**Міністерство освіти і науки України**

**Прикарпатський національний університет ім. Василя Стефаника**

**В.А. Ровінський**

# Вимірювальні перетворювачі

**навчальний посібник**

Івано-Франківськ

**2020**

ВСТУП ……...5
1 Аналогові компоненти систем управління……..6
1.1 Генератори та перетворювачі сигналів .....6
1.2 Логарифмічні та антилогарифмічні підсилювачі.....10
1.3 Аналогові перемножувачі прямої дії.....16
1.4 Детектори сигналів.....25
2 Спеціалізовані підсилювачі…….36
2.1 Підсилювачі типу МДМ. .....36
2.2 Широкосмугові спеціалізовані підсилювачі.....39
2.3 Інструментальні (вимірювальні) підсилювачі. .....41
3 аналогово-цифрові компоненти електронних систем……..45
3.1 Засоби відображення та зберігання інформації.....45
3.2 Засоби вимірювання фізичних величин.....59
4 Конструювання силовимірювальних перетворювачів 82
4.1 Проектування механічних перетворювачів навантаження .....82
4.2 Проектування електричних перетворювачів давачів навантаження.....93
5 Перелік рекомендованих джерел 97

## ВСТУП

"Вимірювальні перетворювачі" є додатковим курсом електронного апаратобудування і базується на знаннях одержаних при вивченні таких дисциплін як "Мікропроцесорні системи", "Основи цифрової техніки", тощо. В курсі розглядаються типові компоненти і схемні рішення, які будуть корисними при проектуванні засобів автоматизації в комплексі народного господарства. Тому вивчення курсу "Вимірювальні перетворювачі" є важливим і практично корисним завданням, до якого майбутньому спеціалісту слід віднестись з особливою відповідальністю в світлі майбутнього дипломного проектування. В свою чергу маю сподівання, що пропонований посібник зможе допомогти йому в цьому складному процесі. Разом з тим слід відзначити, що посібник в силу обмеженості його об’єму не може повністю відображати всієї різноманітності сучасних підходів, тому для більш ґрунтовного розуміння предмету слід ознайомитись із списком використаних літературних джерел, наведеною в кінці конспекту. Крім того, дуже корисним є вивчення технічної документації на цифрові інтегральні схеми провідних світових виробників: Texas Instruments, Motorola, Philips, Toshiba, National Semiconductor яка вільно розповсюджується за допомогою мережі Internet. Інший шлях самовдосконалення – це набуття практичного досвіду з використання сучасних електронних компонентів в схемотехніці, який свідомий майбутній спеціаліст може провести самостійно.

# 1 АНАЛОГОВІ КОМПОНЕНТИ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ

## 1.1 Генератори та перетворювачі сигналів

### 1.1.1 Інтегральний таймер 555 (1006ВИ1)

Таймерами – називають пристрої, які призначені для одержання точних інтервалів часу, або послідовності імпульсів зі стабільними частотами.

За способом побудови таймери ділять на аналогові та цифрові. Цифрові таймери будуються на засадах цифрової техніки і дозволяють дискретно змінювати часові інтервали та стабілізувати їх у часі за допомогою кварцових резонаторів. Такий спосіб побудови має переваги:

- чітко визначені дискретні відліки часу
- висока точність вимірювань, визначена параметрами кварцевого резонатора. Без термостатування відносна нестабільність часових інтервалів $\delta \le 10^{-5}$ а з термостатуванням резонатора – $\delta \le 10^{-7}$;

Суттєвий недолік цифрового таймера – порівняно велика кількість корпусів інтегральних схем (IC), і як наслідок збільшення габаритів, енергоспоживання приладу та зменшення експлуатаційних показників

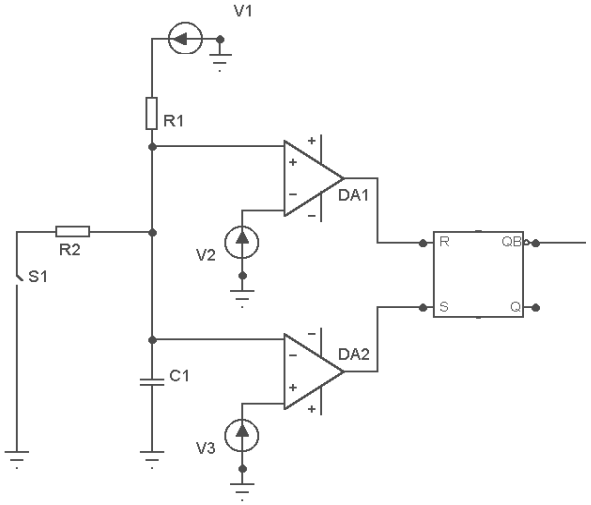



**Рисунок 1.1 –** Базова внутрішня структура аналогового таймера

надійності. Тому такі таймери застосовують там, де переважаючим фактором є часова стабільність генерованих коливань.

Аналоговим таймерам притаманні:

- простота схемних рішень, та наявність готових таймерів в інтегральному виконанні;
- дешевизна та дещо гірша (в порівнянні із цифровими) часова стабільність.

Для такого типу таймерів часові інтервали формуються за допомогою зовнішніх RC – ланок, а базова внутрішня структура має вигляд (Рисунок 1.1)

Така структура складається з двох компараторів DA1…DA2, RS – тригера, часозадаючих ланок R1C1 та R2C2, керованого ключа S1, джерел опорних напруг V2 та V3, і є насправді універсальною, дозволяючи будувати різноманітні пристрої РЕА. Розглянемо роботу такої структури в режимі автоколивного генератора, для цього слід з'єднати вихід Qb RS тригера з управляючим входом ключа S1.

Нехай у початковий момент часу конденсатор C1 розряджений (Vc1=0).

Тоді на виході компаратора DA1 буде лог.0 а на виході компаратора DA2 - логічна 1. RS тригер знаходиться в одиничному стані і ключ S1 – розімкнений. Конденсатор заряджається від джерела живлення V1 через резистор R1. Напруга на конденсаторі зростає за експоненційним законом:

$$V_c(t) = V1\left(1 - e^{\left[-\frac{t}{R1C1}\right]}\right) \tag{1.1}$$

В момент часу t1 напруга *Vc* стане рівною до опорної напруги V3 (Vc(t)=V3)

На виході компаратора DA2 з'явиться напруга лог. 0 , яка не може змінити стан RS тригера. Конденсатор C1 продовжує заряджатись. В момент часу t2, напруга Uc стане рівною опорній напрузі V2. При цьому на виході компаратора DA1 з'явиться логічна 1. При подачі логічної одиниць на R – вхід RS тригера, тригер буде встановлений в нульовий стан і ключ S1 замкнеться. Паралельно до конденсатора C1 через ключ S1 стає підключений резистор R2, створюючи цим самим коло розрядки конденсатора. Розрядка здійснюється різницею струмів R1 і R2. Проте, коли виконується умова R1>>R2, та V2 наближається до V1, то струмом R2 можна знехтувати. В цьому випадку зміну напруги на конденсаторі можна охарактеризувати рівнянням

$$V_c(t) = V_2 e^{\left(\frac{-t}{R2C1}\right)} \tag{1.2}$$

Як тільки напруга $V_c(t)$ досягне значення V3 спрацює компаратор DA2 і переведе RS тригер в стан 1. Ключ S розімкнеться і процес заряджання – розряджання конденсатора C1 повториться.

Проміжки часу, під час яких відбувається процес заряджання або розряджання конденсатора C1 а вихідний сигнал RS тригера залишається незмінним – називають стадіями **квазірівноваги.**

Тривалість їх знайдемо з виразів (1.1) та (1.2). Підставивши з виразу (1.1) замість $V_c(t)$ значення V2 та V3 знайдемо проміжки часу t1, t2:

$$V3 = V1\left(1 - e^{\left[-\frac{t1}{R1C1}\right]}\right) \tag{1.3}$$

$$V2 = V1\left(1 - e^{\left[-\frac{t2}{R1C1}\right]}\right) \tag{1.4}$$

Перетворимо та прологарифмуємо вирази (1.3) та (1.4):

$$e^{\left[\frac{t1}{R1C1}\right]} = \frac{(V1 - V3)}{V1}, \quad e^{\left[-\frac{t2}{R1C1}\right]} = \frac{(V1 - V3)}{V1} \tag{1.5}$$

$$t1 = -R_1C_1 \cdot \ln\frac{(V1 - V3)}{V1} \quad t2 = -R_1C_1 \cdot \ln\frac{(V1 - V2)}{V1} \tag{1.6}$$

Оскільки тривалість стадії квазірівноваги, яка визначається часом заряджання конденсатора С1:

$$T_1 = t2 - t1 \tag{1.7}$$

то, здійснивши підстановку (1.5), (1.6) в (1.7), одержимо:

$$T_1 = -R_1C_1 \cdot \ln\left(\frac{V1 - V2}{V1 - V3}\right) = R_1C_1 \cdot \ln\left(\frac{V1 - V3}{V1 - V2}\right) \tag{1.8}$$

Тривалість проміжка часу t2-t3 знайдемо з (1.2), підставивши замість $V_c(t)$ напругу V3:

$$V3 = V2 \cdot e^{\left[-\frac{t3 - t2}{R2C1}\right]} \tag{1.9}$$

Перетворивши (1.9), аналогічно до вищенаведеного, одержимо:

$$T_2 = R_2C_1 \ln\left(\frac{V2}{V3}\right) \tag{1.10}$$

Період коливань :

$$T = T_1 + T_2 \tag{1.11}$$

а частота:

$$f = \frac{1}{T} \tag{1.12}$$

Тривалість фронтів прямокутної напруги визначається параметрами RS тригера, і звичайно оцінюється подвоєним часом затримки поширення сигналу в логічних елементах, на яких виконаний тригер.

Описаний принцип одержання прямокутних коливань використовується в інтегральній мікросхемі КР1006ВИ1 (NE555, SN555, тощо.) Стабільність

часових характеристик в залежності від зовнішніх факторів є досить значною. *Зміна частоти генерованого сигналу лежить в межах десятих-сотих долі процента, в залежності від типу мікросхеми.*

Враховуючи те, що ІС КР1006ВИ1 (555) має навантажувальну здатність за струмом $Ic \le 200mA$ та вбудований захист від перевантаження та перегріву, вона знайшла широке застосування в вітчизняній та іноземній схемотехніці. Конструкції з її використанням існують вже понад 30 років і продовжують успішно з'являтись і сьогодні, що доводить її високі експлуатаційні характеристики.

Основні схеми включення 555 таймера:

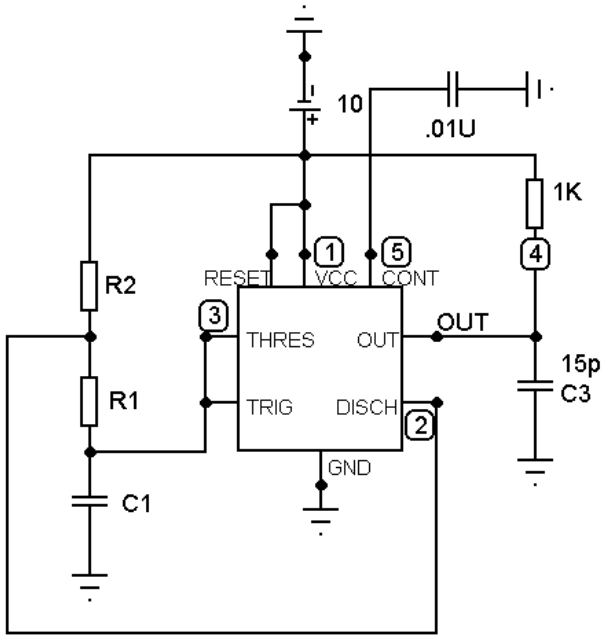



**Рисунок 1.2 –** Включення 555 таймера за схемою астабільного генератора (мультивібратора)

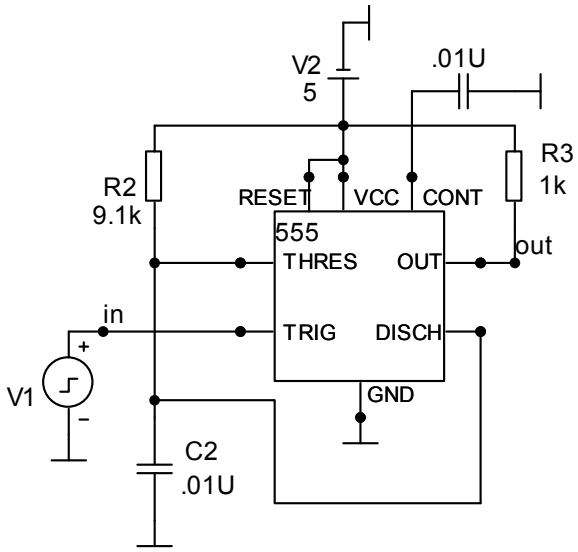



**Рисунок 1.3 –** Включення 555 таймера за схемою моностабільного генератора (одновібратора)

## 1.2 Логарифмічні та антилогарифмічні підсилювачі

Функціональні пристрої використовуються для виконання аналогового множення, ділення, стиснення сигналів, апроксимації нелінійних залежностей послідовністю прямолінійних відрізків і знаходження логарифмів і показникових функцій. На відміну від цифрових ЕОМ, де можна одержати практично будь-яку точність обчислень, похибка аналогових обчислень приведена до повного діапазону робочих сигналів практично обмежена значенням 0.1%, при типовому значенні 1-1.5%. Однак швидкість проведення обчислень практично не залежить від складності виразу і визначається тільки інерційністю активних елементів. Тому за допомогою аналогової обчислювальної машини розв'язок отримуємо практично миттєво, зразу ж після подачі вхідного сигналу.

Для отримання найпростішого логарифмічного перетворювача необхідно в коло зворотного зв′язку підсилювача включити елемент з логарифмічною залежністю. Таким елементом є напівпровідниковий діод або транзистор, включений в діодному режимі. Зв'язок між напругою для транзисторної схеми, зображеної на рис.1.4 виражається наступним чином:

$$U_{EB} = \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{NI_E}{I_{EBзв}}\right) \tag{1.13}$$

де $I_E = \frac{-U_{вх}}{R}$ – струм емітерного переходу, $I_{EBзв}$ – зворотній струм емітерного переходу; $N$ – коефіцієнт пропорційності, що залежить від конструктивних характеристик транзистора; $\varphi = \frac{kT}{q}$ – температурний потенціал ($q$–заряд електрона, $k$ –постійна Больцмана, $T$–абсолютна температура $^0K$).

Напруга UEB – яка є вихідною для даної схеми визначається з виразу:

$$U_{вих} = -\varphi_T \cdot \ln\left(\frac{NU_{вх}}{R}\right) + \varphi_T \cdot \ln\left(I_{EБзв}\right). \tag{1.14}$$

Якщо останнім членом у даному виразі можна знехтувати, то вихідна напруга буде логарифмом від вхідної. Якість такого перетворення залежить від характеристики нелінійного елемента. В межах 4-6 декад характеристика p-n переходу добре апроксимує логарифмічну функцію, особливо, якщо використовувати транзистор із бар'єром Шотки. Вибором $N$ (що досягається підбором типу напівпровідникового приладу) можна змінити тип логарифмічної залежності, одержавши наприклад *lg*-залежність.

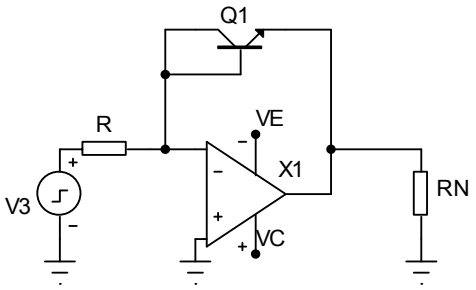



Рисунок 1.4 – Логарифмічний підсилювач

Логарифмічний підсилювач працює при струмах в діапазоні $I_E \approx 10^{-9}...10^{-4}$ А.

Для отримання більшого діапазону вихідної напруги в якості логарифмічного елемента використовують транзистор з спільною базою (див. рис.1.5):

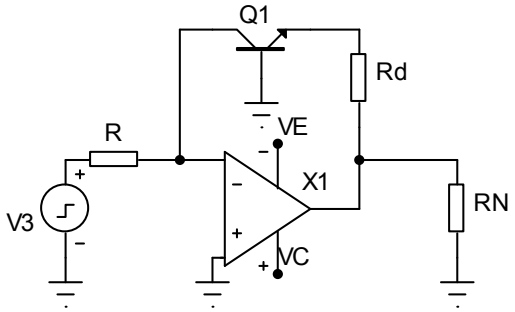



Рисунок 1.5 – Логарифмічний підсилювач (СБ)

Крім того для розширення динамічного діапазону необхідно використовувати операційні підсилювачі з малими значеннями напруги зсуву та струму зміщення. Подальше удосконалення схеми зв′язано з заміною транзистора зворотного зв′язку двома транзисторами, та різницевою схемою, що суттєво зменшує вплив температури на похибку коефіцієнта підсилення.

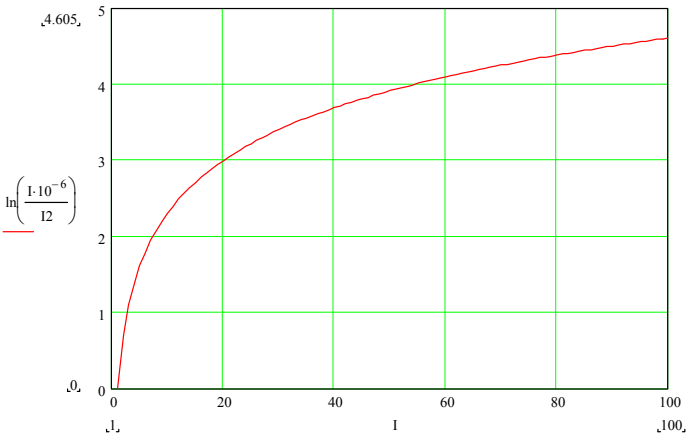



Рисунок 1.6 – Узагальнена характеристика логарифмічного підсилювача

Для знаходження значення антилогарифма вихідної величини потрібно змінити розташування p-n переходу в колі включення підсилювача на ОП:

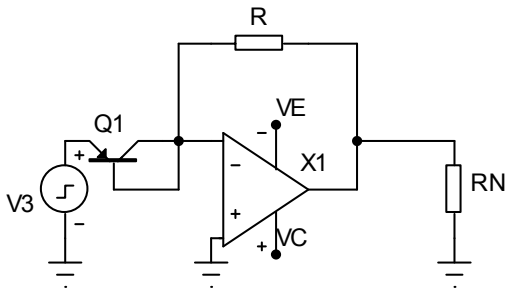



Рисунок 1.7– Антилогарифмічний підсилювач

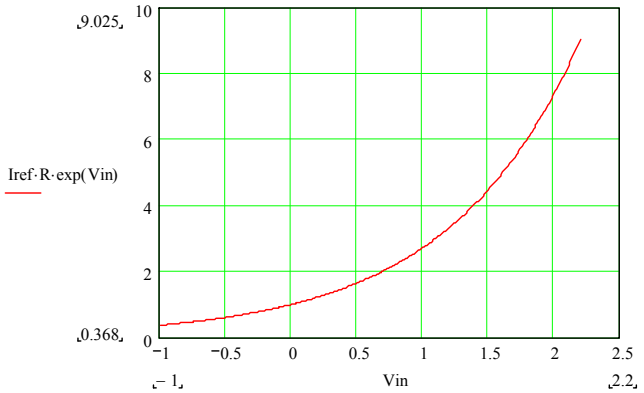



Рисунок 1.8 – Типова характеристика антилогарифмічного підсилювача

Логарифмічні підсилювачі застосовують для розширення динамічного діапазону різноманітних пристроїв. У випадку практичного застосування, доцільно використовувати інтегральні логарифмічні перетворювачі, які забезпечують гарантовану точність перетворення, а не виготовляти їх на основі ОП. Наприклад, якщо поставити прецизійний логарифмічний перетворювач (LOG100, "Burr-Brown", США) на вході 8-ми розрядного АЦП, то одержана система буде мати динамічний діапазон вхідних сигналів на рівні 20-ти розрядного АЦП. Проте задача вимірювання електричної потужності підсилювача та вивід інформації на магнітодинамічний індикатор не потребує значної точності, тому для її розв'язання логарифмічний перетворювач може бути виготовлений на дискретних компонентах.

Спрощена принципова схема перетворювача LOG100 :

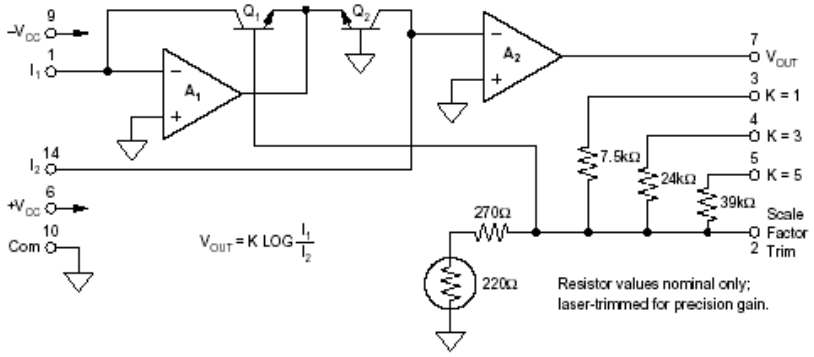



Рисунок 1.9 – Принципова схема перетворювача LOG100.

На принциповій схемі (рис.1.9) позначені виводи мікросхеми, та залежність, що визначає коефіцієнт передачі. Мікросхема може бути включеною як логарифмічний та антилогарифмічний перетворювач. Типова схема включення логарифмічного перетворювача наведена на рис.1.10.

Схема забезпечує підстроювання нулів вхідних струмів, оскільки вхідними величинами мікросхеми є струми $I_1$ та $I_2$. Коефіцієнт передачі схеми в логарифмічному режимі роботи:

$$U_{вих} = K \lg\left(\frac{I_1}{I_2}\right) \tag{1.15}$$

де значення $K$ вибирається шляхом комутації вихідного виводу мікросхеми (7) до виводів (3,4,5) і набуває значень К=1,3,5 відповідно.

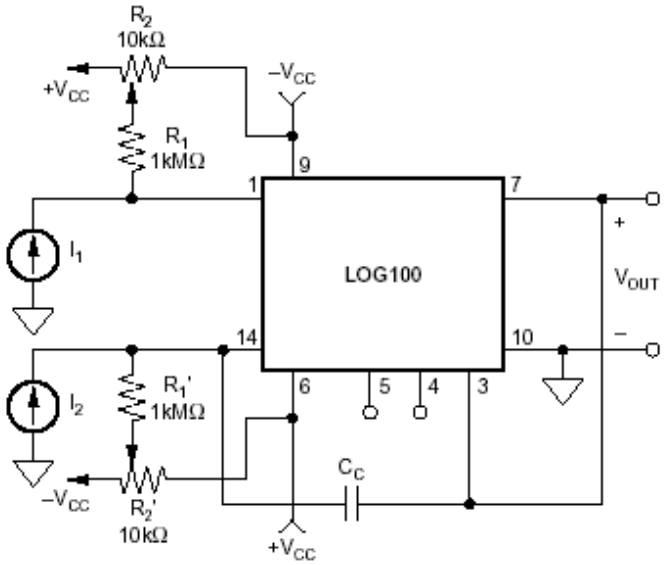



Рисунок 1.10 – Схема включення логарифмічного перетворювача LOG100

Вибір параметрів роботи мікросхеми здійснюється на основі графіків:

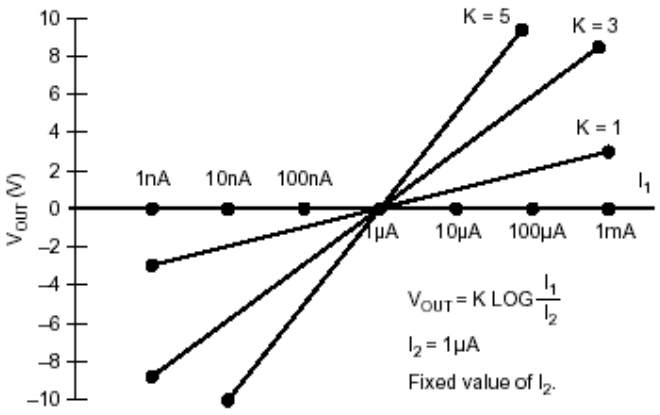



Рисунок 1.11 – Передавальна функція змінних К та $I_1$

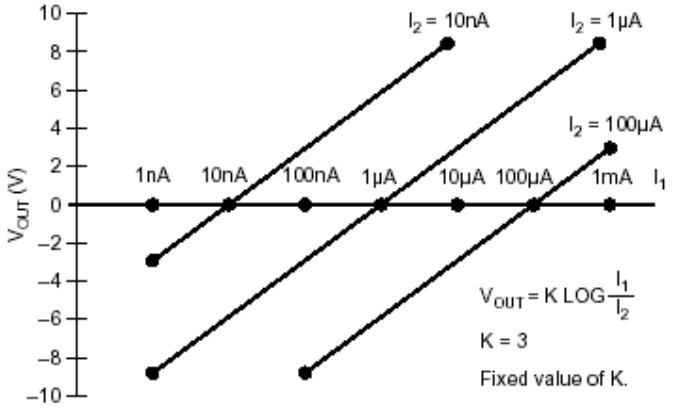



Рисунок 1.12 – Передавальна функція при $I_2$ та $I_1$

Підстроювання вихідної напруги здійснюється згідно до наступної схеми включення:

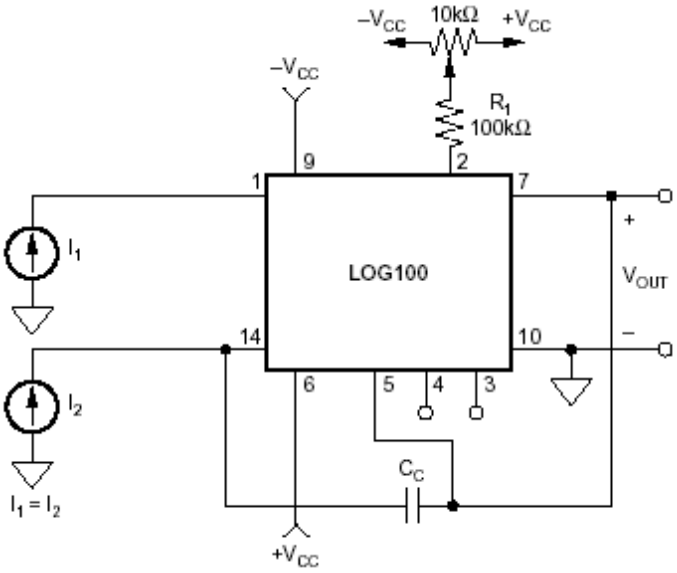



Рисунок 1.13 – Схема підстроювання вихідної напруги LOG100

Напруги живлення LOG100 складають $\pm 15$ В (двополярне живлення). Максимальна вихідна напруга $\pm 10$ В. Максимальна зведена похибка в діапазоні 5 декад зміни вхідного сигналу складає $\delta \le 0.37\%$. Тип вхідного сигналу – струмовий. Діапазон зміни вхідного струму від 1нА до 1мА.

Мікросхема LOG100 може застосовуватись для вимірювання поглинання випромінювання деяких речовин, і таким чином для здійснення порівняльного аналізу рідин, вимірювань оптичної густини середовищ, лінеаризації даних та аналогового стиснення даних.

Конденсатори частотної компенсації Сс вибираються з наступних залежностей (див.рис.1.14):

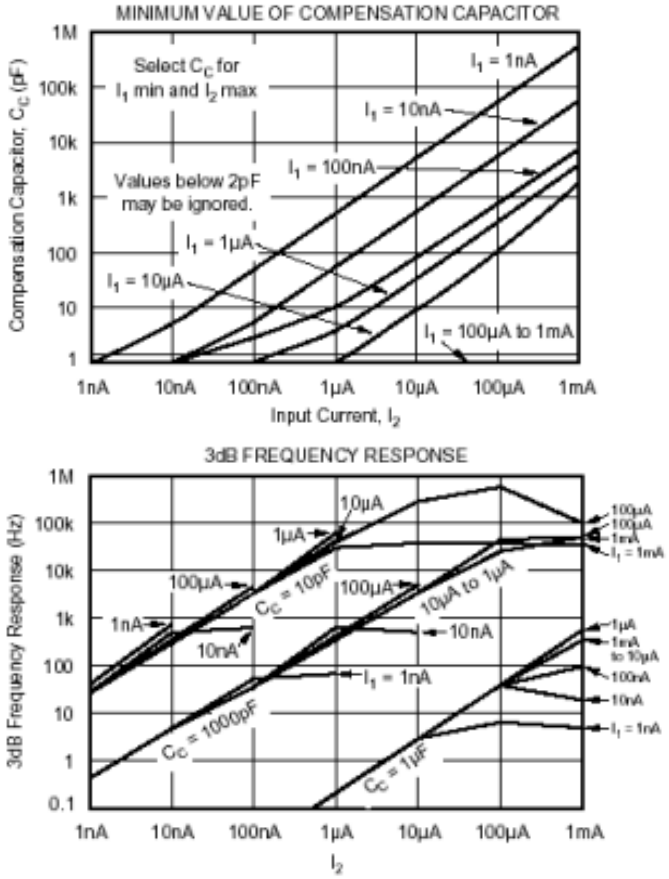



Рисунок 1.14 – Графіки для вибору Cc

Крім того мікросхема допускає анти-логарифмічне включення, вхідним значенням для якого є значення напруги (див. рис.11). Коефіцієнт передачі за напругою для такого випадку визначається як:

$$U_{вих} = I_{REF} \cdot R \cdot 10^{\left(\frac{-U_{вх}}{K}\right)} \qquad (1.16)$$

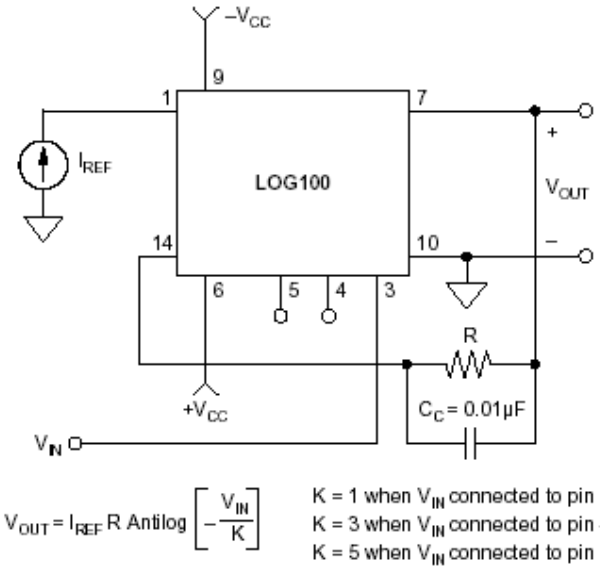



Рисунок 1.15 –Антилогарифмічне включення LOG100

## 1.3 Аналогові перемножувачі прямої дії

Аналогові перемножувачі по суті є точними електронно-керованими підсилювачами напруги і мають широке застосування в радіоелектронній промисловості та приладобудуванні. Ефект перемножування сигналів можна одержати різними способами. Розглянемо декілька з них.

### 1.3.1 Помножувачі із змінною крутістю

Найпростіший помножувач із оптичним зв'язком:

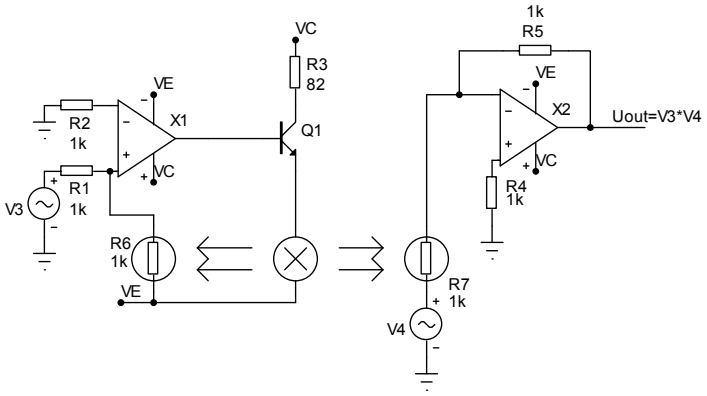



Рисунок 1.16 – Помножувач із оптичним зв'язком

Помножувач побудований за принципом керування опором фоторезисторів за рахунок зміни світлового потоку. ОП X1 масштабуючий, він керує лампою розжарювання, світлом якої (яскравість пропорційна рівню сигналу V3) змінюється опір фоторезистора R6. Сигнал V4 підсилюється інвертуючим підсилювачем X2. Оскільки підсилення цього каскаду пропорційне до опору R7, то виявляється, що Uвих ≈ V3*V4. Включенням опору "оптичного" зворотного зв'язку R6 забезпечується лінійність передавальної характеристики схеми. Фотоопори для такої схеми повинні бути штучно підібраними з однаковими характеристиками, однаково засвітлюватися лампою розжарювання і мати однакову температуру. Сигнал V3 повинен бути додатнім, а V4 може бути різнополярним. Недоліком такої схеми є інерційність лампи розжарювання. Для зменшення інерційності можна замінити низьковольтну лампу - напівпровідниковим світлодіодом.

Інший, і найбільш поширений аналоговий перемножувач – *керований напругою диференціальний подільник струму.*

### 1.3.2 Керований диференційний подільник струму

Він є частиною більшості мікросхем – аналогових перемножувачів і входить до складу, так званого, «перемножувального ядра», що складається із трьох диференціальних каскадів (див.рис.1.17).

Така (але дещо ускладнена) структура забезпечує *чотириквадрантне* перемножування сигналів (два вхідні сигнали можуть мати різну полярність), на

відміну від *двоквадрантного* (один сигнал різнополярний, інший однієї якої-небудь полярності), та *одноквадрантного* (два сигнали однієї полярності) перемножування.

Струми кожного із з'єднаних паралельно диф. каскадів на транзисторах Q6, Q3 та Q2, Q4 задаються диференціальним каскадом на транзисторах Q1, Q5. Оскільки в коло його емітера включений генератор струму V3, то напруга V2 тільки перерозподіляє струм між транзисторами, а загальне значення його залишається постійним і рівним $I_0$. Оскільки в залежності від полярності напруги V2 збільшуються або зменшуються робочі струми різних диференційних каскадів Q6,Q3 та Q2,Q4, то зміна полярності цієї напруги призводить до зміни знаку вихідного сигналу, забезпечуючи цим самим чотириквадрантність.

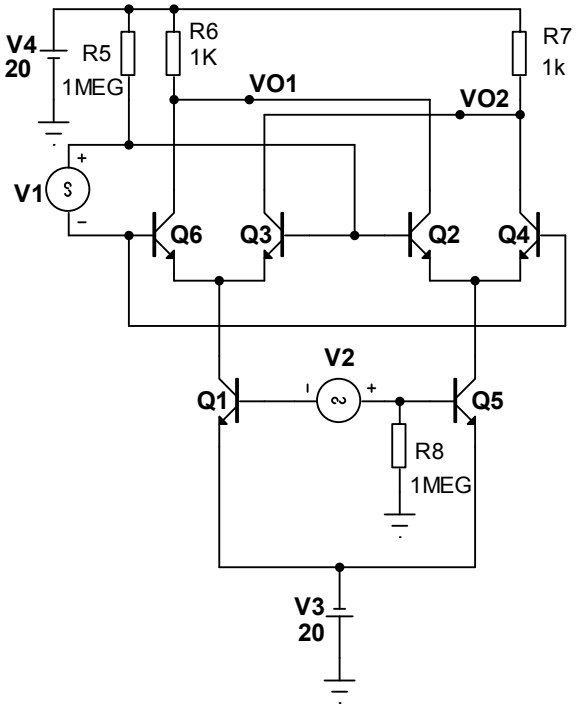



Рисунок 1.17 – Перемножувальне ядро

Вихідний сигнал одиночного диф. каскаду:

$$U_{вих} \approx -R_H I_0 \cdot th\left(\frac{V_1}{2 \cdot \varphi_T}\right) \tag{1.17}$$

Оскільки всі диференційні каскади однакові, то однакові і впливи їх на вихідний сигнал, тому можна записати, що:

$$U_{вих} \approx -R_H I_0 \cdot th\left(\frac{V_1}{2 \cdot \varphi_T}\right) \cdot th\left(\frac{V_2}{2 \cdot \varphi_T}\right) \tag{1.18}$$

При малих значеннях вхідних сигналів $|U_1| << 2 \cdot \varphi_T$, та $|U_2| << 2 \cdot \varphi_T$, тому залежність вихідної напруги спрощується:

$$U_{вих} \approx \frac{-R_H I_0 \cdot V_1 \cdot V_2}{(2 \cdot \varphi_T)^2} \qquad (1.19)$$

З останньої формули видно, що при малих вхідних напругах вихідний сигнал каскаду пропорційний їх добутку і залежить від струму $I_{0,}$ опорів $R_6$, $R_7$ і температурного потенціалу $\varphi_T$. Результати роботи перемножувача наведені на рис.1.18, де знаходимо добуток прямокутного сигналу (меандра) із синусоїдою:

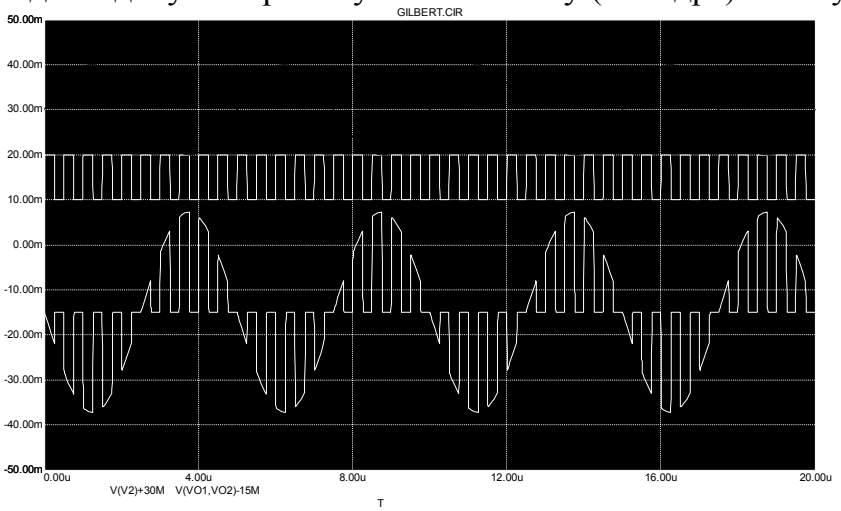



Рисунок 1.18 – Робота перемножувального ядра

Розглянемо мікросхему перемножувача MPY534 (виробник: Burr-Brown/ Texas Instruments) принцип дії якої аналогічний до розглянутого вище. Структурна схема його має вигляд:

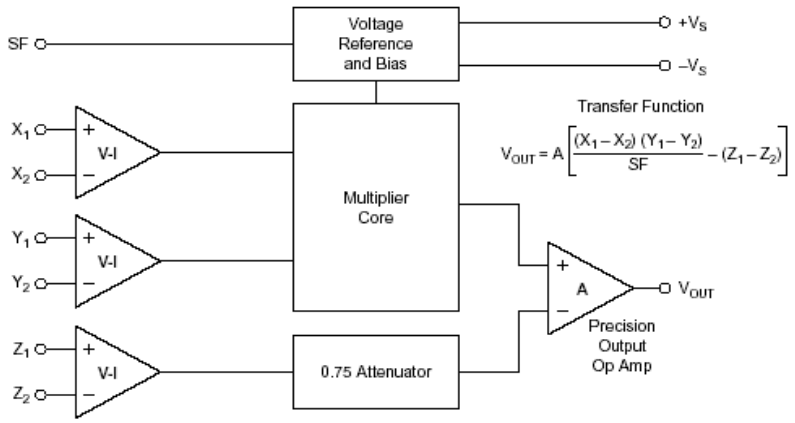



Рисунок 1.19 – Структурна схема MPY534

Основні технічні характеристики мікросхеми наступні:

- Максимальна загальна похибка $\delta_{\max} = \pm 0.25\%$
- Смуга пропускання $\Delta f_{\min} = 1 Мгц, \Delta f_{мин} = 3 Мгц$

- Діапазон вихідної напруги $\Delta f_{\min} = 1Мгц, \Delta f_{min} = 3Мгц, \Delta U_{вих} = \pm 11B$.
- Вхідний опір $R_{вх}$=10 Мом.

Пристрій може здійснювати перемножування у відповідності до залежності:

$$U_{вих} = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z_2 \tag{1.20}$$

Крім того, можна здійснювати ділення сигналу у відповідності до наступної залежності:

$$U_{вих} = 10V \cdot \frac{(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} + Y_1 \tag{1.21}$$

Також можна здійснювати операцію видобування квадратного кореня:

$$U_{вих} = \sqrt{10V(Z_2 - Z_1)} + X^2 \tag{1.22}$$

Схеми включення такого перемножувача представлені на рис.1.20,1.21,1.22,1.23,1.24.

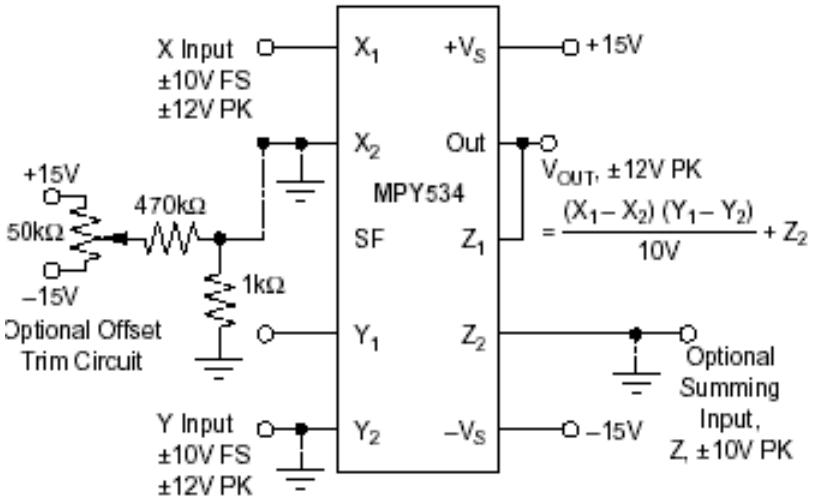



Рисунок 1.20 – Схема перемножувача сигналів

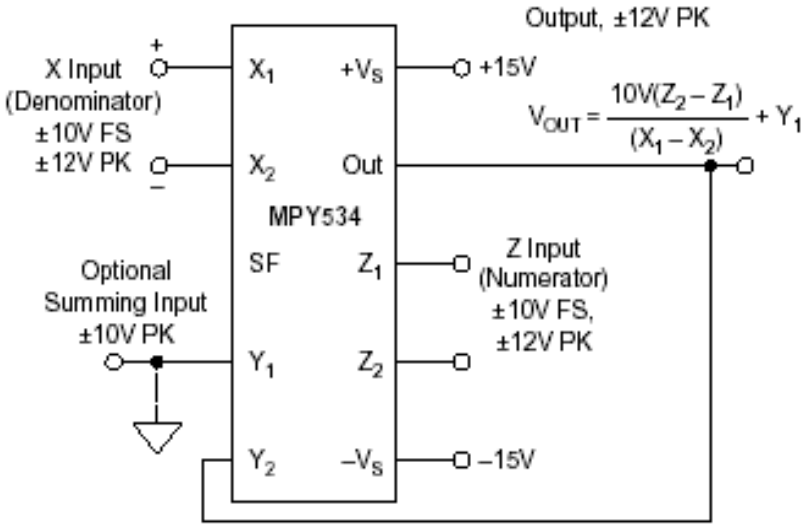



Рисунок 1.21 – Базова схема ділення сигналів

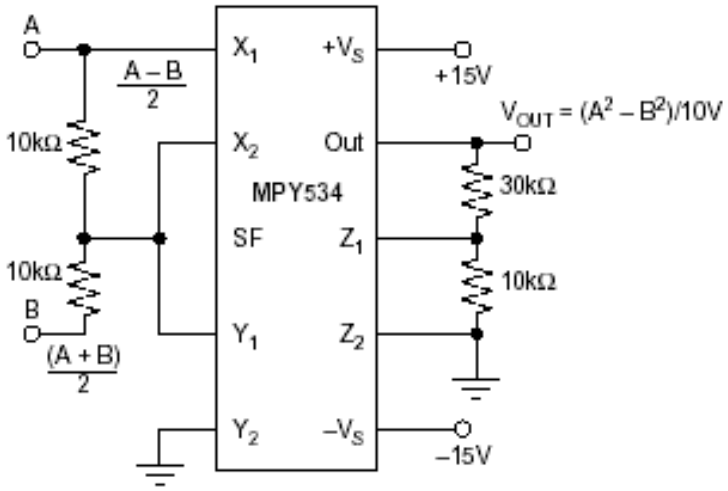



Рисунок 1.22 – Схема визначення різниці квадратів сигналів

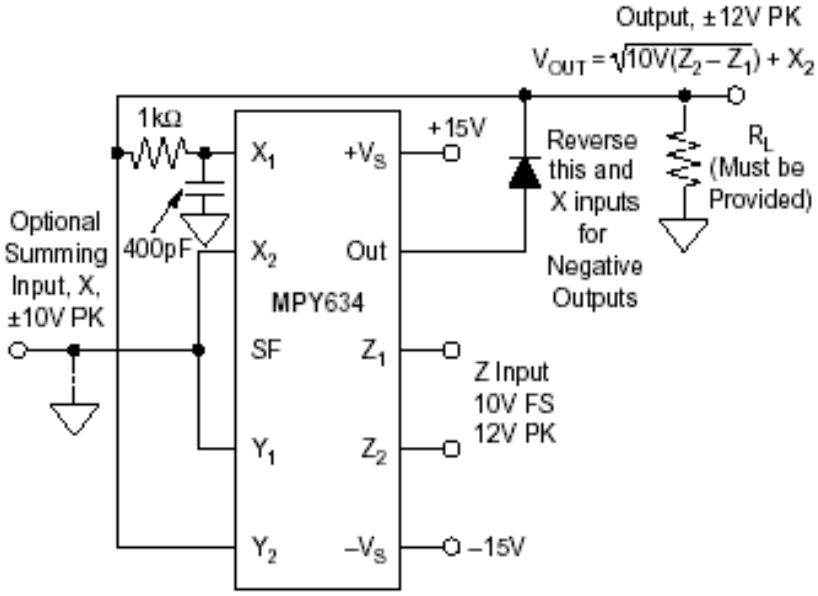



Рисунок 1.23 – Схема визначення квадратного кореня сигналу

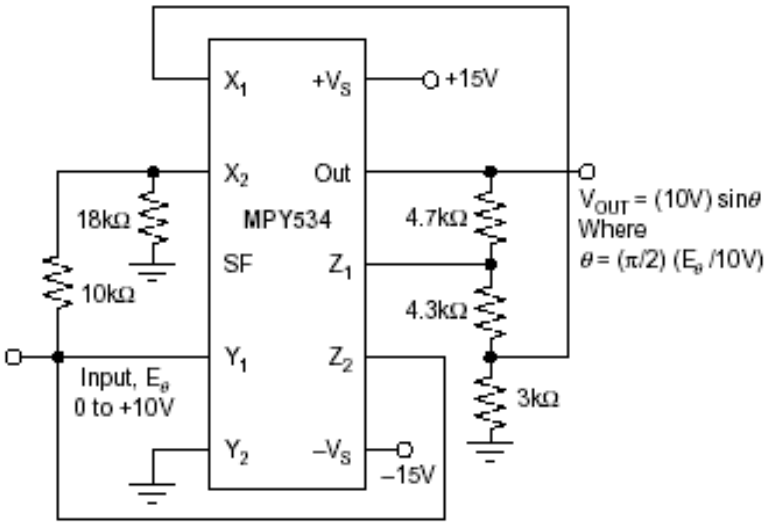



Рисунок 1.24 – Керований генератор гармонічних коливань

Аналогові перемножувачі можуть використовуватись в якості модуляторів та демодуляторів, фільтрів, керованих підсилювачів, тощо.

Третій тип перемножувачів – перемножувачі на основі логарифмічних та антилогарифмічних перетворювачів. Це - аналогові перемножувачі опосередкованої дії.

### 1.3.3 Перемножувачі на основі логарифмічних та антилогарифмічних перетворювачів

Для отримати схеми множення сигналів використовується відношення: *ln(a*b)=ln(a)+ln(b).* Звідси, така схема повинна складатися з двох логарифмічних перетворювачів величин a і b. Після сумування величин *ln(a)* та *ln(b)* доповненим сумуючим підсилювачем знаходиться антилогарифм від отриманої суми. Схема множення маже мати більше двох входів, проте для кожного із них потрібно свій логарифмічний підсилювач. Єдиною відмінністю схеми ділення сигналів від схеми їх множення в такому разі є використання диференційного підсилювача замість сумуючого. Приклад такої схеми наведений на рис.1.25. Вона дозволяє реалізувати функцію $U_{вих} = \frac{U_1 U_2}{U_3}$. В цій схемі три каскади логарифмуючі і один – антилогарифмуючий. Колекторний струм транзистора Q1 за рахунок підсилювача зворотного зв'язку X1 підтримується на рівні $U_1 / R_1$. Тому напруга база-емітер цього транзистора змінюється пропорційно до логарифму вхідного сигналу $U_1$. Каскад X2 та X3 працюють аналогічно. Переходи база-емітер транзисторів Q1 та Q2 з'єднані послідовно, тому одержані логарифми тут сумуються. Відносно переходу база-емітер транзистора Q4 відбувається віднімання із суми логарифмів сигналів $U_{1,}U_2$ логарифма сигнала $U_3$, тому колекторний струм транзистора Q4 пропорційний до експоненти керуючої цим транзистором напруги, що і відповідає співвідношенню $U_{вих} = \frac{U_1 U_2}{U_3}$. Транзистори

в такій схемі повинні бути узгодженими, що просто виконати у випадку, якщо використати транзисторну інтегральну мікрозбірку (К159НТ2, тощо), де в одній мікросхемі розміщені 4 транзистора.

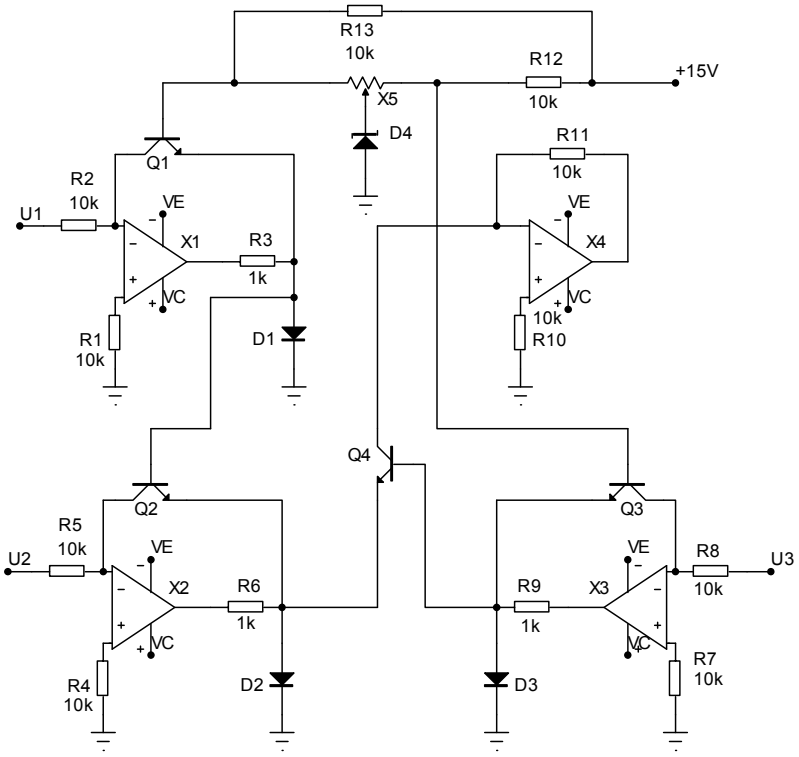



Рисунок 1.25 – Перемножувач на основі логарифмічних підсилювачів

Похибка роботи такого пристрою складає $\delta \approx 1\%$.

### 1.3.4 Перемножувачі на основі ампітудно-широтної імпульсної модуляції.

Забезпечують одержання найвищої точності перетворення (похибка $\delta < 0{,}1\%$, похибка нелінійності перетворення $\delta_{нл} = 0{,}02\%$). Проте через обмежену швидкість роботи електронних ключів їх використовують переважно на низьких частотах.

Спрощена принципова схема такого перетворювача наведена на рисунку1.26.

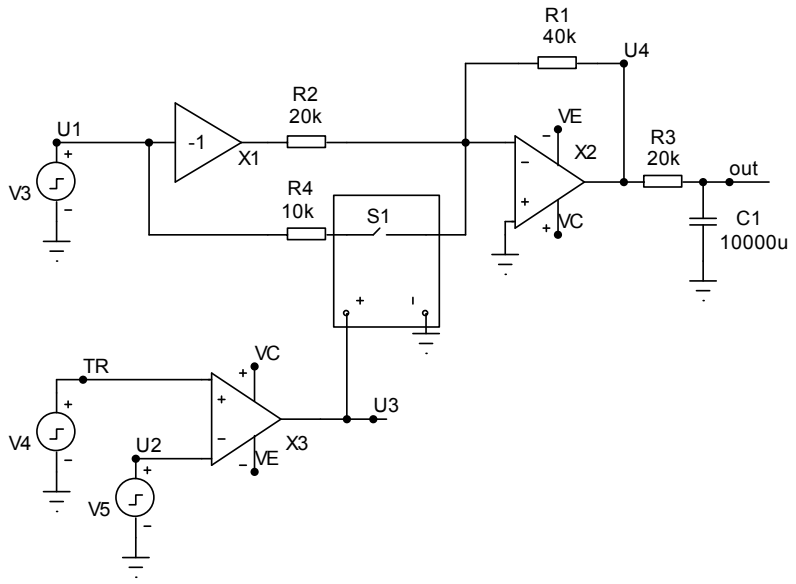



Рисунок 1.26 – Перемножувач з АШІМ

До складу схеми входять електронний ключ S1, компаратор напруг X3, аналоговий суматор X2, інвертор вхідного сигналу X1 з коефіцієнтом передачі за напругою $K_U$=-1 та генератор сигналів трикутної форми V4;

Якщо $U_2$=0 то на виході компаратора будуть **різнополярні** імпульси однакової тривалості (див. Рис.12). В цьому випадку ключ буде відкритий і закритий однакові проміжки часу. Коли ключ закритий, на виході ОП буде напруга $U_4 = U_1 \cdot R_1 / R_2$ , при його відкриванні: $U_4 = -U_1 \cdot R_1 / R_2$, середнє значення, що виділяється фільтром дорівнює 0.

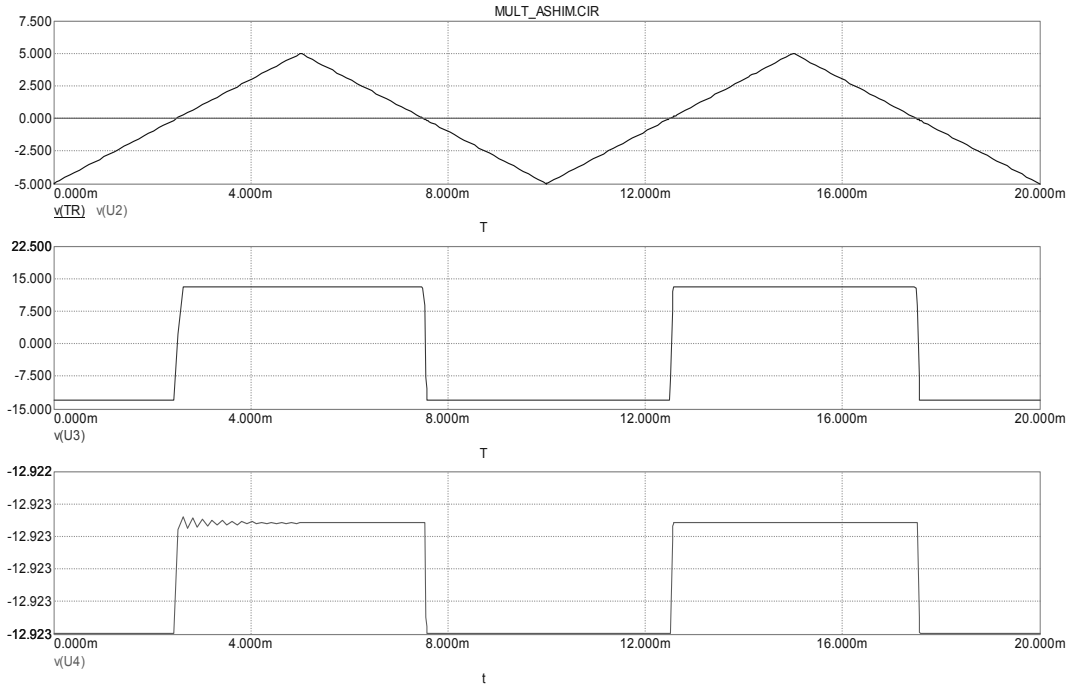



Рисунок 1.27 – Часові діаграми роботи перемножувача

Якщо $U_2 \neq 0$ довжини різнополярних імпульсів на виході компаратора стануть різними (див. Рис.1.28):

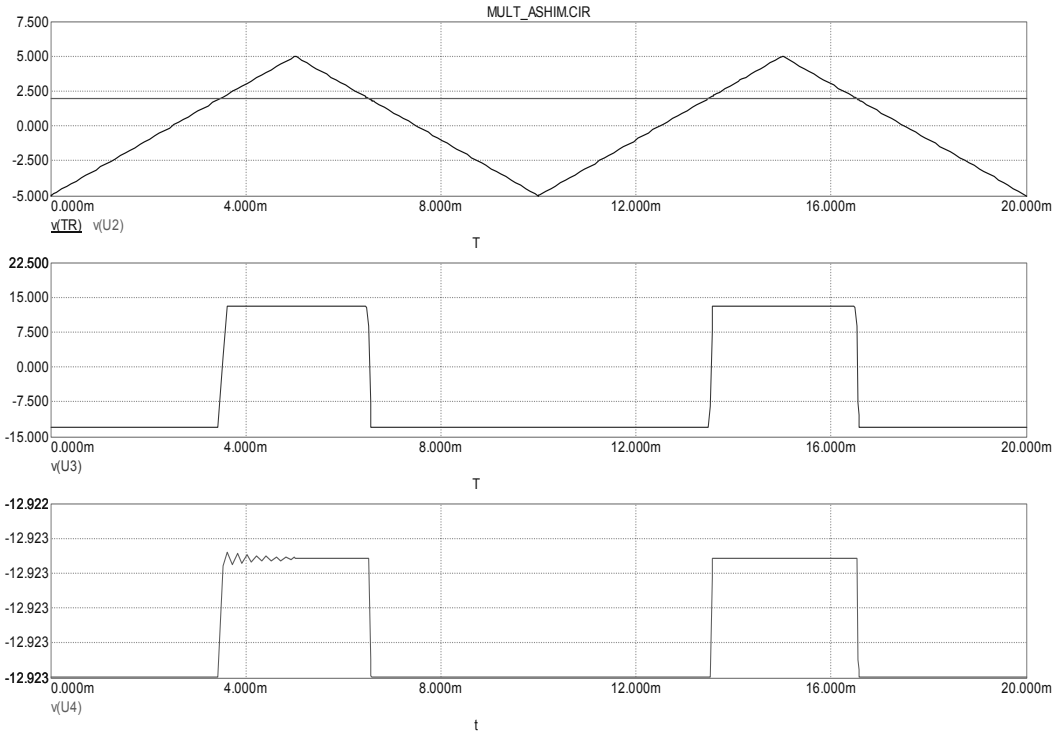



Рисунок 1.28 – Часові діаграми роботи перемножувала

При цьому:

$$t_1 = \frac{T}{2U_g}\left(U_g - U_2\right), \text{ та } t_2 = \frac{T}{2U_g}\left(U_g + U_2\right),$$

де $U_g$ - напруга генератора V4 а T – тривалість періоду його імпульсів.

Оскільки ключ буде відкритий протягом проміжку часу $t_1$, то вихідна напруга ОП:

$$U_{out} = K\left(U_1 t_2 - U_1 t_1\right) = K\frac{U_1 U_2}{U_g} \qquad (1.23)$$

Таким чином, вхідна напруга $U_1$ визначає амплітуду, а $U_2$–тривалість імпульсів, що надходять на вхід суматора, із яких за допомогою ФНЧ виділяється постійна складова. Для того, щоб напруга $U_1$ не змінювалась за час одного „періоду" перемножування, частоту генератора трикутної напруги беруть в 10–100 разів більшою за найвищу частоту перемножуваних сигналів. Приклад роботи перемножувача такого типу, наведений на рис.1.29:

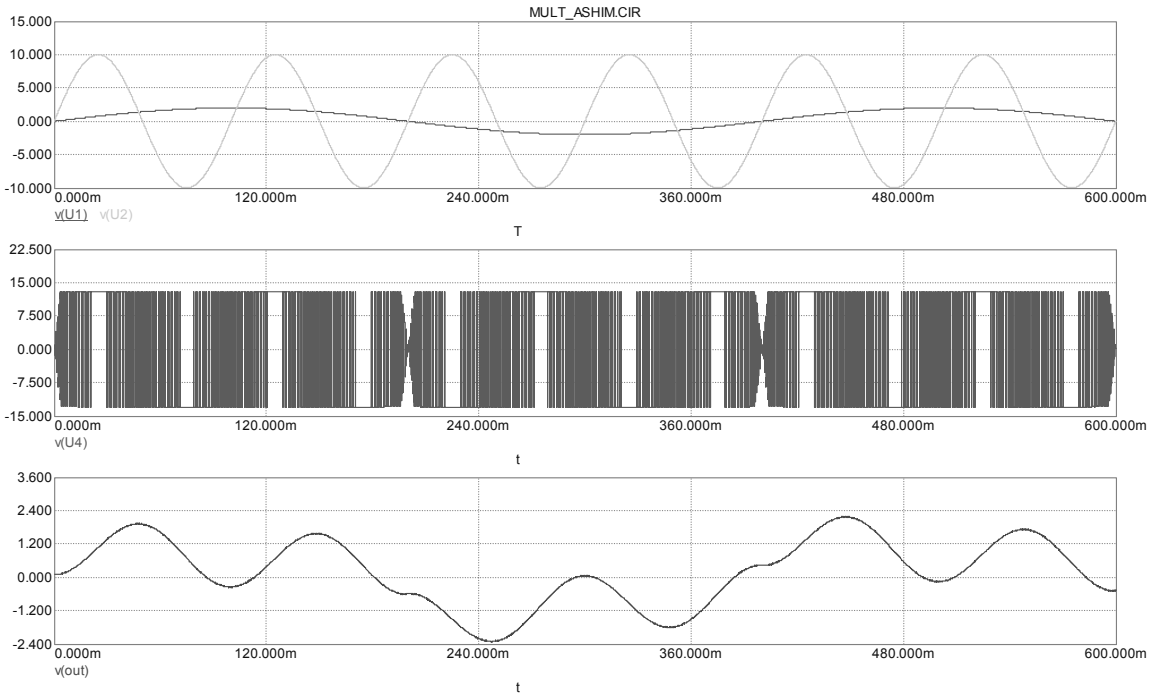



Рисунок 1.29 – Робота АШІМ перемножувача для синусоїд $U_1$, $U_2$.

Похибки подібних перемножувачів залежать від значення напруги $U_g$, його лінійності, симетричності, від стабільності рівня спрацьовування компаратора і параметрів електронного ключа. При використанні АШІМ і похибки 0,2% можна забезпечити смугу пропускання близько 10кГц.

## 1.4 Детектори сигналів

Детекторами електричних сигналів називаються пристрої, за допомогою яких з електричних сигналів виділяється корисна інформація.

Залежно від перетворюваного параметра, який несе інформацію, їх підрозділяють на амплітудні, фазові, частотні. Окрему групу складають синхронні детектори, що часто виконують функції виборчих пристроїв. Назву детектора характеризує параметр перетворюваного сигналу, якому пропорційна вихідна напруга (струм).

### 1.4.1 Амплітудні детектори

Перетворювачі електричних сигналів, вихідні напруги який рівні максимальному значенню модуля вхідного сигналу, називаються піковими або *амплітудними* детекторами.

Розрізняють пікові детектори з відкритими і закритими входами. В детекторах з відкритим входом вихідний сигнал пропорційний сумі сталого і максимального значення змінної складових вхідної напруги. В детекторах з закритим входом є роздільний конденсатор і вихідний сигнал пропорційний тільки змінній складової вхідного.

Схеми пікових детекторів, виконаних на пасивних компонентах, представлені на рис. 1.30(а), (б), 1.31, (а,б,в). Загальною умовою їх нормальної

роботи є великий опір навантаження, так щоб $\tau_р >> T$, і мале значення сталої часу зарядки конденсаторів $\tau_з << \tau_р$, де $\tau_р = R_н C$ (Т – тривалість періоду вхідного сигналу). При їх виконанні конденсатори за час однієї півхвилі (декількох півхвиль) заряджаються до максимального значення вхідного сигналу. В проміжках між процесами зарядки напруга на них змінюється не сильно через велике значення сталої часу кола розрядки. До того ж ці падіння напруги компенсуються відповідною підзарядкою, яка відбувається в кожен період дії вхідного сигналу.

Нехай на вхід пікового сигналу детектора з відкритим входом (рис. 1.30, а) подано вхідну напругу $U_{вх}$ (рис. 1.30, в), яка має постійну складову $U_0$. При першій додатній півхвилі діод VD відкривається і конденсатор С заряджається до напруги $U_c \approx U_m + U_0$. Як тільки напруга, прикладена до діода, стає меншою порогового (контактної різниці потенціалів), діод закривається і починається розряджання конденсатора через опір навантаження $R_н$.

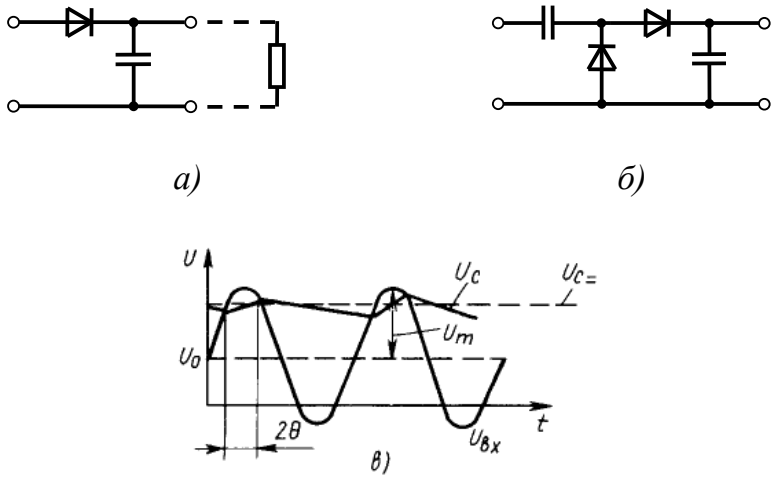



Рисунок 1.30 – Пікові детектори з відкритим (а) і закритим (б) входами; діаграма напруг (в)

При великому значенні сталої часу кола розрядки $\tau_р$ напруга на конденсаторі зміниться мало за проміжок часу, протягом якого напруга на діоді знову перевищить порогове значення. При цьому діод знову відкриється і збільшить заряд на конденсаторі С і напругу на ньому. Проміжок часу, протягом якого діод відкритий характеризується кутом відсікання $2\theta$. Кут відсікання залежить від сталих часу ланцюгів зарядки і розрядки конденсатора С, а також від форми вхідного сигналу. Його значення можна знайти виходячи з умови рівності приросту струму зарядки $\Delta Q$, і розрядки $\Delta Q_р : \Delta Q_1 = \Delta Q_р$ . При малих значеннях кута $Q$ , що є характерним для пікових детекторів, можна вважати справедливою наближену рівність:

$$\frac{\tau_р}{\tau_з} = \frac{R_н}{R_з} \approx 1 + \frac{\pi}{tg\theta - \theta} \approx 1 + \frac{3\pi}{\theta^3}, \qquad (1.24)$$

де $R_з$ - опір кола зарядки конденсатора, який рівний сумі опорів джерела вхідного сигналу і прямого опору діода.

З (1.24) видно, що чим більша стала часу розрядки $\tau_р$ і менша стала часу зарядки $\tau_з$, тим менший кут $\theta$. Стала складова вихідної напруги детектора:

$$U_c \approx U_{вих} \approx U_0 + U_m \cos\theta \approx U_0 + U_m \qquad (1.25)$$

Рівності (1.24), (1.25) справедливі при синусоїдальній формі вхідного сигналу, але вони можуть бути застосовані і для приблизних розрахунків у випадку несинусоїдальних напруг.

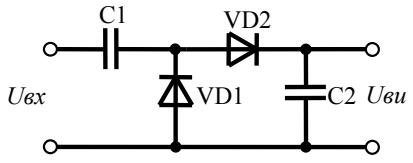
Таким чином, вихідна напруга детектора з відкритим входом рівна піковому значенню вхідного сигналу даної полярності відносно нульового рівня.

У випадку пікового детектора з закритим входом конденсатор С заряджається до напруги $U_c$ (рис. 1.30,в) аналогічно розглянутому. Так як стала напруги $U_c$ вираховується з вхідного сигналу, то на опір навантаження дається пульсуюче падіння напруги. Його стала складова $U_m \cos\theta \approx U_m$. Для того, щоб її виділити, до виходу детектора необхідно підключити фільтр низьких частот, який має великий вхідний опір. В деякий випадках замість фільтра низьких частот підключають детектор з відкритим входом, аналогічний представленому на рис. 1.30(а), і 1.31(а). В цьому випадку вхідний сигнал:

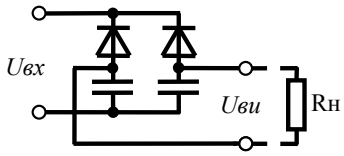
$$U_{вих} \approx (U_m + U_m \cos\theta_1)\cos\theta_2 \approx 2U_m, \qquad (1.26)$$

де $\theta_1$ і $\theta_2$ - кути відсікання пікових детекторів на діодах VD1 і VD2.

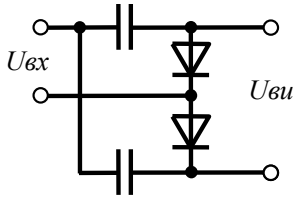
Для того щоб отримати вихідну напругу, рівну розмаху вхідної, застосовують детектори рис.1.31 (б, в).




б)




а)




в)

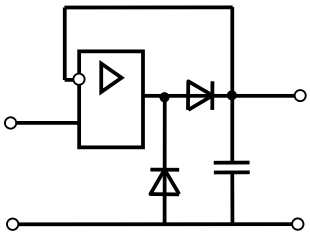
Рисунок 1.31 – Детектори з вхідними сигналами з відкритими (а) і закритими (б, в) входами

Вихідна напруга схеми рис. 1.31(б) обчислюється як різниця максимальної і мінімальної вхідних напруг при наявності в їх складі сталої складової. У

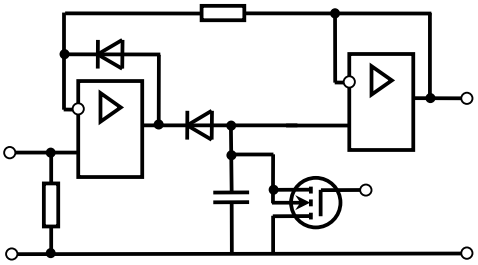
детектора рис. 1.31(в) вихідна напруга рівна $2U_m$. Пікові детектори, у яких вихідний сигнал більший за вхідний, є основними для побудови пристроїв, які забезпечують збільшення вихідної напруги без використання додаткових джерел електроенергії. Кола даного цільового призначення називають помножувачами напруги.

Пікові детектори з пасивними компонентами добре працюють до сотень МГц. Але їх ефективна робота можлива тільки в випадку великих вхідних сигналів, коли $U_{вх} >> U_{пор}$, де $U_{пор}$ - порогова напруга, при якій відкривається діод. При малих напругах спостерігається суттєва нелінійність характеристики перетворення.

Для зменшення похибки пікових детекторів в діапазоні частот до 100 кГц і вище, застосовують активні компоненти. Так, якщо запам'ятовуючий конденсатор С підключити до інвертуючого входу ОП (рис.1.32а), то вплив на вхідний сигнал порогової напруги діода VD2 зменшиться в $1+K_{уи}$ разів.



а)



б)

Рисунок 1.32 – Пікові детектори на ОП

При додатній півхвилі вхідного сигналу діод VD2 зміщується в прямому напрямку і конденсатор С заряджається до напруги $U_{вих} = \mathrm{U}_{\mathrm{вх\,m}}(1-1/K_u)$. При напрузі меншій за $\mathrm{U}_{\mathrm{вх\,m}}$ діод VD2 закривається. Значення, яке запам’яталося, зберігається на конденсаторі С, повільно зменшуючись з часом в зв’язку з тим, що у діоді VD2 є зворотній струм і за рахунок вхідного струму ОП. На значення вихідного сигналу також впливають опір витоку конденсатора і диференціальний вхідний опір ОП. Діод VD1 застосований для обмеження рівня вихідної напруги від’ємної полярності. Це підвищує швидкодію за рахунок меншого заряду на бар’єрі ємності діода VD2, але може бути застосовано тільки тоді, коли ОП має коло захисту від короткого замикання. В іншому випадку діод VD1 необхідно забрати. Для зменшення впливу на вихідний сигнал вхідного опору ОП, який в деяких мікросхемах має невелике значення при великому

диференціальному сигналі, доцільно застосувати мікросхеми з МОН-транзисторами в колах входів. Стала часу кола зарядки конденсатора в цьому випадку рівна $\tau_з = R_{вих} C/(1+K_{уи})$, де $R_{вих}$ - вихідна напруга ОП. Стала часу розрядки залежить від навантаження і опорів та струмів витоку. Операційний підсилювач потрапляє в обмеження вихідного сигналу у від'ємній полярності при вхідних напругах, менших $U_{вх\,m}$. Це знижує швидкодію детектора.

Кращі характеристики перетворення вдається отримати за допомогою схеми рис. 1.32,б. В цьому випадку до конденсатора С підключений повторювач напруги DA2. Він має великий вхідний опір, який підвищує стабільність збереження заряду на конденсаторі С. Крім того, введення операційного підсилювача DA2 дозволяє ввести від'ємний зворотній зв'язок (ВЗЗ) по додатній полярності. Внаслідок цього ОП не потрапляє в обмеження, що підвищує його швидкодію. В схемі також передбачене коло, яка дозволяє розрядити конденсатор С і тим самим «стерти» інформацію, яка запам'яталася. Це ключ на МОН-транзисторі VT3. При подачі на його заслін управляючої напруги $U_{ск}$ транзистор відкривається. Конденсатор С швидко розряджається до нуля через малий опір каналу.

З використанням цих принципів виконуються пікові детектори імпульсних вольтметрів і вузли електронних схем, в яких використовується інформація про екстремальні значення сигналу.

### 1.4.2 Фазові детектори

*Фазові* детектори забезпечують одержання вихідної напруги, пропорційної фазовому зсуву між двома сигналами, що мають одну частоту. Їв часто називають *фазочутливими випрямлячами або синхронними детекторами*. Під синхронним детектуванням розуміють перетворюючі кола, в яких комутація елементу, що змінює коефіцієнт передачі пристрою, здійснюється синхронно з одним з вхідних сигналів, частота якого можу відрізнятись від частоти другого вхідного сигналу. Тому *фазові детектори* по суті є *частковим випадком синхронних детекторів*.

Застосовуються лінійні та ключові фазові детектори. Лінійні фазові детектори виконуються на основі перемножувачів аналогових сигналів. В них на один з входів, наприклад вхід *X,* подається напруга $U_x = U_{оп}\cos(\omega \cdot t)$, а на інший ($Y$) – напруга $U_x = U_{оп}\cos(\omega \cdot t + \varphi)$. В результаті перемножування вихідний сигнал буде рівний:

$$\begin{aligned} U_{вих} &= KU_{оп}\cos(\omega \cdot t)\cdot U_c \cos(\omega \cdot t + \varphi) = \\ &= KU_{оп}U_c\left[K_1\cos(2\omega \cdot t + \varphi) + K_2\cos\varphi\right] \end{aligned} \qquad (1.27)$$

де $K$, $K_1$, $K_2$ – масштабні коефіцієнти.

Якщо до виходу перемножувача підключити фільтр низьких частот, який не пропускає високочастотну складову, що містить частоту $2\cdot\omega$, то вихідна напруга фільтру буде рівна:

$$U_{вих} = K_3 \mathrm{U}_{\mathrm{ОП}} \mathrm{U}_{\mathrm{C}} \cos\varphi \qquad (1.28)$$

де $K_3$ – деякий масштабний коефіцієнт, який визначається експериментально.

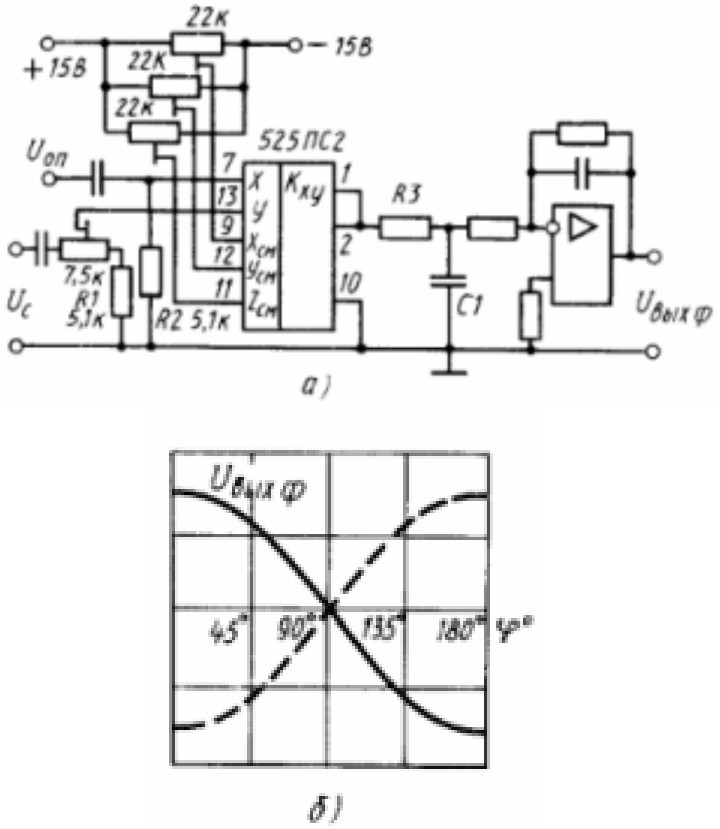



Рисунок 1.33 – Фазовий детектор на мікросхемі 525ПС2 (а) та його характеристика при $U_{оп(т)} = const$ та $U_{с(т)} = const$ (б)

Таким чином, перемножувач сигналів, до виходу якого підключений фільтр низьких частот, що не пропускає змінну складову, забезпечує отримання постійної напруги, пропорційної фазовому зсуву між напругами $U_{оп}$ та $U_{с.}$

При побудові фазових детекторі можуть бути використані мікросхеми 140МА1, 525ПС1, 525ПС2 та ін., при чому тип мікросхеми вибирається виходячи з частотного діапазону її роботи.

З метою зменшення кількості додаткових навісних компонентів доцільно застосовувати перемножувачі, що мають вбудований ОП та малі зсуви нульових сигналів, наприклад типу 525ПС2 (рис. 1.33, а). В цьому перемножувачі доводиться встановлювати тільки зовнішні резистори, що компенсують зміщення нуля вихідної напруги, та постійні резистори $R_1$, $R_2$, що забезпечують отримання потрібних вхідних струмів диференційного каскаду. Перемножувані напруги $U_{оп}$ та $U_с$ підключається через конденсатори, що усувають вплив постійних складових вхідного сигналу. Фільтр низьких частот другого порядку виконаний на резисторі $R_3$ та конденсаторі $C_1$, а також на ОП $DA1$. Характеристика перетворення при постійних амплітудах вхідних напруг

показана на рис. 1.33,(б). Дрейфи нуля перемножувача та фільтра низьких частот призводять до появи відповідних похибок перетворення. Тому їх слід зводити до мінімуму.

Для зменшення похибки сигнали $U_{on}$ та $U_c$ можна перетворювати в прямокутні імпульси за рахунок їх підсилення та обмеження. Їх значення беруть такими, щоб перемножувач під їх впливом насичувався. Це можна зробити при використанні мікросхем типу 140МА1. Тоді на виході перемножувача будуть прямокутні імпульси додатної та від'ємної полярності. Їх величина не залежить від напруг $U_{on}$ та $U_c$, а полярність та тривалість визначаються цими сигналами. Постійна складова, що виділяється фільтром низьких частот, пропорційна зсуву фаз φ.

В ***синхронних*** детекторах частоти напруг $U_c$ $U_{оп}$ можуть відрізнятись. Так, якщо вхідний та опорний сигнал рівні $U_c \cos\omega_1 t$ та $U_{on}\cos(\omega_2 t+\varphi)$ і частоти $\omega_1$ та $\omega_2$ майже рівні, то при їх перемноженні отримаємо

$$U_{вих} = KU_cU_{on}\{K_1\cos(\omega_2-\omega_1)t\cos\varphi+K_2\cos[(\omega_1+\omega_2)t+\varphi]\} \qquad (1.29)$$

де К, $К_1$, $К_2$ – коефіцієнти пропорційності.

Із (1.29) бачимо, що постійна складова в складі $U_{вих}$, пропорційна $\cos\varphi$, $U_c$ та $U_{оп}$ з'являється тільки в тому випадку, якщо $\omega_1 = \omega_2$. Це дозволяє використовувати синхронний детектор в якості вузькосмугового високодобротного фільтру, який дозволяє виділити із складу складного вхідного сигналу складову, що має частоту $\omega_2$.

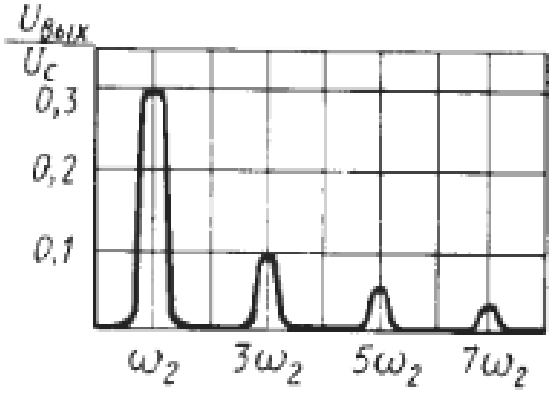



Рисунок 1.34 – Частотна характеристика синхронного детектора

Однак залежність результатів такої фільтрації від значення напруги $U_c$ заставляє надавати перевагу ключовим синхронним детекторам. При цьому, через складний спектральний склад напруги $U_c$ постійну складову будуть давати усі гармоніки сигналу $U_c$, які непарні частоті $\omega_2(3\omega_2, 5\omega_2, 7\omega_2)$ (див. рис. 1.35).

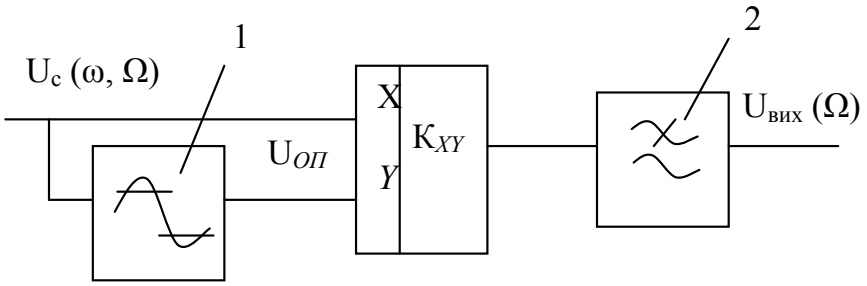



Рисунок 1.35 – Використання синхронного детектора його для детектування сигналів (тут: 1–підсилювач-обмежувач; 2 – фільтр нижніх частот )

Ширина смуги пропускання визначається верхньою частотою смуги пропускання $f_в$ фільтру нижніх частот, підключеного до виходу синхронного детектору. З його допомогою виділяється постійна складова. Тому, реальних синхронний фільтр виділяє не окремі частоти, а смуги частот, ширина яких на рівні 0,7 рівна $2f_в$ . Чим менше $f_в$ , тим вужча смуга пропускання і менша швидкодія фільтру. Якщо сигнал $U_c$ модульований частотою $\Omega$, то $f_в$ потрібно вибирати з умови $\Omega < f_в$.

Синхронні фільтри широко використовуються для перетворення сигналів, що мають в своєму складі імпульсні завади. Для цього вхідний сигнал перетворюють в прямокутну напругу за допомогою підсилювача-обмежувача *1* і подають його на вхід детектора замість напруги $U_{оп}$ (рис. 1.35). Такий детектор перетворює тільки частоту вхідного сигналу і його непарні гармоніки. В результаті завади та шуми, що мають інші частоти, не створюють впливу на вхідний сигнал.

За допомогою синхронних детекторів часто вдається отримати більш високу добротність, ніж при застосуванні звичайних фільтрів. Так, наприклад, за їх допомогою можна фільтрувати сигнали, що мають граничну частоту 1 МГц з шириною смуги $2f_в = 1$ Гц. Це відповідає добротності $Q \approx 10^6$.

### 1.4.3 Частотні детектори

У спектрах ЧМ сигналів немає низькочастотної складової, відповідної початковому моделюючому сигналу. Детектування, як і модуляція, – нелінійне перетворення сигналу. Нелінійний елемент збагачує спектр вихідного сигналу новими спектральними компонентами, а фільтр виділяє низькочастотні компоненти. Як нелінійні елементи при детектуванні можна використовувати вакуумні діоди, транзистори, напівпровідникові діоди. Найчастіше використовуються напівпровідникові діоди, причому застосовуються тільки точкові діоди, оскільки площинні діоди мають велику вхідну ємкість.

Розглянемо детектування ЧМ сигналу. Вважатимемо, що на виході ЧМ детектора діє напруга постійної амплітуди. Напруга на виході детектора повинна відтворювати закон зміни миттєвої частоти вхідного сигналу. Тому для ідеального частотного детектора $U_{вих}(t) = S_{чД} \cdot \Delta f(t)$ , де $S_{чД} = const$ - крутизна

характеристики детектора. При цьому передбачається, що $\Delta f(t)$ і $U_{вих}(t)$ є «повільними» функціями часу. На відміну від амплітудного детектора, для утворення частот повідомлення (низькочастотною компонентою) одного лише нелінійного елементу недостатньо: нелінійність діода виявляється при зміні напруги, що діє на нього, а не при зміні частоти. Тому для здійснення ЧМ детектування потрібні додаткові перетворення.

Існує два класи ЧМ детекторів: у одних детекторах частотно-модульовані коливання за допомогою коливального контура перетворюються в амплітудно-модульовані, а потім детектуються, в інших (дискримінатор, детектор відношення) – при ЧМ детектуванні використовується залежність різниці фаз між струмом і напругою в коливальному контурі від частоти.

Основними характеристиками і параметрами ЧМ детекторів є наступні:

1. Сімейство детекторних характеристик: $\Delta U_{_} = F(f) при U_0 = const$
2. Крутизна детекторної характеристики: $S_{ЧД} = \frac{\Delta U}{\Delta f}$
3. Діапазон частот $\Delta f_{лін}$ в якому детекторна характеристика достатньо лінійна.
4. Вхідний опір $R_{вх} = \frac{U_0}{I_0}$
5. Мінімальне $U_{0\min}$ і максимальне $U_{0\max}$ значення амплітуди вхідного сигналу, при яких гарантуються основні якісні показники.
6. Вихідний опір, що визначається властивостями АМ детектора.
7. Нелінійні спотворення вихідного сигналу

Розглянемо процес детектування високочастотних ЧМ коливань на прикладі деяких схем частотних детекторів.

Схеми ЧМ детекторів такого класу слабо реагують на зміну амплітуди сигналу і тому не містять обмежувача. Ці схеми досить широко застосовуються в приймачах ЧМ коливань, в пристроях автоматичного підстроювання частоти генераторів і ін.

У цих схемах:

1) девіація частоти вхідного ЧМ коливання перетвориться в девіацію фази іншої напруги;

2) девіація фази перетвориться в амплітудну модуляцію напруги прикладених до діодів;

3) здійснюється амплітудне детектування.

На рис.1.36 приведені схема фазочастотного дискримінатора і графік вихідної напруга для нього від частоти.

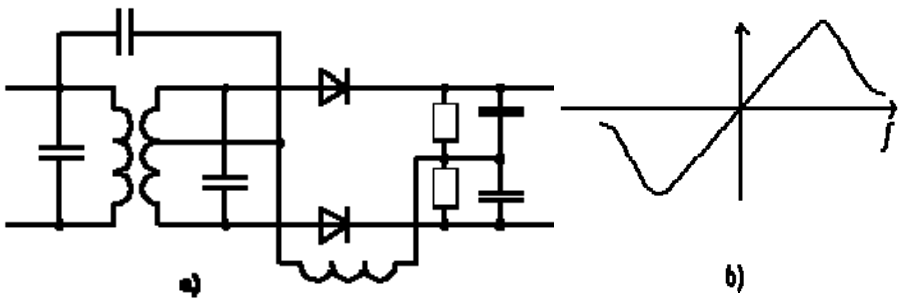



Рисунок 1.36 – Схема фазочастотного дискримінатора – а)
і залежність вихідної напруги від частоти – б).

На практиці зазвичай використовується схема, що не містить ВЧ дроселя (рис.1.37).

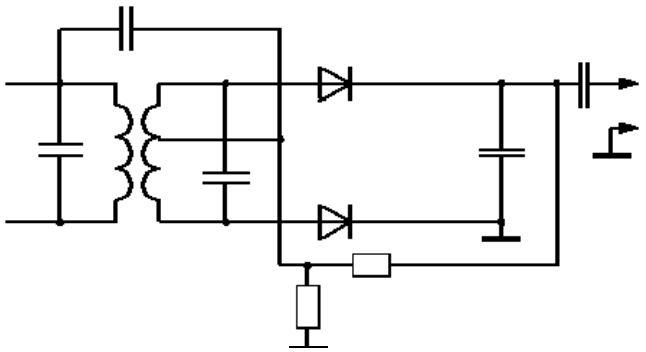


Рисунок 1.37 – Схема дискримінатора, що використовується на практиці

Детальніше розглянемо схему частотного детектора – детектора відношення (рис.1.36). Коливальні контури 1 і 2 утворюють смуговий фільтр. Котушка індуктивності

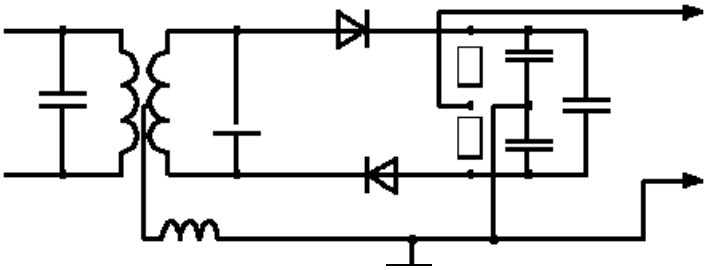


Рисунок 1.36 – Схема детектора відношення

L має сильний зв'язок з контуром 1. Напруга на котушці $u_L$ співпадає з напругою на першому контурі і рівна йому. Постійна часу $\tau = C \cdot (R_1 + R_2)$ фільтру вибирається великою, за рахунок цього сумарна напруга на конденсаторах $C_1$ і $C_2$ і з часом залишається майже постійними: $u_{c1} + u_{c2} = u_c \approx const$, при зміні частоти змінюється відношення $\frac{u_{c1}}{u_{c2}}$, (звідси і назва схеми). Напруга на кожному конденсаторі залежатиме від величини імпульсного струму, що заряджає його, і буде тим більше, чим більше напруга на діоді.

Розглянемо зміну напруги на діодах при зміні несучої частоти, на векторних діаграмах. Векторні діаграми побудовані в припущенні, що амплітуда напруги на першому контурі постійна в межах його смуги пропускання. Тому

розташування векторів $\overrightarrow{U_1}, \overrightarrow{I_1}, \overrightarrow{E_2}$, для різних частот однакове. При зміні частоти радіосигналу змінюється різниця фаз між ЕДС і струмом в другому контурі (рис.11). При $f = f_0$ різниця фаз рівна нулю і напруга на діодах і конденсаторах рівна.

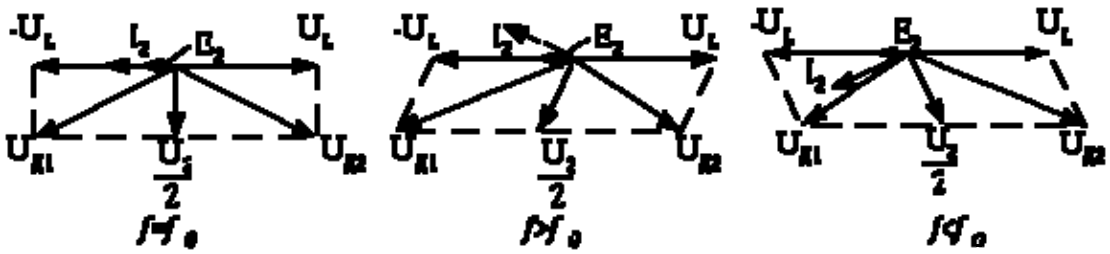


Рисунок 1.37 – Векторні діаграми напруги для схеми ЧМ детектора відношень

В цьому випадку напруга на виході детектора відсутня. При зміні частоти ЧМ сигналу по деякому закону напруги на конденсаторах будуть різними і закон зміни напруги на виході детектора відповідатиме закону зміни частоти ЧМ сигналу.

Досить часто застосовуються частотні детектори, в яких перетворення девіації частоти в девіацію фази здійснюється в простому одиночному контурі. Потім початкове і зсунуте по фазі ЧМ коливання перетворяться в прямокутні коливання і подаються на схему збігу («детектор добутку», або перемножувач). На виході перемножувача виходять прямокутні імпульси, тривалість яких змінюється пропорційно куту фазового зсуву і, отже, девіації ЧМ коливання.

Сучасна схемотехніка дозволяє будувати ЧМ детектори взагалі без котушок індуктивності. Для цього використовується опорний гетеродин, що виробляє стабільні прямокутні коливання. Коливання від гетеродина і початковий ЧМ сигнал, також перетворений в прямокутні коливання, подаються на фазовий детектор (перемножувач). В результаті досягається той же ефект, що і в описаному вище частотному детекторі.

# 2 СПЕЦІАЛІЗОВАНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

## 2.1 Підсилювачі типу МДМ.

В операційних підсилювачах (ОП) з безпосередніми зв'язками між каскадами наявні температурний і часовий дрейфи вихідної напруги, що ускладнює створення високочастотних підсилювачів постійного струму (ППТ). Тому при проектуванні прецизійних пристроїв для роботи з сигналами, що повільно змінюються, широко використовують підсилювачі з додатковим перетворенням вхідної напруги. У таких операційних підсилювачах вхідний сигнал постійного струму перетворюється (модулюється) в сигнал змінного струму, який потім підсилюється підсилювачем змінного струму і з допомогою демодулятора і фільтра низьких частот знову перетворюється в сигнал, що повільно змінюється (рис.2.1).

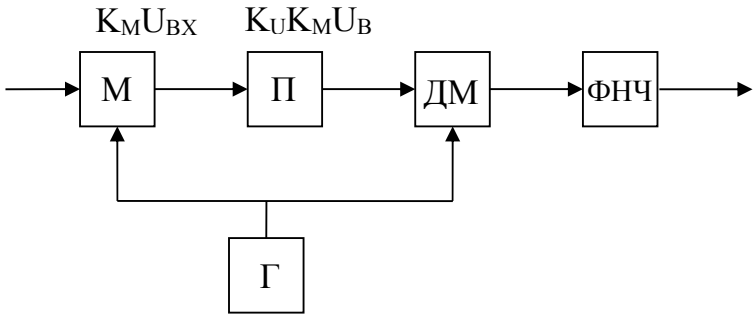



Рисунок 2.1 – Структура ППТ-МДМ: М-модулятор; П- підсилювач; ДМ – демодулятор; ФНЧ - фільтр низьких частот; Г – генератор, напруга якого керує модулятором і демодулятором

Дрейфи вихідного сигналу в подібних структурах повністю визначаються стабільністю параметрів модулятора М, так як приведені до входу дрейфи демодулятора зазвичай достатньо малі.

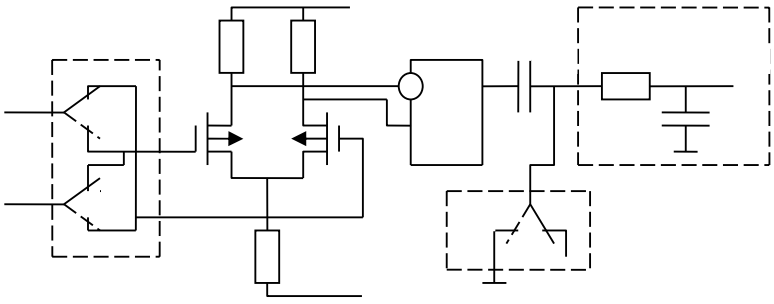


Рисунок 2.2 – Спрощена схема ППТ-МДМ

В якості модулятора в ППТ використовують контактні вібропереторювачі, динамічні конденсатори (варикапи), оптрони і польові транзистори. В інтегральних ОП використовують тільки МОН-транзистори в зв'язку з громіздкістю, складністю і високою вартістю і інших технічних рішень.

Причому їх використовують тільки в ключових режимах, в яких температурні зміни параметрів надають малий вплив на результуючі характеристики.

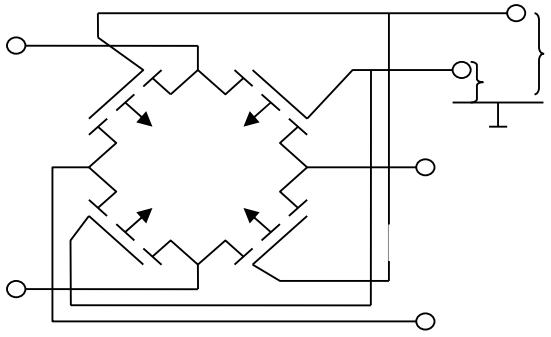


Рисунок 2.3 – Спрощена схема модулятора

В якості демодулятора також використовують ключі на МОН-транзисторах.

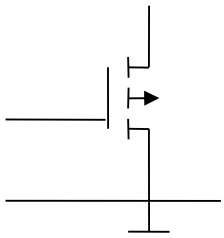


Рисунок 2.4 – Спрощена схема демодулятора

Модулятор і демодулятор працюють синхронно і тому керуються від джерела одної керуючої напруги.

Вхідна постійна напруга, яка подається на вхід диференціального вхідного каскаду на МОН-транзисторах, періодично змінює свою полярність. Відповідно, на вхід диференціального підсилювача подається диференціальний сигнал прямокутної форми, який підсилюється підсилювачем в $K_u$ раз. На виході підсилювача змінного струму встановлений розділюючий конденсатор С. Одна із його обкладок з допомогою демодулятора періодично замикається на землю. Внаслідок малого опору ключа і постійної часу заряду конденсатора напруга на ньому буде рівною $-K_uU_1$ за короткий проміжок часу. При зміні полярності вихідної напруги підсилювача з $-K_uU_1$ на $+K_uU_1$ ключ демодулятора розмикається.

Конденсатор стає джерелом напруги $K_uU_1$, яка сумується з вихідною напругою підсилювача. В результаті в точці а буде пульсуюча напруга, яка має розмах пульсацій $2K_uU_1$. В її складі знаходиться постійна складова $U_{вих}$. Фільтр низьких частот згладжує пульсації і дозволяє виділяти постійну складову, пропорційну вхідному сигналу. На роботу підсилювача з такою структурою не впливають повільні зміни напруги на виході підсилювача. Вони приводять тільки до додаткового заряду конденсатора С до напруги - $K_uU_1+U_0$ в один півперіод. Під час другого півперіоду вихідна напруга стає рівна $K_uU_1+U_0$ і при сумуванні вихідної напруги в точці (а) змінюється на величину $2K_uU_1$.

Випускаються декілька МДМ ОП. Це К140УД13 (застаріла мікросхема) К140УД24, ICL7650, ICL7652 і т.д.

Принципові схеми включення ОП ICL7650 наведені на рис 2.5, рис 2.6, рис 2.7.

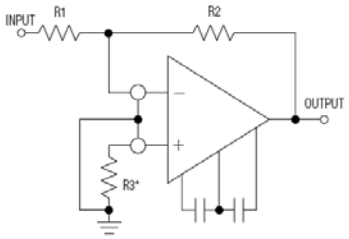



Рисунок 2.5 – Інвертуючий підсилювач на ICL7650

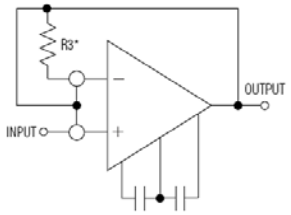



Рисунок 2.6 – Повторювач напруги на ICL7650

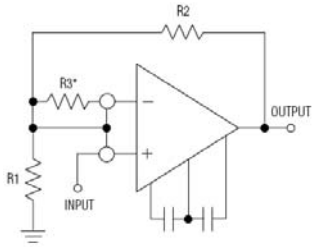



Рисунок 2.7 – Неінвертуючий підсилювач на ICL7650

Конденсатори зі спільним виводом, що приєднуються до ОП в кожній зі схем включення є обов'язковими елементами, оскільки вони входять до складу внутрішнього цифрового генератора, який керує роботою модулятора і демодулятора. Основні робочі характеристики мікросхеми:

- Напруга зміщення мікросхеми – 1мкВ
- Коефіцієнт послаблення синфазного сигналу >120дБ
- Вхідний струм зміщення $\approx 10$ пА.
- Температурний коефіцієнт < 0,05мкВ/град.С

Смуга робочих частот ОП МДМ визначається частотою роботи модулятора і демодулятора fм. Зазвичай вважають, що верхня робоча частота сигналу має бути принаймні в десять раз менше fм (10 fв≤ fм). При цьому частотна похибка підсилювача складає 1-3%. Із-за недосконалості існуючих модуляторів, частоту модулюючої напруги зазвичай беруть не більше десятків — сотень кГц, а хороші характеристики вдається отримати при fв < 1—2 кГц.

Типово, зразки ППТ МДМ мають дрейф 0,1 мкВ/град і 0,01 па/град, тобто до останнього часу, це було в 30-100 разів менше, ніж дрейф в кращих ППТ без перетворення.

Для прикладу, в інтегрального ОП типу 140УД13 дрейф нуля 0,5 мкв/град, коефіцієнт підсилення $K_u \approx 10$. Типовою, для такого ОП є наявність внутрішнього автогенератора, що забезпечує роботу модулятора і демодулятора. Його частота fm може бути змінена навісним конденсатором С1. Недоліки ОП, що полягають в малому коефіцієнті підсилення по напрузі і малій вихідній напрузі (0,5 В), можуть бути усунені при використанні додаткового ОП з безпосередніми зв'язками. Це є власне, основним недоліком використання УД13.

## 2.2 Широкосмугові спеціалізовані підсилювачі.

Для отримання широкої смуги пропускання і хороших характеристик на постійному струмі використовують багатоканальні структури, що складаються з декількох включених паралельно підсилювачів, кожен з яких підсилює певну смугу частот. Підсилені сигнали підсумовуються за допомогою широкосмугового суматора. Ідею роботи двоканального підсилювача пояснює рис. 2.8. В ньому паралельно з ОП МДМ *VI* включений високочастотний ОП *II*. В результаті є два канали. Низькочастотний канал на ОП МДМ підсилює низькі частоти, високочастотний - високі. У діапазоні середніх частот підсилення виконується обома каналами. Тому важливі питання узгодження частотних характеристик каналів.

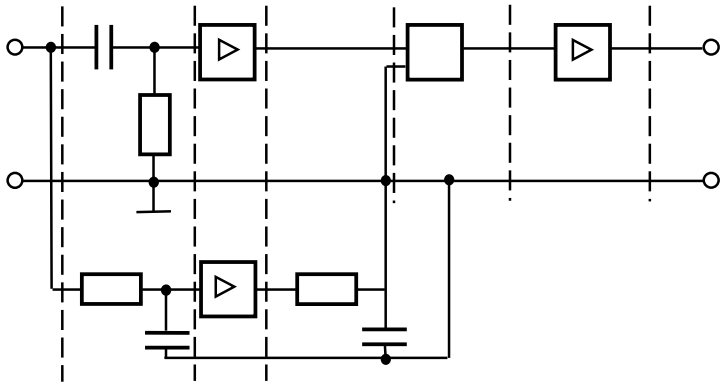


Рисунок 2.8 – Структурна схема широкосмугового підсилювача.

У високочастотному тракті зазвичай передбачають установку фільтра високих частот *I*, пропускаючого лише високі частоти вхідного сигналу. У низькочастотному каналі окрім фільтра $R_3C_3$ *VII*, необхідно виходячи з принципу дії ОП на вході інколи встановлювати додатковий фільтр низьких частот *V,* Він зменшує амплітуду високочастотних вхідних сигналів на вході ОП МДМ і знижує значення низькочастотної складової на його виході, що з'являється у разі, коли частота вхідного сигналу близька до $f_м$. Як відомо з теорії електричних кіл, будь-яка модуляція – це перемножування двох сигналів. В результаті цього в спектрі вихідного сигналу з'являються комбінаційні частоти $(f_{вх} - f_м)$ і $(f_{вх} + f_м)$. При $f_{вх} \approx f_м$, присутня низькочастотна складова $(f_{вх} - f_м)$, яка безперешкодно пропускається фільтром *VII* і вносить додаткові похибки. Установка фільтру $R_2C_2$ приводить до зменшення їх значень. Вихідні сигнали обох підсилювачів підсумовуються в широкосмуговому суматорі *III*. Якщо необхідно отримати певну вихідну потужність, то після суматора сигнали подаються на

широкосмуговий підсилювач потужності *IV*. Так як на суматор і підсилювач потужності подаються сигнали, підсилені в $K_u$ раз, то його дрейфи сигналу, приведені до входу підсилювача, відповідно зменшуються в $K_u$ разів. Тому їх вплив на характеристики перетворення порівняно не великий.

Частотна характеристика двоканального підсилювача визначається характеристиками обох каналів. Якщо вважати, що суматор і підсилювач потужності близькі до ідеальних, мають коефіцієнт перетворення, рівний $K_n$, і не вносять частотних спотворень, то вихідна напруга

$$U_{âèõ} = U_{âõ}\left[K_{y1}\frac{R_1}{R_1 + 1/(j\omega C_1)} + K_{y2}\frac{1/(j\omega C_2)}{R_2 + 1/(j\omega C_2)} \times \frac{1/(j\omega C_3)}{R_3 + 1/(j\omega C_3)}\right]K_ï \qquad (2.1)$$

де $K_{y1}$, $K_{y2}$ коефіцієнти підсилення підсилювачів високих і низьких частот. З (2.1) знайдемо передаточну функцію:

$$W(p) = \frac{U_{âèõ}(p)}{U_{âõ}(p)} = U_{âõ}\left[K_{y1}\frac{pC_1R_1}{1 + pC_1R_1} + K_{y2}\frac{1}{(1 + pC_2R_2)(1 + pC_3R_3)}\right]K_ï \qquad (2.2)$$

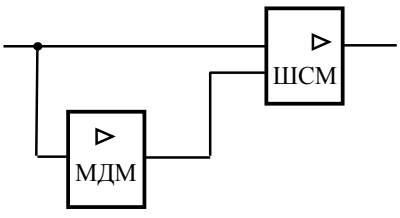
З (2.2) видно, що частотна характеристика двоканального підсилювача залежить від параметрів фільтрів, включених на вході кожного каналу. Підбором їх параметрів, можна забезпечити необхідний вигляд характеристики в діапазоні низьких і середніх частот. У діапазоні високих частот частотна характеристика визначається параметрами підсилювача високих частот $K_{y1}(p)$, а також параметрами суматора і підсилювача потужності. Тому в передаточній функції для діапазону високих частот $K_{y1}$ і $K_n$ мають бути замінені на їх передаточні функції $K_{y1}(p)$ і $K_n(p)$. які залежать від структури суматора і підсилювача потужності.

Таким чином, введення додаткового перетворення вхідного сигналу дозволяє істотно зменшити дрейф вихідного сигналу і створити високоякісні широкосмугові ППТ і ОП.

Для розширення смуги пропускання інколи вводять додатковий третій канал. Проте при цьому схема підсилювача ускладнюється.

У ряді випадків один канал виконують широкосмуговим, а другий - типу МДМ (рис. 2.9, *б*):

а)



б)

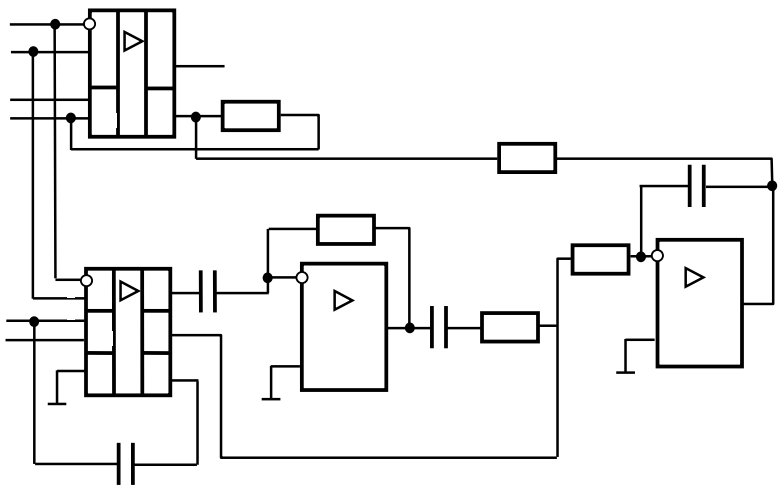


Рисунок 2.9 – Двоканальна структура з широкосмуговим підсилювачем *(а)* і її реалізація *(б)*

При цьому вважають, що ОП працює з досить глибокими негативними зворотними зв'язками, що дозволяє знизити паразитні низькочастотні коливання. Практична реалізація такої структури показана на рис. 2.9, *б*. У цьому ОП широкосмуговий ОП *DA1* виконаний по мікросхемі 140УД6, причому для підсумовування використаний вивід 1, призначений для підключення кіл балансування нуля. ППТ МДМ виконаний на ОП *DA2* типу 140УД13 і *DA3* типу 140УД14 за типовою схемою включення. Фільтр низьких частот виконаний активним на ОП *DA4* (140УД14), причому його дрейфи нуля не відіграють істотної ролі через те, що при приведенні їх до входу вони мають мале значення.

Наведений приклад показує, що знання схеми ОП необхідне в разі його нетрадиційного використання. Інакше замість використання виводу *1* в *DA1* довелося б вводити додатковий суматор.

При вживанні розглянутих підходів вдається істотно поліпшити параметри ОП, що є особливо важливим при побудові точних пристроїв.

В окремих випадках двоканальні ОП застосовують для збільшення швидкості наростання вихідної напруги. При цьому високочастотний канал зазвичай має одиничний коефіцієнт підсилення по напрузі, а низькочастотний може бути виконаний з безпосередніми зв'язками.

## 2.3 Інструментальні (вимірювальні) підсилювачі.

### 2.3.1 Вимірювальний підсилювач на одному ОП

У простому випадку як вимірювальний підсилювач може бути використаний ОП в диференціальному включенні (див. рис.2.10). При виконанні умови R1/R2=R3/R4 підсилення диференціального сигналу набагато більше за підсилення синфазного сигналу і коефіцієнт послаблення синфазного сигналу ($К_{ПСС}$) буде максимальним.

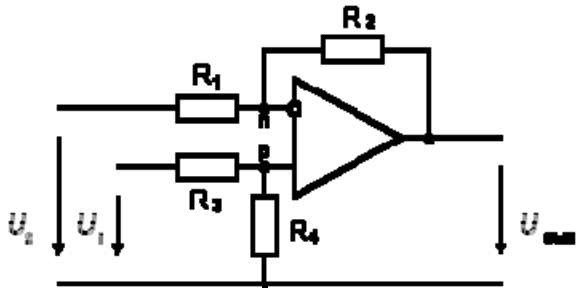



Рисунок 2.10 – Схема простого вимірювального підсилювача

Диференціальний коефіцієнт підсилення при виконанні вказаної вище умови

$$K_d = \frac{U_{вих}}{U_1 - U_2} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{K_U}} \tag{2.3}$$

Коефіцієнт підсилення синфазного сигналу, обумовлений розузгодженням резисторів, рівний:

$$K_{sf} = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} \tag{2.4}$$

Коефіцієнт підсилення синфазного сигналу (КПСС), обумовлений кінцевим значенням К операційного підсилювача, рівний:

$$K_{sf2} = \frac{R_2}{R_1 \cdot K_{ПСС}} \tag{2.5}$$

Тут $K_{ПСС}$ виражається у відносних одиницях, а не в децибелах.

Коефіцієнт послаблення синфазного сигналу всієї схеми:

$$К_{ПСС} = K_d/(Ksf + Ksf2). \tag{2.6}$$

Диференціальний вхідний опір: $R_{вх.д} = R1 + R3$.

Оскільки, як це витікає з (2.4), Ksf може приймати негативні значення і залежить від опорів резисторів схеми, підстроюванням резистора R3 може бути досягнуте будь-яке скільки завгодно велике значення КПСС, відповідно до виразу (2.6).

**Приклад 1**. Нехай в схемі (рис.2.10) *R1=R3=2* кОм, R4=200 кОм. Опір резистора *R2* відрізняється від номінального значення 200 кОм на 1% і складає 198 кОм. Тоді диференціальний коефіцієнт підсилення схеми рівний 100, а $K_{ПСС}$ = 10100, що в багатьох випадках недостатньо.

Ця схема має низький вхідний опір. Вихідний опір джерела сигналу впливає на величину диференціального коефіцієнта підсилення і на коефіцієнт послаблення синфазного сигналу, що майже завжди вимагає точної настройки параметрів схеми. Для зміни коефіцієнта підсилення потрібно одночасно міняти

опори двох резисторів. Фірма Burr-Brown, шо займає провідне місце в світі по випуску вимірювальних підсилювачів випускає декілька моделей ІМС вимірювальних підсилювачів, побудованих по схемі на рис.2.10. Такі ІМС як INA133, INA143 мають фіксований коефіцієнт підсилення, що задається вбудованими резисторами і високе значення $K_{ПСС}$ (до 86 дБ), що досягається за рахунок лазерної підгонки. ІМС INA145, INA146 включають додатковий неінвертуючий підсилювач, коефіцієнт підсилення якого може задаватися зовнішніми резисторами. Мікросхеми вимірювальних підсилювачів містять кола захисту входів, що допускають, наприклад, у INA146 на вході синфазну і диференціальну напругу до 100В.

### 2.3.2 Вимірювальний підсилювач на трьох ОП

Поліпшити характеристики розглянутої схеми вимірювального підсилювача можна, включивши між джерелом сигналу і кожним з входів неінвертуючий повторювач. Ці повторювачі служитимуть буферами, внаслідок чого вхідний опір вимірювального підсилювача підвищиться, а вплив вихідного опору джерел сигналу на диференціальний коефіцієнт посилення і $K_{ПСС}$ практично буде усунений. Недоліком такого рішення є те, що тут буде потрібний великий $K_{ПСС}$ і в повторювачі і у вихідному ОП. Кращими характеристиками володіє схема, приведена на рис.2.11, і прийнята як стандартна схема вимірювального підсилювача.

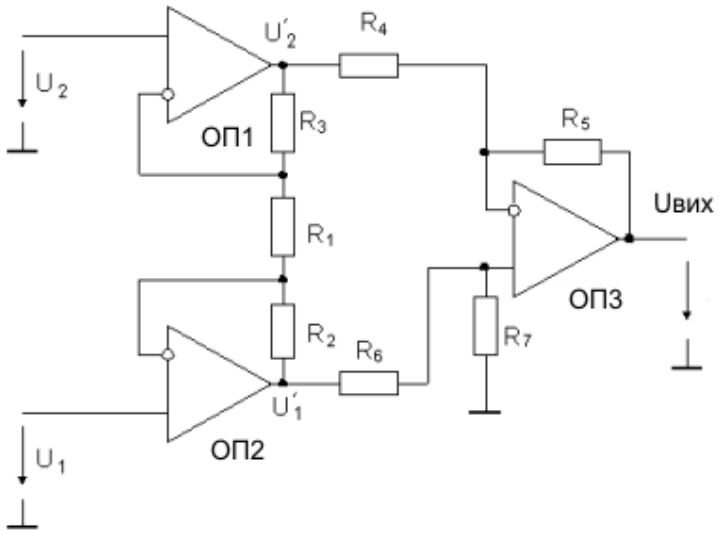



Рисунок 2.11 – Схема вимірювального підсилювача на трьох ОП

Як видно з рис. 2.11, напруга на резисторі *R1* складає *U1- U2*.

Звідси витікає, що:

$$U_1' - U_2' = \left(1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1}\right)(U_1 - U_2) \qquad (2.7)$$

Ця різниця перетвориться диференціальним підсилювачем на ОП3 в напругу *Uвих* щодо землі. Зазвичай вибирається $R = R3$ і $R4 = R5 = R6 = R_7$. У такому разі диференціальний коефіцієнт підсилення:

$$K_d = 1 + \frac{2R_2}{R_1} \tag{2.8}$$

Коефіцієнт підсилення синфазного сигналу (через розбаланс резисторів):

$$K_{sf} = \frac{R_7 R_4 - R_5 R_6}{R_4 (R_6 + R_7)} \tag{2.9}$$

Коефіцієнт підсилення синфазного сигналу (через кінцеве значення $К_{ПСС}$ ОП3):

$$K_{sf2} = K_{ПСС_ОП3} \tag{2.10}$$

Загальний $К_{ПСС}$ вимірювального підсилювача визначається співвідношенням (2.6).

**Приклад 2.** Нехай в схемі (рис. 2.11) *R1*=1 кОм, R2 = *R3* = 50 кОм, *R4* = *R6* = *R7* =10кОм. Опір резистора *R5* відрізняється від номінального значення 10 кОм на 1% і складає 9,9 кОм. Тоді диференціальний коефіцієнт посилення схеми рівний 101, а $К_{ПСС}$ 20200, що вище, ніж в прикладі 1.

Вимірювальні підсилювачі на трьох ОУ випускаються у вигляді ІМС з внутрішніми узгодженими резисторами (AD623, LM363, ICL7605 і ін.). Зазвичай вони мають виводи для підключення зовнішнього резистора R1, яким задається диференціальний коефіцієнт посилення. Наприклад, вимірювальний підсилювач INA118 фірми Burr-Brown має малий зсув нуля *Uсм* = 50 мкВ, широкий діапазон напруги живлення (+/-1,35...+/-18 В) і вхідної напруги (до +/-40 В), малий споживаний струм – 0,35 мА і широкий діапазон коефіцієнтів посилення (1–10000), що встановлюються одним зовнішнім резистором.

# 3 АНАЛОГОВО-ЦИФРОВІ КОМПОНЕНТИ ЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ

## 3.1 Засоби відображення та зберігання інформації

### 3.1.1 Рідкокристалічні індикатори. Принцип дії.

Рідкокристалічні індикатори відносяться до пасивних пристроїв. В основу їх роботи покладена властивість деяких речовин змінювати свої оптичні показники (коефіцієнти поглинання, відбивання, розсіювання, показник заломлення, спектральне відображення або пропускання, оптичну анізотропію, оптичну різницю ходу, оптичну активність) під впливом зовнішнього електричного поля. Внаслідок модуляції падаючого світла змінюється колір ділянки, до якої прикладене електричне поле, і на поверхні речовини з'являється відповідне зображення.

В якості речовин з подібними властивостями використовують рідкі кристали. Рідкокристалічним (мезоморфним) називається термодинамічно-стійкий стан, при якому речовина зберігає анізотропію фізичних властивостей, характерну для твердих кристалів, і текучість, характерну для рідин. Такий стан мають деякі похідні бензолу, дифенілу, стероїдів, гетероциклічних та інших складних сполук. Характерною особливістю рідкокристалічних фаз є те, що молекули речовини мають порівняно велику довжину і відносно малу ширину. Вони є діелектриками і мають питомий опір $10^6 - 10^{10}$ Ом*см.

Розрізняють три основних типи рідких кристалів (РК): смектичні, нематичні, холестеричні.

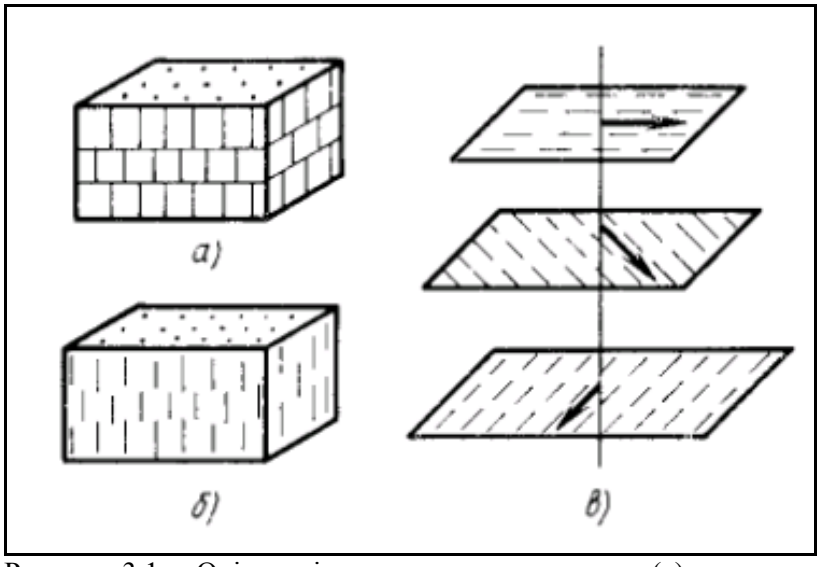



Рисунок 3.1 – Орієнтація молекул в смектичних (а), нематичних (б) та холестеричних (в) РК

В *смектичних* РК молекули розташовані паралельно своїм довшим осям і утворюють шари рівної товщини, що лежать на рівній відстані один над одним (Рис. 3.1а).Текучість забезпечується за рахунок взаємного проковзування шарів.

В *нематичних* РК осі молекул також паралельні, але вони не утворюють шарів і розташовані хаотично (Рис. 3.1б). В них спостерігається проковзування вздовж довших осей. На різних ділянках орієнтація молекул різна і РК

складається з невеликих областей, що розрізняються напрямом орієнтації осей. Через цю невпорядкованість спостерігаються оптична неоднорідність середовища і сильне розсіювання світла. Тому нематичний РК мутний для прохідного і відбитого світла. Однак з допомогою зовнішніх сил (електричного чи магнітного поля) можна досягти оптичної однорідності середовища і його повного просвітлення.

В *холестеричних* РК молекули розташовані шарами, як в смектичних, але їх довші осі паралельні площинам шарів, а спрямованість їх переважної орієнтації (директ) монотонно змінюється від шару до шару, повертаючись на певний кут (Рис. 3.1в). Розподіл молекул є спіральним. Дані РК мають значний показник обертання площини поляризації. Під дією зовнішніх сил крок спіралі змінюється і відповідно змінюється забарвлення речовини, освітленої білим світлом.

З-поміж значної кількості електрооптичних явищ, характерних для РК, в пристроях відображення інформації в основному застосовують ефект динамічного розсіювання, твіст-ефект, ефект гість-хазяїн. При їх розгляді будемо враховувати той факт, що напрям орієнтації осей молекул в електричному полі залежить від знака діелектричної анізотропії. Діелектрична анізотропія $\varepsilon_a$ характеризує різницю діелектричних сталих $\varepsilon_{\parallel}$ та $\varepsilon_{\perp}$ в напрямках, паралельному і перпендикулярному напряму переважної орієнтації молекул. При додатному $\varepsilon_a$ осі розташовуються паралельно, а при від'ємному – перпендикулярно електричному полю.

Ефект динамічного розсіювання полягає в тому, що при накладенні електричної напруги РК в елементарній індикаторній комірці стає матовим (мутніє) і розсіює світло. Це обумовлено тим, що при прикладанні електричного поля до шару РК з від'ємною $\varepsilon_a$, що слабко проводить електричний струм, молекули орієнтуються перпендикулярно полю. Рухомі іони, завдяки яким тече електричний струм провідності, намагаються порушити цю орієнтацію. При певному значенні струму провідності, що характеризується напругою електрогідродинамічної нестійкості, виникає стан турбулентного руху, при якому впорядкованість структури порушується і РК мутніє. Напруга електрогідродинамічної нестійкості складає не більше 5-6 В, поки молекули встигають реагувати на значення електричного поля (до десятків кілогерц), і збільшується до 150-200 В на частотах, де молекули не встигають за електричним полем і здійснюють лише коливні рухи. Час ввімкнення при такому ефекті 50-500 мс, і 150-180 мс витрачається на вимкнення.

Твіст-ефект полягає в зміні кута обертання площини поляризації під впливом електричного поля. Він спостерігається в нематичних РК з додатною діелектричною анізотропією. Суть його полягає в тому, що в РК, які знаходяться між двома світлопровідними пластинами, довші осі молекул паралельні пластинам, а самі молекули скручені в спіраль, аналогічну холестеричному РК, причому осі молекул, що знаходяться коло різних пластин, взаємно перпендикулярні. Шар скрученого нематичного РК повертає площину поляризації падаючого світла на кут 90 град. При прикладенні електричної напруги всі молекули орієнтуються вздовж поля (матеріал з додатною електричною анізотропією) і ефект скручування зникає. Тепер шар РК не змінює

поляризації світла, що проходить через нього. Якщо пластини, між якими розташований РК, є поляроїдами, площини поляризації яких паралельні, то при наявності електричного поля світло буде проходити через систему, а при відсутності – ні. При перпендикулярності площин поляризації ввімкнений і вимкнений стани протилежні розглянутому вище.

Твіст-ефект відноситься до числа чисто польових. При його використанні не потрібна наявність електричного струму. Він забезпечує отримання хорошого контрасту і проявляється при малих напругах (0,9 – 1,5В). Тривалість перехідного процесу включення – виключення 30 – 200мс.

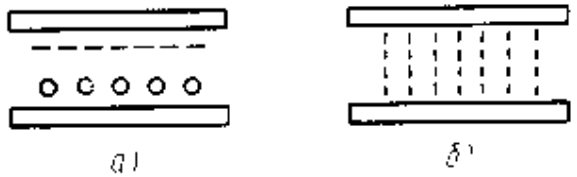


Рисунок 3.2 – Розташування молекул поблизу границь при твіст – ефекті: а) при відсутності і б) при наявності електричного поля.

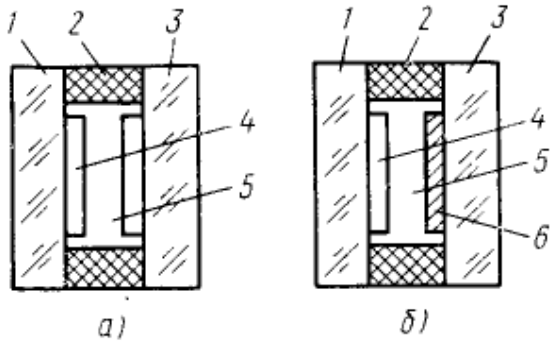



Рисунок 3.3 – Конструкція РК- індикаторів, працюючих на просвіт (а) та відображення (б):
1,3 – склянні пластини; 2 – склеююче з’єднання;
4 – прозорі електроди; 5 – РК; 6 – непрозорий електрод.

Ефект гість – господар спостерігається в РК, в яких розчинений діхроїчний барвник, вибірково поглинаючий світло в залежності від орієнтації його молекул відносно падаючого світлового потоку. Його молекули також мають витягнуту форму. Молекули РК орієнтуються і переорієнтовують молекули барвника в електричному полі. В результаті змінюється степінь поглинання, що добре виявляється в поляризованому світлі. При цьому потрібен тільки один поляроїд. Для холестеричної структури з малим кроком хороша контрастність виходить і без поляроїда. Тривалість перехідних процесів встановлення стабільного забарвлення 30 – 500 мс, керуючою напругою 2–10 В.

Типова елементарна комірка РК приладу для відображення інформації складається з двох прозорих скляних пластин, між якими встановлені РК. З внутрішньої сторони пластин розміщені електроди. Їх кількість і розміщення беруться такими, щоб можна було реалізувати необхідне зображення. Якщо комірка працює на просвітлення, то електроди на обох пластинах

виготовляються прозорими (рис.3.3,а). При роботі на відображення задній електрод виготовляють непрозорим (рис.3.3,б). Для роботи з низькою освітленістю створюється підсвітка. Для цього в РК-індикаторах, працюючих на просвітлення, за задньою пластиною розміщують джерело світла, а в індикаторах, працюючих на відображення, джерело світла розміщують спереду чи збоку. Індикатори мають форму тонкої пластини, до країв якої підведені виводи електродів. Електроди виготовляють у вигляді тонких майже невидимих на склі струмопровідних стрічок. Для підключення до схеми використовують спеціальні панелі, які мають еластичні виступи, зроблені з електропровідної резини. Контакт забезпечується за рахунок механічного притискання індикаторів до панелі. Окремі конструкції мають стрічкові виводи, які забезпечують їх розпайку на платах. Широко розповсюджені цифрові, буквено – цифрові і мнемонічні РК – індикатори сегментного типу. В них прозорі електроди виконані в виді сегментів, від яких зроблені окремі виводи. Непрозорий електрод К виготовляють єдиним з одним виводом. При подачі напруги на спільний електрод і вибрані прозорі сегментні електроди під відповідним електродом проявляється смуга, колір якої різко відрізняється від околишнього фону.

Поєднання цих смуг формує необхідну цифру, букву чи знак. Змінюючи сегменти, підключені до джерела живлення, змінюють відображаючі цифри, букви чи мнемосхеми.

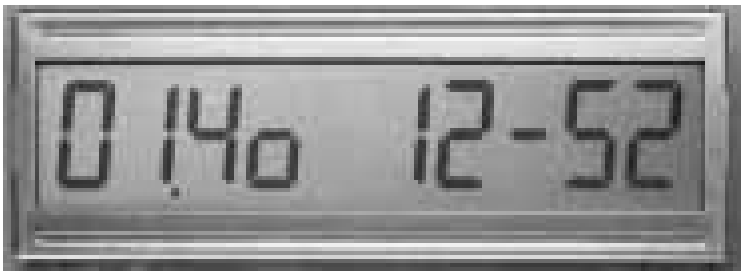


Рисунок 3.4 – Сегментний РК – індикатор

Рисунок 3.5 – Алфавітно цифровий РК – індикатор

Відомі також і матричні конструкції, коли електроди на обох сторонах виконані у вигляді груп взаємно перпендикулярних ліній, які строюють матрицю. При подачі напруги на горизонтальну і вертикальну лінії зміна забарвлення спостерігається тільки на ділянці пересічення відповідних ліній, в яких електричне поле між електродами має достатньо велику напругу. Велика кількість виводів ускладнює практичне впровадження матричних індикаторів. Тому їх виконують у вигляді конструкцій з внутрішньо електронною схемою управління.

Рисунок 3.6 – Матричний графічний цифровий РК – індикатор, що працює на відображення

В якості управляючої напруги віддають перевагу тільки змінній. При постійні напрузі термін служби компонента знижується на порядок через міграцію домішок на електроди і зниження контрастності зображення. Тому в технічних умовах, вказуючи напругу управління (кілька В), зазвичай вказують допустимі значення постійної складової (50 – 170 мВ).

Часто використовують так званий фазовий метод управління, при якому на спільний електрод на задній поверхні і електроди на передній подаються прямокутні імпульси, зміщені між собою по фазі на 180° при збудженні даного елементу і одинакові по фазі, якщо дані елементи не повинні мати інший колір.

При практичному використанні зазвичай необхідно знати наступні параметри:

- коефіцієнт контрастності знаку по відношенню до фону $K = \frac{L_f - L_Z}{L_f} \cdot 100$,

де $L_f, L_Z \cdot$ – яскравість фона і знаку, $K = 80 \div 90\%$;

- час реакції (час “включення”);
- час релаксації (час “виключення”);
- напруга управління і струм (2- 20 В, 1 – 100 мкА);
- частота управляючої напруги (30 – 1000 Гц).

РК – індикатори прості по конструкції, дешеві, мають низьку енергозатратність, забезпечують хорошу контрастність зображення, яка не зменшується при збільшенні освітленості, добре сумісні з мікросхемами управління. Їх недоліки: необхідність мати підсвітку при роботі в темноті, вузький температурний діапазон (від -15 до +55 °С), зміна параметрів на протязі терміну зберігання та при роботі. Область застосування – економічні пристрої та системи з цифровим, буквеним, графічним або мнемонічним відображенням інформації.

### 3.1.2 Рідкокристалічний модуль на основі контролера HD44780

Рідкокристалічний модуль MT-16S2D складається з BIC контроллера управління і РК панелі. Контроллер управління аналогічний HD44780 фірми HITACHI і KS0066 фірми SAMSUNG. Модуль випускається зі світлодіодним підсвічуванням. Зовнішній вигляд приведений на рисунку 3.7. Модуль дозволяє відображати 2 рядки по 16 символів. Символи відображаються в матриці 5х8 точок. Між символами є інтервали шириною в одну точку, що відображається.

Кожному символу, що відображається на РКІ відповідає його код в пам’яті модуля ОЗП .

Модуль містить два види пам'яті — код символів, що відображаються, і призначеного для користувача знакогенератора, а також логіку для управління РК панеллю.

Основні властивості модуля:

- модуль має програмно-змінювані дві сторінки вбудованого знакогенератора (алфавіти: російський, український, білоруський, казахський і англійський).
- може працювати як по 8-ми, так і по 4-х бітовій шині даних (задається при ініціалізації);
- приймати команди з шини даних;
- записувати дані в ОЗУ з шини даних;
- читати дані з ОЗУ на шину даних;
- читати статус стану на шину даних;
- запам'ятовувати до 8-ми зображень символів, що задаються користувачем;
- виводити миготливий (або не миготливий) курсор двох типів;
- управляти контрастністю і підсвічуванням;

При напрузі живлення модуля 3 в. контрастність на заводі-виробнику встановлена на максимум. Зменшення контрастності проводиться підключенням між виводами Uo і GND зовнішнього резистора номіналом до 3 кОм. При напрузі живлення модуля 5В контрастність модуля залежить від напруги живлення ЖК панелі (ULCD) і температури. Управління контрастністю проводиться зовнішнім резистором (рис. 3.7).

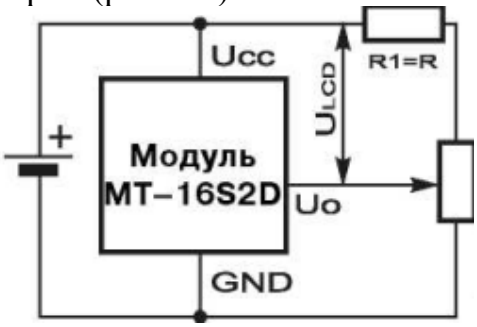



Рисунок 3.7 – Керування контрастністю дисплея

В початковому стані контрастність настроєна на Ucc=5В, тому при напрузі живлення модуля 5В, контакт 3($U_0$) необхідно об'єднати з контактом 1(GND). При температурах нижче 0°С регулювання контрастності необхідне.

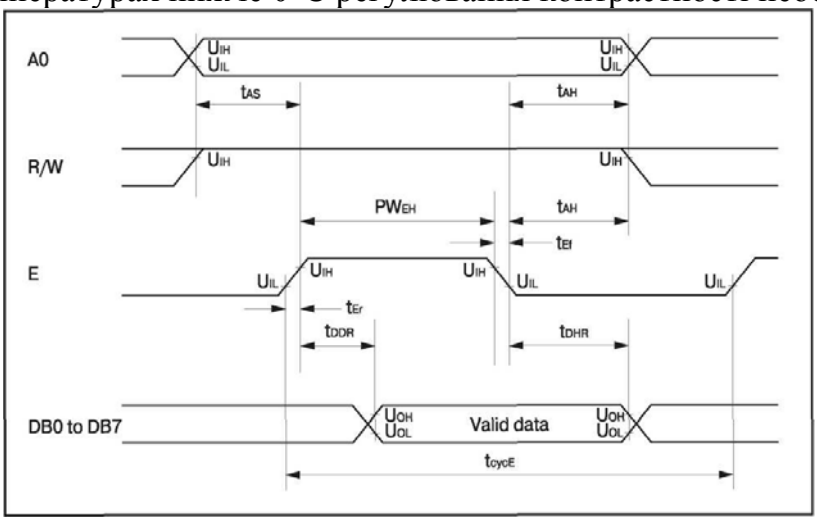



Рисунок 3.8 – Часові діаграми читання

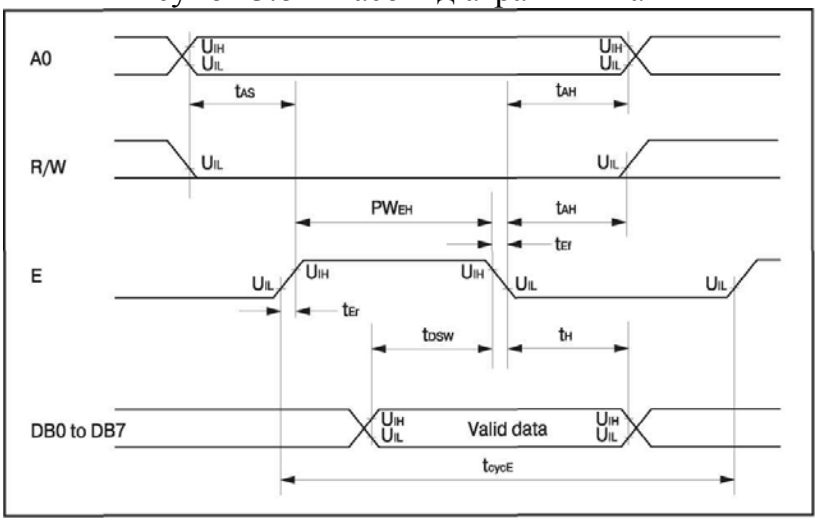



Рисунок 3.9 – Часові діаграми запису

Обмін по 4-бітному інтерфейсу здійснюється у відповідності до наступної часової діаграми (рис.3.10):

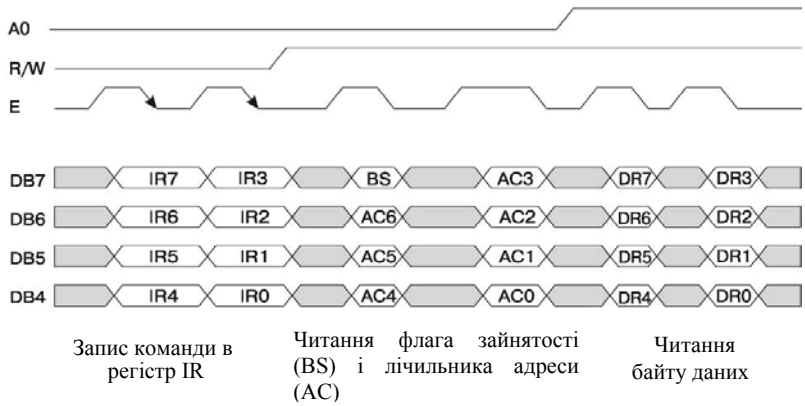



Рисунок 3.10 – Часові діаграми обміну по 4 бітному інтерфейсу

Обмін по восьми-бітному інтерфейсу здійснюється у відповідності до наступної часової діаграми (рис.3.11):

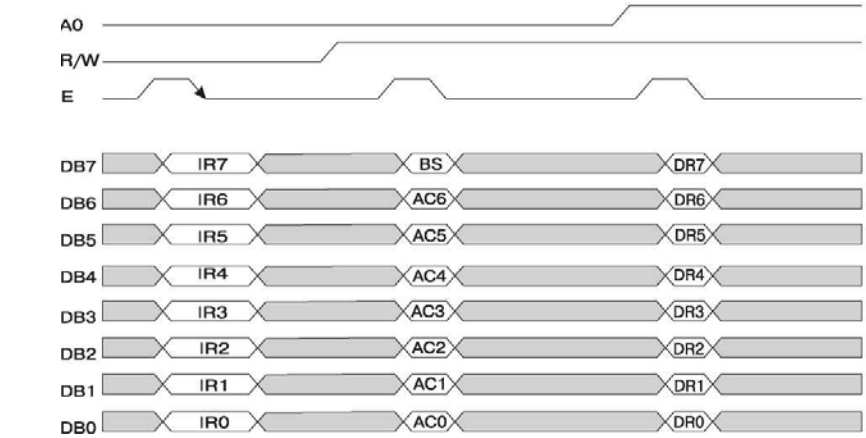



Рисунок 3.11 – Часові діаграми обміну по 8 бітному інтерфейсу

Модуль містить ОЗП розміром 80 байтів по адресах 0h-27h і 40h-67h для зберігання даних (DDRAM), що виводяться на РКІ. Адреси символів що відображаються на РКІ розподілені таким чином:

Таблиця 3.1 – Адреси символів що відображаються

| № Знакомісця | | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| АДРЕСА | | 1-й рядок | 0h | 1h | 2h | 3h | 4h | 5h | 6h | 7h | 8h | 9h | 0Ah | 0Bh | 0Ch\| | 0Dh\| | 0Eh | 0Fh |
| | | 2-й рядок | 40h | 41h | 42h | 43h | 44h | 45h | 46h | 47h | 48h | 49h | 4Ah | 4Bh | 4Ch | 4Dh | 4Eh | 4Fh |

Робота з РКІ-модулем виконується з використанням спеціалізованих команд:

Таблиця 3.2 – Команди функціонування дисплея

| КОМАНДА | A0 | R/W | DB7 | DB6 | DB5 | DB4 | DB3 | DB2 | DB1 | DB0 | ОПИС |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Clear Display | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | Очищає модуль і поміщає курсор в найлівішу позицію |
| Return Home | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | X | Переміщає курсор в ліву позицію |
| Entry Mode Set | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | ID | S H | Установка напряму руху курсора (ID=0/1— влево/вправо) і дозвіл зсуву дисплея (SH=1) при запису в DDRAM |
| Display ON/OFF | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | D | З | у | Включає модуль (D=1) і вибирає тип курсора (С, В) |
| Cursor or Display Shift | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | sc | R L | X | X | Виконує зсув дисплея або курсора(SC=0/1-курсор/диспл., RL=0/1-вліво/ вправо) |

| | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Function Set | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | DL | 1 | 0 | p | 0 | Установка розрядності інтерфейсу (DL=0/1— 4/8 бита) і сторінки знакогенератора P |
| Set CGRAM Address | 0 | 0 | 0 | 1 | ACG | | | | | | Установка адреси для подальших операцій і вибір області CGRAM |
| Set DDRAM Address | 0 | 0 | 1 | ADD | | | | | | | Установка адреси для подальших операцій і вибір області DDRAM |
| Read BUSY flag and Address | 0 | 1 | BS | AC | | | | | | | Прочитати прапор зайнятості і вміст лічильника адреси |
| Write Data to RAM | 1 | 0 | WRITE DATA | | | | | | | | Запис даних в активну область |
| Read Data from RAM | 1 | 1 | READ DATA | | | | | | | | Читання даних з активної області |

Розглянемо роботу РКІ-дисплею в 4-бітовому режимі, оскільки це найросповсюдженіший режим його роботи. Це спричинене тим, що в цьому режимі економляться лінії мікроконтролера, а втрата швидкодії дисплею є практично непомітною для ока. Для початку роботи з дисплеєм в 4-бітовому режимі, необхідно виконати наступний алгоритм:

1. Включити живлення.
2. Очікувати не менше 20мс.
3. Встановити розрядність інтерфейсу:

| A0 | R/W | DB7 | DB6 | DB5 | DB4 |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |

4. очікувати не менше 40 мкс
5. Встановити розрядність інтерфейсу:

| A0 | R/W | DB7 | DB6 | DB5 | DB4 |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |

6. очікувати не менше 40 мкс
7. Встановити розрядність інтерфейсу:

| A0 | R/W | DB7 | DB6 | DB5 | DB4 |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |

8. очікувати не менше 40 мкс
9. Встановити розрядність інтерфейсу:

| A0 | R/W | DB7 | DB6 | DB5 | DB4 |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |

10. очікувати не менше 40 мкс
11. Встановити параметри:

| A0 | R/W | DB7 | DB6 | DB5 | DB4 |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |

12. Виключити дисплей:

| A0 | R/W | DB7 | DB6 | DB5 | DB4 |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |

13. Очистити дисплей:

| A0 | R/W | DB7 | DB6 | DB5 | DB4 |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |

14. Встановити режим вводу даних:

| A0 | R/W | DB7 | DB6 | DB5 | DB4 |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |

Після виконання наведеної послідовності, на РКІ можна виводити дані для відображення в довільній послідовності.

Модуль містить *пам'ять для зберігання зображень* восьми символів, що програмуються користувачем (CGRAM). Коди цих восьми символів показані на рис. 3.12. Адреси рядків зображень цих символів не залежать від адрес символів (розташовані в окремому адресному просторі), що виводяться, і займають адреси від 0h до 3Fh. Кожен символ займає 8 байтів (0h-7h, 8h-Fh, 10h—17h ..., 30h-37h, 38h-3Fh). Нумерація байтів йде в порядку відображення на модулі зверху вниз (перший байт верхній, восьмий байт нижний). Останній, восьмий рядок використовується також для відображення курсора (якщо вибраний курсор у вигляді підкреслення). У кожному байті використовуються тільки 5 молодших бітів (4,3,2,1,0), старші 3 біти (7,6,5) можуть бути будь-які, на відображення вони не впливають. Біт 4 відповідає лівому стовпцю матриці символу, біт 0 — правому стовпцю символу. Приклад див. на рис 3.12:

Рисунок 3.12 – Формування символів користувача

Для відображення стандартних символів використовується стандартний знакогенератор, нульова сторінка якого наведена на рис 3.13:

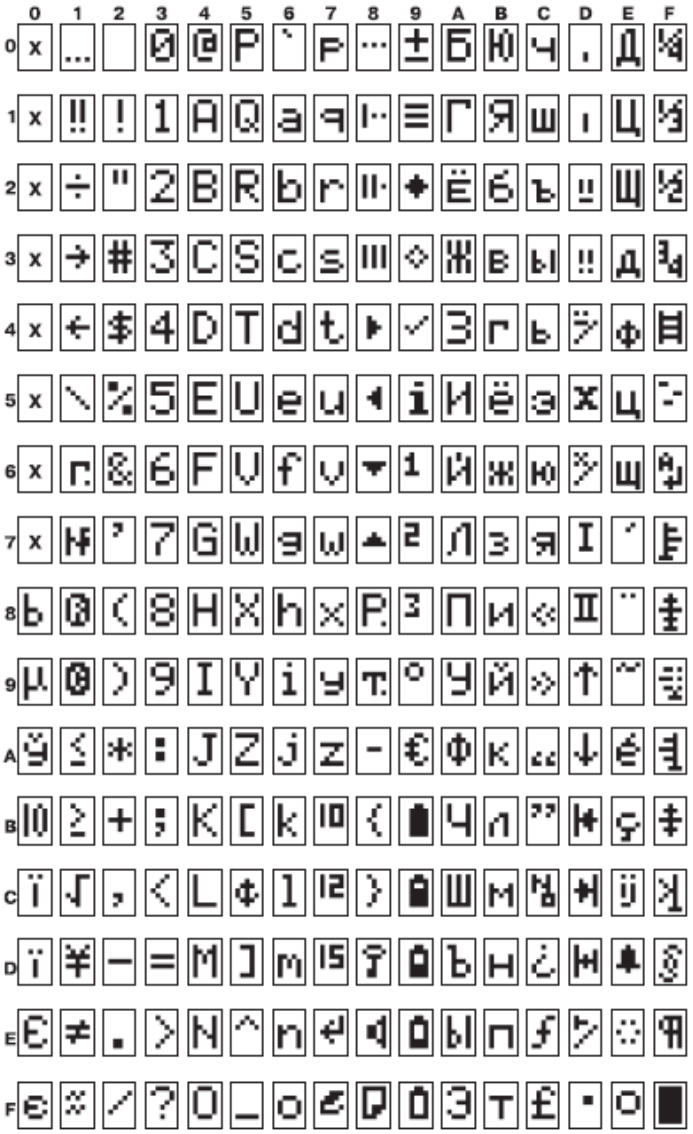


Рисунок 3.13 – Нульова сторінка стандартного знакогенератора. По вертикалі –молодша , по-горизонталі – старша цифра коду символу (в HEX-коді)

Призначення виводів РКІ наступне:

| Вивід | Позначення | Призначення виводу |
|---|---|---|
| 1 | GND | Загальний вивід (0В) |
| 2 | Ucc | Напруга живлення (5В/3В) |
| 3 | Uo | Управління контрастністю |
| 4 | A0 | Адресний сигнал — вибір між передачею даних і команд управління |
| 5 | R/W | Вибір режиму запису або читання |
| 6 | E | Дозвіл звернень до модуля (а також строб даних) |
| 7 | DB0 | Шина даних (8-ми бітовий режим)(молодший біт в 8-ми бітовому режимі) |
| 8 | DB1 | Шина даних (8-ми бітовий режим) |
| 9 | DB2 | Шина даних (8-ми бітовий режим) |
| 10 | DB3 | Шина даних (8-ми бітовий режим) |
| 11 | DB4 | Шина даних (8-ми і 4-х бітові режими)(молодший біт в 4-х бітовому режимі) |

| | | |
|---|---|---|
| 12 | DB5 | Шина даних (8-ми і 4-х бітові режими) |
| 13 | DB6 | Шина даних (8-ми і 4-х бітові режими) |
| 14 | DB7 | Шина даних (8-ми і 4-х бітові режими) (старший біт) |
| 15 | +LED | + живлення підсвічування |
| 16 | -LED | - живлення підсвічування |

### 3.1.3 Напівпровідникові та електро-люмінесцентні прилади для відображення інформації

*Напівпровідникові* прилади, призначені для відображення інформації, засновані на використанні властивостей світло випромінюючого p-n-переходу. Це прилади, в яких необхідна конфігурація освітлення забезпечується за рахунок виконання відповідних ділянок у вигляді єдиного p-n-перехлоду (набору p-n-переходів). Частина ефекту освітлення зони забезпечується за рахунок відбивання світла від спеціально створених відбиваючих поверхонь. З точки зору споживача готових компонентів напівпровідникові ЗВІ представляють собою групу напівпровідникових світлодіодів, включення яких в електричне коло дозволяє отримати освітлення окремих областей.

Промисловістю випускаються окремі світлодіоди (одиничні індикатори ), з допомогою яких можна висвітити точку; сегментні ЗВІ (індикатори цифрові, алфавітно-цифрові), з допомогою яких можна висвітити необхідну літеру чи цифру; матричні ЗВІ (індикатори графічні), забезпечують відображення цифр, букв, символів, графіків; . Колір освітлення зазвичай червоний, жовтий або зелений, (зрідка синій). В останній час з’явились білі світлодіоди підвищеної яскравості. Також існують ЗВІ з змінним кольором світіння.

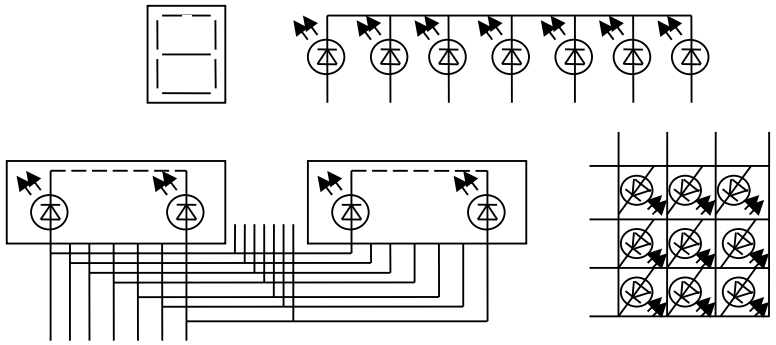


Рисунок 3.14 – Семисегментний одно-розрядний напівпровідниковий ЗВІ (а); його умовне позначення (б); з’єднання виводів сегментів в багаторозрядному індикаторі (в); позначення матричного ЗВІ (г).

В сегментних ЗВІ кожний сегмент виконаний в вигляді окремого світлодіоду (рис. 3.14, а). В однорозрядних – на корпус виведені виводи всіх сегментів (рис. 3.14, б). В багаторозрядних ЗВІ однойменні сегменти всіх розрядів зазвичай електрично з’єднані між собою. Індикація здійснюється в

динамічному режимі, в якому послідовно висвітлюється кожний розряд. Для цього в електричному колі послідовно підключаються катоди світлодіодів, спільні для окремого розряду, і на освітлюючі сегменти подається електрична напруга.

Зовнішній вигляд 7сегментного дисплею наведений на рис.3.15:

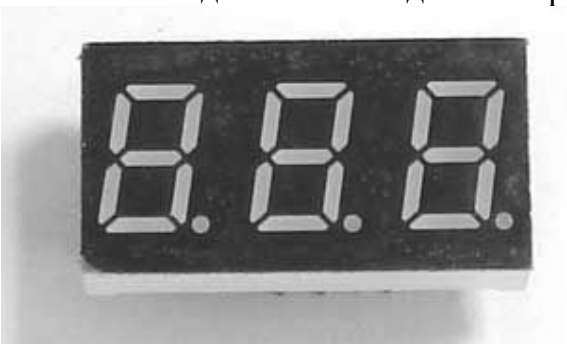


Рисунок 3.15 – 3-розрядний 7-сегментний індикатор

Для обмеження струму послідовно з світлодіодом часто включають резистор, значення якого визначається з рівняння

$$R = \frac{U_p - U_d}{I_d},$$

де $U_p$ – напруга живлення; $U_d, I_d$ – пряме падіння напруги та середній струм світлодіоду.

В матричному ЗВІ підсвічування визначеного елементу здійснюється при надходженні напруги до шин відповідного рядка та стовпця.

Спад напруги на освітлюючому елементі 1,5 – 2,5В, струм сегменту 2 – 10 мА. При динамічному управлінні, коли кожний елемент освітлюється на малий проміжок часу, споживча потужність значно зменшується.

Переваги напівпровідникових ЗВІ – велика швидкодія, надійність і довговічність; хороша стійкість до механічних впливів; малі габарити та маса; можливість регулювання яскравості та кольору електричним шляхом. Недоліки – підвищена енергозатратність.

В *електролюмінісцентних* ЗСІ використовується освітлення, виникаюче в люмінофорах, розміщених в сильне електричне поле (див. 3.2). Конструктивно вони представляють собою групу конденсаторів, в яких одна з обкладок виконана прозорою, а друга непрозорою. Між обкладками поміщений люмінофор. При подачі напруги до обкладок люмінофор починає світитись. Якщо один з електродів (прозорий) виготовити визначеної форми, то зона освітлення люмінофора подвоїться. Сукупність освітлюючих ділянок створює необхідне зображення. Колір освітлення залежить від складу люмінофору. Конфігурація випромінюючих сегментів, елементів та організація їх управління в принципі не відрізняється від напівпровідникових ЗСІ. Однак при їх використанні необхідно враховувати, що керуючим сигналом є напруга. Яскравість освітлення залежить від його значення та частоти зміни. Для джерела живлення електролюмінісцентний ЗСІ представляє собою конденсатор з втратами. Повна потужність, спожита ним,

$$P = U \cdot \sqrt{I_R^2 + I_X^2},$$

де $U$ – дійсне значення прикладеної напруги; $I_R, I_X$ – активна та ємнісна складові струму.

При експлуатації напруги живлення вибирають виходячи з необхідної яскравості. В більшості випадків використовують прилади, які живляться змінної напругою 160 – 250 В, частотою 200–4000 Гц, споживаючи потужність в соті – десяті долі Вт, забезпечуючи яскравість 20 – 65 кд/м².

Переваги люмінесцентних ЗСІ:

- можливість створення інформаційних полів більшої площі;
- рівномірність яскравості освітлення елементів;
- можливість створення багатокольорових приладів;
- мала споживча потужність;
- можливість регулювання яскравості електричним шляхом;
- відсутність розігріву під час роботи;
- механічна стійкість.

Недоліками таких пристроїв можуть вважатись висока напруга і частота джерела живлення, зниження яскравості в процесі роботи. Однак на даний час існують люмінесцентні індикатори, виконані у вигляді інтегральних модулів, наприклад M202MD15AJ VFD 20x2 фірми FUTABA (див.рис.3.16)

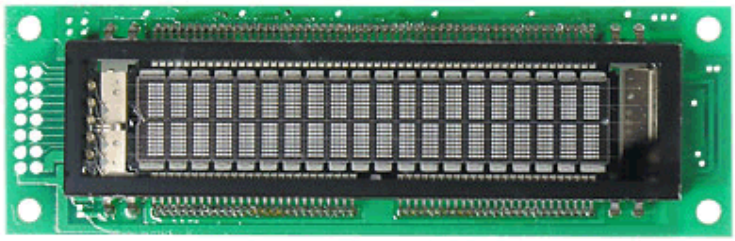


Рисунок 3.16 – Люмінесцентний індикаторний модуль M202MD15AJ

Такі модулі відрізняються низькою потужністю споживання (1.7 Вт) при високій чіткості зображення навіть при яскравому денному світлі – 500 кД/м2. Модулі інтегрують в одному корпусі всі необхідні компоненти для прямого підключення пристрою: вакуумно-люмінесцентний дисплей, контроллер з генератором знаків і символів, мікросхему драйвера і DC/DC або DC/AC конвертер. Працюють через стандартних паралельний або синхронний послідовний інтерфейс від джерела живлення 5В. Дисплеї працюють в діапазоні температур –40...+85°С.

Основні переваги використання модулів:

- підвищення надійності системи за рахунок вбудованого мікроконтролера;
- вбудований конвертер DC-DC/AC забезпечує живлення від одного джерела вхідної напруги;
- система команд сумісна з модулями РКІ відображення більш ніж 200 шрифтів;

- компактний низько-профільний корпус підійде для дизайну будь-яких розробок;

## 3.2 Засоби вимірювання фізичних величин

### 3.2.1 Аналогово-цифрові перетворювачі високої розрядності

AD7710, AD7711, AD7712, AD7713, AD7714, AD7730 і AD7731 є представниками сигма-дельта перетворювачів, призначених для виконання прецизійних низькочастотних вимірювань. Вони не дають пропущених кодів при дискретності до 24 розрядів, і їх ефективна роздільна здатність доходить до 22.5 біт в залежності від типу пристрою, частоти модифікації вихідних даних, встановленої смуги фільтру, програмованого коефіцієнта підсилення, наявність пост-фільтрації і т.д. Всі вони містять однакове $\Delta\Sigma$ ядро, а їх основна різниця полягає в конфігурації аналогових входів, які оптимізовані для обслуговування різних первинних перетворювачів. Новітні представники сімейства, такі як AD7714, AD7730/AD7730L і AD7731/AD7731L призначені для роботи з одним джерелом живлення.

Існують 16-розрядні пристрої подібного типу (AD7705, AD7706, AD7715) які також працюють з одним джерелом живлення. AD1555/AD1556 є 24-розрядним набором: $\Delta\Sigma$ модулятор/фільтр спеціально призначеним для застосування в сейсмології. Дана комбінація забезпечує динамічний діапазон в 120 дБ. AD1555 містить підсилювач з програмованим підсиленням і $\Delta\Sigma$ модулятор 4 порядку. AD1555 дає на виході послідовний потік однобітних даних для AD1556, який містить цифровий фільтр і дециматор. Внаслідок високої роздільної здатності цих конверторів слід зважати на дію ефекту від шумів і на те, як шуми впливають на роботу АЦП. Дане обговорення також справедливе для АЦП з низькою роздільною здатністю, але воно особливе важливо, коли питання стосується $\geq$16-розрядних $\Delta\Sigma$ АЦП.

Якби джерела шумів були відсутні, АЦП давав би на виході один і той же код в незалежності від того, скільки вибірок було виконано. Звичайно, якщо трапляється, що вхід АЦП знаходиться в перехідній зоні між двома суміжними кодами, тоді розподіл «плавав» би між цими двома кодами, але не більш того. Наявність джерел шуму, проте, викликає появу розподілу вибіркових кодів навколо основного коду.

Цей шум АЦП створюється сигналами паразитних наведень, компонентами, такими як резистори (шум Джонсона) і активними пристроями, такі як ключі (kT/C шум). До того же існує залишковий шум квантування, не подавлений до кінця цифровим фільтром. Можна розглядати, що повний шум є джерелом вхідного шуму який підсумовується з вхідним сигналом на вході ідеального АЦП без шумів. Він іноді називається шумом приведеним до входу або ефективним вхідним шумом. Розподіл цього шуму зазвичай є Гаусовим, і тому можна визначати СКВ шуму (тобто стандартне відхилення розподілу). Для визначення характеристик шуму приведеного до входу приведемо концепцію ефективного дозволу, який іноді називається, як ефективне число біт (англ.*ENOB*). Слід зазначити, проте, що *ENOB* часто використовується для опису динаміки роботи

високошвидкісних АЦП з вхідними сигналами змінного струму, і не так часто для опису прецизійних низькочастотних ΔΣ АЦП. Ефективна роздільна здатність визначається наступною рівністю:

$$n_{ефф} = \log_2\left(\frac{U_{повна_шкала_АЦП}}{U_{СКВ\,шуи}}\right)$$

Роздільна здатнісь по коду, вільному від шумів:

$$n_{незашумлене} = \log_2\left(\frac{U_{повна_шкала_АЦП}}{U_{АМПЛІТУДА\,шуи}}\right)$$

Шум від «піка до піка» складає приблизно 6,6 від СКВ шуму, тому:

$$n_{незашумлене} = \log_2\left(\frac{U_{повна_шкала_АЦП}}{6{,}6 \cdot U_{СКВ\,шуи}}\right)$$

Таким чином, дозвіл без шумів є максимальним числом розрядів АЦП, яке ще можна використовувати, отримуючи однокодовий амплітудний розподіл на виході без мерехтінь коду, при подачі на вхід напруги постійного рівня. У сказаному вище не стверджується, що залишкові коди молодших розрядів не корисні, сказане визначає тільки спосіб визначення амплітуди шуму і співвідношення її з дозволом АЦП. Варто також відзначити, що додаткова зовнішня пост-фільтрація і усереднювання даних з виходу АЦП можуть ще більш зменшити шум приведений до входу і збільшити ефективну роздільна здатність, однак це призводить до зменшення швидкодії АЦП

AD7730 є одним з останніх представників сімейства AD77XX і показаний на Рис.3.17.

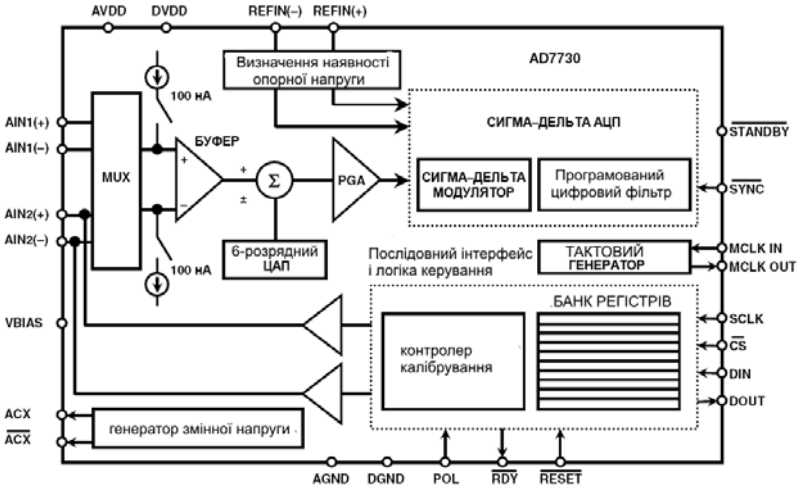



Рисунок 3.17 – АЦП AD7730 - структурна схема

Цей АЦП спеціально призначений для безпосереднього підключення до датчиків мостового типу в застосуваннях, пов'язаних із зважуваннями. Пристрій приймає сигнали низького рівня безпосередньо з вимірювального моста і дає на виході послідовні цифрові дані. Два диференціальних, що буферизованих та мультиплексованих входи під'єднані до підсилювача з програмованим підсиленням. Підсилювач з програмованим підсиленням можна конфігурувати для обслуговування диференціальних вхідних сигналів однієї полярності в чотирьох діапазонах від 0 до +10мВ; від 0 до +20мВ; від 0 до +40мВ; від 0 до +80мВ і диференціальних біполярних вхідних сигналів в чотирьох

діапазонах: ±10мВ; ±20мВ; ±40 мВ; ±80 мВ. Максимально досяжна розділювальна здатність від-піка-до-піка (або роздільна здатність без шумів) складає 1 на 230000 подій, що приблизно відповідає 18 розрядам.

Слід зазначити, що рохздільна здатність без шумів є функцією діапазону вхідної напруги, частоти зрізу фільтру і частоти модифікації виходу. Шум тим вище, чим менше величина вхідного діапазону (величина підсилення більша). Чим вище частота модифікації виходу і пов'язана з нею частота зрізу, тим більший шум. Аналогові входи АЦП буферизують, що дозволяє використовувати джерела сигналу з відносно високим імпедансом. Обидва аналогові канали диференціальні з величиною синфазної напруги в межах від AGND–1,2В до AVDD–0,95 В. Вхід опорного джерела також диференціальний і діапазон синфазного сигналу в ньому лежить від AGND до AVDD. 6-розрядний ЦАП управляється внутрішніми регістрами і може бути іноді використаний (наприклад, при зважуванні) щоб компенсувати вагу тари (вага упаковки) з боку аналогового входу до ±80мВ. Дискретність, пов'язана з функцією компенсації складає 1,25мВ при величині опорного джерела 2,5В і 2,5 мВ при величині 5 В.

Вихід програмованого підсилювача подається на сигма-дельта модулятор і програмований цифровий фільтр. Послідовний інтерфейс можна конфігурувати для 3-провідникової роботи; він сумісний з мікроконтролерами і з цифровими процесорами обробки сигналів. Мікросхема AD7730 включає режими самокалібрування і системного калібрування і володіє дрейфом напруги зсуву менше, ніж 5нВ/°С і дрейфом підсилення менш ніж 2ppm/°С. Така характеристика дрейфу досягається використанням режиму переривання, який по своїй роботі подібний до процесу стабілізації в підсилювачі з перериванням.

Основні характеристики АЦП AD7730 та особливості його використання:

- Роздільна здатність (на 80000 подій) від-піку-до-піку (16,5 розрядів) для вхідного діапазону ±10 мВ
- Наявність режиму переривання для забезпечення малого зсуву і дрейфу
- Дрейф зсуву (режим переривання дозволений): 5 нВ/°С
- Дрейф підсилення: 2 ppm/°С
- Коефіцієнт послаблення синфазної завади промислової частоти: > 150дБ
- Наявність двох каналів з програмованим підсиленням
- Наявність ЦАП для компенсації зміщення/ваги (при зважуванні) тари
- Наявність режиму швидкого відновлення вихідної напруги
- Наявність джерела збудження зовнішнього датчика змінним струмом
- Наявність варіантів внутрішнього і системного калібрування
- Живлення від одного джерела +5в
- Потужність розсіювання: 65 мВт (125 мВт для вхідного діапазону 10 мВ)

Частота передискретизації AD7730 складає 4.9152 Мгц і частоту модифікації виходу можна встановлювати від 50 Гц до 1200 Гц. Тактова частота може бути зовнішньою або виходити від внутрішнього генератора шляхом підключення кварцевого резонатора на виводи MCLK IN і MCLK OUT мікросхеми. AD7730 може отримувати вхідні сигнали з мостового датчика, що живиться постійною напругою. Він також може обробляти вхідні сигнали з мостового датчика, що живиться змінною напругою, шляхом використання

внутрішніх сигналів збудження (ACX). AD7730 містить два генератори постійного струму контролю цілісності зовнішнього кола по 100 нА, один генератор подає струм з лінії AVDD на вхід AIN(+), а інший (рівний першому) відбирає струм з входу AIN(-) на AGND. Ці струми перемикаються на задану пару аналогових входів під управлінням спеціального біта в регістрі режиму. Струми можна використовувати для перевірки працездатності датчика на заданому каналі до виконання робочих вимірювань на ньому. Якщо генератори включені і вихідна напруга виходить рівною повній шкалі, тоді даний канал розімкнений; якщо вимірюється 0В, канал – коротко-замкнутий. Для виконання робочого вимірювання тестові струми вимикаються шляхом установки відповідного біта в регістрі режиму в 0.

AD7730 містить внутрішній програмований цифровий фільтр. Фільтр складається з 2 секцій: фільтру першого каскаду і фільтру другого каскаду. Перший каскад є НЧ-фільтром вигляду ($sinc^3$ ). Частота зрізу і швидкість видачі даних з фільтру програмується. Фільтр другого каскаду має 3 режими роботи.

У нормальному режимі він є 22-елементним фільтром з кінцевим імпульсним відгуком (KIX або FIR), що обробляє вихідні сигнали фільтру першого каскаду. Якщо на аналоговому вході ідентифікується ступінчаста зміна сигналу, фільтр другого каскаду переходить в другий режим роботи (швидке відновлення - FASTStep™), в якому він виконує усереднювання по змінному масиву вимірювань, а після закінчення перехідних процесів повертається в режим фільтру з кінцевим імпульсним відгуком.

Третій режим роботи фільтру (режим пропуску – SKIP-mode) полягає в тому, що фільтр повністю відключається і вся фільтрація здійснюється першим каскадом. Обидва режими «швидке відновлення» і «пропуск», можна дозволяти або забороняти з допомогою відповідних бітів регістра управління.

На Рис.3.18 показаний повний частотний відгук для AD7730, коли фільтр другого каскаду встановлений в нормальний режим роботи (KIX-фильтр). Даний відгук отриманий при дозволеному режимі переривання, частоті модифікації вихідних даних 200Гц і тактовій частоті 4.9152Мгц.

Відгук показаний для частот від постійного струму до 100 Гц. Послаблення на частотах 50Гц ± 1Гц і 60Гц ± 1 Гц складає більш ніж 88 дБ.

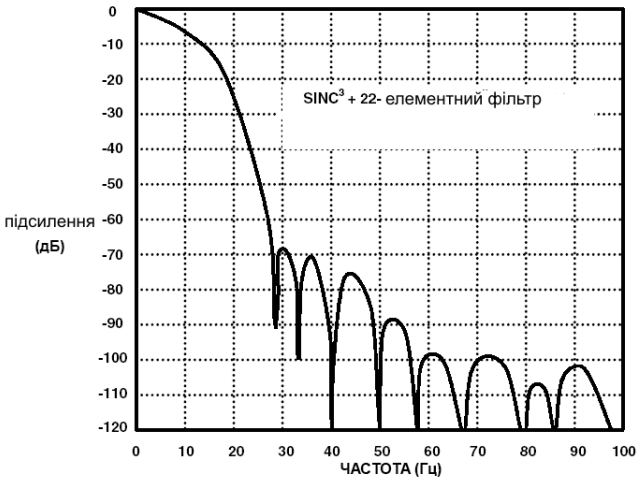



Рисунок 3.18 – Повний частотний відгук KIX фільтра АЦП

На Рис.3.19 показаний відгук на ступінчасту зміну вхідного сигналу при дозволеному і забороненому режимі швидкого відновлення. По вертикальній осі відкладені величини коду. По горизонтальній осі - кількість слів вихідних даних які потрібні для того, щоб відбулося встановлення правильного коду даних. Позитивна сходинка на вході дається після п'ятого вихідного слова даних. У нормальному режимі (швидке відновлення заборонене) вихідний сигнал досягає своєї кінцевої величини після 23 вихідного слова даних. При дозволеному швидкому відновленні і дозволеному режимі переривання вихідні дані встановлюються до кінцевої величини до 7 вихідного слова даних. Між 7 і 23 словами вихідних даних, режим швидкого відновлення дає сталий результат, але з наявністю додаткових шумів в порівнянні із специфікованим рівнем для умов нормальної роботи. Він починається з рівня шумів відповідного режиму пропуску, і у міру збільшення масиву усереднювання, закінчується рівнем специфікованого шуму. Повний час встановлення, потрібне пристроєм для досягнення специфікованого рівня шумів, однаково як для режиму з швидким встановленням, так і для нормального режиму.

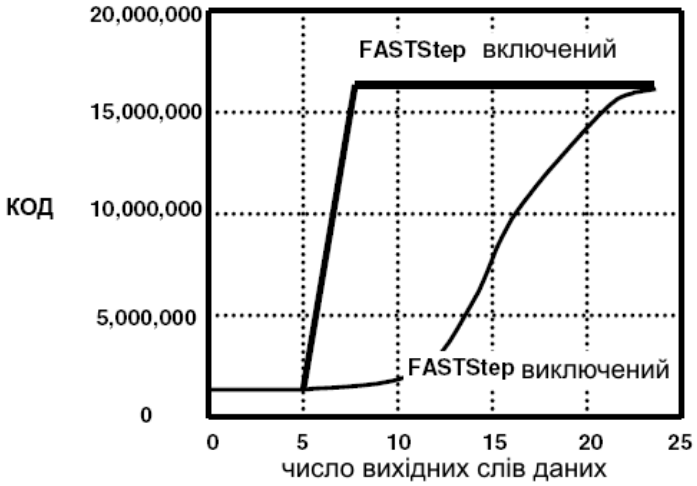



Рисунок 3.19 – порівняння віихідних кодів АЦП в режимі FASTStep і без нього.

Режим швидкого відновлення дає вказівку на те, де знаходиться вихідний канал і яка його нова величина. Це властивість корисна в застосуваннях із зважуванням з тієї причини, що виявляється найбільш раннє значення ваги або в застосуваннях, де проводиться багатоканальне сканування, і де користувач не повинен чекати завершення процесу встановлення з тим, щоб зрозуміти змінився і номер каналу, чи ні. Відзначимо, проте, що режим швидкого відновлення практично не придатний для застосувань з мультиплексуванням входів унаслідок наявності надмірного шуму.

Для мультиплексованих застосувань слід виконувати повний цикл перезарядки фільтру з 23 вихідних слів даних кожний раз при переході на новий канал вимірювання. Це дає фундаментальну умову використання $\Delta\Sigma$ АЦП в застосуваннях з мультиплексуванням. Не існує причини, за якими $\Delta\Sigma$ АЦП не можуть працювати в даних застосуваннях, за умови, якщо внутрішньому фільтру дозволяють встановитися повністю після перемикання каналів. Режими

калібрування AD7730 показані на Рис.8.31. Цикл калібрування можна ініціювати у будь-який момент часу шляхом запису відповідних біт в регістр режиму.

Калібрування виключає помилки зсуву і підсилення пристрою. Внутрішнє калібрування 0 шкали [потрібні 22 вихідних цикли (CHP=0 – переривання вимкнене); потрібний 24 вихідних циклу (CHP=1 – переривання включене)]; Внутрішнє калібрування верхньої межі шкали [потрібні 44 вихідних цикли (CHP=0), або потрібно 48 вихідних циклів (CHP=1)]; Калібрування програмується за допомогою регістру режиму; Калібрувальні коефіцієнти записуються в регістр калібрування; Зовнішній мікропроцесор може читати або записувати дані в регістр калібрувальних коефіцієнтів.

AD7730 дає доступ користувачеві до внутрішніх регістрів калібрування, дозволяючи зовнішньому мікропроцесору прочитувати свої калібрувальні коефіцієнти і записувати нові із зовнішнього ППЗП. Це дає мікропроцесору можливість здійснювати більший контроль над проведенням процедури калібрування AD7730. Це також означає що користувач може перевіряти коректність виконання калібрування пристроєм порівнюючи коефіцієнти отримані після калібрування із заздалегідь записаними величинами в ППЗП. Оскільки калібрувальні коефіцієнти отримують шляхом виконання перетворення даної вхідної напруги, точність калібрування може бути тільки така, яка забезпечується пристроєм з шумами в нормальному режимі роботи. Для збільшення точності рекомендується калібрувати пристрій на мінімально можливій частоті модифікації вихідних даних, тобто там, де рівень шумів найменший. Коефіцієнти отримані при будь-якій частоті модифікації даних коректні для будь-яких інших частот модифікації даних на виході. Схема калібрування на мінімальній частоті модифікації вихідних даних насправді означає що тривалість інтервалу калібрування достатньо велика. AD7730 вимагає зовнішнього джерела опорної напруги, проте, в якості такого джерела можна використовувати джерело живлення, якщо вимірювання проводяться відносним чином, як показано на Рис.3.20.

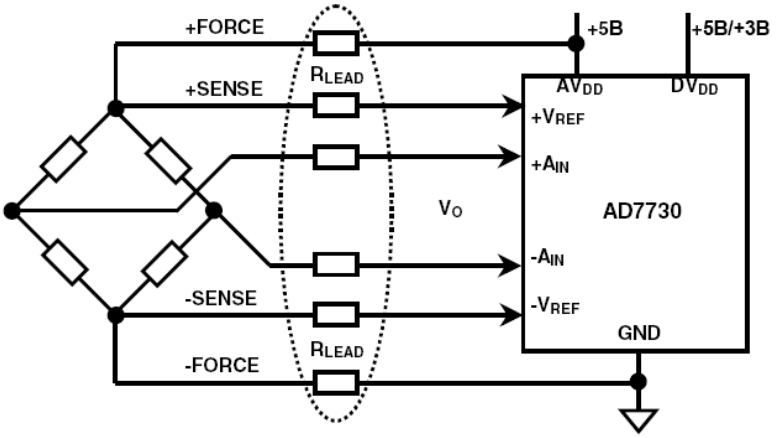



Рисунок 3.20 – Включення тензомостового датчика до мікросхеми AD7730

У такій конфігурації вихідна напруга вимірювального моста прямо пропорціонально напрузі збудження, яке також використовується як напруга опорного джерела для AD7730. Зміни напруги джерела живлення не вплинуть на точність вимірювання. Напруга на чутливих виходах моста використовуються

як опорна для AD7730 з тим, щоб виключити помилки, викликані падінням напруги на опорі сполучних провідників лінії передачі. AD7730 містить вхідний буфер з високим імпедансом, який відокремлює аналогові входи від комутаційних елементів підсилювача і сигма-дельта модулятора. Тому не вимагається спеціальних заходів для буферизації зовнішніх аналогових входів. Проте інші представники сімейства AD77XX або не мають вхідного буфера, або якщо він включений до складу мікросхеми, його можна відключати або включати під управлінням програми. Відключення буфера дещо покращує шумові характеристики пристрою. При цьому вхідний ключ перемикається між конденсатором вибірки 10пФ і землею. Опір вхідного мультиплексора в включеному стані $R_{INT}$, складає 7кОм. Частота перемикання залежить від тактової частоти на вході і від величини підсилення програмованого підсилювача. Якщо конвертор працює з 20-розрядною точністю, внутрішній конденсатор 10пФ, Cint, повинен заряджатись до 20-розрядної точності за проміжок часу, протягом якого ключ підключає конденсатор до входу. Даний інтервал складає половину періоду перемикання сигналу (щілинність 50%). Вхідна постійна часу RC (резистор 7кОм і ємкість вибірки 10пФ) складає 70 нс. Якщо заряд повинен проводиться до 20-розрядної точності, конденсатор повинен заряджатись протягом 14 постійних часу або 980 нс. Будь-який зовнішній резистор послідовний з входом збільшить цю постійну часу. Існують таблиці, що приводяться в технічних описах різних пристроїв сімейства AD77XX, які дають максимально допустимі величини $R_{EXT}$ для отримання заданої точності. Слід керуватися даними цих таблиць, якщо опір зовнішнього джерела буде більше декількох кОм. Отже:

- Наявність $R_{EXT}$ збільшує час заряду $C_{INT}$ і може привести до помилки підсилення
- Час заряду залежить від частоти вибірок на вході і установки посилення програмованого підсилювача
- Для забезпечення необхідної точності необхідно звертатися до технічних описам даного АЦП для отримання допустимих величин $R_{EXT}$
- Деякі АЦП сімейства AD77XX містять внутрішній буфер, який відокремлює вхід від кіл комутації

Одночасна вибірка декількох каналів є відносно загальним завданням для систем збору даних. Якщо ΔΣ АЦП використовуються так, як показано на Рис.3.21, то їх виходи повинні бути синхронізовані. Хоча входи вибираються в один і той же момент часу з частотою *Kfs*, частота модифікації вихідних даних після децимації $f_S$ зазвичай одержується усередині кожного АЦП індивідуально шляхом ділення вхідної частоти вибірки в *K* разів. З цієї причини вихідні дані необхідно синхронізувати з однією і тією ж зовнішньою тактовою частотою $f_S$. Для цієї мети можна використовувати вхід SYNC.

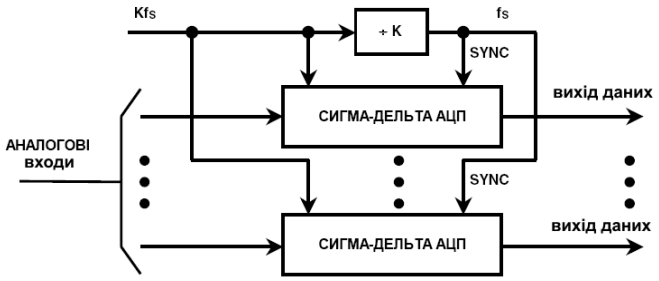



Рисунок 3.21 – Синхронізація декількох AD7730

Вироби, такі як AD7716 містять декілька сигма-дельта АЦП на одному кристалі ІС і автоматично забезпечують взаємну синхронізацію. AD7716 містить чотири $\Delta\Sigma$ АЦП з роздільною здатністю до 22 розрядів і вхідною частотою передискретизації 570 Кгц.

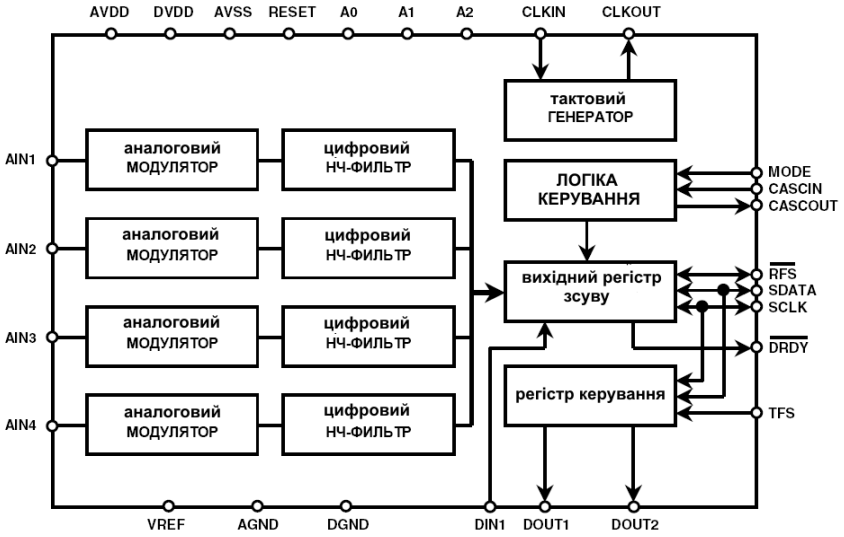



Рисунок 3.22 – Функціональна схема AD7716

Частота зрізу цифрових фільтрів (яку можна змінити під час роботи, але тільки за рахунок втрати частини даних протягом короткого інтервалу часу, поки фільтри скидаються) програмується шляхом запису даних в регістр управління. Частота модифікації вихідних даних залежить від вибраної частоти зрізу. Для мінімізації дрейфу вхідної напруги зсуву AD7716 містить режим автоонулення.

Основні особливості AD7716 :

- Чотири вхідні канали, з роздільною здатністю до 22 розрядів;
- Сигма-дельта архітектура з частотою передискретизації 570кГц ;
- Наявність вбудованого НЧ-фільтру, з програмованою частотою зрізу від 36,5Гц до 584Гц;
- Послідовний інтерфейс вводу/виводу;
- Джерело живлення $\pm$ 5в.
- Потужність розсіювання 50 мВт

### 3.2.2 Вимірювання електричної потужності. Інтегральні вимірювачі потужності.

Тоді як електромеханічні лічильники електроенергії відомі вже протягом більш ніж 50 років, застосування інтегральних лічильників енергії набуває розповсюдження тільки тепер, хоча забезпечує велику точність і гнучкість. Що особливо важливо, інтегральні лічильники будучи правильно сконструйованими, мають триваліший період життя. Перетворювач добутку двох вхідних величин в частоту AD7750 є першим представником сімейства інтегральних схем, призначених для застосування в електричних лічильниках. Спочатку слід розглянути основи вимірювання потужності.

Миттєве значення напруги змінного струму задається виразом: $u(t) = U_m \cos(\omega \cdot t)$,а струм (припускаючи, що він знаходиться у фазі з напругою) виразом $i(t) = I_m \cos(\omega \cdot t)$. Миттєва потужність є добутком u(t) та i(t): $p(t) = U_m \cdot I_m \cdot \cos^2(\omega \cdot t)$ або $p(t) = \frac{U_m \cdot I_m}{2}(1 + \cos(2\omega t))$

При вимірюванні миттєвої потужності в часі, апаратно здійснюється множення двох величин для кожної часової точки. Активна миттєва потужність є середньою величиною p(t). Можна показати, що обчислення миттєвої активної потужності подібним чином дасть точні результаті, навіть якщо струм знаходиться не у фазі з напругою (тобто коефіцієнт потужності не рівний 1). За визначенням, коефіцієнт потужності рівний cos $\theta$, де $\theta$ є фазовим кутом між напругою і струмом. Вона також дасть правильну величину активної потужності, якщо форма сигналу відмінна від синусоїдальної. Деякі інтегральні мікросхеми, наприклад AD7750, реалізують ці обчислення, і блок-схема такої ІС приведена на рис.3.23.

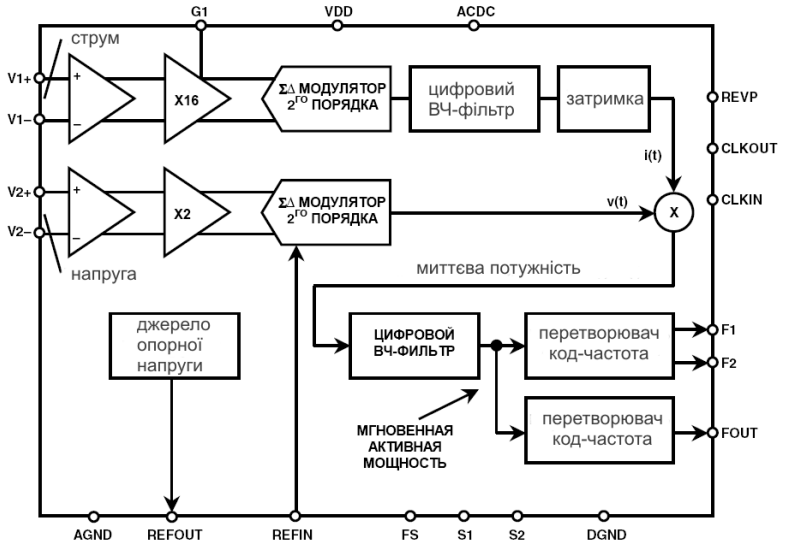



Рисунок 3.23 – Блок-схема ІС AD7750

Пристрій має два входи. Різниця напруги між V1+ і V1– є напругою, що відповідає миттєвій величині струму. Його зазвичай отримують з невеликого спеціального вимірювального трансформатора, включеного послідовно в силову лінію (струмовий трансформатор). AD7750 має архітектуру з комутованим

конденсатором, що дозволяє обробляти біполярні вхідні аналогові сигнали при роботі від однополярного живлення +5В. Вхідна напруга проходить через підсилювач з програмованим підсиленням, підсилення якого можна встановити в 1 або 16. При підсиленні 16 до кола вимірювання струму вноситься мала величина імпедансу. Вихід підсилювача подається на 16-розрядний сигма-дельта модулятор 2-го порядку, що здійснює вибірку сигналу з частотою 900 Кгц.

Потік послідовних біт з модулятора пропускається через цифровий ВЧ-фільтр, для того, що виключити будь-які компоненти постійного струму. ВЧ-ФІЛЬТР дає фазове випередження на частоті 50 Гц в 2,58°. Для того, щоб ліквідовувати різницю фазових кутів між обома каналам, в коло сигналу вводиться фіксована затримки 143 мсек. Оскільки час затримки фіксований, то у випадку, якщо використовується інша частота, відмінна від 50 Гц, буде потрібно додатково здійснити зовнішню компенсацію фази. Існує декілька способів такої компенсації, і вони детально розглянуті в технічному описі AD7750. Різниця напруги між V2+ і V2– є вхідною напругою (масштабованою до вхідного діапазону AD7750). Вона проходить через підсилювач з посиленням 2 і другий сигма-дельта модулятор. Вихідні напруга і струм потім перемножуються цифровим чином, що і дає миттєву потужність. Миттєва активна потужність одержується потім шляхом пропускання миттєвої потужності через цифровий НЧ-фільтр. Низькочастотні вихідні сигнали F1 і F2 утворюються шляхом накопичення даної миттєвої потужності. Виходи F1 і F2 – продукують два імпульсні послідовності негативної полярності із змінною частотою проходження. Низька частота проходження вихідних імпульсів означає існування тривалого інтервалу часу накопичення між вихідними імпульсами. Тому вихідна частота пропорційна середній активній потужності. Середню активну потужність можна, в свою чергу, накопичувати (за допомогою електромеханічного лічильника або двофазного крокового двигуна), для того, щоб вимірювати кількість спожитої активної енергії. Тривалість імпульсу складає 275мс. Частота проходження імпульсів лежить у межах від 0 Гц до 14Гц. Вихід $F_{OUT}$ має вищу частоту і, отже, менший час накопичення, і тому його сигнал пропорційний миттєвій активній потужності. Він корисний при калібруванні системи, яка проводиться при статичних навантаженнях. Крім того, його можна використати для побудови динамічних вимірювачів потужності - ватметрогрфів. Помилка вимірювання активної потужності складає менше 0,2% в динамічному діапазоні 500:1 і менше 0,4% в динамічному діапазоні 1000:1. На Рис.3.24. показано застосування ІС в якості електричного лічильника.

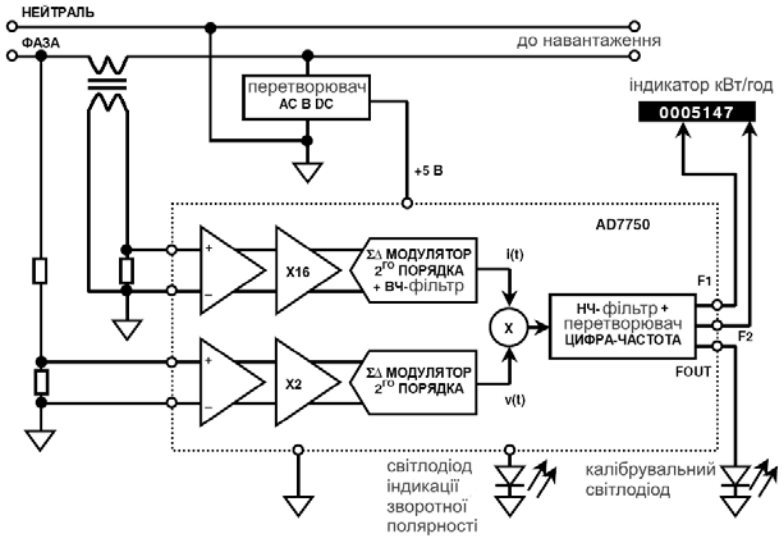



Рисунок 3.24 – Застосування IC AD7750 в якості лічильника електроенергії

Загальною точкою всієї схеми є лінія нейтралі. Живлення +5В здійснюється від перетворювача змінного струму в постійний, який живиться безпосередньо з лінії фази. Він може бути простим однонапівперіодним діодним випрямлячем з конденсатором фільтру. Виходи F1 і F2 управляють роботою лічильника кВт-годин, який показує величину спожитої електричної енергії. Вихід REVP (зворотна полярність) управляє світлодіодом і стає активним (позитивним), коли виміряна потужність стає негативною (коли сигнали напруги і струму зсунуті на 180°, знаходяться в протифазі). Це зазвичай є вказівкою на неправильне підключення входів. AD7751 електричного лічильника працює так само, як AD7750, але володіє кращими робочими характеристиками. IC має вбудовані кола визначення збоїв в струмових моніторах, як у фазній лінії, так і в нейтралі. Збій ідентифікується тоді коли ці струми різняться більш ніж на 12.5%, тоді розрахунок потужності продовжується з використанням більшого з двох струмів.

### 3.2.3 Вимірювання переміщень. Лінійний диференціальний трансформатор.

Лінійні диференціальні трансформатори (ЛДТ) є точним і надійним засобом для вимірювання лінійного переміщення. ЛДТ широко використовуються в сучасній механо-обрабці, робототехніці, авіації і комп'ютеризованому виробництві. До кінця другої світової війни лінійні диференціальні трансформатори набули значного розповсюдження як чутливий елемент в управлінні при промисловому виробництві на основі досвіду використання їх у військовій авіації, в торпедах і системах управління зброєю. Герман Шейвітц (Herman Schaevitz) опублікував в 1946 році роботу «Лінійні диференціальні трансформатори», що ознайомило громадськість з областю застосування і можливостями ЛДТ. ЛДТ (див. рис.3.25) є датчиками, вихідна напруга з яких пропорційно положенню магнітного сердечника, що

переміщається. Сердечник переміщається по лінійному закону усередині трансформатора, що складається з центральної, первинної обмотки і двох вторинних обмоток циліндрової форми. Первинна обмотка збуджується джерелом змінної напруги (частота зазвичай складає декілька Кгц), наводячи при цьому у вторинних обмотках напруга, яка міняється із зміною положення магнітного сердечника усередині збірки. Зазвичай, сердечник забезпечується зсередини різьбленням, для того, щоб полегшити кріплення немагнітного штока, який у свою чергу прикріпляється до об'єкту, переміщення і зсув якого вимірюватиметься.

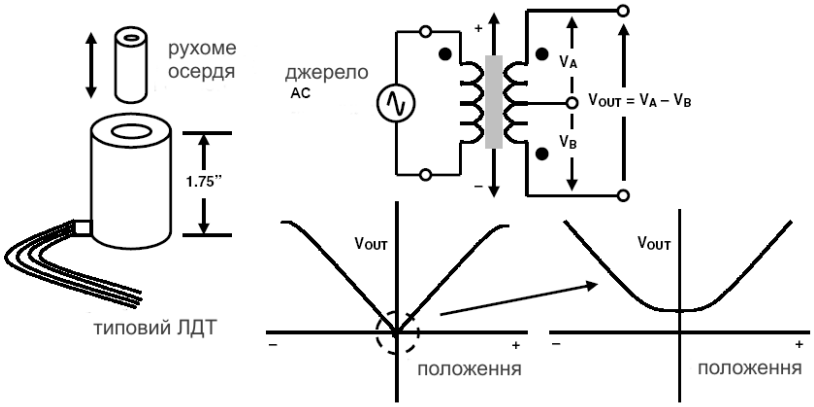



Рисунок 3.25 – Лінійний диференціальний трансформатор.Схема функціонування та основні характеристики

Вторинні обмотки намотуються зустрічно, і коли сердечник знаходиться в центрі, напруга на вторинних обмотках рівна і протилежна по знаку, тому вихідна результуюча напруга рівна нулю. Коли сердечник зміщується від центру, напруга у вторинній обмотці, у бік якої цей сердечник зміщується, зростає, тоді як напруга на протилежній обмотці зменшується. В результаті вихідна диференціальна напруга змінюється лінійно залежно від положення сердечника. Лінійність такої системи по діапазону переміщення вельми висока 0,5 % або краща. ЛДТ забезпечує хорошу точність, лінійність, чутливість і роздільну здатність, а також роботу без тертя і високу експлуатаційну жорсткість конструкції. ЛДТ володіє широким спектром діапазонів вимірювання переміщення, зазвичай від ±100 мкм до ±25см. Типова напруга збудження лежить в області від 1В до 24В за середньоквадратичною величиною (СКВ), і з робочими частотами від 50Гц до 20 Кгц. Основні специфікації для типового ЛДТ Шейвітца Е100:

- Номінальний лінійний діапазон: ±2.54 мм.
- Напруга збудження: 3в (СКВ)
- Робочі частоти: 50 Гц до 10 кГц (2.5 кГц номінальна)
- Лінійність: 0.5 % від верхньої межі
- Чутливість: 2.4 мВ/0.001 дюйма/В збудження
- Вхідний імпеданс первинної обмотки: 660Ом
- Вихідний імпеданс вторинної обмотки: 960Ом

Відзначимо, що, коли сердечник знаходиться в центрі, дійсного нуля на виході не буде, унаслідок розузгодження вторинних обмоток і наявності індуктивності розсіяння. До того ж просте вимірювання вихідної напруги VOUT не дасть інформації про те, по яку сторону від нульової позиції знаходиться сердечник. Коло нормування, яке ліквідовує вказані проблеми, і за допогою якого величини вихідної напруги віднімаються, показане на Рис.3.26. Використання даного методу дозволяє вимірювати переміщення осердя в позитивному або негативному напрямі від центру конструкції.

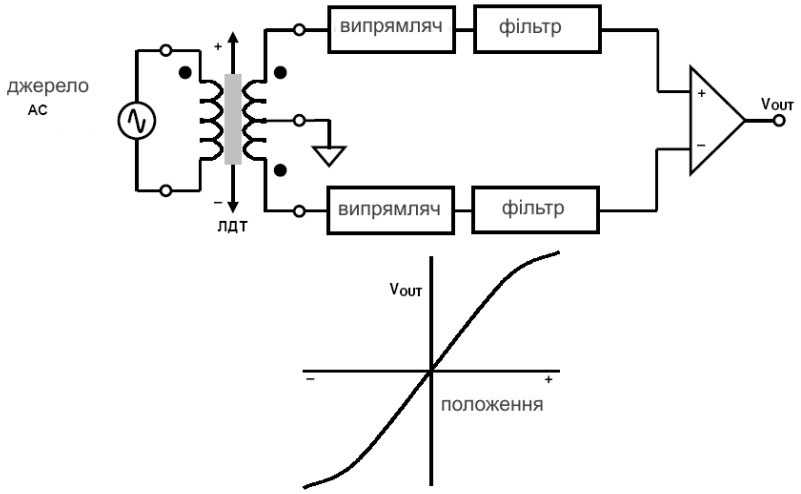



Рисунок 3.26 – Покращена схема вимірювання на основі ЛДТ.

Як коло, що вимірює абсолютну величину напруги можна використовувати діодно-ємнісний випрямляч, в той же час для більшої точності і лінійності краще використовувати прецизійний випрямляч, як продемонстровано на Рис.3.27.

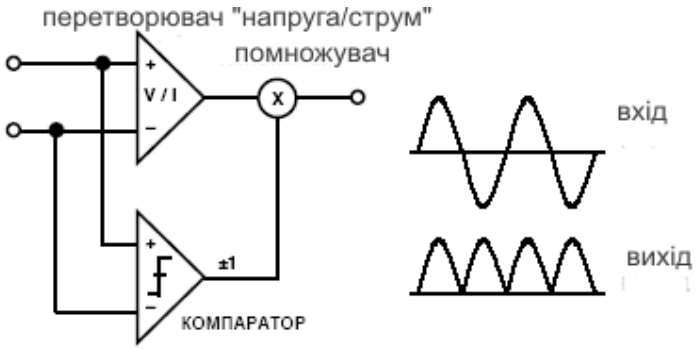



Рисунок 3.27 – Покращена схема виділення абсолютного значення напруги сигналу.

Вхідний сигнал прикладається до перетворювача напруга/струм (ПНС), який, у свою чергу, подає свій вихідний сигнал на вхід аналогового перемножувача. Знак сигналу на диференціальному вході визначається компаратором, вихід якого змінює знак вихідного сигналу ПНС через аналоговий перемножитель. Результуюча вихідна напруга є точною копією абсолютної величини вхідної напруги. Ця схема добре відома розробникам інтегральних схем (ІС) і вона добре вписується в сучасні біполярні процеси.

На рис.3.28 показана мікросхема індустріального стандарту для нормування сигналів з ЛДТ – AD598, яка виконує всю необхідну обробку сигналів з даних пристроїв.

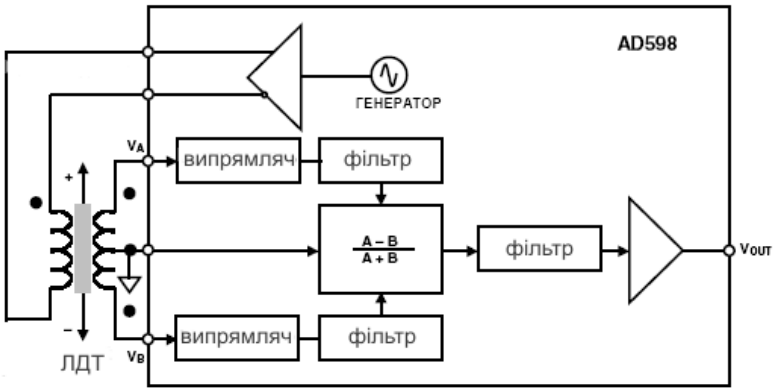



Рисунок 3.28 – Мікросхема AD598. Спрощена структурна схема.

За допомогою єдиного зовнішнього конденсатора можна змінювати частоту збудження внутрішнього генератора від 20 Гц до 20 Кгц. Для детектування амплітудних значень входів каналів A і B використовуються кола вимірювання абсолютної величини, за якими слідують два фільтри. Для того, щоб згенерувати відносну функцію [A - B]/[A + B] використовуються спеціальні аналогові кола. Відзначимо, що дана функція не залежить від амплітуди напруги збудження на первинній обмотці, безумовно, припускаючи, що сума вихідної напруги ЛДТ залишається постійною по всьому робочому діапазону. Відзначимо також, що даний метод вимагає використання 5- провідникового ЛДТ. За допомогою єдиного зовнішнього резистора можна встановлювати напругу збудження на виході AD598 від 1В до 24В. СКВ. Навантажувальна здатність ІС складає 30 мА(СКВ). AD598 може працювати з ЛДТ по кабелю завдовжки до 90 метрів, і при цьому, схема не вносить фазових зсувів і не змінює абсолютної величини значення сигналів. Діапазон вихідних сигналів $V_{OUT}$ складає $\pm$ 11В. при струмі в 6мА і вихідні сигнали можуть передаватися по кабелю завдовжки до 300м. Величини вхідної напруги в точках VA і VB можуть зменшуватися до 100 мВ (СКВ).

Пристрій нормування сигналів AD698 (див. Рис.3.29) має такі ж специфікації як AD598, але процес обробки сигналів дещо відмінний.

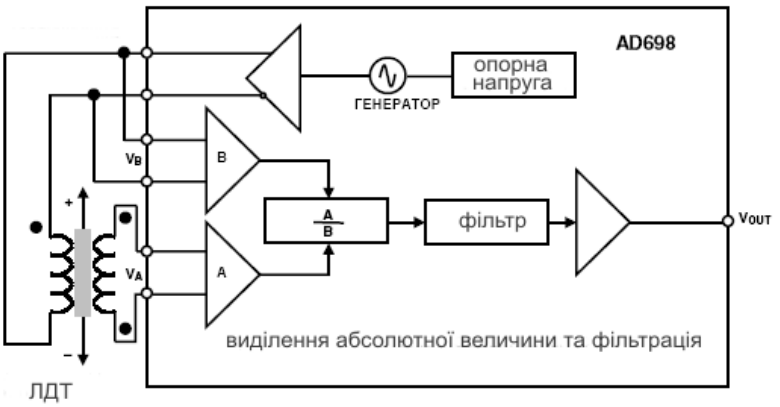



Рисунок 3.29 – Мікросхема AD698. Спрощена структурна схема.

Відзначимо, що AD698 працює з 4-провідниковим ЛДТ і використовує метод синхронної демодуляції. Кожен процесор для каналів А і В складається з пристрою виділення абсолютної величини і фільтра. Далі значення вихідного сигналу каналу А ділиться на значення вихідного сигналу каналу В, з тим щоб кінцевий вихідний сигнал був відносним і не залежав від амплітуди напруги збудження. Відзначимо, що для AD698 сума вторинних напруг з ЛДТ не обов'язково повинна залишатися постійною.

Мікросхема AD698 може використовуватись і з 3-провідними ЛДТ (див рис.3.30). У цій конфігурації напівмостового включення ЛДТ, вся вторинна напруга прикладається до процесора каналу В, тоді як напруга центрального виводу прикладається до процесора каналу А. ЛДТ в напівмостовому включенні не дає нульової напруги і відношення А/В дає сигнал про переміщення осердя по діапазону.

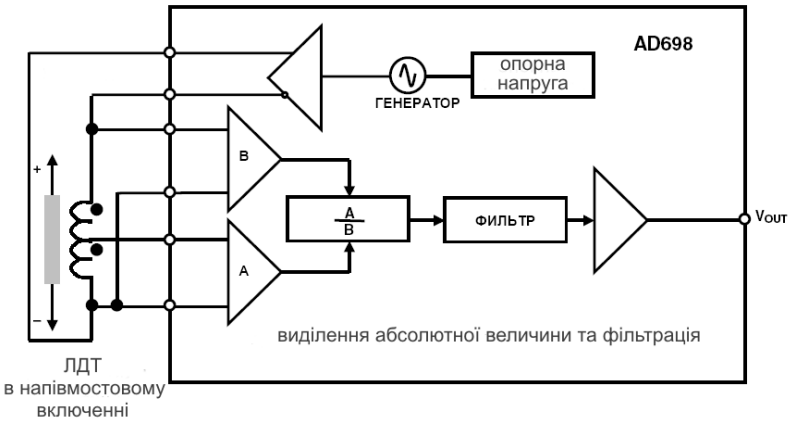



Рисунок 3.30 – Напівмостова конфігурація включення ЛДТ

Слід зазначити, що концепція ЛДТ може бути поширена на пристрої з обертанням, і такі пристрої називаються диференціальними обертовими трансформаторами (ДОТ). Вісь ДОТ еквівалентна осердю ЛДТ, а обмотки намотуються на нерухомій частині збірки - статорі. Проте ДОТ лінійні тільки у відносній вузькій області кутів і не здатні вимірювати всі 360°. Зазвичай ДОТ лінійні в діапазоні $\pm 40°$ від нульового положення (0°). Типова чутливість складає 2 - 3 мВ на вольт вихідної напруги, на градус кута повороту при вхідній напрузі 3В. (СКВ) на частотах від 400Гц до 20кГц. Конструктивно нульове положення позначається особливими мітками на осі і на статорі.

### 3.2.4 Оптичні кодувальники

Серед найбільш популярних датчиків вимірювання положення оптичні кодувальники знайшли використання в застосуваннях, де потрібна відносно низька надійність і невисокий дозвіл. Інкрементний оптичний кодувальник (у лівій частині рис.3.31) є диском розділений на сектори, які виконуються по черзі прозорими і непрозорими. Джерело світла розташовується з одного боку диска, а світловий приймач – з іншою. При обертанні диска вихід детектора поперемінно переходить то у включений, то у виключений стан, залежно від того, який сектор знаходиться між джерелом і приймачем світла, прозорий або

непрозорий. Таким чином, кодувальник дає потік прямокутних імпульсів, які, при подальшому підрахунку, вказують на кутове положення осі датчика.

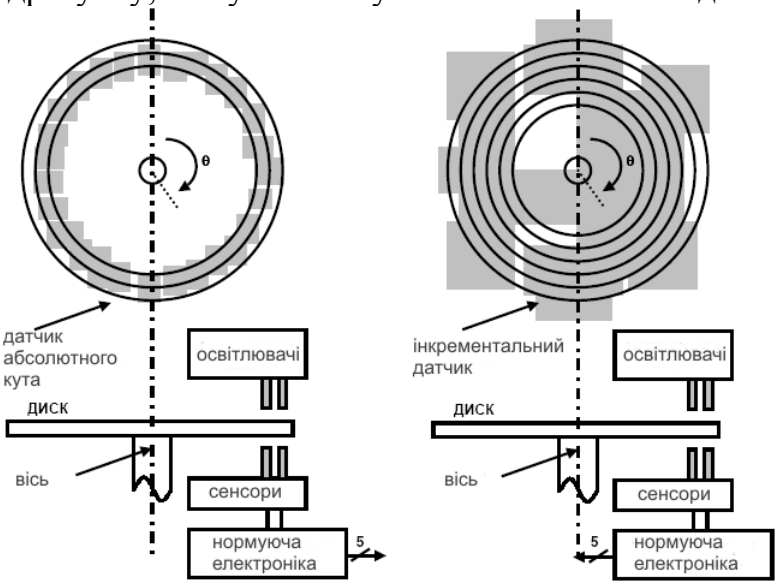



Рисунок 3.31– Кодувальники: інкрементальний та абсолютного кута

Роздільна здатність існуючих кодувальників (число прозорих і непрозорих секторів на диску) складає від 100 до 65000, при абсолютній точності близько 30 дугових секунд (1/43200 на оберт). Більшість інкрементних кодувальників містять друге джерело світла і приймач, розташовані під кутом до основних, для вказівки напряму обертання. Крім того, багато кодувальників мають ще третє джерело і приймач для вказівки одного повного оберту (т.зв. маркер).

За відсутності маркера абсолютний кут визначити надзвичайно важко. Потенційно серйозний недолік полягає в тому, що інкрементні датчики вимагають зовнішніх лічильників для визначення кута усередині даного одного обороту. Якщо живлення короткочасного вимкнеться, або якщо датчик втратить деякі імпульси із-за шумів або бруду на диску, результуюча кутова інформація буде помилковою. Оптичний кодувальник абсолютного кута повороту (справа на рис.3.31) обходить ці недоліки, але він дорожчий. Диск оптичного кодувальника абсолютного кута повороту ділиться на N-секторов (у прикладі N=5), і кожен сектор ще ділиться радіально на непрозорі і прозорі ділянки, формуючи тим самим унікальне N-бітове цифрове слово з максимальним числом відліків 2N–1. Сформоване таким чином цифрове слово інкрементується при переході від одного сектора до іншого, зазвичай використовується код Грея. Можна було б використовувати і двійкове кодування, але воно дає великі помилки, якщо окремий біт неправильно інтерпретується приймачами. Код Грея обходить цей дефект: максимальна помилка, що отримується з коди Грея, складає тільки один молодший значущий розряд після того, як код Грея буде перетворений на двійковий код. Набір з N світлоприймачів дає N- бітове цифрове слово, яке відповідає абсолютному куту повороту. Промислові оптичні кодувальники досягають 16-бітової роздільної здатності з абсолютною точністю близько 20 дугових секунд. В той же час оптичні кодувальники (абсолютного кута і інкрементні) схильні до можливого пошкодження в жорстких промислових умовах. Як правило, оптичні кодувальники використовують в

поєднанні з мікроконтролером, або окремою цифровою схемою, яка дозволяє перетворити вихідний імпульсний код в код зручний до використання (наприклад послідовний асинхронний, стандарту RS485, тощо).

### 3.2.5 Сельсини та синус-косинусні обертові трансформатори

За отриманням точної інформації про кут повороту виробники систем механообробки і робототехніки в даний час використовують синус-косинусных обертових трансформаторів, (СКТО), і сельсинів. Дані пристрої зарекомендували себе добре в промислових пристроях, які вимагають від використаних датчиків малих розмірів, та довготривалої надійності, вимірювання абсолютного положення, високої точності і малої величини шумів. На рис.3.32 показана структура сельсина і СКТО. Як сельсин, так і СКТО використовують ротори з однією обмоткою, які обертаються всередині нерухомих статорів.

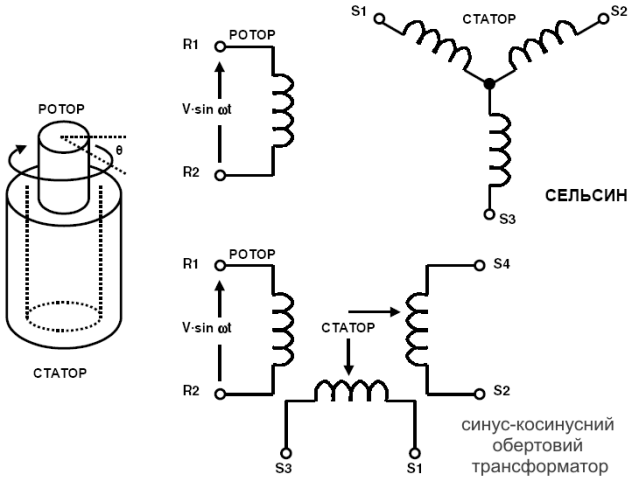



Рисунок 3.32 – Сельсин та СКТО

У разі простого сельсина, статор має три обмотки розташованих під кутом 120° одна щодо іншої і сполучених зіркою. СКТО відрізняється від сельсинів тільки тим, що їх статор містить дві обмотки орієнтованих один щодо одного під кутом 90°. Внаслідок того, що сельсини містять три обмотки статорів, розташованих під 120°, вони складніші у виробництві, чим СКТО і тому більш вартісні. В даний час область застосування сельсинів звужується, і виняток становлять деякі застарілі застосування у військовій техніці і авіації. Сучасні СКТО виконуються в безколекторному виконанні, при цьому, вони використовують трансформатор для подачі сигналів на ротор. Первинна обмотка такого трансформатора розташовується на статорі, а вторинна на роторі. Інший тип використовує традиційне рішення для подачі сигналів на обмотку ротора за допомогою щіток або колектора. Безколекторні СКТО дещо точніші, ніж сельсини, оскільки не існує щіток, які ламаються і зміщуються під час експлуатації. Тривалість безвідмовної роботи безколекторних СКТО обмежується тільки ресурсом їх підшипників. Більшість СКТО специфікуються для роботи з напругою від 2 до 40В. (СКВ) і з частотами від 400Гц до 10кГц. Діапазон кутової точності складає від 5 кутових мінут до 0,5 кутової мінути. (60

кутових мінут складає 1 градус, 60 кутових секунд міститься в 1 кутовій мінуті.) Отже, 1 кутова мінута = 0,0167 градуса). У роботі сельсини схожі на обертові трансформатори. Обмотка ротора збуджується змінною опорною напругою з частотою до декількох кГц. Величина напруги наведеного на будь-яку обмотку статора пропорційна синусу кута $\theta$ між осями котушки ротора і котушки статора. У разі сельсина, напруга, що виходить на будь-якій парі затискачів статора буде векторною сумою напруги двох сполучених котушок. Наприклад, якщо ротор сельсина збуджується опорною напругою $U_m \sin(\omega t)$, на затискачах R1 і R2, на затискачах статора напруги будуть мати вигляд:

$$S1...S3 = U_m \sin(\omega t) \cdot \sin\theta$$
$$S3...S2 = U_m \sin(\omega t) \cdot \sin(\theta + 120)$$
$$S2...S1 = U_m \sin(\omega t) \cdot \sin(\theta + 240)$$

У разі ж СКТО, при подачі на ротор опорної напруги $U_m \sin(\omega t)$ на затискачах статорів обмоток буде напруга:

$$S1...S3 = U_m \sin(\omega t) \cdot \sin\theta$$
$$S3...S2 = U_m \sin(\omega t) \cdot \sin(\theta + 90) = U_m \sin(\omega t)\cos(\theta)$$

Слід відмітити, що три-дротовий вихід сельсина можна легко перетворити в еквівалентний формат виходу СКТО за допомогою трансформатора Скотта. Тому далі наступні приклади по обробці сигналів торкаються тільки СКТО. Типовий цифровий перетворювач з СКТО (СКТО ЦП) зображений схематично на рис.3.33:

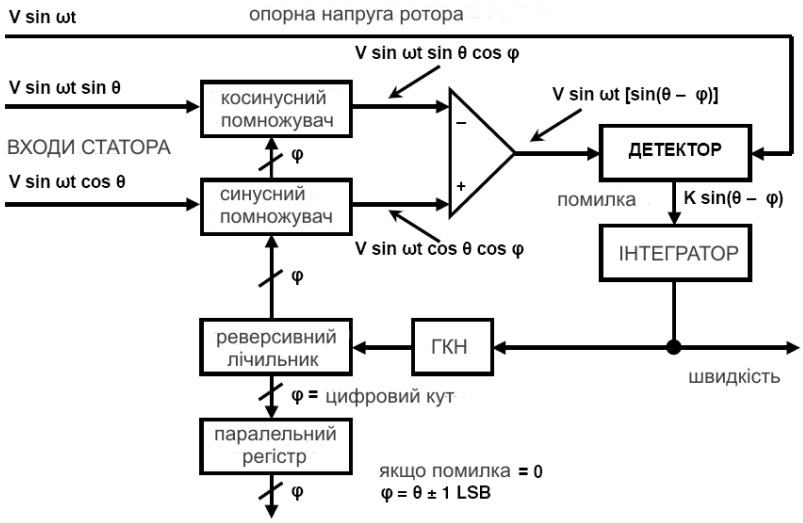



Рисунок 3.33 – Цифровий перетворювач з СКТО

Обидва виходи СКТО подаються на косинусный і синусний перемножувачі. Ці перемножувачі містять в собі синусну і косинусну таблиці перетворення і працюють як помножуючі цифро-аналогові перетворювачі. Опишемо процес функціонування приладу.

Почнемо з припущення, що поточним вмістом реверсивного лічильника є число, відповідне деякому початковому куту $\varphi$. Перетворювач безперервно прагне підстроїти цифровий кут $\varphi$ так, щоб він був рівний куту $\theta$ (і відстежував його), вимірюваному аналоговим чином. Вихідна напруга статора СКТО записується так:

$$U_1 = U_m \sin(\omega t)\sin\theta$$
$$U_2 = U_m \sin(\omega t)\cos\theta$$

де $\theta$- кут повороту ротора СКТО. Код цифрового кута $\varphi$ подається на косинусный помножувач, і косинус кута множиться на $U_1$, в результаті виходить:

$$U_m \sin(\omega t)\sin\theta\cos\varphi$$

Код цифрового кута X _подается на синусний помножувач і множиться на $U_2$:

$$U_m \sin(\omega t)\cos\theta\sin\varphi$$

Дані два сигнали віднімаються один з іншого за допомогою підсилювача помилки, в результаті виходить вихідний сигнал у вигляді:

$$U_m \sin(\omega t)[\sin\theta\cos\varphi - \cos\theta\sin\varphi]$$

Використовуючи тригонометричні функції, скоротимо запис:

$$U_m \sin(\omega t)[\sin(\theta - \varphi)]$$

Синхронний детектор демодулює цей сигнал помилки змінного струму, використовуючи напругу ротора СКТО в якості опорної. Ця операція дає сигнал помилки постійного струму пропорційна величині $\sin(\theta - \varphi)$. Сигнал помилки постійного струму подається на інтегратор, вихід якого управляє ГКН (генератор керований напругою), а ГКН у свою чергу, управляє напрямом рахунку реверсного лічильника, з тим щоб:

$$\sin(\theta - \varphi) \to 0$$

З цього виходить: $(\theta - \varphi) \to 0$, тому $\varphi = \theta$ всередині одного відліку. Отже, цифровий вихід з лічильника $\varphi$ представляє собою кут $\theta$.

Паралельний регістр дозволяє передавати назовні ці дані не перериваючи процес стеження. Дане коло еквівалентне контуру управління (серво-кола) другого порядку оскільки, фактично, воно містить в собі два інтегратори. Першим інтегратором є лічильник, який накопичує імпульси управління, а другим є інтегратор, на який подається вихід з синхронного детектора.

В контурі управління другого порядку з постійною швидкістю обертання на вході, вихідне цифрове слово постійно відстежує вхідну величину без додаткових зовнішніх команд на перетворення і без додаткового фазового зсуву між вихідним цифровим словом і дійсними кутом повороту осі ротора. Сигнал помилки з'являється тільки під час прискорення або уповільнення системи. Інтегральна схема (ІС) що вирішує завдання такого перетворення, іноді має назву «ротаційно- цифровий перетворювач» (РЦП). Як додатковий виграш РЦП стеження дає вихідну аналогову напругу постійного струму прямо-пропорційну до швидкості обертання осі. Це корисна властивість, якщо швидкість вимірюватиметься і використовуватиметься як стабілізуючий елемент в системі управління, при цьому, необхідність в постановці тахометра зникає. Оскільки робота РЦП залежить тільки від відношення амплітуд вхідних сигналів, послаблення в лініях передачі істотно не впливає на роботу системи. З подібної ж причини конвертори не чутливі до спотворень форми сигналу. Фактично вони можуть працювати з вхідними сигналами, гармонійні спотворення яких можуть досягати 10%; деякі застосування, на практиці, використовують прямокутні опорні сигнали при малих кінцевих помилках.

Слідкуючі АЦП з цієї причини ідеально підходять для реалізації РЦП. Інша архітектура АЦП такі як, наприклад, АЦП послідовного наближення, звичайно, могла б бути використаною, проте, стежачі конвертори дають найбільшу точність і більш ефективні в цьому випадку. Оскільки стежачий РЦП двічі інтегрує сигнал помилки, пристрій дає високий ступінь завадо-захищеності (нахил характеристики складає 12 дБ/октаву). Повна площа під будь-якою імпульсною завадою дає деяку помилку. Проте типові завади, наведені індуктивним чином, мають рівні позитивні і негативні сплески. При інтеграції таких сигналів, підсумковий сигнал помилки рівний нулю. Підсумкова стійкість до завад, сполучена з нечутливістю конверторів до падіння напруги, дозволяють користувачеві розміщувати РЦП на значній відстані від СКТО. Послаблення дії шумів посилюється за допомогою синхронного детектора, що послаблює будь-який сигнал, що неспівпадає по частоті з опорним, що особливо важливе у випадку широкосмугового шуму. AD2S90 один з ряду інтегральних РЦП пропонованих фірмою Analog Devices.

Рівень вхідного сигналу такої ІС повинен складати $2В \pm 10\%$ (СКВ) у діапазоні частот від 3 кГц до 20 кГц.

Основні технічні характеристики ІС:

- роздільна здатність 12-біт (1МЗР=0.08$^{o}$ = 5.3 кут. мін.)
- входи: 2В(СКВ) $\pm$ 10 %, від 3 кГц до 20 кГц
- кутова точність: 10,6 кут. мін. $\pm$ 1 МЗР
- максимальная швидкість відстежування: 375 об/сек.
- максимальная частота виходу ГКН: 1,536 Мгц
- час встановлення при збуренні: на $1° \rightarrow$ 7 мс, на $179° \rightarrow$ 20 мс
- наявність диференціальних входів
- наявність послідовного вихідного інтерфейсу
- живлення $\pm$ 5В, розсіювана потужність 50 мВт

Сельсини і СКТО призначені для вимірювання положення ротора при обертанні, але ними можна проводити і лінійні вимірювання, якщо використовувати подаючий гвинт як перетворювач виду руху.

Альтернативою є Індуктосини (термін офіційно зареєстрований фірмою Farrand Controls, Inc.), що вимірюють лінійне переміщення прямим чином. До того ж індуктосини добре пристосовані для експлуатації у важких індустріальних умовах, і не вимагають наявності омічного контакту між їх окремими частинами:

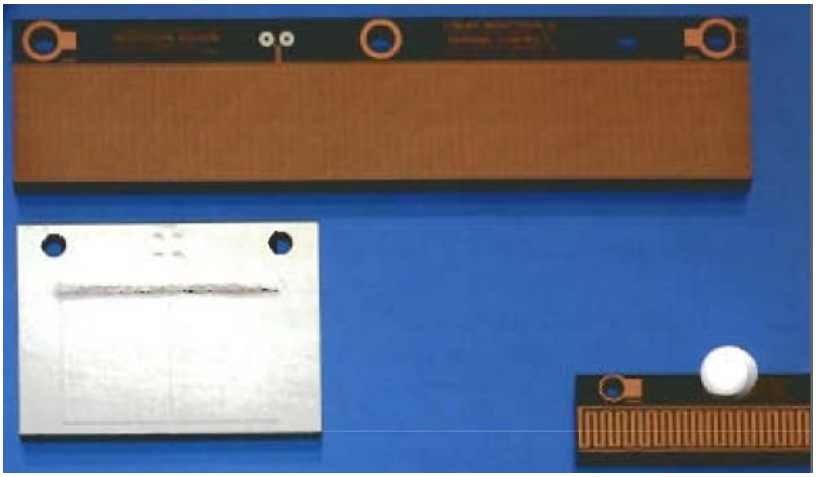


Рисунок 3.34 – Лінійні індуктосини. Загальний вигляд.

Лінійний індуктосин складається з двох частин зв'язаних між собою магнітним полем; у роботі він нагадує багатополюсний СКТО (див. Рис.3.35). Одна частина індуктосина - масштабна лінійка, фіксується (за допомогою епоксидної смоли) до однієї з осей механізму, наприклад, до станини. Інша частина - повзунок, рухається уздовж масштабної лінійки і зв'язана з тією частиною пристрою, положення якої змінюватиметься (наприклад, супорт механізму).

Масштабна лінійка виготовляється з матеріалу станини, такого як сталь, неіржавіюча сталь, алюміній або пружинна стрічка, який покривається ізолюючим шаром. Друкований провідник у формі довгої прямокутної гребінки приклеюється до даного шару. Період гребінки зазвичай береться з кроком 0,1 дюйма, 0,2 дюйма або 2 мм.

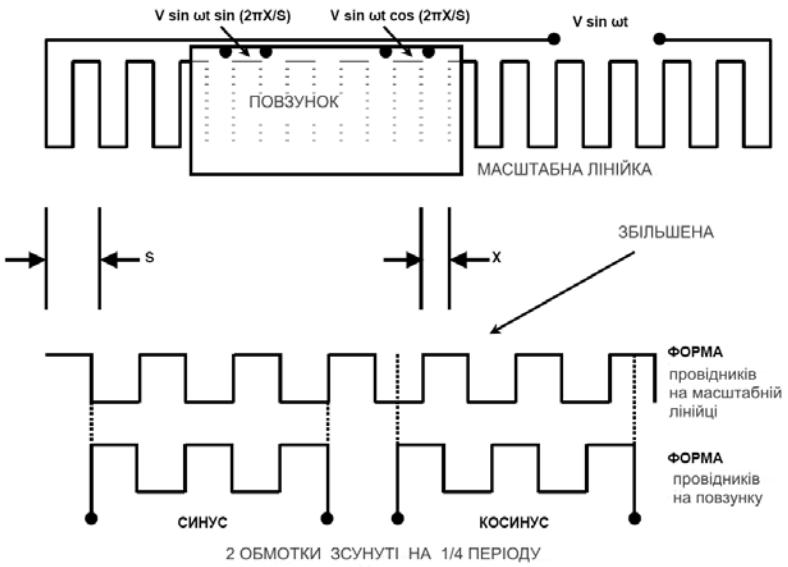



Рисунок 3.35 – Лінійний індуктосин. Схема роботи.

Повзунок, завдовжки близько 4 дюймів (10.16см), також містить два друковані провідники приклеєних до його поверхні і обернені у бік масштабної лінійки. Ці два провідники мають таку ж гребінчасту форму і з тим же кроком, як і на масштабній лінійці, але зсунуті один щодо іншого на 1/4 періоду. Масштабна лінійка і повзунок розділяються повітряним зазором близько 0,178мм. Робота індуктосина нагадує роботу СКТО. Якщо на масштабну лінійку подати напругу синусоїдальної форми, ця напруга з'явиться на обидвох обмотках повзунка і буде пропорційна синусу і косинусу зсуву повзунка щодо одного зубця масштабної лінійки. Якщо S - відстань між зубцями, а X - зсув повзунка щодо зубця і масштабна лінійка живиться напругою $U_m \sin(\omega t)$, тоді на обмотках повзунка буде наступна напруга:

$$U_{SIN} = U_m \sin(\omega t)\sin\left(\frac{2\pi X}{S}\right)$$

$$U_{COS} = U_m \sin(\omega t)\cos\left(\frac{2\pi X}{S}\right)$$

У міру того, як повзунок рухається між сусідніми зубцями масштабної лінійки, напруги на обидвох обмотках повзунка змінюється подібно до того, як напруга на СКТО при повороті на 360°. Абсолютне положення індуктосина визначається підрахунком послідовних зубців в будь-якому напрямі від вказаної стартової точки. Оскільки індуктосин містить велике число періодів гребінки, необхідний загальний контроль для того, щоб уникнути неоднозначності у вимірюваннях. Звичайний прийом підрахунку числа пройдених зубців полягає у використанні для цього СКТО або сельсина, підключених через зубчату пару колесо-рейка або за допомогою подаючого гвинта. В протилежність СКТО з високим коефіцієнтом трансформації 1:1 або 2:1 типовий індуктосин працює з коефіцієнтами трансформації порядку 100:1. Це приводить до того, що обидва вихідних сигналу лежать в діапазоні мілівольт і зазвичай вимагають свого підсилення. Оскільки вихідні сигнали повзунка виходять як усереднювання з великого набору просторових циклів, малі помилки в просторовому

розташуванні зубців мають вельми малий ефект. Це є вельми важливою причиною, по якій індуктосини мають надзвичайно високу точність. У з'єднанні з 12-розрядним РЦП лінійний індуктосин зазвичай досягає роздільної здатності в 635мкм. Існують обертові індуктосини, у яких гребінка масштабної лінійки розміщена на круглому роторі, а гребінки повзунка на круглому статорі.(див.рис.3.36) За допомогою такого пристрою можна отримати достатньо високу роздільну здатність. Наприклад, типовий індуктосин, що обертається, може містити гребінку з 360 зубців на один оберт і може використовувати 12-розрядний РЦП. Конвертер ділить кожен крок гребінки на 4096 секторів. Множачи їх на 360 зубців, можна сказати, що індуктосин, що обертається, ділить ціле коло на 1 474 560 секторів. Це відповідає кутовій роздільній здатності менш ніж 0,9 кут.сек.

Рисунок 3.36 – Обертовий індуктосин.

Як і у разі лінійного індуктосина, повинні бути забезпечені засоби для підрахунку кількості окремих зубців по ходу обертання осі. Це можна виконувати за допомогою додаткового СКТО, який виконує вимірювання з великим кроком.

# 4 КОНСТРУЮВАННЯ СИЛОВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

## 4.1 Проектування механічних перетворювачів навантаження

Вимірювання сил здійснюють двома способами. Перший спосіб заснований на вимірюванні деформації (тензометруванні) вузлів, що передають або сприймають досліджувану силу. Можливість використання цього способу вимірювання сил визначається декількома умовами. Перш за все матеріал об'єкту наклейки тензорезисторів повинен в діапазоні вимірювань сил обов'язково працювати в межах пропорційності, інакше деформація буде нелінійно пов'язана з силою, що визначається, що істотно ускладнює обробку результатів, і тому можуть мати місце похибки внаслідок гістерезису. Крім того, вимірювана деформація повинна бути однозначно пов'язана з силою, що визначається, інакше в результат будуть внесені похибки, викликані дією інших сил. Бажано, щоб тензометрована деталь була легкозйомною, щоб вона могла бути піддана градуюванню. Якщо цього зробити не можна, то форма такої деталі повинна бути достатньо простою, а поперечний перетин відомий з достатньою точністю, з тим щоб сили можна було визначати розрахунковим шляхом по деформаціях, не вносячи неприпустимої похибки в результати визначення значень сил. Нарешті, робочий перетин тензометрованої деталі повинен бути таким, щоб напруги в ній при максимальній вимірюваній силі складали не менше 0,05—0,06 ГПа (для сталі); при менших напругах чутливість такого способу вимірювань сил недостатня. У тих випадках, коли це можливо, при проведенні досліджень вдаються до зменшення перетину деталі, яка використовується для силовимірювання, змінюючи її розміри механічною обробкою (сточування, фрезерування і т. д.). З точки зору використання такого методу при діагностуванні ШГНУ слід зауважити, що він не може бути використаний як промисловий, а тільки як дослідно-екпериментальний.

Інший спосіб визначення сил полягає у введенні спеціального тензорезистивного перетворювача сили в розрив досліджуваної силової ланки (динамометрування). При цьому одержують точніші результати, оскільки можна використовувати силовимірювачі, що піддаються попередньому градуюванню, виконані зі спеціальної сталі. Додаткові силовимірювачі дозволяють вимірювати значення сил, коли безпосередня наклейка тензорезисторів на об'єкт дослідження дуже складна або практично неможлива (наприклад, на багатожильних канатах). На час випробувань силовимірювачами можуть замінюватися окремі деталі досліджуваної машини; наприклад, одна ланка, що має складну конфігурацію, може бути замінена для вимірювання сил спеціальною силовимірювальною ланкою.

Силовимірювачі можуть бути багатокомпонентними, якщо необхідно в результаті експерименту одержати окремі складові діючих сил.

Не зупиняючись на вимірюванні сил за першим способом (оскільки цей спосіб зводиться до розрахунку сил, що визначаються за величинами виміряних деформацій), розглянемо декілька основних конструкцій силовимірювачів, що можуть застосовуватись для динамографування ШГНУ.

В даний час промисловість випускає декілька типів силовимірювачів. Проте з їх допомогою можна вирішувати тільки обмежену (хоча і досить значну) кількість завдань. Це пов'язано в першу чергу з усталеними габаритними розмірами таких силовимірювачів, які можуть не вписуватися в конструктив необхідного динамографа.

У табл.4.1 приведені схеми чутливих елементів, що застосовуються для тензорезистивних силовимірювачів, і основні формули для їх розрахунку. Коефіцієнти перетворення силовимірювачів відповідають співвідношенню: $K = \frac{n\varepsilon_t}{P}$ мкм/м*Н-1, де $P$ — вимірювана сила, Н.

У графі 4 приведені розрахункові формули, за допомогою яких можна визначати прогин, деформацію або кут закручування чутливого елементу.

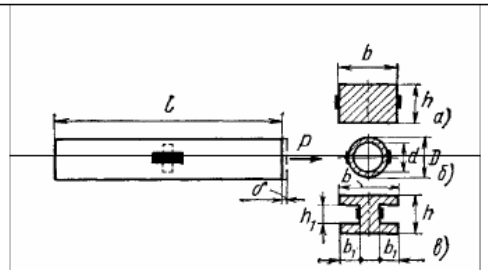
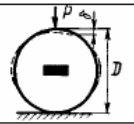
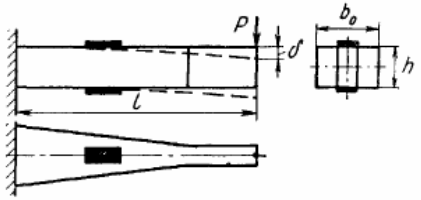
Для вимірювання сил часто застосовують чутливі елементи у формі стрижня (табл.4.1, схема 1). Перетин стрижня може бути прямокутним, круглим або профільним, наприклад у вигляді двотавра. На стрижні у напрямі поздовжньої осі з однією або з двох сторін симетрично наклеєні активні тензорезистори. Впоперек осі можуть бути наклеєні відповідно один або два тензорезистори температурної компенсації. Якщо застосовують два активних тензорезистори, то їх включають послідовно в одне плече напівмостової схеми, що в значній мірі виключає вплив деформацій згину стрижня на результати вимірювань. Компенсаційні тензорезистори включають в інше плече мостової схеми; окрім забезпечення термокомпенсації, тензорезистори, наклеєні впоперек, збільшують коефіцієнт перетворення в $(1 + \mu)$ разів, де $\mu$ - коефіцієнт Пуассона (приблизно на 30% для чутливого елементу із сталі), за рахунок дії на ці тензорезистори поперечних деформацій.

Як видно, формули розрахунку таких чутливих елементів надзвичайно прості. Проте рівномірний напружений стан в стрижні забезпечити досить важко, оскільки точка прикладення сили практично ніколи не лежить точно на поздовжній осі стержня. Внаслідок неминучої конструктивної недосконалості перетворювача, напрям дії сили завжди утворює деякий кут з віссю стрижня. Через це в стрижні утворюються поперечні сили і моменти, що викликають деформації стрижня, які непропорційні силам, що прикладаються до нього.

Для виключення цієї похибки наклеєні на стрижень тензорезистори сполучають так, щоб у вихідному сигналі перетворювача були відсутні складові від деформацій згину. Проте через неточність обробки стрижня, неточності наклейки тензорезисторів та можливої відмінності в їх чутливості повної компенсації впливу цих деформацій не досягається.

З метою зниження ефекту від дії поперечних сил і моментів стрижень може бути виконаний порожнистим або профільним, так щоб при тій же площі поперечного перетину момент опору вигину по поздовжній осі був більший. У тих випадках, коли відомий переважаючий напрям дії поперечної сили, застосовують прямокутний або двотавровий перетин чутливого елементу, зорієнтований так, щоб найбільший момент опору був в площині дії поперечної сили.

Основні схеми і формули для визначення характеристик тензометричних силовимірювальних перетворювачів

| № | Фізична схема | Коефіцієнт перетворення Кпс, мкм/м·Н$^{-1}$ | Деформація чутливого елемента $\delta$, мм |
|---|---|---|---|
| 1 |  | $\frac{10^3 n}{ES}$-при поздовжніх тензорезисторах<br>$\frac{10^3 n(1+\mu)}{ES}$-при поздовжніх і поперечних тензорезисторах, де :<br>$n$-число активних плеч моста перетворювача<br>$S$-поперечний перетин, причому для січень:<br>$S_a = bh,\ S_b = \frac{\pi(D^2 - d^2)}{4},\ S_B = bh - 2b_1h_1$<br>$E$-модуль пружності, ГПа<br>$\mu$ - коефіцієнт Пуасона | $\frac{lP}{10^3 ES}$<br>де $P$-сила, Н |
| 2 |  | $D = 0{,}1\sqrt{P_{\max}}$-діаметр стальної кулі, мм<br>$P_{\max}$-максимальна вимірювана сила, Н | $\approx \frac{P}{10^3 DE}$ |
| 3 |  | $6 \cdot 10^3 \cdot \frac{nl}{b_0 \cdot h^2 \cdot E}$ | $\frac{6 \cdot l^3 P}{10^3 b_0 h^3 E}$ |

Таблиця 4.1 – Схеми вимірювання сили

Продовження таблиці 4.1 – Схеми вимірювання сили

| № | Фізична схема | Коефіцієнт перетворення Кпс, мкм/м·Н$^{-1}$ | Деформація чутливого елемента $\delta$, мм |
|---|---|---|---|
| 4 |  | $6\cdot10^3\dfrac{na}{bh^2\cdot E}$ - для січення (а)<br>$\dfrac{32}{\pi}\cdot\dfrac{10^3\cdot nDa}{\left(D^4-d^4\right)\cdot E}$ - для січення (б) | $\dfrac{4l^3F}{10^3bh^3E}$ - для січ. (а)<br>$\dfrac{64}{3\pi}\cdot\dfrac{7l^3P}{10^3\left(D^4-d^4\right)E}$ -для (б) |
| 5 |  | $\dfrac{1{,}5\cdot10^3\cdot nl}{b_0h^2E}$ - для січення (а)<br>$\dfrac{8}{\pi}\cdot\dfrac{10^3nDl}{(D^4-d^4)E}$ - для січення (б) | $\dfrac{0{,}25l^3P}{10^3bh^3E}$ - для (а)<br>$\dfrac{4}{3\cdot\pi}\cdot\dfrac{l^3P}{10^3\left(D^4-d^4\right)E}$ -для(б) |
| 6 |  | $\dfrac{6\cdot10^3na}{bh^2\cdot E}$ - для січення (а)<br>$\dfrac{32}{\pi}\cdot\dfrac{10^3\cdot na\cdot D}{(D^4-d^4)E}$ - для січення (б) | $\dfrac{1{,}5\cdot al^2\cdot P}{10^3bh^3E}$ - для (а)<br>$\dfrac{8}{\pi}\cdot\dfrac{2{,}5al^2\cdot P}{10^3\left(D^4-d^4\right)E}$ - для (б) |
| 7 |  | $1{,}5\cdot10^3\cdot\dfrac{nD(\pi-2)}{\pi bh^2\cdot E}$ | $\dfrac{1{,}5\left(\dfrac{\pi}{4}-\dfrac{2}{\pi}\right)\cdot D^3P}{10^3bh^3E}$ |

Продовження таблиці 4.1 – Схеми вимірювання сили

| № | Фізична схема | Коефіцієнт перетворення Кпс, мкм/м·Н$^{-1}$ | Деформація чутливого елемента $\delta$, мм |
|---|---|---|---|
| 8 |  | $\approx \dfrac{1{,}5\cdot 10^3(1+\mu)\cdot\left(\ln\left(\dfrac{D}{d}\right)+0{,}5\left(\dfrac{d^2}{D^2}\right)-0{,}5\right)}{\pi h^2\cdot E}$<br>$d$-діаметр поверхні прикладення сили до мембрани | $\dfrac{3P(1-\mu^2)D^2}{16\cdot 10^3\cdot h^3\cdot E}$ |
| 9 |  | $\dfrac{0{,}5\cdot 10^3 nL}{bh^2\cdot Gq}$ - для (а), де $L=\dfrac{M}{P}$ - плече прикладення сили; $M$ - момент сили, Нм<br>$G$ - модуль зсуву, ГПа , при b/h = 1, q = 0,209; при b/h = 3, q = 0,269;<br>при b/h = 10, q = 0,312;<br>$\dfrac{8}{\pi}\cdot 10^3\cdot\dfrac{nLD}{(D^4-d^4)G}$ - для січення (б) | Кут закручування:<br>$\dfrac{16\cdot Ml}{b^3h\left[5{,}3-\dfrac{3{,}6b}{h}\cdot\left(1-\dfrac{0{,}08b^4}{h^4}\right)\right]\cdot G}$<br>- для (а)<br>$\dfrac{32Ml}{\pi(D^4-d^4)G}$ - для (б) |

У силовимірювачах промислового виготовлення застосовують складніший, але і ефективніший спосіб виключення впливу деформацій згину[і]. Для цього чутливий елемент встановлюють в корпусі перетворювача, що має одну або дві мембрани. Останні мають високу жорсткість відносно сил, що діють в площині мембран, і малу відносно вимірюваних сил, що вигинають мембрани.

У зв'язку із складністю виключення впливу деформацій згину, особливо під дією стискаючих сил, силовимірювачі з чутливими елементами у формі стрижнів застосовують при експериментальних дослідженнях (для вимірювання в основному розтягуючих сил величиною більше 5 кН).

При менших величинах сил відношення поперечного перетину до довжини чутливих елементів виходить дуже малим, що приводить до швидкої втрати поздовжньої стійкості.

Чутливий елемент у формі кулі (табл.4.1, схема 2) меншим чином реагує на прикладення вимірюваних сил позацентрово або під кутом. Сферичні чутливі елементи застосовують в силовимірювачах непромислового виготовлення, призначених для вимірювання стискаючих сил (звичайно більше 50 кН). Тензорезистори наклеюють на екваторіальну частину кулі, а вимірювані сили через спеціальні сферичні опори прикладають до полюсів. Кращі часові характеристики такого чутливого елементу можна одержати, якщо замість наклеюваних тензорезисторів на екваторіальну частину кулі намотати тензочутливий дріт.

Чутливі елементи, що працюють на вигин, використовують для вимірювання невеликих сил (до 0,2—5 кН). Частіше застосовують консольні чутливі елементи (схеми 3 і 4) і рідше елементи у вигляді двоопорних балок (схеми 5 і 6), що пояснюється швидше за все неможливістю жорсткої фіксації двоопорних чутливих елементів.

У консольних балках рівного перетину (схема 3) деформації по довжині тензорезистора непостійні, величина середньої деформації тензорезистора залежить від точності його розташування щодо точки прикладення сили.

Збільшення максимальної величини сигналу на виході перетворювача при виключенні впливу неточності розташування тензорезистора можна одержати в перетворювачах, де чутливий елемент виконаний у формі консольної балки рівного опору згину (схема 4). Проте при рівних напругах нелінійність балки рівного опору вигину більша (приблизно на 10%), ніж нелінійність балки рівного перетину. Істотна для результатів вимірювань нелінійність консольних балок починає спостерігатися при прогинах в 0,15 від прольоту *l*. Нелінійність консольних чутливих елементів пояснюється зміною плеча прикладення сили при прогині консолі.

Кільцеві чутливі елементи (схема 7) знаходять досить широке застосування в перетворювачах як промислового виробництва, так і в перетворювачах, що спеціально виготовляються для проведення експериментальних досліджень, внаслідок простоти виготовлення, зручності монтажу тензорезисторів і захисту їх від зовнішніх дій. Кільцеві чутливі елементи звичайно застосовують для вимірювання сил в діапазоні 0,5—10 кН. Для вимірювання сил менше 0,5 кН кільцеві елементи виходять дуже малих геометричних розмірів, що ускладнює монтаж тензорезисторів.

Недолік кільцевих чутливих елементів полягає в тому, що вони мають відносно велику нелінійність при навантаженні, плечі прикладення сил при деформації кільця змінюються значніше, ніж у чутливих елементів інших типів.

Для силовимірювачів застосовують також чутливі елементи у формі мембрани (схема 8). Такі чутливі елементи можна застосовувати в перетворювачах, розрахованих для вимірювання як малих, так і великих сил. На схемі 9 представлений торсіонний чутливий елемент. До вільного кінця стрижня через важіль довжиною $L$ прикладають вимірювану силу, що викликає закручування стрижня і появу на поверхні стрижня деформацій, направлених під кутом до його осі. Найбільша деформація має місце під кутом 45° до осі стрижня.

Вибір схеми чутливого елемента при конструюванні давача навантаження динамографа залишається вільним вибором конструктора і залежить до певної міри від технологічних можливостей виробництва. Звичайно реальні силовимірювальні елементи можуть сильно відрізнятись від вищеописних схем, ускладнюючись додатковими елементами, що покращують характеристики силовимірювачів. Одна з таких конструкцій наведена на Рисунок 4.1.

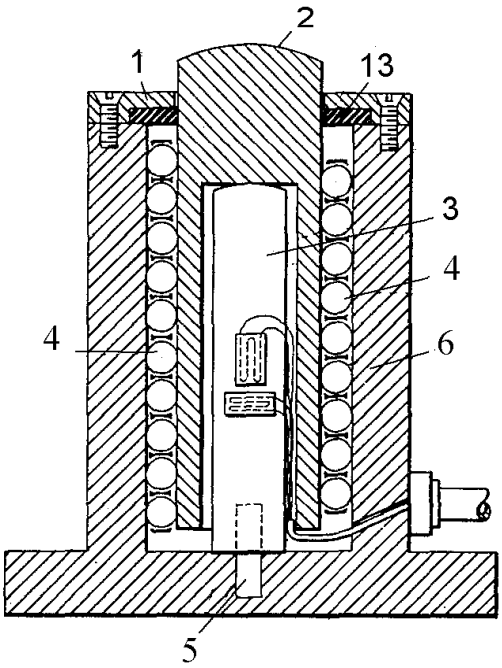



Рисунок 4.1 - Силовимірювач тензометричний

Силовимірювач складається з силосприймаючої опори (2), положення якої в просторі стабілізується за допомогою кришки з направляючим отвором (1) та кульок, розділених сепараторами (4), які опираються на корпус (6). Таким чином, силосприймаюча опора може вільно рухатись тільки вздовж своєї осі. Зусилля від неї передається на вимірювальний стержень (3), на який наклеєні тензорезистори, що вимірюють його поздовжню деформацію. Положення вимірювального стержня фіксовано гвинтовим з'єднанням (5).

Особливістю такої (і подібних) конструкцій є зменшення впливу зусиль, вектор прикладення яких не збігається з вектором основного зусилля. Комбінуючи деяку кількість таких силовимірювачів (два, три і більше), можна

створити перетворювач навантаження динамографа, стійкий до завад типу нерівності поверхонь траверс та непаралельності їх площин.

При конструюванні силовимірювальних перетворювачів тензометричного типу значну допомогу можуть надати числові методи імітаційного моделювання деформацій в твердих тілах, реалізовані програмно в той чи інший спосіб. Як правило, переважна більшість програм реалізує метод кінцевих елементів, коли механічна конструкція розбивається на достатньо велику кількість об'ємних елементів відомої форми, для кожного з яких проводиться розрахунок напружень, деформацій, тощо. На Рисунок 4.2 наведений результат розбиття моделі експериментального давача навантаження динамографа на кінцеві елементи, за допомогою програми "CosmosWorks". Результати розрахунків дозволяють побудувати об'ємні поля напружень та деформацій, які будучи візуалізовані в формі кольорів та відтінків, допомогають правильно розміщувати тензорезистори. Існуюче на сьогодні програмне забезпечення дозволяє у відносно довільних межах змінювати вектор прикладення навантаження на модель давача, температуру матеріалу та сам матеріал деформованого елемента, чим надає додаткову інформацію для проектувальника даного виду обладнання та зменшує кількість експериментальних робіт. На Рисунок 4.3 наведено типовий результат моделювання напруження деформованого тіла під дією зовнішнього навантаження. Ліворуч від моделі наведена шкала, яка ставить у відповідність значенню напруження відповідний відтінок кольору, причому червоному кольору відповідає максимум напруження, а синьому – мінімум.

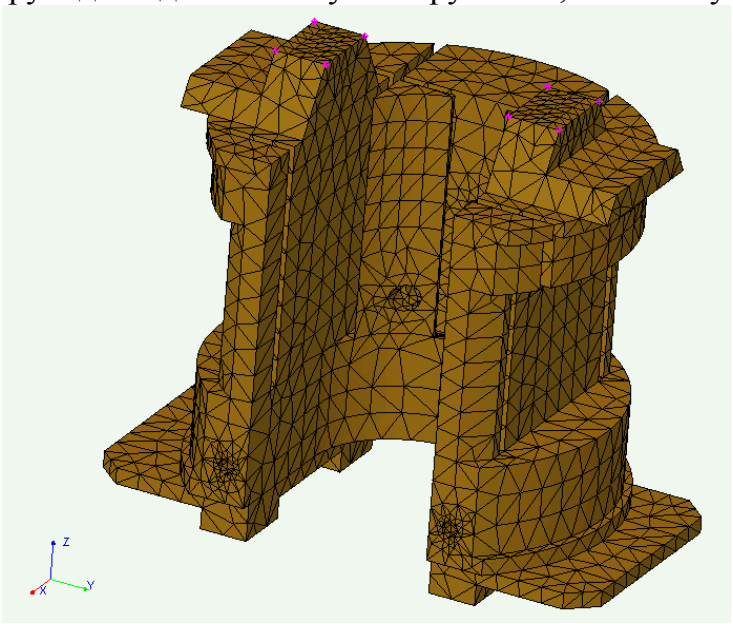



Рисунок 4.2 - Вигляд моделі давача навантаження після розбиття на кінцеві елементи

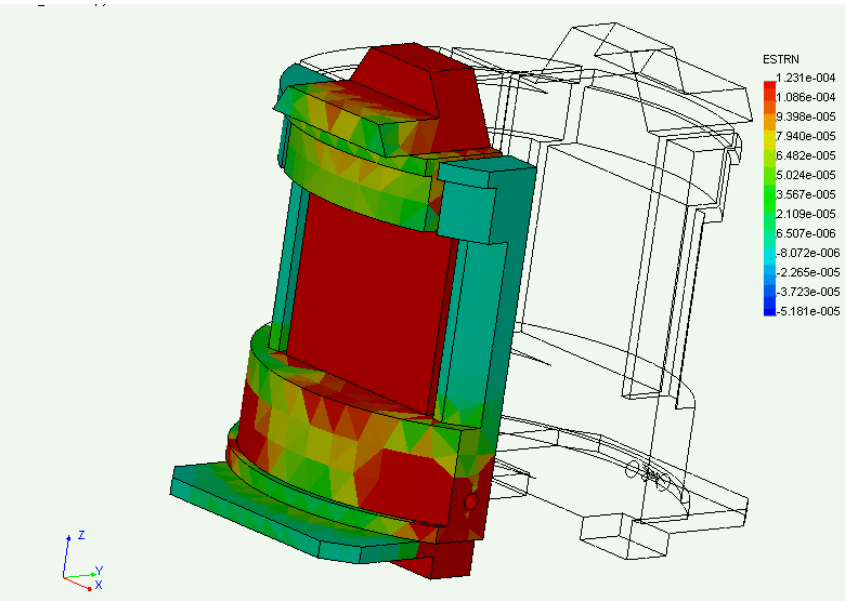



Рисунок 4.3 - Об’ємний розподіл напруження під дією зовнішніх сил. Результат числового моделювання

Можливість побудови зображення на площині, якою можна довільно перетнути досліджувану модель, дає можливість досліджувати напруження у внутрішніх шарах моделі. Таким же чином можна досліджувати не тільки напруження, а й деформацію моделі давача навантаження. Одержані таким чином результати не можуть розглядатись як заміна експериментальних даних, а лише як їх доповнення, або ж як попередні експериментальні дослідження. Пов’язано це з особливістю застосування методів кінцевих елементів, які надзвичайно критичні до механічного руху частин – складових моделі. За допомогою програмного забезпечення, призначеного для моделювання напружень в твердих тілах, не можна простим чином імітувати процеси в рухомих тілах, наприклад, важільних механізмах. Тому треба надзвичайно уважно ставитись до прикладення навантаження, вибору фіксованих (нерухомих) зон моделі і до можливих процесів міждетального проковзування (які вносять похибку в результати) під час проведення процесу моделювання. Одержані дані слід розглядати якомога більш критично, відкидаючи сумнівні. Правильність побудови моделі, правильність вибору меж напряму та значення прикладених зовнішніх сил набувається з досвідом.

Важливим при створенні деформованих елементів силовимірювачів є вибір матеріалу. Для побудови динамометричних перетворювачів слід використовувати матеріали з високими пружними та механічними властивостями, антикорозійністю та технологічністю. Недосконаліть пружних властивостей матеріалу може бути причиною похибок (гістерезис, пружні та пластичні залишкові явища, релаксація), що проявляють себе в спотворенні пружної характеристики пружинних елементів та зміні їх фізико-механічних властивостей. Це стосується як пружин зі значним переміщенням, так і для пружно-деформованих елементів. В таблиці 4.2 наведені основні характеристики матеріалів, які можуть бути рекомендовані для виготовлення силочутливих елементів динамографів.

Таблиця 4.2 – Характеристики матеріалів для тензометрів

| Матеріал | Хімічний склад, % | Межа міцності, ГПа | Межа текучості, ГПа | Межа втоми ГПа | Модуль пружності, ГПа | Модуль зсуву, ГПа | Відносне видовж. % | Відносне звуження % | Коеф. лін. розширення, $1/К*10^{-6}$ | Питома маса, $кг/см^3$ | Термообробка, $^0К$ (Тз-закал.) (Тв-відпуск) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Сталі вуглецеві підвищ. міцності У8А, У12А | 0,75-1,24 С<br>0,15-0,30 Mn<br>0,15-0,30 Si<br>Cr ≤ 0,15<br>Ni+Cu ≤ 0,2 | 0,75-1,2 | – | – | 200 | 80,8 | 10-15 | – | 11 | 7,87 | Тз=1040..1060<br>Тв=620..690 |
| Сталі вуглецеві 65, 70 | 0,62-0,75 С<br>0,50-0,80 Mn<br>0,17-0,37 Si<br>Cr ≤ 0,25<br>Ni ≤ 0,25 | 1,0<br>1,05 | 0,8<br>0,85 | 0,35<br>0,47 | 210 | 80,8<br>79,5 | 8<br>9 | 30<br>35 | 11,8<br>11,5 | 7,81 | Тз=1100<br>Тв=750 |
| Сталі кремнієвмісні 60С2, 60С2А | 0,56-0,64 С<br>0,6-0,9 Mn<br>1,6-2,0 Si<br>Cr ≤ 0,3<br>Ni ≤ 0,4 | 1,3<br>1,6 | 1,2<br>1,4 | 0,5<br>– | 205<br>200 | 80<br>87 | 5<br>7 | 25<br>20 | –<br>– | –<br>– | Тз=1140<br>Тв=730 |
| Сталь вольфрамо-кремнієвмісна 65С2ВА | 0,61-0,69 С<br>0,7-1,0 Mn<br>1,5-2,0 Si<br>Cr ≤ 0,3<br>Ni ≤ 0,4<br>0,8-1,2W | 1,9 | 1,7 | – | 190 | 78,5 | 5 | 20 | – | – | Тз=1120<br>Тв=690 |
| Сталь хромиста 4Х13 | 0,35-0,45 С<br>Mn≤ 0,6<br>Si ≤ 0,6<br>12-14 Cr<br>Ni ≤ 0,6 | 1,7 | 1,4 | – | 223 | 87 | 4 | 8 | – | – | Тз=1320..1370<br>Тв=470..570 |
| Бронза берилієва Б2 (Б2, 5) | 0,2-0,5 Ni<br>1,9-2,6 Be<br>решта Cu | 0,5-1,35 | 0,3-1,28 | – | 117-135 | – | 3-40 | – | – | 16,6 | Тз=1030..1050<br>Тв=500 |

Продовження таблиці 4.2 – Характеристики матеріалів для тензометрів

| Матеріал | Хімічний склад, % | Межа міцності, ГПа | Межа текучості, ГПа | Межа втоми ГПа | Модуль пружності, ГПа | Модуль зсуву, ГПа | Відносне видовж. % | Відносне звуження % | Коеф. лін. розширення, $1/K*10^{-6}$ | Питома маса, $кг/см^3$ | Термообробка, $^0K$ (Тз-закал.) (Тв-відпуск) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Сталі вуглецеві підвищ. міцності У8А, У12А | 0,75-1,24 C<br>0,15-0,30 Mn<br>0,15-0,30 Si<br>Cr ≤ 0,15<br>Ni+Cu ≤ 0,2 | 0,75-1,2 | – | – | 200 | 80,8 | 10-15 | – | 11 | 7,87 | Тз=1040..1060<br>Тв=620..690 |
| Сталі вуглецеві 65, 70 | 0,62-0,75 C<br>0,50-0,80 Mn<br>0,17-0,37 Si<br>Cr ≤ 0,25<br>Ni ≤ 0,25 | 1,0<br>1,05 | 0,8<br>0,85 | 0,35<br>0,47 | 210 | 80,8<br>79,5 | 8<br>9 | 30<br>35 | 11,8<br>11,5 | 7,81 | Тз=1100<br>Тв=750 |
| Сталі кремнієвмісні 60С2, 60С2А | 0,56-0,64 C<br>0,6-0,9 Mn<br>1,6-2,0 Si<br>Cr ≤ 0,3<br>Ni ≤ 0,4 | 1,3<br>1,6 | 1,2<br>1,4 | 0,5<br>– | 205<br>200 | 80<br>87 | 5<br>7 | 25<br>20 | –<br>– | –<br>– | Тз=1140<br>Тв=730 |
| Сталь вольфрамо-кремнієвмісна 65С2ВА | 0,61-0,69 C<br>0,7-1,0 Mn<br>1,5-2,0 Si<br>Cr ≤ 0,3<br>Ni ≤ 0,4<br>0,8-1,2W | 1,9 | 1,7 | – | 190 | 78,5 | 5 | 20 | – | – | Тз=1120<br>Тв=690 |
| Сталь хромиста 4Х13 | 0,35-0,45 C<br>Mn≤ 0,6<br>Si ≤ 0,6<br>12-14 Cr<br>Ni ≤ 0,6 | 1,7 | 1,4 | – | 223 | 87 | 4 | 8 | – | – | Тз=1320..1370<br>Тв=470..570 |
| Бронза берилієва Б2 (Б2, 5) | 0,2-0,5 Ni<br>1,9-2,6 Be<br>решта Cu | 0,5-1,35 | 0,3-1,28 | – | 117-135 | – | 3-40 | – | – | 16,6 | Тз=1030..1050<br>Тв=500 |

## 4.2 Проектування електричних перетворювачів давачів навантаження

При проектуванні електричної частини силовимірювальних перетворювачів актуальною є проблема забезпечення точності перетворення та мінімізації вкладу похибки електричного тракту до загальної величини похибки вимірювань. Ця проблема є особливо актуальною, враховуючи широкий температурний діапазон застосування динамографічних перетворювачів, що практично складає $\Delta T \in$-40..+40 $^0$C. Оскільки левову долю загальної кількості силовимірювальних перетворювачів на сьогодні складають тензометричні та індукційні, зупинимось детальніше на розгляді саме таких перетворювачів. Що стосується ультразвукових перетворювачів, то розгляд побудови для непрямого силовимірювання таких систем зумовлює розгляд застосування цифрових сигнальних процесорів, програмованих логічних матриць і т.п. засобів для реалізації цифрових способів обробки високочастотних сигналів, і через свою громіздкість виходить за межі даної роботи.

### 4.2.1 Тензорезистивні перетворювачі

Як правило використовуються у вигляді мостових схем різних конфігурацій. Вихідний диференційний сигнал від типового тензорезистивного моста, виконаного на базі фольгових або дротяних тензорезисторів, може складати декілька мілівольт для всього діапазону навантажень. Для призведення його до діапазону вимірювання сучасних АЦП (типове значення 0..5В.), такий сигнал слід підсилити у 10...1000 разів, в залежності від розрядності аналогово-цифрового перетворювача. Для підсилення слід використати окремі інструментальні підсилювачі або підсилювачі, вбудовані в інтегральну схему АЦП. Побудову відомої схеми інструментального підсилювача на окремих трьох операційних підсилювачах на даному етапі слід вважати недоцільною, оскільки його температурні показники будуть гіршими від інтегрального аналога. Підсилювач повинен забезпечувати максимальну термостабільність при підсиленні постійного струму. Існуючі на даний час інструментальні підсилювачі здатні забезпечити необхідні метрологічні характеристики (похибка $\delta \le 0{,}1\%$ )при мінімальних затратах на конструювання.

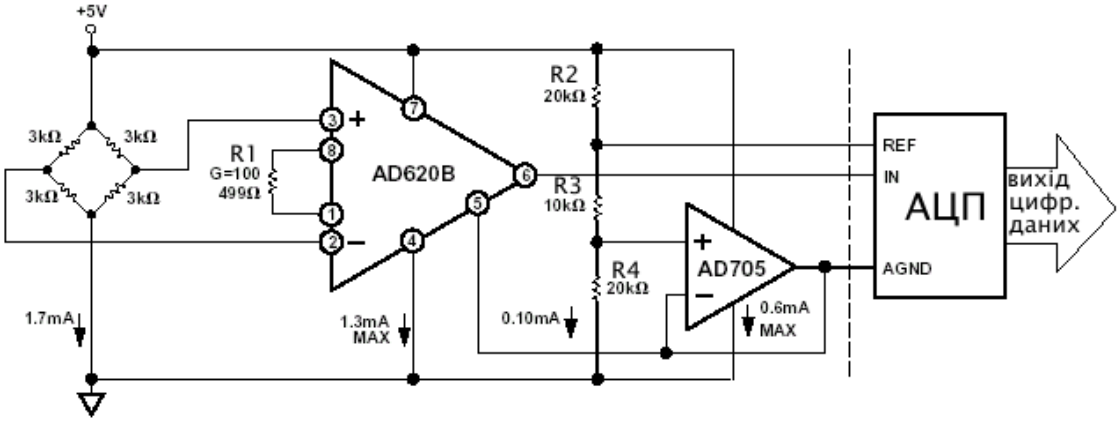



Рисунок 4.4 - Використання інструментального підсилювача при побудові електричної частини силовимірювальних перетворювачів

В даному випадку використаний інструментальний підсилювач AD620 (виробник Analog Devices) із зовнішнім резистором R1, який задає коефіцієнт передачі за напругою $K_u = G = 100$. Для зміни коефіцієнта підсилення слід змінювати опір цього резистора. При цьому для забезпечення стабільних температурних характеристик практичної схеми необхідно вибирати резистори з класом точності не гіршим 0,1%. Такі ж вимоги стосуються резисторів R2, R3, R4, які утворюють подільники напруги для формування опорної напруги, що надходить на вхід REF АЦП, та для формування нульового потенціалу АЦП (вхід AGND). Для забезпечення підсилення струму, одержаного від резистивного подільника, використаний повторювач напруги, виконаний на прецизійному операційному підсилювачі AD705.

Більш простий варіант такої схеми полягає у використанні інструментальних підсилювачів з фіксованим підсиленням (наприклад, INA141, виробник Burr-Brown/Texas Instruments), які не потребують зовнішніх резисторів для встановлення підсилення. Вказаний вище інструментальний підсилювач INA141 забезпечує переключення коефіцієнта передачі $K_u = 10 | 100$ в залежності від наявності/відсутності провідної перетинки між виводами (1) та (8).

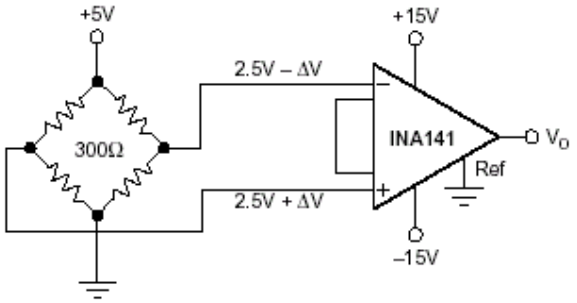



Рисунок 4.4 - Спрощена схема використання інструментального підсилювача в тензометричних перетворювачах

Як видно, така схема не потребує використання будь-яких інших зовнішніх компонентів на платі силовимірювального перетворювача. Вихідний сигнал може надходити на вхід будь-якого високорозрядного АЦП. Інший підхід в побудові електричної частини силовимірювального перетворювача полягає в використанні спеціалізованих АЦП високої степені інтеграції, призначених для побудови ваговимірювальних систем. Прикладом такої мікросхеми є AD7714 серії AD77xx (Analog Devices).

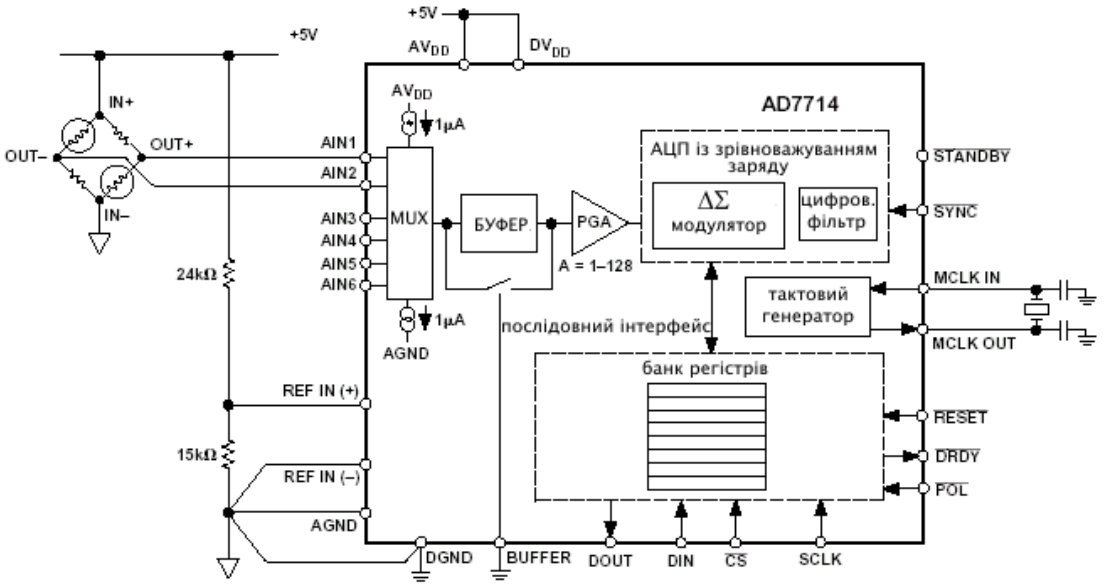



Рисунок 4.5 - Побудова вимірювального перетворювача на АЦП AD7714

Немає потреби відмічати, що резистивний подільник з резисторів 24кОм та 15кОм слід виконати з високоточних (0,1%) резисторів, оскільки такий подільник формує опорну напругу АЦП.

Перевагою схеми є її простота та наявність цифрового сигналу в послідовному коді (стандарт – шина SPI) на виході. Крім того, для функціонування такої схеми необхідна тільки одна напруга живлення +5В.

Недоліки такої реалізації полягають в складності одержання даних від декількох мостових перетворювачів внаслідок інерційності процесу переключення між каналами, що зумовлене великою довжиною буфера внутрішнього цифрового фільтра. Це означає, що після переключення каналу на інший мостовий перетворювач для мікросхеми AD7714 слід пропустити 22 значення оцифрованих відліків, і тільки починаючи з 23-го дані будуть істинними. Враховуючи необхідність налаштування частоти внутрішнього фільтра на 50Гц для ефективного зниження рівня завад промислової мережі живлення, що прямо зв’язано з швидкодією оцифровки тензометричних даних, одержимо, що за час 1сек можна одержати тільки 2 правильних відліки з двох мостових перетворювачів або 50 правильних відліків з одного. Якщо для одномостової схеми 50 відліків/сек є нормальним значенням для представлення динамограми тривалістю від 3 до 15 сек, то побудова двомостової схеми в такій реалізації потребує збільшення частоти вибірки до 500 відліків/сек, що погіршує шумові характеристики схеми. Крім того, мікросхеми серії AD77xx потребують більш складного у порівнянні із більш простими АЦП програмного забезпечення для свого функціонування.

Вибір АЦП для динамографічних перетворювачів зумовлюється їх достатніми швидкодією, розрядністю, лінійністю та простотою розробки і експлуатації. Для нормального представлення динамограми достатньо мати швидкість оцифровки даних на рівні 50 відліків/сек. Щодо розрядності, то попри широко впроваджений промисловий стандарт 12 біт, можна рекомендувати значення розрядності АЦП не менш, ніж 16. Це пояснюється необхідністю мати

запас роздільної здатності, та "буферних зон" зверху і знизу при розміщенні сигналу який підлягає аналогово-цифровому перетворенню. Вищесказане проілюстроване на Рисунок 4.6.

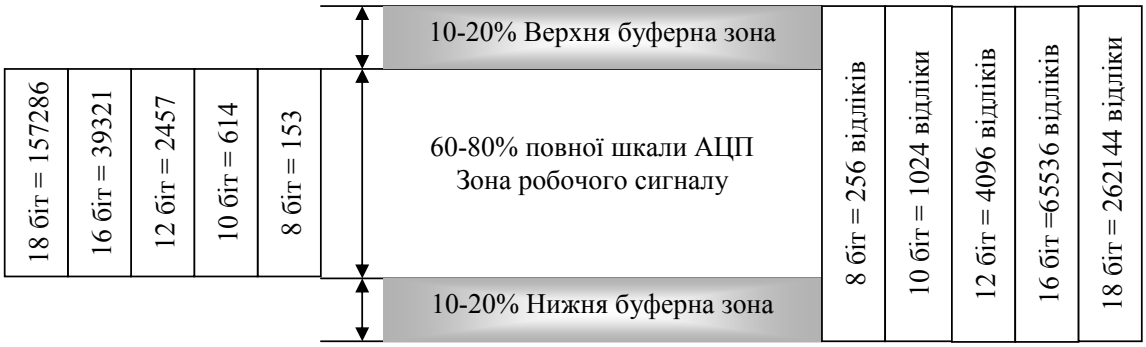



Рисунок 4.6 - Розміщення робочого сигналу в шкалі дискретизації АЦП

Тут наведені кількість відліків для повної (100%) та робочої (60%) шкали ідеальних АЦП розрядності 8,10,12,16 та 18. Необхідність буферних зон зумовлюється нестабільністю нульового рівня вхідного сигналу АЦП, що одержується або з виходу попереднього інструментального підсилювача, або безпосередньо з виходу тензомостової схеми. Нестабільність нульового рівня зумовлюється наявністю механічного гістерезису в матеріалі тензорезистивного перетворювача, температурним впливом на матеріали та компоненти вимірювальної системи, в меншій мірі – флуктуаціями іншого походження (дрейф, викликаний процесами старіння, впливу вологості, тиску, агресивних середовищ), а також деякими технологічними особливостями, наприклад похибкою ручного встановлення нульового рівня при роботі з накладними П-подібними силовимірювальними перетворювачами. При цьому вибір конкретного значення розміру (у відліках АЦП) буферних зон здійснюється розробником перетворювача виходячи з його конструкційних особливостей. З рисунку видно, що восьмирозрядний ідеальний АЦП забезпечує похибку вимірювання в зоні робочого сигналу $\delta_8 = \frac{100}{153} \approx 0{,}654\,\%$, 10-розрядний $\delta_{10} = \frac{100}{614} \approx 0{,}163\,\%$, 12-розрядний $\delta_{12} = \frac{100}{2457} \approx 0{,}04\,\%$, 16-розрядний $\delta_{16} = \frac{100}{39321} \approx 0{,}002\,\%$, а 18-розрядний $\delta_{18} = \frac{100}{157286} \approx 6{,}4 \cdot 10^{-4}\,\%$. Для забезпечення загальної похибки вимірювання на рівні 0,1% слід мінімізувати вплив похибки аналого-цифрового перетворення до рівня 0,01%, яким можна знехтувати. Видно, що для цього розрядність АЦП повинна бути не нижчою, ніж 16 розрядів.

## ПЕРЕЛІК РЕКОМЕНДОВАНИХ ДЖЕРЕЛ

1 Гук М.Ю. Аппаратные средства IBM PC. Энциклопедия. – СПб.: Питер, 2006.–1072с.:ил.
2 Гук М.Ю. Шины PCI, USB, FireWire. Энциклопедия.– СПб.: Питер,2005.–540с.:ил.
3 Ю. В. Новиков, О. А. Калашников, С. Э. Гуляев Разработка устройств сопряжения для персонального компьютера типа IBM PC. М.: 1998.–130с.:ил.
4 Ровінський В.А.,Євчук О.В. Основи цифрової техніки: Конспект лекцій.– Івано-Франківськ, 2006.–103с.:іл.
5 Ровінський В.А.,Євчук О.В. Мікроконтролери: Конспект лекцій.– Івано-Франківськ, 2003.–146с.:іл.
6 Сван Т. Освоение Turbo Assembler.–К.:1996.–544с.,ил.
7 Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: Пер. с англ.– Изд. 6-е.–М.: 2003.–704с., ил.
8 Маликов Г.Ф., Шнейдерман А.Ф., Шулемович А.М. Расчет упругих тензометрических элементов. – М.: Машиностроение, 1964. – 192с.