаті пружної деформації змінюється відстань між зустрічно-штировими перетворювачами ПАХ, тобто часова затримка (фазовий набіг). Відповідну зміну частоти на виході сенсора можна записати як:

$$\Delta f / f = L_2 \cdot S_{xx} / (L_1 + L_2),$$

де L_2 - частина загальної відстані між зустрічно-штировими перетворювачами ПАХ $L_1 + L_2$, до якої прикладене електричне поле; S_{xx} - вплив деформації.

Зв'язок деформації S з електричним полем E для п'єзоелектричних сталих кераміки має вигляд:

$$S_{xx} = d_{z1} \cdot E_z,$$

$$S_{yy} = d_{z1} \cdot E_z,$$

для $LiNbO_3$:

$$S_{xx} = -d_{y2} \cdot E_y$$

$$S_{yy} = d_{z1} \cdot E_z,$$

для кварцу:

$$S_{yy} = d_{x1} \cdot E_y,$$

Покажемо на рисунку конструкції ЧЕ сенсорів електричної напруги.

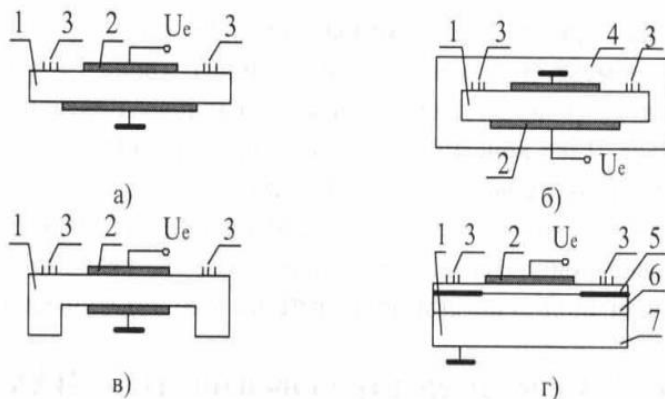


Рис. 5.44 - Сенсор для вимірювання електричної напруги : а) типовий; б) для високих напруг; в) з підвищеною чутливістю; г) на МДН - ефекті: 1 – звукопровід; 2 – електрод для напруги зміщення; 3 – зустрічно-штирвовой перетворювач; 4 – SF_6+N_2 ; 5 – ZnO ; 6 – SiO_2 ; 7 – Si .

Типовий ЧЕ (рис. а) виконаний у вигляді звукопроводу 1, на поверхні якого розташовані вхідний та вихідний зустрічно-штирові перетворювачі 3, що утворюють лінію затримки.

Деякі особливості має сенсор для вимірювання високих напруг (рис. б). У парі електродів, на які подається напруга U_e , що вимірюється, заземлюється верхній, що дає можливість уникнути електричного пробоя між зустрічно-штировим перетворювачем та електродом 2. Як матеріал звукопроводу такого сенсора використовується $LiNbO_3$ з Y-зрізом, повернутим на 128° відносно осі поширення ПАХ.

Для підвищення чутливості за напругою необхідно зменшити товщину області поширення ПАХ, що

приводить до відповідного збільшення напруженості електричного поля (рис. в).

Інший принцип керування вихідною частотою генераторів на ПАХ за допомогою зовнішньої електричної напруги мають структури метал-діелектрик-напівпровідник (МДН), показані на рис, г. Цей принцип ґрунтується на відомому ефекті нагромадження та збіднення поверхневого шару напівпровідника при подачі на керуючий електрод 2 зовнішньої напруги U_e . В результаті виникає шунтування електричного поля, що приводить до зміни частоти генератора на ПАХ.

Зниження вихідної частоти сенсора та стабілізація його параметрів досягаються за допомогою типової диференційної схеми. Головна особливість таких сенсорів полягає в тому, що опорна та вимірювальна структури на ПАХ, розташовані на одній підкладці, для досягнення високої температурної компенсації повинні бути електрично ізольовані між собою.

Сенсори електричної напруги на ПАХ мають ряд переваг у порівнянні з іншими сенсорами:

- пряме перетворення напруги в частоту;
- стійкість до перевантаження;
- висока роздільна здатність.

5.15. Сенсори електрофізичних параметрів матеріалів на ПАХ

Використання явищ поширення ПАХ дало змогу розробити ряд ефективних і методів безконтактного контролю електрофізичних параметрів матеріалів, зокрема, напівпровідникових підкладок та надтонких плівок. Принцип дії таких сенсорів оснований на нелінійній акустоелектронній взаємодії ПАХ з вільними носіями заряду в матеріалі, що досліджується.

Покажемо на рисунку сенсор електрофізичних параметрів матеріалів.

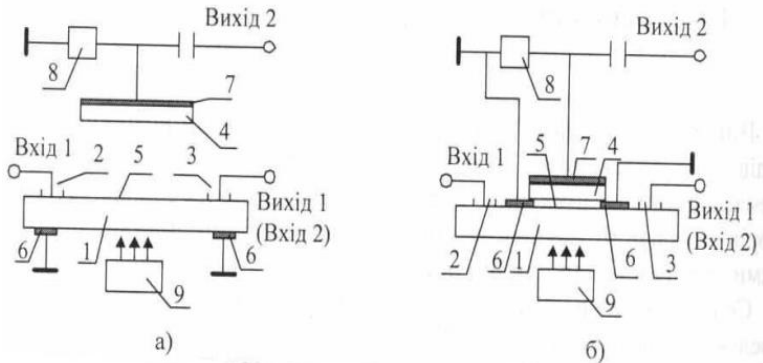


Рис. 5.45 - Сенсори на ПАХ для вимірювання електрофізичних параметрів матеріалів: 1 - п'єзоелектричний звукопровід; 2 - вхідний зустрічно-штировий перетворювач; 3 - вихідний зустрічно-штировий перетворювач; 4 - зразок, що досліджується; 5 - повітряний проміжок; 6,7 - електроди; 8 - джерела імпульсної або ступінчастої напруги; 9 - джерела випромінювання.

Сенсор електрофізичних параметрів матеріалів (рис. а) містить п'єзоелектричний звукопровід 1, на поверхні якого виконана лінія затримки на, ПАХ із вхідним 2 та вихідним 3 зустрічно-штировими перетворювачами. Зразок 4, що досліджується, розташовується з невеликим повітряним проміжком 5 по відношенню до робочої поверхні звукопроводу. Неробоча поверхня звукопроводу та поверхня зразка, що досліджується, мають відповідні електроди 6 та 7. Електричне поле, що поширюється звукопроводом 1 зі сталою затухання порядку довжини ПАХ, проникає у зразок 4 і збирає вільні носії заряду в згустки, і що приводить до створення просторового заряду. Характер акустоелектронної взаємодії відрізняється від лінійного, що пов'язано зі збуренням

концентрації носіїв, захопленням носіїв на пастках та квадратичною залежністю падіння потенціалу на збідненому напівпровіднику від величини нормального до його поверхні електричного поля.

Акустoeлектронна взаємодія має ряд наслідків, зокрема, зміни величини затухання та фазової швидкості ПАХ. Товщина ділянки акустoeлектронної взаємодії обмежується довжиною Дебая в напівпровіднику, або довжиною ПАХ, якщо вона менша, тобто мова йде про приповерхневий шар напівпровідника. Зміна електричних властивостей поверхні напівпровідника може бути досягнута по-різному: подачею на структуру від джерела 8 імпульсної або ступінчастої напруги постійного струму різної полярності або зовнішнім підсвіченням зразка від джерела випромінювання 9. Дослідження параметрів акустoeлектронної взаємодії в статичному та динамічному режимах дозволяє отримати інформацію про велику кількість параметрів зразка, що досліджується.

Для усунення падіння напруги на звукопроводі використовується схема, показана на рис. б, в якій електроди б виконуються на робочій поверхні звукопроводу, що дозволяє різко понизити напругу постійного струму, яка вимагається для вимірювання поверхневого потенціалу зразка.

Змінне електричне поле, що збуджується на вході 1, проникає у зразок та групує вільні носії заряду у згустки. Ці згустки більшу частину часу рухаються на ділянці прискорювального поля хвилі і забирають у неї енергію, що додатково ослаблює ПАХ та збільшує втрати, що контролюються за величиною сигналу на виході 1. Величина втрат ПАХ зменшується при низькій та високій провідності зразка, що досліджується, внаслідок великої кількості вільних носіїв у першому випадку та екранування носіями електричного поля ПАХ у другому.

Аналіз часових залежностей затухання ПАХ при

подачі на зразок від джерела 8 напруги постійного струму дозволяє оцінити густину поверхневих станів, швидкість генерації неосновних носіїв у режимі збіднення, та сталі часу захоплення і випромінювання. Фотозбудження електронно-діркових пар приводить до росту провідності, внаслідок чого за допомогою ПАХ можна окремо досліджувати процеси поверхневої та об'ємної рекомбінацій. За допомогою цього методу можна також виявити іонноплантований шар поблизу поверхні напівпровідника та розрахувати ефективну дозу впроваджених атомів.

4.16. Сенсори вологості на ПАХ

Для вимірювання вологості використовується вологочутлива полімерна плівка та генератор на ПАХ. Принцип дії таких приладів показано на рис. а.

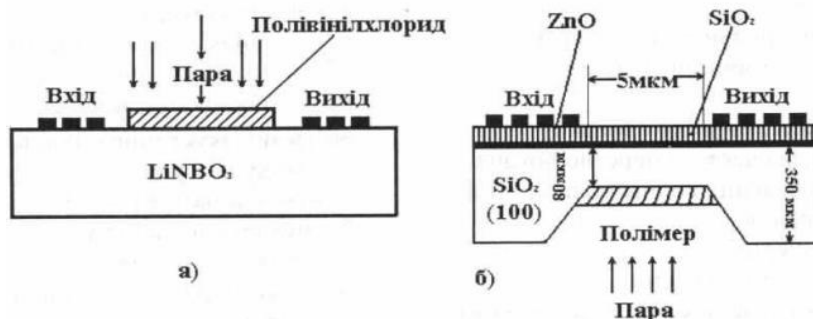


Рис. 5.46 - Принцип роботи (а) та структура (б) сенсора вологості на ПАХ

В цих сенсорах на підкладках із ніобату літію або кварцу сформована структура генератора на ПАХ. На його активну поверхню напилюють полімерну плівку, чутливу

до вологи. Адсорбція води з атмосфери приводить до невеликих змін густини, жорсткості та товщини плівки. В результаті змінюється фазова швидкість та частота коливань генератора. Зсув частоти при цьому пропорційний до відносної вологості. Конструктивною особливістю приладу (рис. б) є розміщення полімерної плівки на зворотному боці мембрани, товщина якої менша або дорівнює довжині поверхневої хвилі. В цьому випадку плівка впливає на розповсюдження поверхневих акустичних хвиль у тонкому шарі ZnO_2 , нанесеному на верхній бік мембрани. В цій конструкції поверхня, незахищена від водяної пари, відділена від активної поверхні приладу, тому водяний конденсат не здійснює паразитного впливу на елементи конструкції та електронної схеми обробки сигналу, які можуть розміщуватися на верхньому боці підкладки.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Мікроелектронні сенсори фізичних величин: Науково-навчальне видання. В 3 томах. Том 1/ За ред. З.Ю. Готри. – Львів: Ліга-Прес, 2002. – 475с.
2. Мікроелектронні сенсори фізичних величин: Науково-навчальне видання. В 3 томах. Том 2 / За ред. З.Ю. Готри. – Львів: Ліга-Прес, 2003. – 595с.
3. Проценко І.Ю., Чешко І.В., Яворський Я. Явище гігантського магнітного опору в багатошарових плівкових системах (огляд) // Вісник СумДУ Серія Фізика. Математика. Механіка, № 10(69).- 2004.- С.65-81.
4. 5. Егизарян Г.А., Стафеев В.И. Магнитодиоды, магниторезисторы и их применение.- М.: Радио и связь, 1987.- 88с.
5. Готра З.Ю., Григор'єв В.В., Мельник О.М., Прошак Д. Використання плівкових розподілених РС-структур в сенсорах вологості // Вісник НУ „Львівська політехніка”, сер. „Електроніка”, № 423, 2001, с.41-45.
6. Функціональна мікроелектроніка/ За ред. Хорунжого В.А.-Харків:Основа, 1995.- 134 с.
7. Бондарь Б.Г., Письменецкий В.А., Хорунжий В.А. Микроэлектроника.- Киев: Вища школа, 1981.- 256с.
8. Опанасюк Н.М., Степаненко А.О. Методичні вказівки до лабораторних робіт з курсу «Мікроелектронні сенсори» для студентів денного відділення спеціальності «Електронні прилади та пристрої».- Суми: Кафедра прикладної фізики СумДУ, 2006.-32с.
9. Датчики: справочник / Под ред. З.Ю. Готри, О.И. Чайковского.- Львов: Каменяр, 1995.- 312с.
- Полищук Е.С. Измерительные преобразователи.- К.: Вища школа, 1981.- 296с.
10. Электрические измерения неэлектрических величин / Под ред. П.В.Новицкого.- Л.: Энергия, 1975.- 576с